

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací
KAE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Nové topologie měničů pomocných pohonů pro
vozidla lehké trakce**

Vedoucí práce :
Autor :

Doc. Ing. Pavel Drábek, Ph.D.
Bc. Václav Nováček

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2013/2014

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Václav NOVÁČEK**
Osobní číslo: **E12N0092P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Dopravní elektroinženýrství a autoelektronika**
Název tématu: **Nové topologie měničů pomocných pohonů pro vozidla lehké trakce**
Zadávací katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

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

1. Přehled stávajících topologií měničů s galvanickým oddělením pro pomocné pohony.
2. Simulace nových topologií měničů pro pomocné pohony.
3. Dimenzování a návrh nových topologií měničů.
4. Zhodnocení.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího
Rozsah pracovní zprávy: 30 - 40 stran
Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická
Seznam odborné literatury:


Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce: **Doc. Ing. Pavel Drábek, Ph.D.**
Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Datum zadání diplomové práce: **14. října 2013**
Termín odevzdání diplomové práce: **12. května 2014**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 14. října 2013

Anotace

Diplomová práce se zabývá stávající problematikou návrhu a dimenzování topologií měničů pomocných pohonů pro vozidla lehké trakce. Předmětem práce je počítačová simulace topologií měničů pro pomocné pohony a návrh a dimenzování zvolené varianty.

Klíčová slova

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

Abstract

This thesis deals with current issues of design and sizing of topology converters auxiliary drives for light vehicles traction. The subject of the work is a computer simulation topologies auxiliary inverter and the design and sizing of the selected variant.

Key words

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

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval vedoucímu práce panu Doc. Ing. Pavlu Drábkovi, Ph.D. za příkladné vedení práce a poskytování svých cenných profesionálních zkušeností.

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 9. května 2014

.....

jméno a příjmení

Obsah

1	ÚVOD	8
2	PŘEHLED STÁVAJÍCÍ TOPOLOGIÍ MĚNIČŮ S GALVANICKÝM ODDĚLENÍM PRO POMOCNÉ POHONY	9
2.1	VARIANTA A	9
2.1.1	<i>Varianta A.1</i>	9
2.1.2	<i>Varianta A.2</i>	10
2.2	VARIANTA B	10
2.3	VARIANTA C	10
2.4	VARIANTA D	11
2.5	KRITÉRIA VÝBĚRU VHODNÉ TOPOLOGIE	11
3	SIMULACE NOVÝCH TOPOLOGIÍ MĚNIČŮ PRO POMOCNÉ POHONY...	12
3.1	MATEMATICKÝ MODEL JEDNOKVADRANTOVÉHO PULZNÍHO MĚNIČE	12
3.2	MATEMATICKÝ MODEL ČTYŘKVADRANTOVÉHO PULZNÍHO MĚNIČE	13
3.3	SIMULACE VARIANT A	15
3.3.1	<i>Výstupní charakteristiky pro statickou zátěž</i>	15
3.3.2	<i>Dynamická zátěž</i>	20
3.4	SIMULACE VARIANT B	22
3.4.1	<i>Výstupní charakteristiky pro statickou zátěž</i>	22
3.4.2	<i>Dynamická zátěž</i>	27
4	DIMENZOVÁNÍ A NÁVRH NOVÝCH TOPOLOGIÍ	28
4.1	VARIANTA A	28
4.1.1	<i>Návrh pulsního měniče pro snižování</i>	28
4.1.2	<i>Realizace 1f napěťového střídače</i>	35
4.1.3	<i>Návrh jednofázového transformátoru</i>	41
4.1.4	<i>Realizace 1f diodového usměřovače v můstkovém zapojení</i>	42
4.2	VARIANTA B	47
4.2.1	<i>Realizace 1f napěťového střídače</i>	47
4.2.2	<i>Návrh jednofázového transformátoru</i>	53
4.2.3	<i>Realizace 1f diodového usměřovače v můstkovém zapojení</i>	54
5	ELEKTROMAGNETICKÁ KOMPATIBILITA POMOCNÝCH POHONŮ	59

5.1	ROZSAH PLATNOSTI.....	- 59 -
5.2	DEFINICE	- 59 -
5.3	FUNKČNÍ KRITÉRIA	- 60 -
5.3.1	<i>Podmínky při zkoušení</i>	- 60 -
5.3.2	<i>Použitelnost</i>	- 61 -
5.3.3	<i>Zkoušky a meze emise</i>	- 61 -
5.3.4	<i>Zkoušky a meze odolnosti</i>	- 61 -
5.3.5	<i>Typické příklady zařízení drážního vozidla s jejich vstupy/výstupy:</i>	- 62 -
6	POMOCNÉ POHONY NA LOKOMOTIVĚ 90E	- 62 -
6.1	POMOCNÉ OBVODY (LO 13740 P)M	- 62 -
7	ZÁVĚR.....	- 66 -
8	POUŽITÁ LITERATURA	- 67 -
9	PŘÍLOHY	- 68 -
9.1	DATASHEET SEMiX604GB176HDS	- 68 -
9.2	DATASHEET SEMiX404GB12E4s	- 69 -
9.3	DATASHEET SKKD170F	- 70 -
9.4	DATASHEET FF650R17IE4D_B2.....	- 71 -
9.5	DATASHEET DD121S	- 72 -
9.6	ZKOUŠKY A MEZE EMISE.....	- 73 -
9.7	ZKOUŠKY A MEZE ODOLNOSTI	- 74 -

Seznam symbolů

PWM	Pulsní šířková modulace
1f, 3f	Jednofázový, třífázový
RMS Value	Efektivní hodnota
Mean Value	Střední hodnota
F_{PM}	Přenos pulzního měniče
PM	Pulzní měnič
U_s	Střední hodnota napětí
K_{PM}	Zesílení pulzního měniče
V_{m2}	Napětí na zátěži
A_{m2}	Proud zátěži
V_{m5}	Vstupní napětí
U_1	Vstupní napětí
V_{m1}	Napětí za LC filtrem
V_{m6}	Napětí snižovacího pulzního měniče
A_{m3}	Proud snižovacího pulzního měniče
V_{m4}	Napětí za střídačem
V_{m3}	Napětí za transformátorem
Dyn	časová změna zátěže
U_{vyst}	napětí na zátěži
I_{vyst}	proud zátěži
P_{SW_IGBT}	Střední hodnota spínacích ztrát tranzistoru
$P_{SW_ON_IGBT}$	Střední hodnota zapínacích ztrát tranzistoru
P_{FW_IGBT}	Střední hodnota vypínacích ztrát tranzistoru
P_{tot_IGBT}	Totální ztrátový výkon tranzistoru
$P_{SW_D(av)}$	Střední hodnota spínacích ztrát diody
$P_{FW_D(av)}$	Střední hodnota propustných ztrát diody
$P_{tot_D(av)}$	Totální ztrátový výkon diody
η	Účinnost
R_1, R_2	Odpor vinutí transformátoru (vstupní, výstupní)
$X_{\delta 1}, X_{\delta 2}$	Indukčnost vinutí transformátorem (vstupní, výstupní)
f	frekvence (kmitočet)
k	převod transformátoru

DC/AC

Stejnoseměrné/střídavé napájení

1 Úvod

Předkládaná práce popisuje obvyklé topologie vstupních měničů pomocných pohonů pro vozidla lehké trakce.

Text je rozdělen do pěti kategorií, kde první část se zabývá teoretickým rozбором současných topologií vstupních měničů pomocných pohonů. Druhá část popisuje simulaci vybraných variant vstupních měničů pomocných pohonů. Ve třetí části je proveden samostatný návrh dvou vybraných topologií. Pátá část popisuje zkoušky měničů z hlediska EMC, které musí splňovat. Šestá část je tvořena popisem pomocných pohonů lokomotivy Škoda 90E.

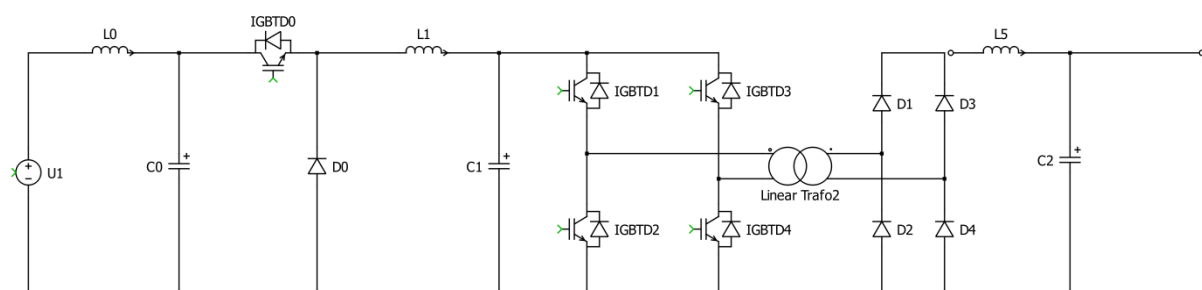
V příloze se nacházejí katalogové listy jednotlivých použitých prvků pro návrh.

2 Přehled stávající topologií měničů s galvanickým oddělením pro pomocné pohony

2.1 Varianta A

Schéma měniče pomocného pohonu je zobrazeno na obrázku 1. Pulsní měnič pro snižování napětí stabilizuje proměnné vstupní napětí. Napěťová hladina prvků pulsního měniče je volena 1700 V vzhledem k maximálním možným hodnotám trolejového napětí. Řízení měniče je provedeno pomocí pulsní šířkové modulace - PWM. Spínací frekvence se volí v řádu desítek kHz. Použití vyššího spínacího kmitočtu vede na menší (lehčí a levnější) indukčnost výstupního filtru, avšak velikost spínacího kmitočtu je omezena velikostí spínacích ztrát výkonového prvku.

Na výstupu pulsního měniče se dostane konstantní napětí, které napájí 1f napěťový střídač. Střídač je řízen pomocí obdélníkového řízení v plném otevření, aby byl schopen přenést maximální výkon. Díky stabilizovanému napětí na vstupu, může být napěťová hladina prvků 1f střídače 600 V (varianta A.1) resp. 1200 V (varianta A.2).[5,6,13,14]



Obrázek 1: varianta A

2.1.1 Varianta A.1

Varianta používá 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.

Oddělovací transformátor má za úkol galvanicky oddělit výstupní obvody od trolejového napětí.[5,6,13,14]

2.1.2 Varianta A.2

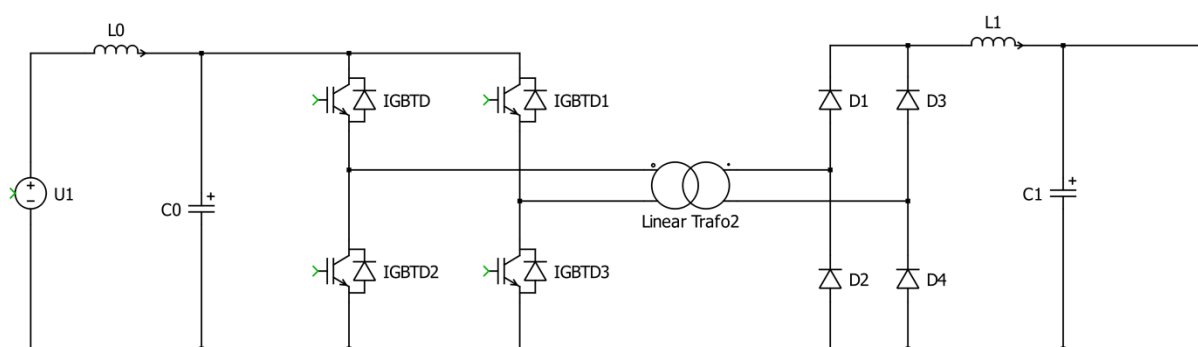
Varianta používá 1f střídače v napěťové hladině 1200 V. Pokud by došlo k proražení pulsního měniče, zapříčinilo by na vstupu 1f střídače plné trolejové napětí. Vzhledem k jeho maximální velikosti 900 V by, v případě varianty 1.1, došlo ke zničení 1f střídače. Aby se předešlo dalším škodám, je vhodné realizovat 1f střídač na napěťové hladině 1200 V.

Výstupní napětí transformátoru je usměrněno 1f diodovým usměrňovačem v můstkovém zapojení. [5,6,13,14]

2.2 Varianta B

Schéma měniče pomocného pohonu je vyobrazeno na obrázku 2. Vstupní napětí je připojeno přes vstupní filtr na 1f napěťový střídač. Maximální hodnota vstupního napětí (900V) je vysoká, volíme napěťovou hladinu výkonového modulu na 1700 V. Řízení střídače je širkové obdélníkové, aby bylo možné regulovat výstup střídače a tím reagovat na měnící se napěťové poměry na vstupu. [5,6,13,14]

Rozměry oddělovacího transformátoru Linear Trafo2 budou větší.

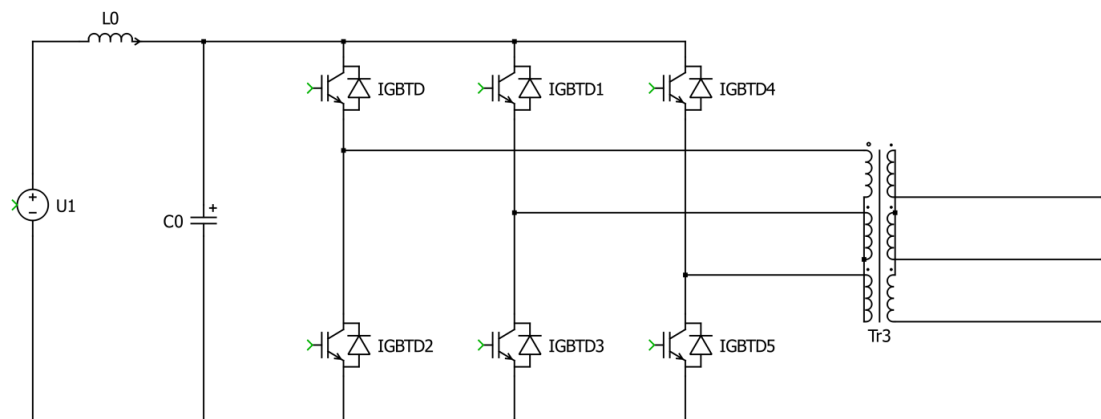


Obrázek 2: varianta B

2.3 Varianta C

Schéma měniče pomocného pohonu je předloženo na obrázku 3. Na vstup měniče je přes vstupní filtr 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 Tr3. Vzhledem k výstupnímu kmitočtu napětí 3f napěťového střídače, musí být použitý oddělovací transformátor navržen na síťový kmitočet 50 Hz. Provozní kmitočet

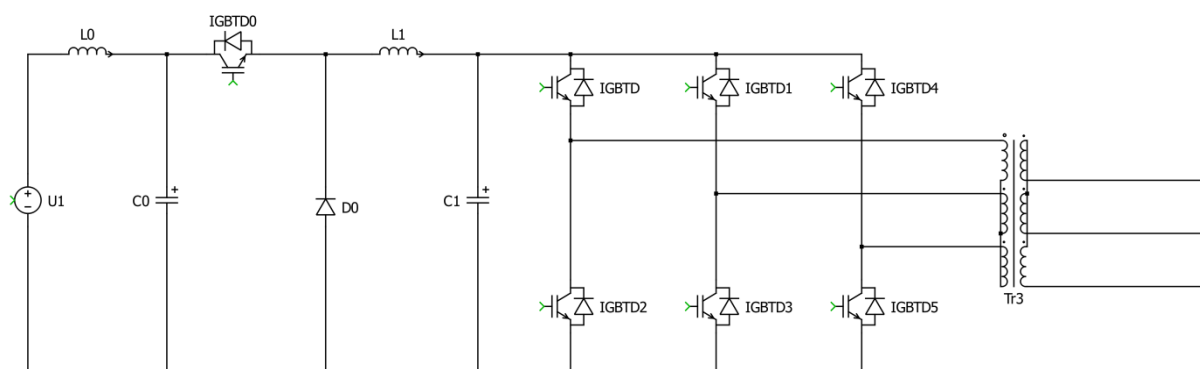
transformátoru je zásadní pro rozměr transformátoru. [5,6,13,14]



Obrázek 3: varianta C

2.4 Varianta D

Topologie měniče pomocného pohonu je uvedena na obrázku 4. Způsob topologie obvodu vychází z varianty 3. Třífázovému napět'ovému střídači je předřazen pulsní měnič pro snižování napětí. Tím je umožněno použití 3f střídače v napět'ové 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 C. Zásadní nevýhodu opět představuje nutnost použití transformátoru s provozní frekvencí 50 Hz. [5,6,13,14]



Obrázek 4: varianta D

2.5 Kritéria výběru vhodné topologie

Vozidla lehké trakce se nevyznačují příliš velkým použitelným prostorem pro umístění měničů, proto varianty C a D nejsou vhodné pro použití, protože u obou se vyskytuje transformátor s provozní frekvencí 50 Hz. Tento transformátor se vyznačuje velikou

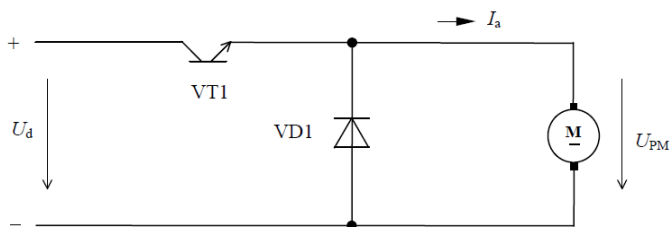
hmotností a rozměry. Nejvhodnější pro realizaci topologie měniče se jeví varianta A a varianta B. [5,6,13,14]

3 Simulace nových topologií měničů pro pomocné pohony

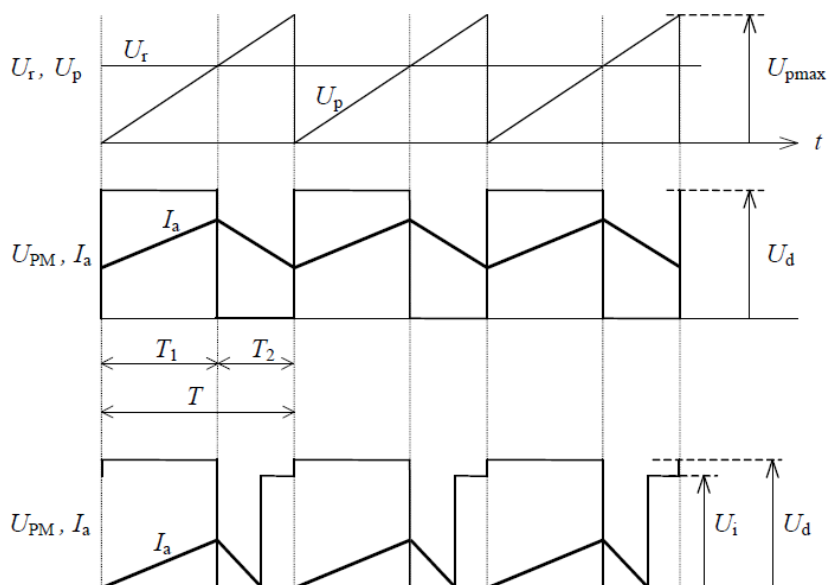
Simulace topologií měničů kmitočtů byla provedena pro variantu A a variantu B. K simulacím byl použit program PLECS ve verzi 3.2.4, který je nadstavbou programu SIMULINK a ten je rozšířenou součástí programu Mathworks Matlab. [11,12,13]

3.1 Matematický model jednkvadrantového pulzního měniče

Uvažujeme zapojení jednkvadrantového pulzního měniče dle obrázku 5 s PWM řízením dle obrázku 6.



Obrázek 5: Náhradní schéma PM



Obrázek 6: Průběhy PM

Při odvozování uvažujeme zjednodušující předpoklad - spojitý proud.

Matematický model vychází z rovnice přenosu:

$$F_{PM}(p) = \frac{U_s(p)}{U_r(p)} = K_{PM} e^{-pT_{PM}} \doteq K_{PM} \frac{1}{1+pT_{PM}} \text{ kde } T_{PM} = \frac{1}{2f} = \frac{T}{2} \quad (1)$$

Zesílení pulsního měniče určíme ze vztahu pro střední hodnotu napětí, která je z obrázku 6 :

$$U_s = U_d \frac{T_1}{T} = U_d \frac{U_r}{U_{pmax}} \quad (2)$$

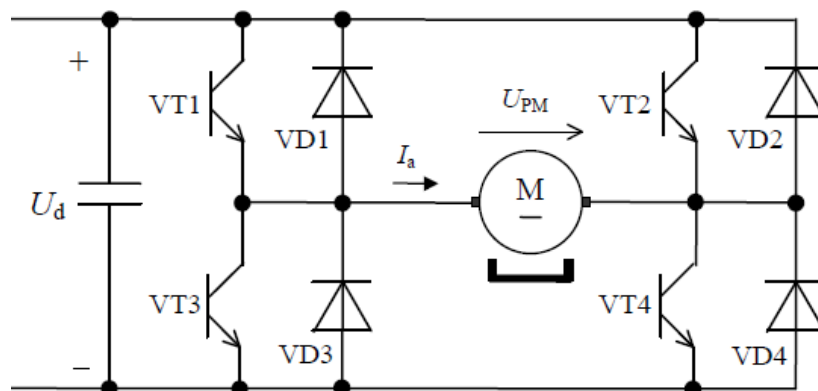
Zesílení pulzního měniče:

$$K_{PM} = \frac{U_s}{U_r} = \frac{U_d}{U_r} \frac{U_r}{U_{pmax}} = \frac{U_d}{U_{pmax}} \quad (3)$$

K_{pm} je pro spojitý konstantní, nezávislé na pracovním bodě (U_r) [1,2]

3.2 Matematický model čtyřkvadrantového pulzního měniče

Uvažujeme zapojení čtyřkvadrantového pulzního měniče dle obrázku 7.

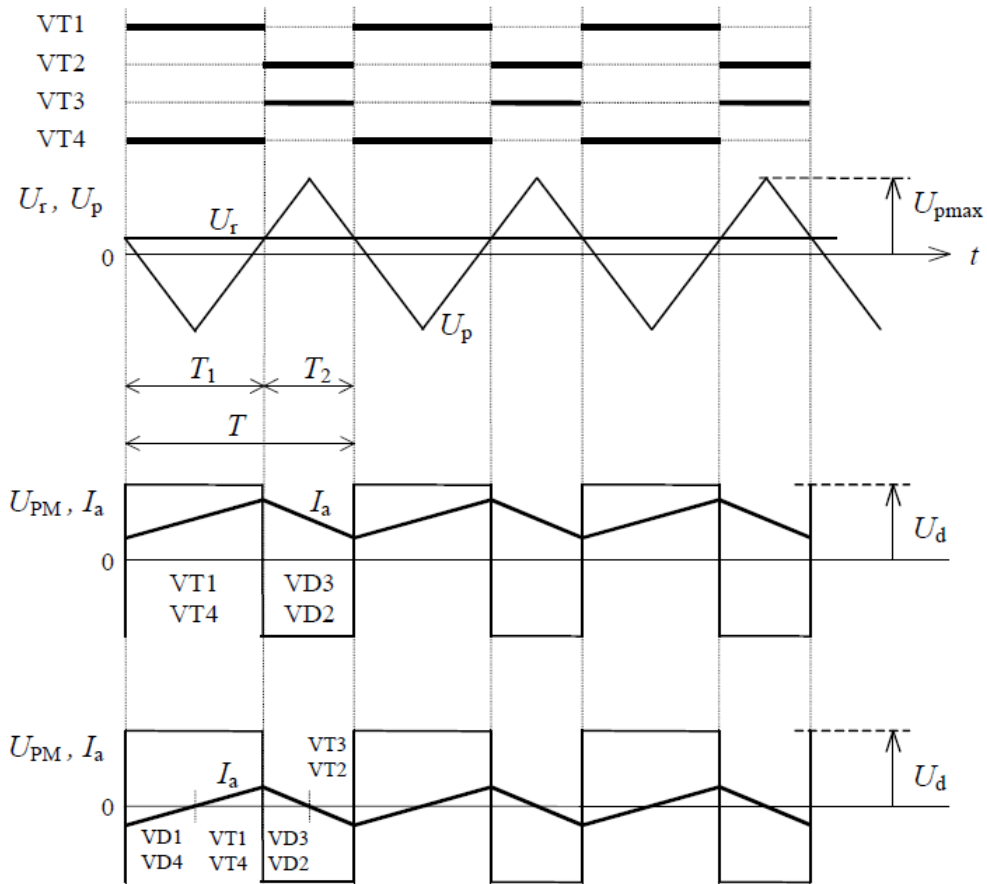


Obrázek 7: Náhradní schéma PM

Řízení pulzního měniče uvažujeme tzv. bipolární obousměrné dle obrázku 8. Při tomto řízení nemusí být identifikován směr proudu zátěže, protože tranzistory ve větvi jsou preventivně střídavě zapínány bez ohledu na aktuální směr proudu. Je-li směr proudu opačný, vede antiparalelní dioda – viz obrázek 8.

V modelu čtyřkvadrantového pulzního měniče je uvažován ještě další zjednodušující předpoklad - nulová tzv. ochranná doba, což je časová prodleva mezi vypnutím jednoho a zapnutím druhého tranzistoru ve větvi.

Z obrázku 8 plyne, že se na zátěži může během jedné periody změnit jak polarita napětí, tak i směr proudu (při malém zatížení motoru dostáváme střídavý proud se stejnosměrnou složkou).



Obrázek 8: Průběhy PM

Z pohledu určení výstupního napětí pulzního měniče nezáleží na tom, zda vede daný tranzistor nebo antiparalelní dioda a při zanedbání ochranné doby je toto výstupní napětí dáno pouze řídicím napětím a napětím pily:

Pokud $U_r > U_p$ pak $U_{PM} = U_d$ jinak $U_{PM} = -U_d$

Při odvození matematického modelu vyjdeme z rovnice přenosu stejně jako u jednokvadrantového pulzního měniče.

Pro střední hodnotu výstupního stejnosměrného napětí lze z obrázku psát vztah:

$$U_s = U_d \frac{(T_1 - T_2)}{T} = U_d \frac{(T_1 - T + T_2)}{T} = U_d \left(\frac{2T_1}{T} - 1 \right) = U_d \left(1 + \frac{U_r}{U_{pmax}} - 1 \right) = U_d \frac{U_r}{U_{pmax}} = K_{PM} U_r \quad (4)$$

Použijeme závislost pro spínací poměr:

$$\frac{T_1}{T} = \frac{U_{pmax} + U_r}{2U_{pmax}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{U_r}{U_{pmax}} \right) \quad (5)$$

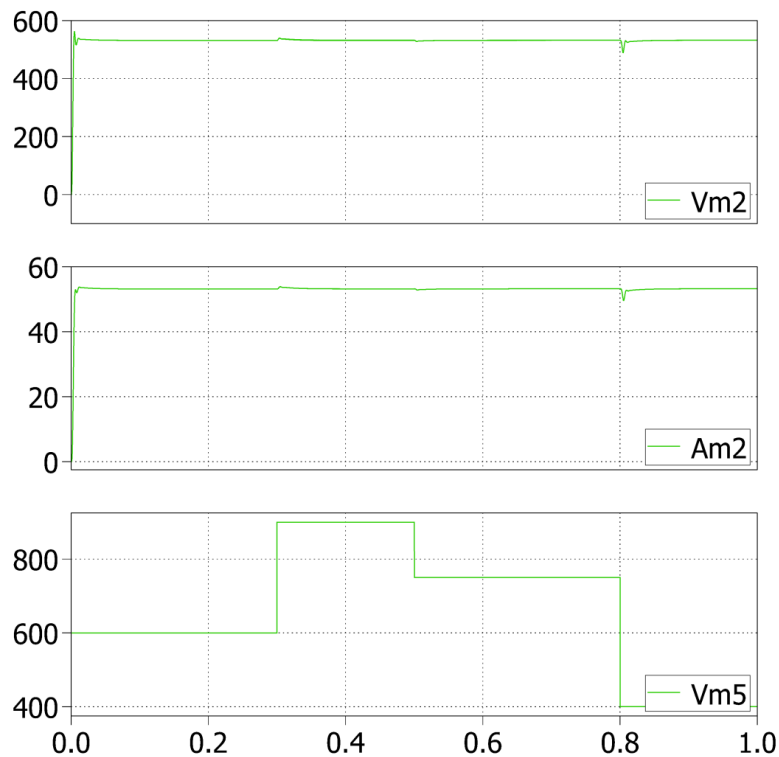
Zesílení pulzního měniče:

$$K_{PM} = \frac{U_s}{U_r} = \frac{U_d}{U_r} \frac{U_r}{U_{pmax}} = \frac{U_d}{U_{pmax}} \quad (6)$$

Zesílení K_{PM} je opět konstantní, nezávislé na pracovním bodě (U_r). Navíc oproti jednokvadrantovému pulznímu měniči, kde střední hodnota napětí a rovněž zesílení byly odvozeny pouze pro spojitý proud, zde platí uvedené vztahy vždy, protože k přerušovanému proudu nedochází. [1,2]

3.3 Simulace variant A

3.3.1 Výstupní charakteristiky pro statickou zátěž

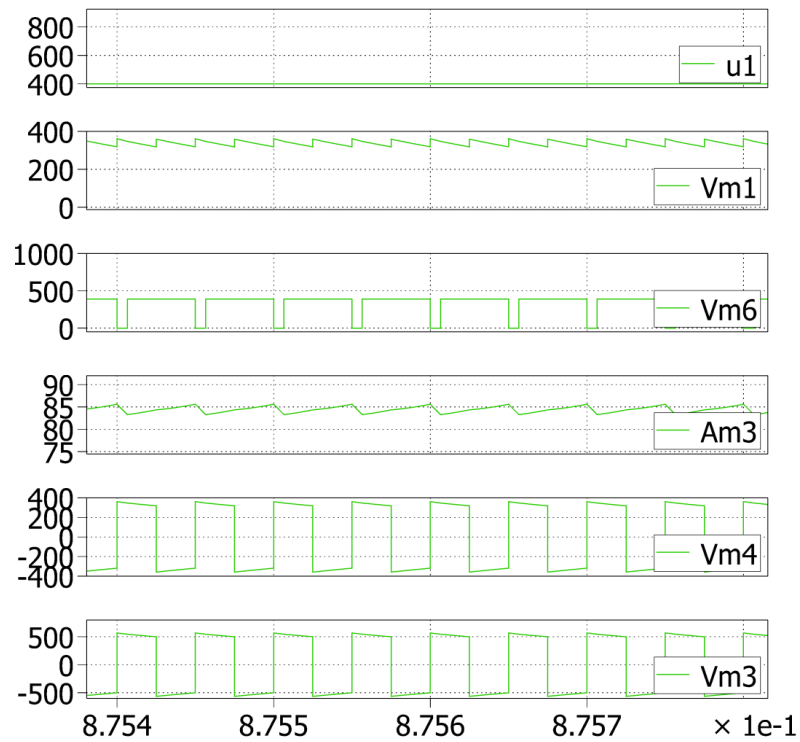


Vm2 Napětí na zátěži

Am2 Proud na zátěži

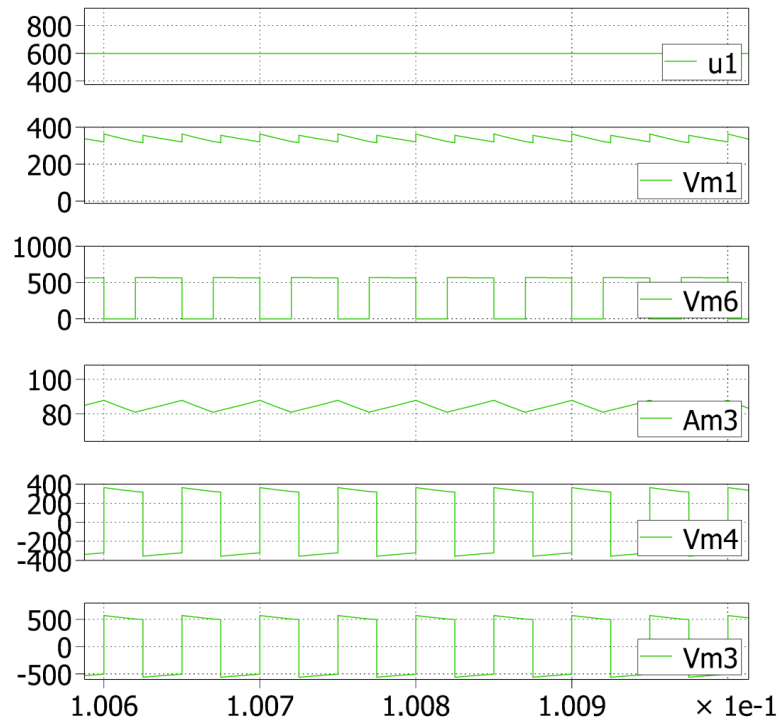
Vm5 Vstupní napětí

3.3.1.1 Průběhy pro 400V statická zátěž

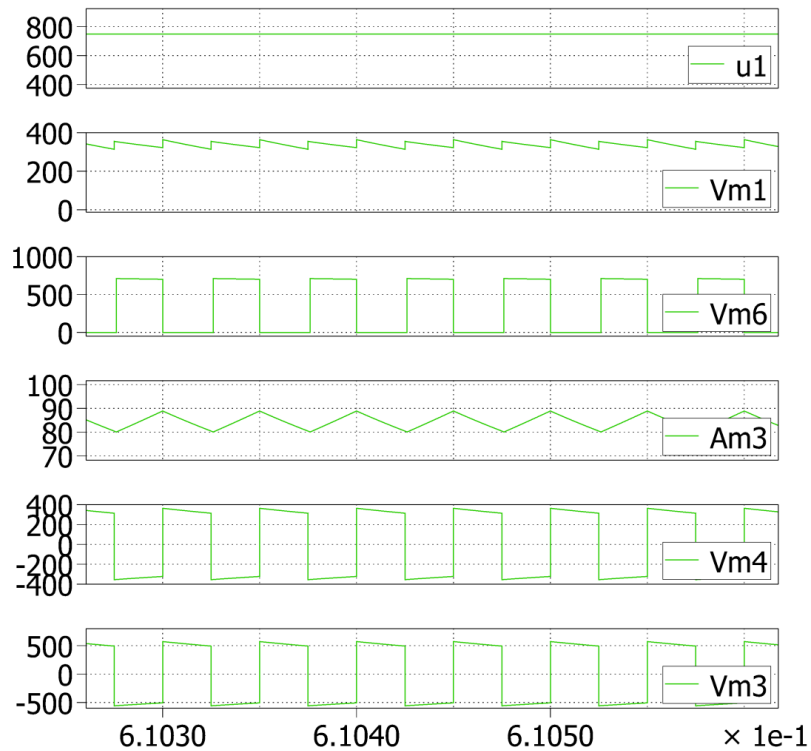


- U1 Vstupní napětí
- Vm1 Napětí za LC filtrem
- Vm6 Napětí snižovacího pulzního měniče
- Am3 Proud snižovacího pulzního měniče
- Vm4 Napětí za střídačem
- Vm3 Napětí za transformátorem

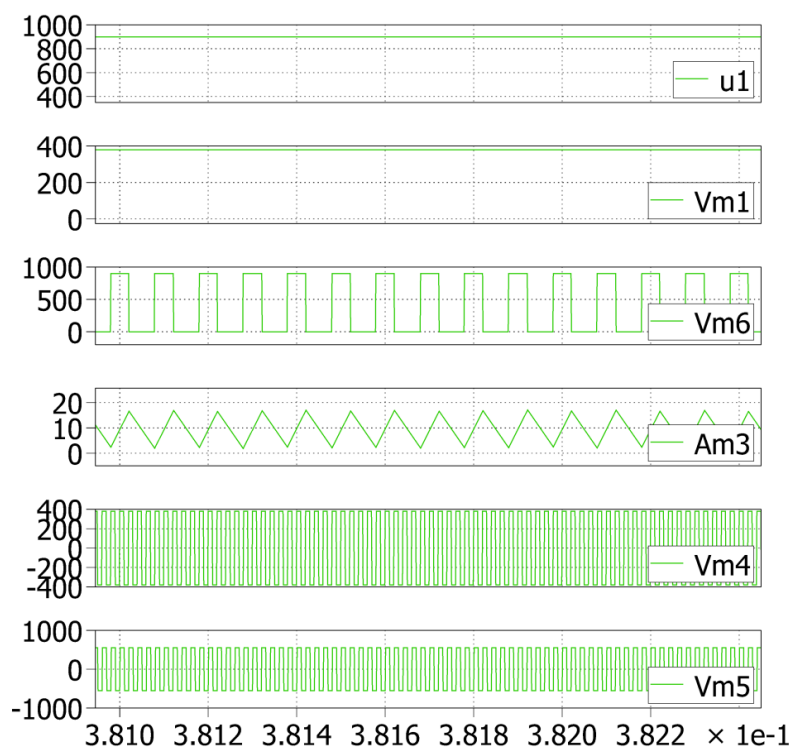
3.3.1.2 Průběhy pro 600V statická zátěž



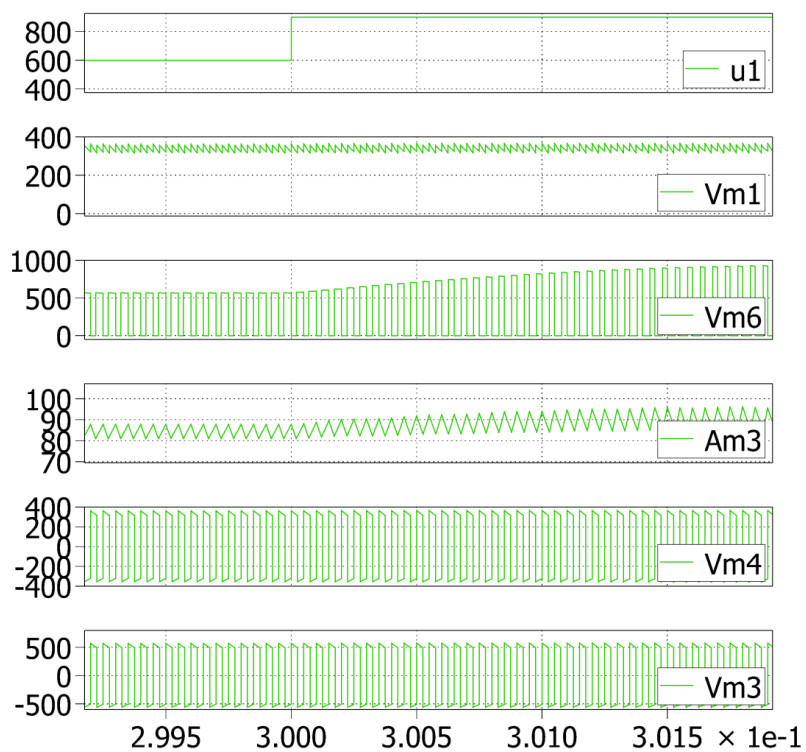
3.3.1.3 Průběhy pro 750V statická zátěž



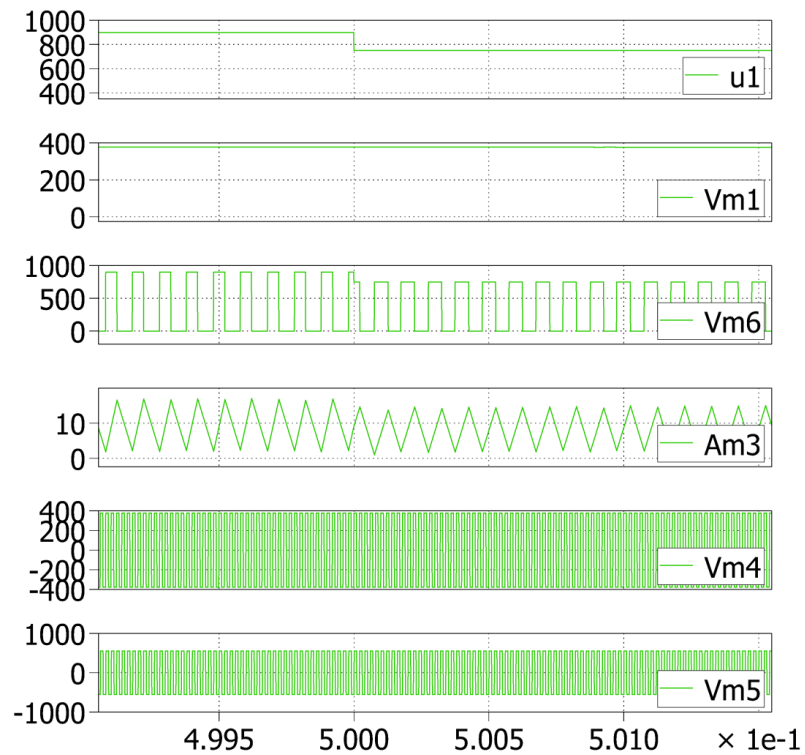
3.3.1.4 Průběhy pro 900V statická zátěž



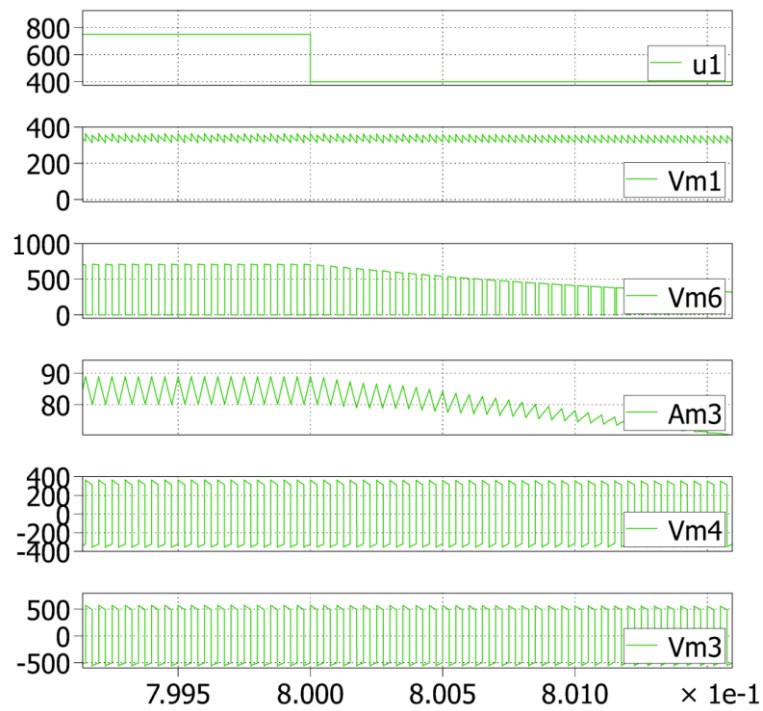
3.3.1.5 Přechod napětí ze 600V na 900V



3.3.1.6 Přejchod napětí ze 900V na 750V



3.3.1.7 Přejchod napětí ze 750V na 400V



3.3.2 Dynamická zátěž

- Realizováno pro konstantní napětí troleje 600V, a pro proměnou zátěž zadávanou v procentech. (změna zátěže z 10% na 100% a naopak)

Am3 Proud snižovacího pulsního měniče

Vm6 Napětí snižovacího pulsního měniče

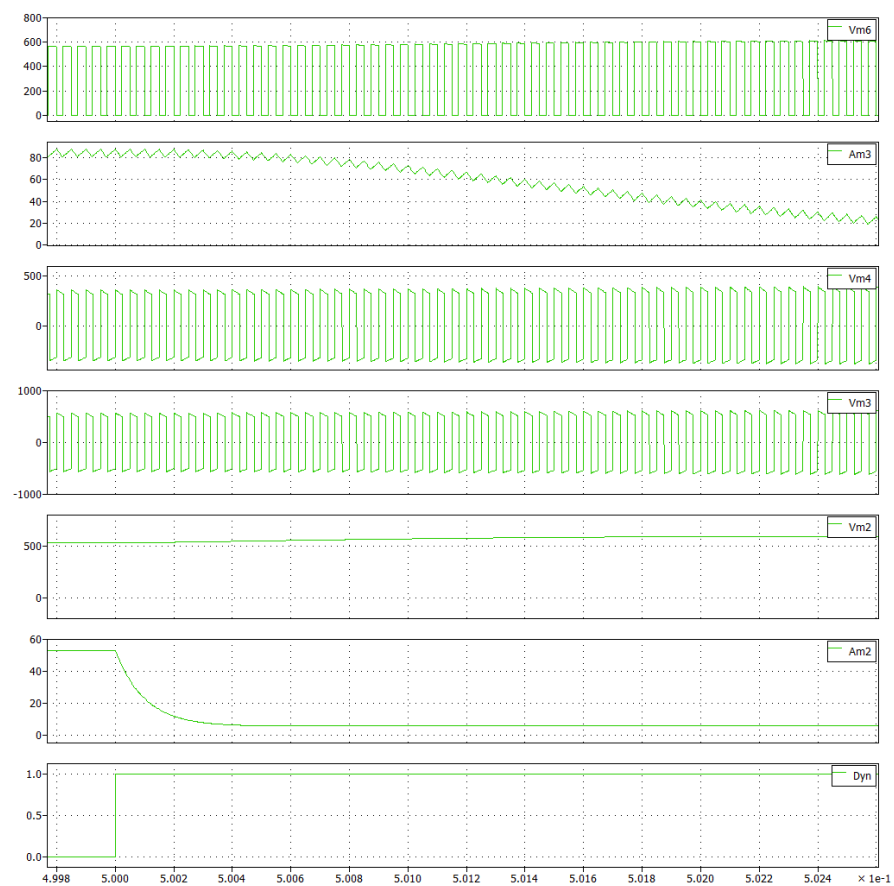
Vm4 Napětí za střídačem

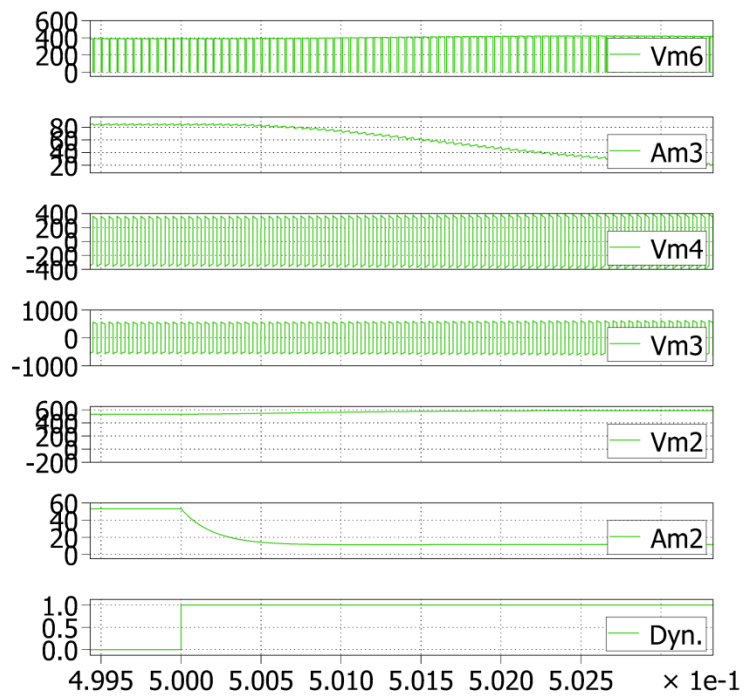
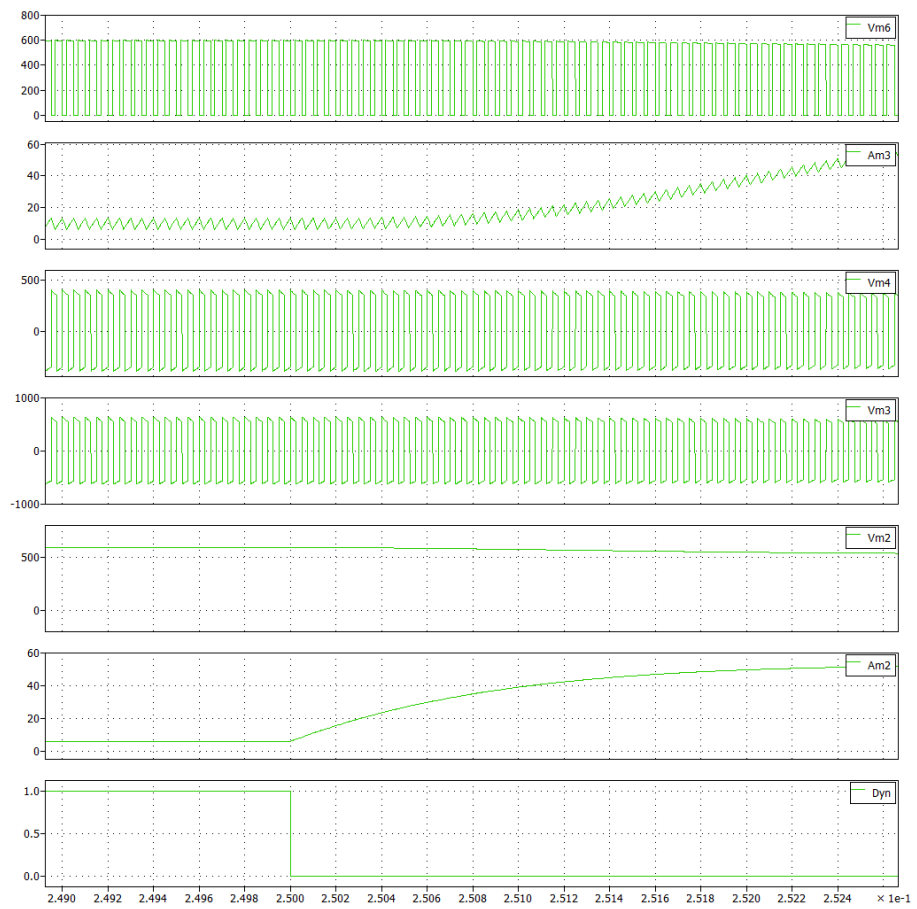
Vm3 Napětí za trafem

Vm2 napětí na zátěži

Am2 proud zátěží

Dyn časová změna zátěže

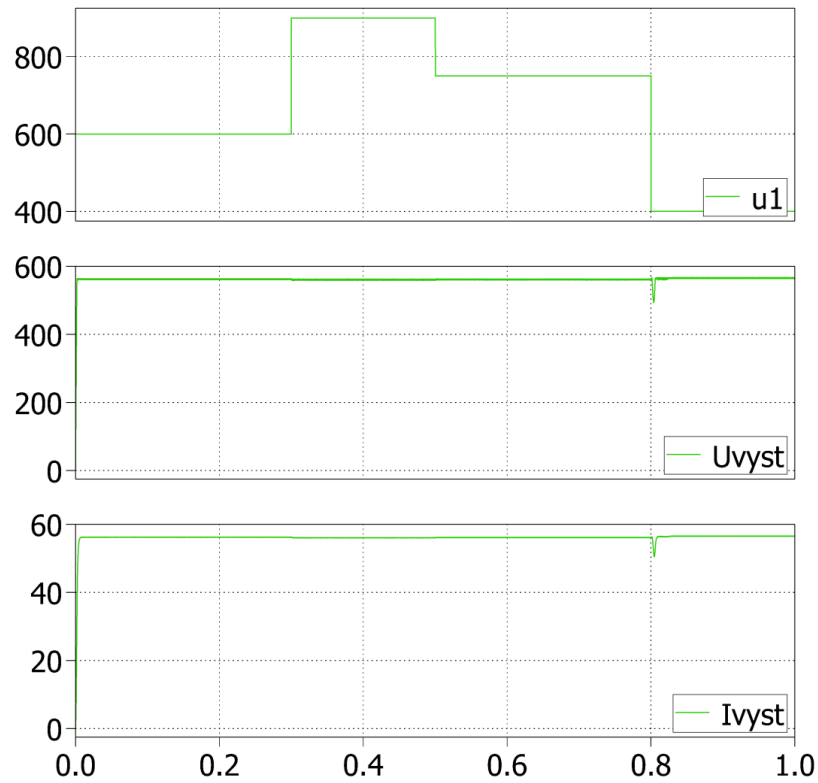




Pro 400V změna zátěže 10% na 100%

3.4 Simulace variant B

3.4.1 Výstupní charakteristiky pro statickou zátěž

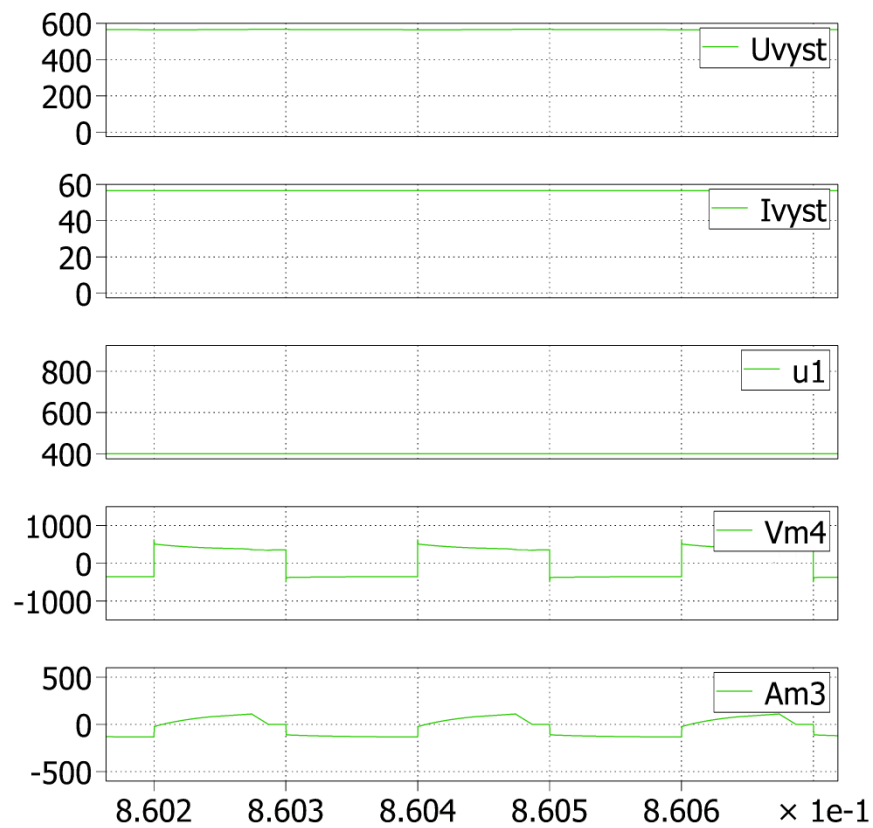


U_{vyst} Napětí na zátěži

I_{vyst} Proud na zátěži

$U1$ Vstupní napětí

3.4.1.1 Průběhy pro 400V statická zátěž



Uvyst Napětí na zátěži

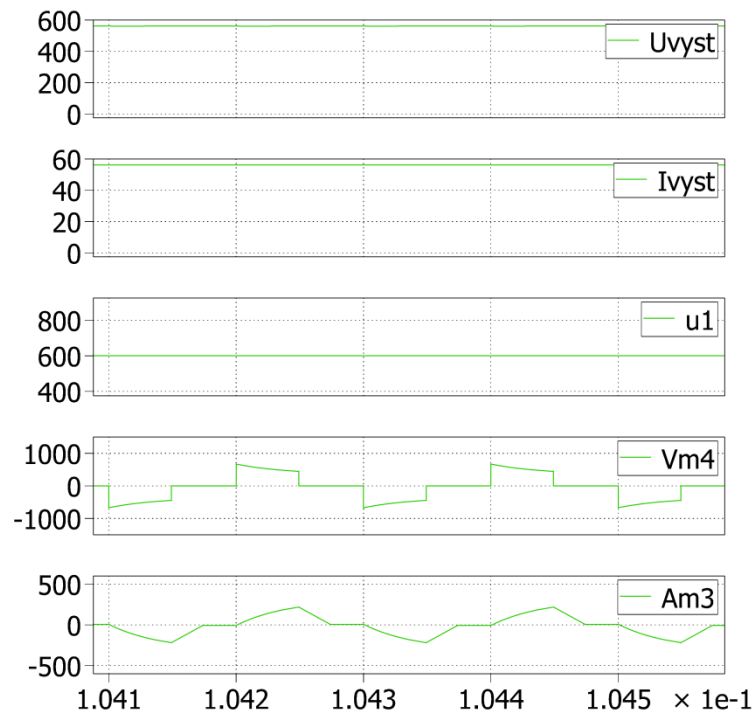
Ivyst Proud zátěží

U1 Vstupní napětí

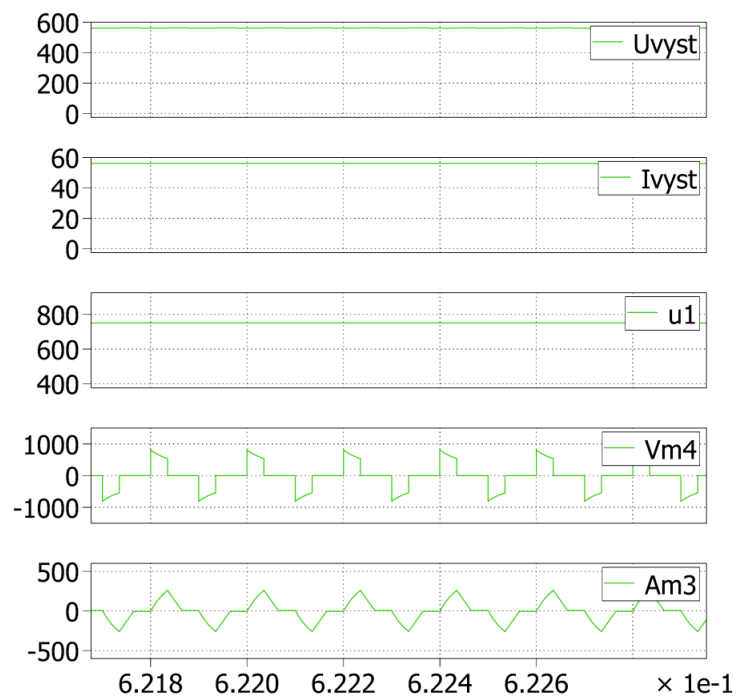
Vm4 Napětí za střídačem

Am3 Proud za transformátorem

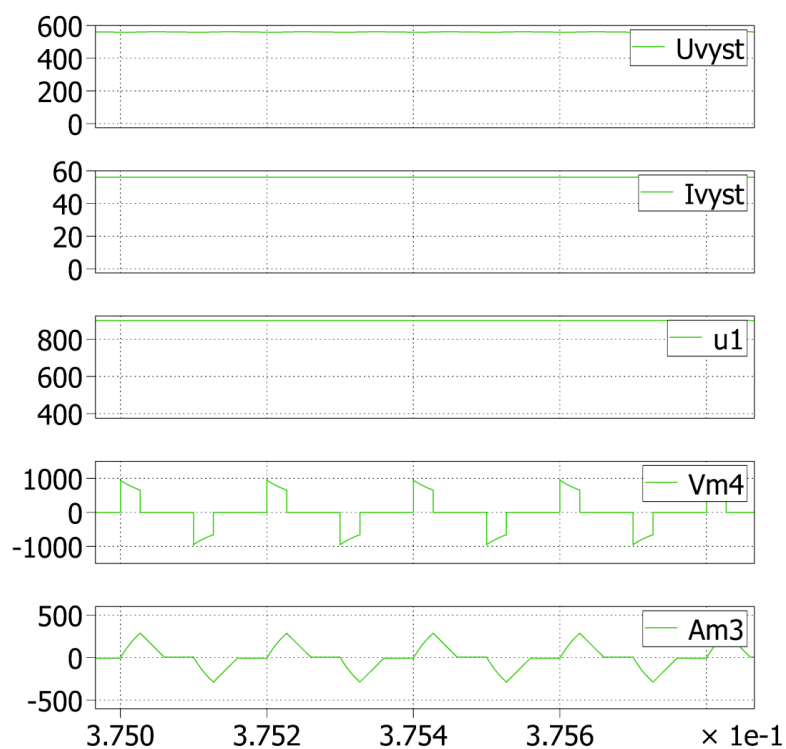
3.4.1.2 Průběhy pro 600V statická zátěž



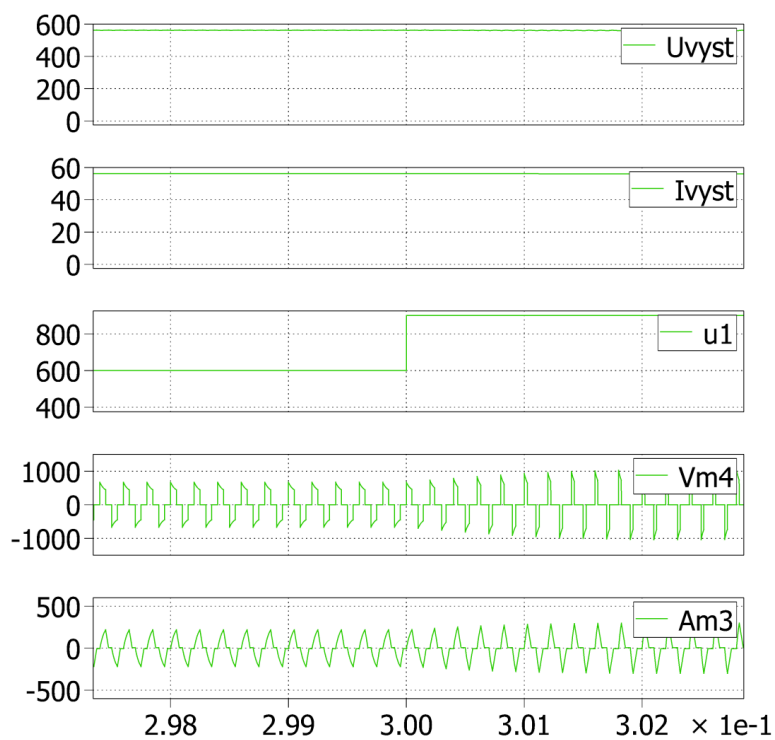
3.4.1.3 Průběhy pro 750V statická zátěž



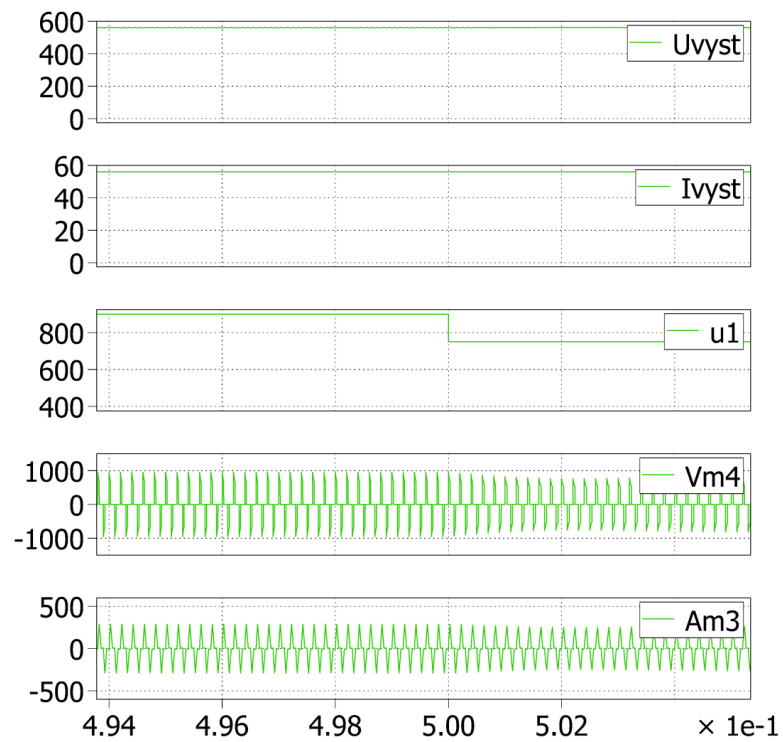
3.4.1.4 Průběhy pro 900V statická zátěž



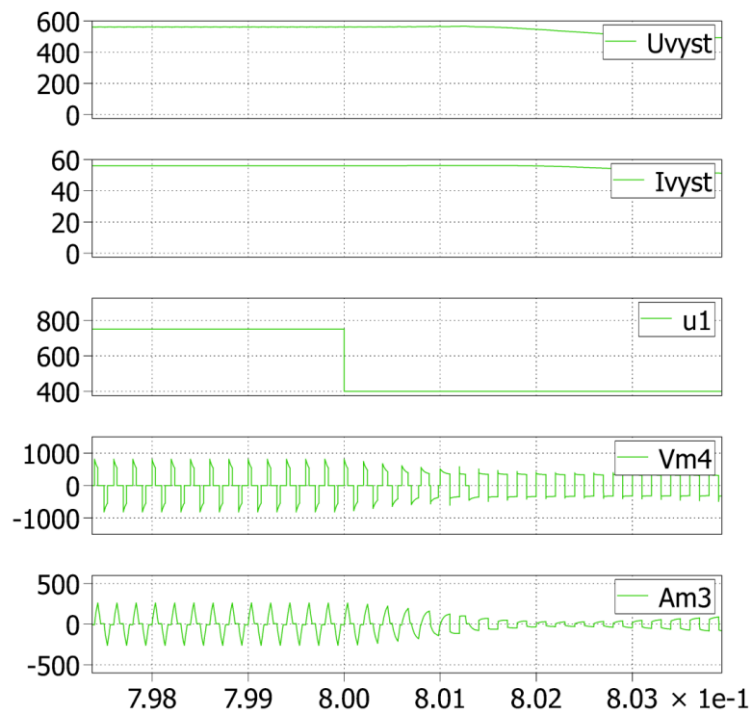
3.4.1.5 Přechod napětí ze 600V na 900V



3.4.1.6 Přejchod napětí ze 900V na 750V

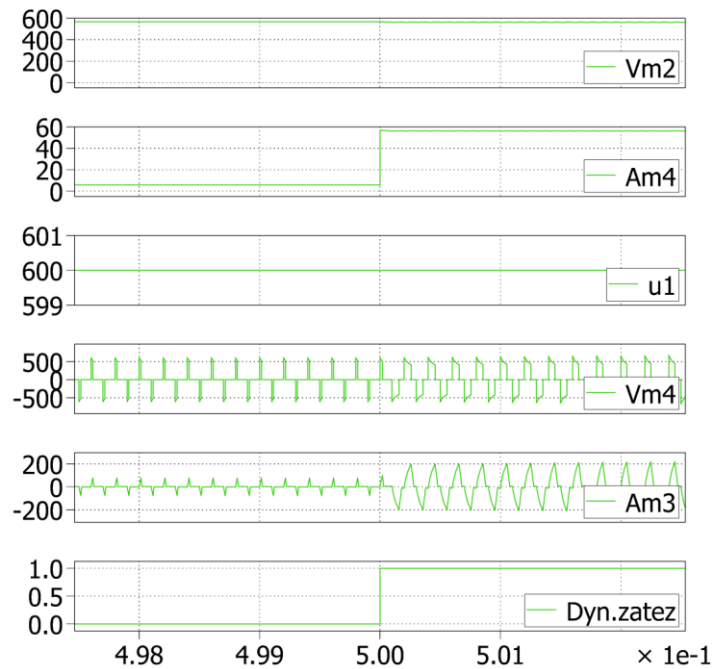


3.4.1.7 Přejchod napětí ze 750V na 400V



3.4.2 Dynamická zátěž

- Realizováno pro konstantní napětí troleje 600V, a pro proměnou zátěž zadávanou v procentech. (změna zátěže z 10% na 100% a naopak)



Vm2 Napětí na zátěži

Am4 Proud na zátěži

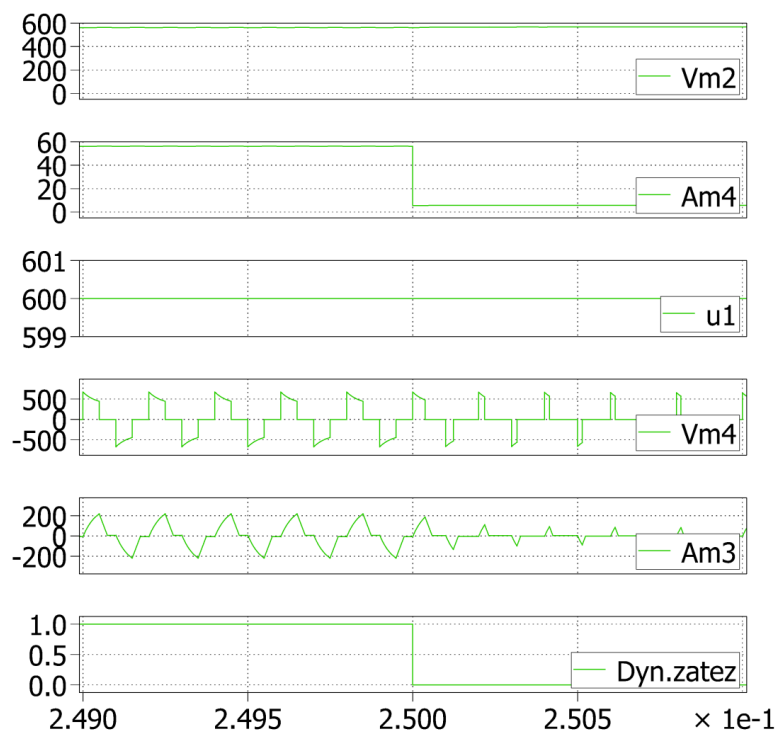
U1 Vstupní napětí

Vm4 Napětí střídače

Am3 Proud Střídače

Dyn.zatez

změna z 10% na 100% a naopak



4 Dimenzování a návrh nových topologií

4.1 Varianta A

4.1.1 Návrh pulsního měniče pro snižování

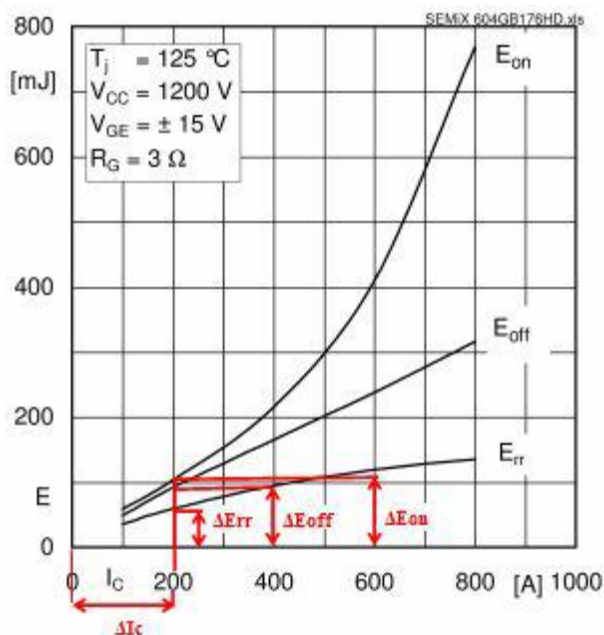
Pro návrh snižovacího pulsního měniče byl vybrán výkonový modul SEMiX604GB176HDs od společnosti Semikron (datový list je obsažen v příloze 9.1). Tento modul obsahuje zapojení součástek v konfiguraci GB uvedeného na obrázku. Při provozu dochází k tomu, že spodní tranzistor nebude využit. Spínací součástky jsou velice napětově namáhány celým napětím stejnosměrného meziobvodu. Musíme zvolit napětovou hladinu 1700 V kvůli poměru tranzistoru (propustném směru) a diody (závěrný směr).[3,4,7,8,9]



4.1.1.1 Ztráty pulsního měniče realizovaného modulem SEMiX604GB176HDs

Pokud na vstupu měniče je připojeno provozní napětí o hodnotě 900 V je tento stav z hlediska ztrát nejpříznivější.

Průběh ztrát E_{on} , E_{off} a E_{rr} je vztažen k napětí $U_{cc}=1200$ V, proto je nutné provést přepočítání ztrát pro zmíněnou napájecí hladinu 900 V. Veličiny označené indexem* odpovídají stavu 1,5 násobného proudového přetížení. [3,4,7,8,9]



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

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

$$K_{on} = \frac{\Delta E_{on}}{\Delta I_c} = \frac{108 \times 10^{-3}}{200} = 5,4 \times 10^{-4} [J/A] \quad (7)$$

$$K_{off} = \frac{\Delta E_{off}}{\Delta I_c} = \frac{93 \times 10^{-3}}{200} = 4,65 \times 10^{-4} [J/A] \quad (8)$$

$$K_{rr} = \frac{\Delta E_{rr}}{\Delta I_c} = \frac{62 \times 10^{-3}}{200} = 3,1 \times 10^{-4} [J/A] \quad (9)$$

4.1.1.2 Výpočet střední hodnoty spínacích ztrát:

$$P_{SW_ON_IGBT1(av)} = f_{spinaci} \times \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \times K_{ON} \times I_c = 4700 \times \frac{900}{1200} \times 5,4 \times 10^{-4} \times 54 \cong 103 W \quad (10)$$

$$P_{SW_ON_IGBT1(av)}^* = f_{spinaci} \times \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \times K_{ON} \times I_c^* = 4700 \times \frac{900}{1200} \times 5,4 \times 10^{-4} \times 95 \cong 181 W \quad (11)$$

$$P_{SW_OFF_IGBT1(av)} = f_{spinaci} \times \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \times K_{OFF} \times I_c = 4700 \times \frac{900}{1200} \times 4,65 \times 10^{-4} \times 102 \cong 167 W \quad (12)$$

$$P_{SW_OFF_IGBT1(av)}^* = f_{spinaci} \times \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \times K_{OFF} \times I_c^* = 4700 \times \frac{900}{1200} \times 4,65 \times 10^{-4} \times 142 \cong 233 W \quad (13)$$

$$P_{SW_IGBT1(av)} = P_{SW_ON_IGBT1(av)} + P_{SW_OFF_IGBT1(av)} = 103 + 167 = 270 W \quad (14)$$

$$P_{SW_IGBT1(av)}^* = P_{SW_ON_IGBT1(av)}^* + P_{SW_OFF_IGBT1(av)}^* = 181 + 233 = 414 W \quad (15)$$

$$P_{SW_D1(av)} = f_{spinaci} \times \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \times K_{rr} \times I_c = 4700 \times \frac{900}{1200} \times 3,1 \times 10^{-4} \times 54 \cong 59 W \quad (16)$$

$$P_{SW_D1(av)}^* = f_{spinaci} \times \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \times K_{rr} \times I_c^* = 4700 \times \frac{900}{1200} \times 3,1 \times 10^{-4} \times 95 \cong 104 W \quad (17)$$

4.1.1.3 Výpočet střední hodnoty propustných ztrát:

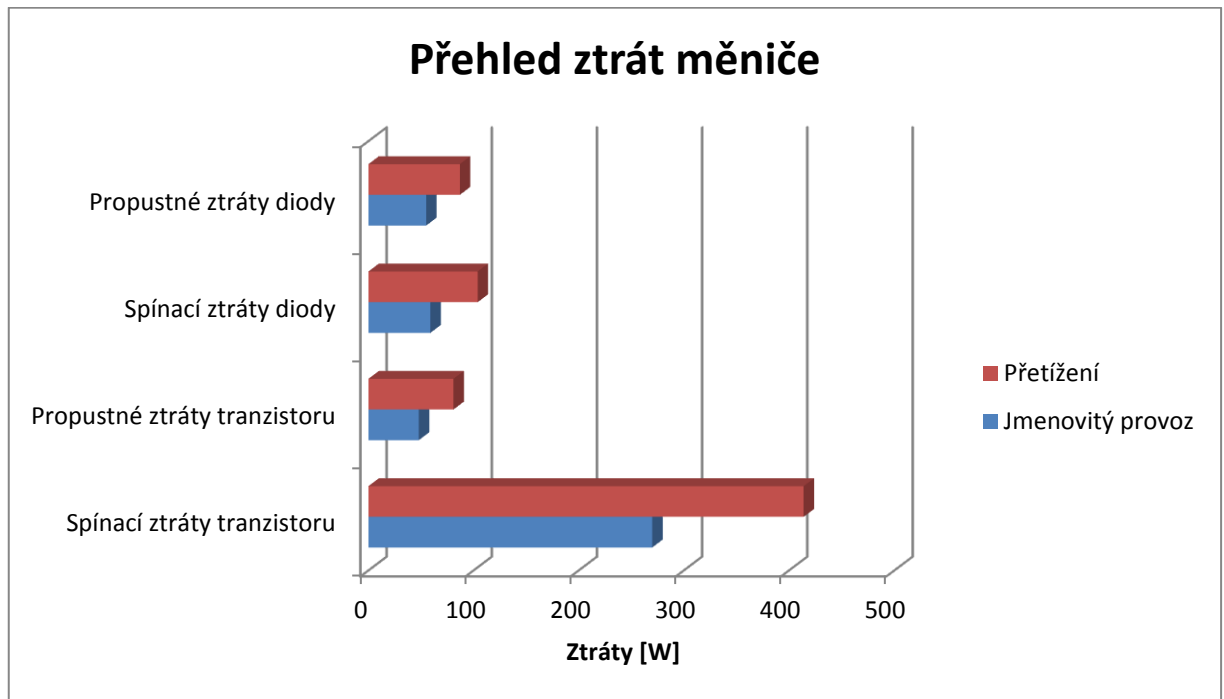
Hodnoty U_{CE0} , U_{F0} , r_{CE} , r_F jsou odečteny z katalogového listu. Velikosti dosazovaných středních a efektivních hodnot proudů shrnuje tabulka 1.

$$P_{FW_IGBT1(av)} = I_{IGBT1(av)} \times U_{CE0} + r_{CE} \times I_{IGBT1(rms)}^2 = 32,97 \times 1,1 + 4,5 \times 10^{-3} \times 50,8^2 \cong 48 W \quad (18)$$

$$P_{FW_IGBT1(av)}^* = I_{IGBT1(av)}^* \times U_{CE0} + r_{CE} \times I_{IGBT1(rms)}^{*2} = 49,43 \times 1,1 + 4,5 \times 10^{-3} \times 77,06^2 \cong 81 W \quad (19)$$

$$P_{FW_D1(av)} = I_{D1(av)} \times U_{F0} + r_F \times I_{D1(rms)}^2 = 46,01 \times 1,1 + 1,3 \times 10^{-3} \times 61,18^2 \cong 55 W \quad (20)$$

$$P_{FW_D1(av)}^* = I_{D1(av)}^* \times U_{F0} + r_F \times I_{D1(rms)}^{*2} = 69,05 \times 1,1 + 1,3 \times 10^{-3} \times 91,05^2 \cong 87 W \quad (21)$$



4.1.1.4 Výpočet účinnosti měniče:

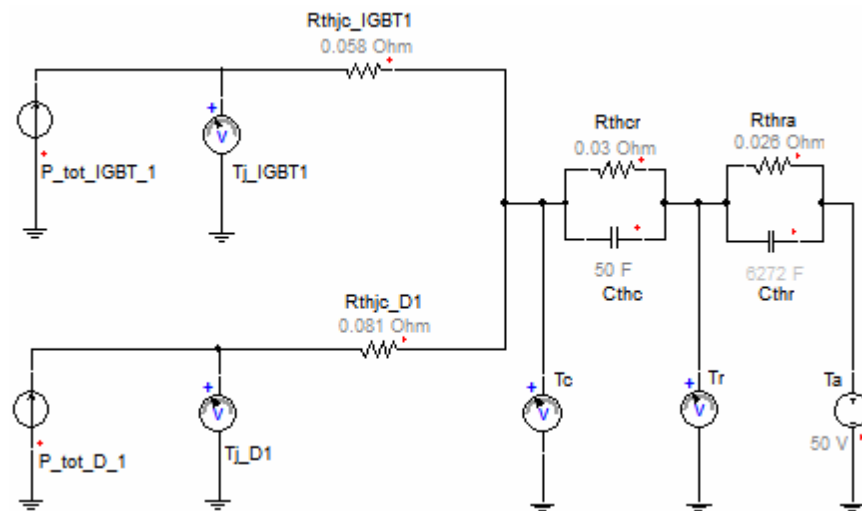
Výpočtem totálního ztrátového výkonu, který reprezentuje veškeré ztráty pulsního měniče, je stanovena skutečná účinnost usměrňovače na 98,54 %.

$$P_{tot(av)} = P_{SW_IGBT(av)} + P_{FW_IGBT(av)} + P_{SW_D(av)} + P_{FW_D(av)} = 270 + 48 + 59 + 55 = 432W \quad (22)$$

$$\eta_{4_realna} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{P} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{U_{C2} \times I_{Z2}} = 1 - \frac{432}{375 \times 79} = 0,9854 \quad (23)$$

4.1.1.5 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 10. Výkonový modul SEMiX604GB176HDs bude umístěn na chladiči P16/300 společnosti Semikron. [3,4,7,8,9]



Obrázek 9: Ekvivalentní elektrické schéma pro tepelnou simulaci pulsního měniče

4.1.1.6 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 pouzdem tranzistoru. Hodnota je získána z katalogového listu:

$$thj_{CIGBT1} R = 0,058 \text{ [K/W]}$$

R_{thjc_D1} Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdem diody. Hodnota je získána z katalogového listu: $thj_{CD1} R = 0,081 \text{ [K/W]}$

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

C_{thc} Tepelná kapacita pouzdra součástky C_{thc} nebývá v katalogích 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} :

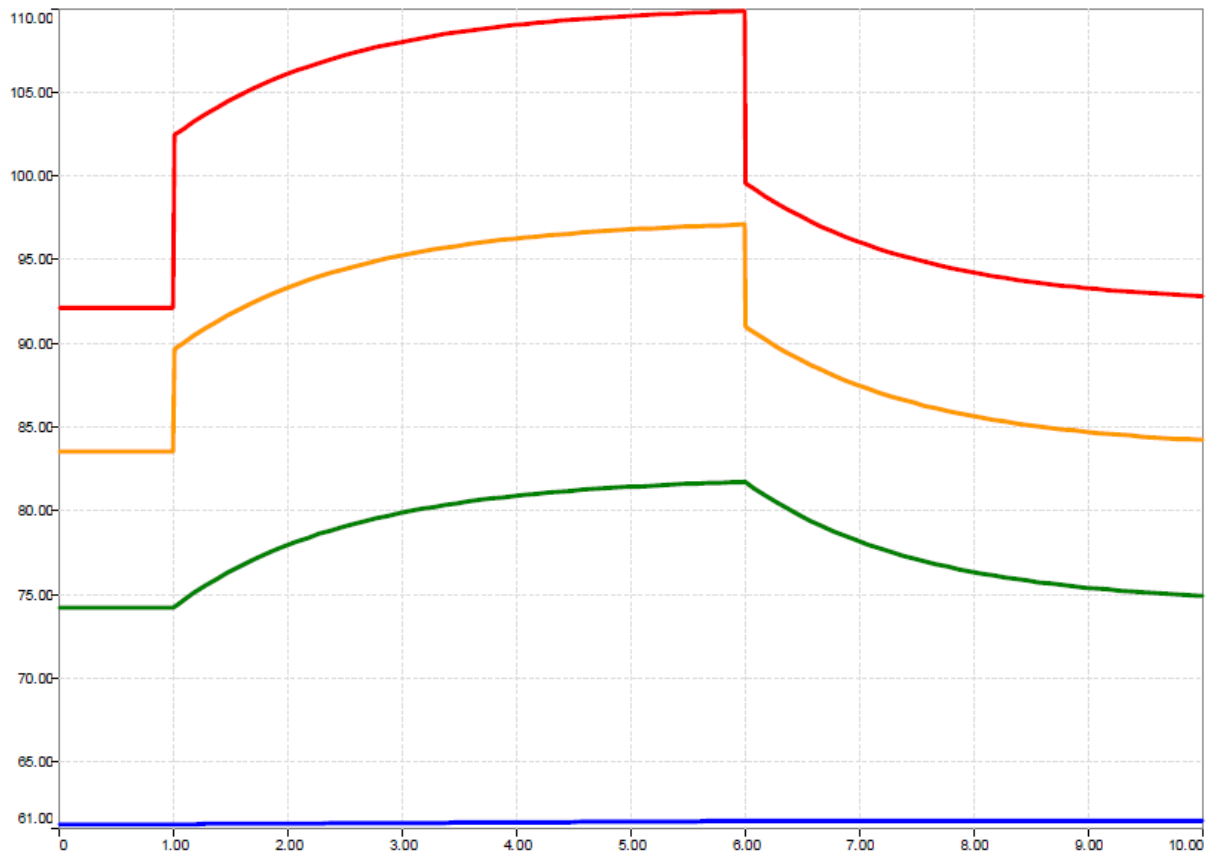
$$C_{thc} = \frac{\tau_c}{R_{thjc}} = \frac{1,5}{0,03} = 50 \text{ [Ws/K]} \quad (24)$$

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. $R_{thra} = 0,026$ [W/K]

C_{thc} Hodnota tepelné kapacity chladiče P16/300 je stanovena na základě vztahu (38) na 6272 [Ws/K]. [3,4,7,8,9]

4.1.1.7 Výsledky tepelné simulace



Obrázek 10: Průběh teplot: čipu tranzistoru T_{j_IGBT1} , čipu diody T_{j_D1} , pouzdra T_c , chladiče T_r

Simulace si dále klade za cíl stanovit teplotu čipu tranzistoru T_{j_IGBT1} , čipu diody T_{j_D1} , 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, maximální teplota při přetížení na čipu tranzistoru o velikosti 110°C. V ustáleném stavu je teplota čipu 92 °C. Obecně se doporučuje nepřesahovat při provozu výkonových modulů teplotu čipu 125 °C. S ohledem na tuto skutečnost je při dimenzování pulsního měniče ponechána odpovídající teplotní rezerva. [3,4,7,8,9]

4.1.1.8 Zhodnocení výsledků

Tabulka 2 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 [7]. Analyticky vypočítané ztráty měniče jsou vstupními daty pro tepelnou simulaci, kde je simulačním programem SIMPLORER řešen ekvivalentní elektrický obvod zastupující tepelné schéma obvodu.

	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 2: Tabulka srovnávající obdržené výsledky, index * označuje hodnoty při přetížení,

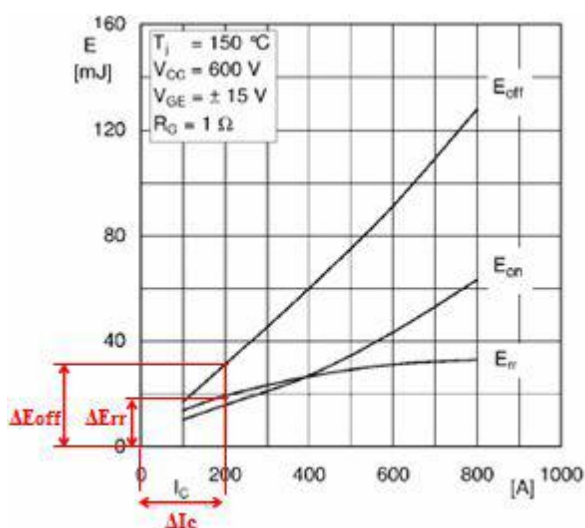
Poslední řádek tabulky 2 udává o kolik procent jsou hodnoty získané analytickým výpočtem větší než hodnoty získané aplikací SEMISEL. Hodnoty označené indexem* jsou vztaženy ke stavu 1,5 násobného proudového přetížení. Z tabulky je patrné, že výsledky získané analytickým výpočtem jsou velmi blízké k hodnotám 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. [3,4,7,8,9]

4.1.2 Realizace 1f napěťového střídače



Pro realizaci byl vybrán výkonový modul SEMiX404GB12E4s společnosti Semikron (katalogový list je uveden v příloze 9.2). Modul v napěťové hladině 1200V, je osazen tranzistory s IGBT4 technologií. Přímou v pouzdrů 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. [3,4,7,8,9]

4.1.2.1 Ztráty 1f střídače realizovaného modulem FF450R06ME3



Obrázek 11: 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. 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} . [3,4,7,8,9]

4.1.2.2 Výpočet středních hodnot spínacích ztrát:

$$K_{off} = \frac{\Delta E_{off}}{\Delta I_c} = \frac{31,8 \times 10^{-3}}{200} = 1,59 \times 10^{-4} [J/A] \quad (25)$$

$$K_{rr} = \frac{\Delta E_{rr}}{\Delta I_c} = \frac{19,68 \times 10^{-3}}{200} = 9,84 \times 10^{-5} \quad (26)$$

$$P_{SW_OFF_IGBT(av)} = f_{spinaci} \times \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \times K_{off} \times I_c = 10000 \times \frac{375}{600} \times 1,59 \times 10^{-5} \times 167 \cong 170 \text{ W} \quad (27)$$

$$P_{SW_OFF_IGBT(av)}^* = f_{spinaci} \times \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \times K_{off} \times I_c^* = 10000 \times \frac{375}{600} \times 1,59 \times 10^{-5} \times 246 \cong 250 \text{ W} \quad (28)$$

$$P_{SW_D(av)} = 0,1 \times f_{spinaci} \times \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \times K_{rr} \times I_c = 0,1 \times 10000 \times \frac{375}{600} \times 9,84 \times 10^{-5} \times 167 \cong 16,5 \text{ W} \quad (29)$$

$$P_{SW_D(av)}^* = 0,1 \times f_{spinaci} \times \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \times K_{rr} \times I_c^* = 0,1 \times 10000 \times \frac{375}{600} \times 9,84 \times 10^{-5} \times 246 \cong 24,4 \text{ W} \quad (30)$$

4.1.2.3 Výpočet středních hodnot propustných ztrát:

Hodnoty U_{ce0} , U_{F0} , r_{CE} , r_F jsou získány z katalogového listu výkonového modulu. Velikosti středních a efektivních hodnot proudů jsou uvedeny v tabulce 3.

	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

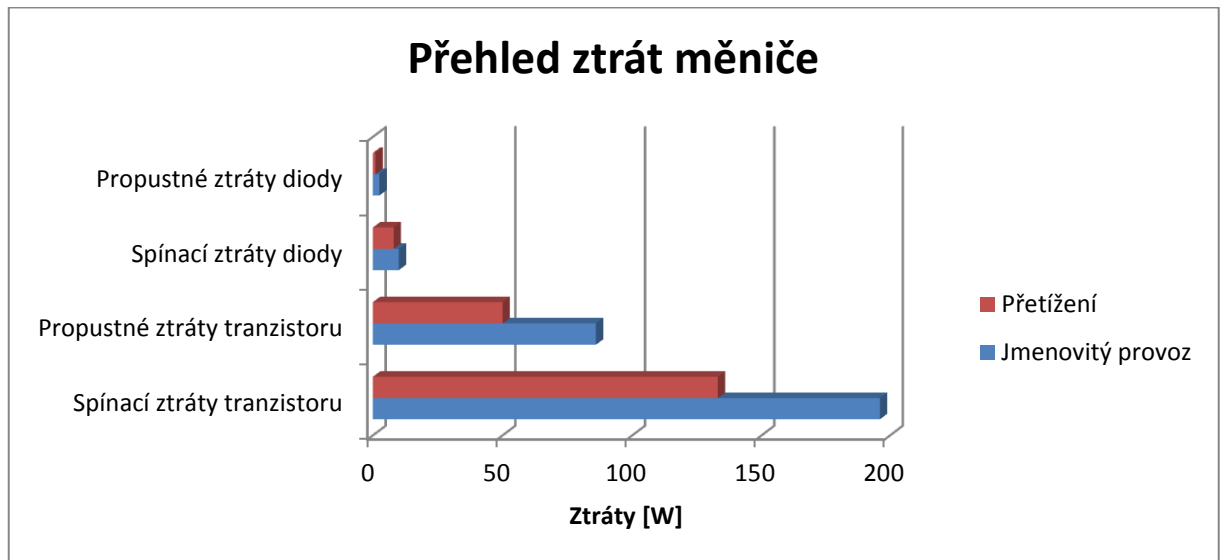
Tabulka 3: Hodnoty průběhů proudu

$$P_{FW_IGBT(av)} = I_{IGBT(av)} \times U_{CE0} + r_{CE} \times I_{IGBT(rms)}^2 = 37,28 \times 0,9 + 4 \times 10^{-3} \times 64,29^2 \cong 50 \text{ W} \quad (31)$$

$$P_{FW_IGBT(av)}^* = I_{IGBT(av)}^* \times U_{CE0} + r_{CE} \times I_{IGBT(rms)}^{*2} = 55,16 \times 0,9 + 4 \times 10^{-3} \times 95,29^2 \cong 86 \text{ W} \quad (32)$$

$$P_{FW_D(av)} = I_{D(av)} \times U_{F0} + r_F \times I_{D(rms)}^2 = 0,555 \times 1,5 + 3,4 \times 10^{-3} \times 7,68^2 \cong 1 \text{ W} \quad (33)$$

$$P_{FW_D(av)}^* = I_{D(av)}^* \times U_{F0} + r_F \times I_{D(rms)}^{*2} = 1,19 \times 1,5 + 3,4 \times 10^{-3} \times 13,81^2 \cong 2,5 \text{ W} \quad (34)$$



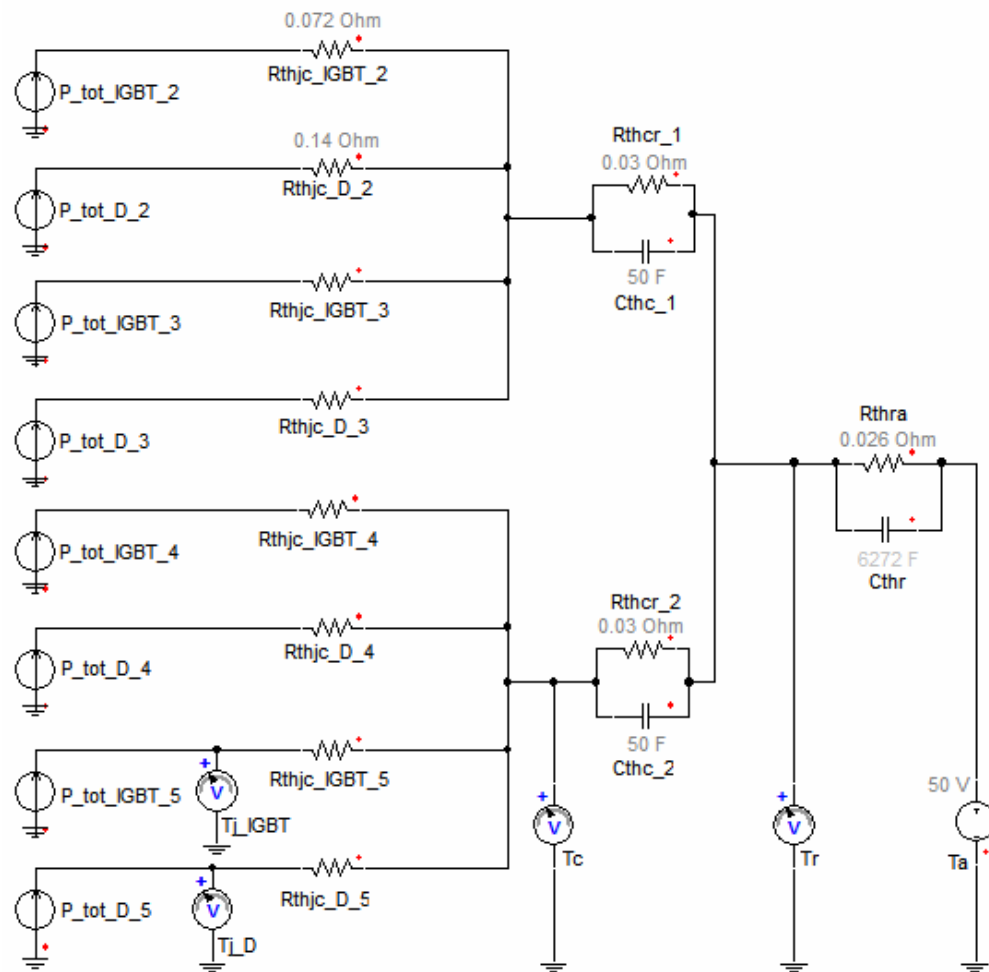
4.1.2.4 Výpočet účinnosti měniče:

$$P_{tot(av)} = 4 \times (P_{FW_IGBT(av)} + P_{SW_IGBT(av)} + P_{SW_D(av)} + P_{FW_D(av)}) = 4 \times (170 + 50 + 8 + 1) = 950 \text{ W} \quad (35)$$

$$\eta_{4_realna} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{P} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{U_{C2} \times I_{Z2}} = 1 - \frac{768}{600 \times 45} = 0,965 \quad (36)$$

4.1.2.5 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 12. Výkonový modul společnosti Semikron SEMiX404GB12E4s obsahuje jednu větev střídače. Celý napěťový střídač je složen ze dvou výkonových modulů umístěných na společném chladiči P16/300 společnosti Semikron. [3,4,7,8,9]



Obrázek 12: Ekvivalentní elektrické schéma pro tepelnou simulaci pulsního měniče

4.1.2.6 Parametry ekvivalentního elektrického obvodu pro tepelnou simulaci:

- P_{tot_IGBT} Totální ztrátový výkon jednotlivých tranzistorů je roven 220 W resp. 336W 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 17,5 W resp. 26,9 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 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].

$R_{thjc_IGBT}, R_{thjc_D}$

Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdem tranzistoru resp. diody $R_{thjc_IGBT}=0,072[K/W]$.

Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdem diody

$$R_{thjc_D}=0,14 [K/W].$$

C_{thc}

Tepelná kapacita pouzdra součástky C_{thc} nebývá v katalogích 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_{thc} :

$$C_{thc} = \frac{\tau_c}{R_{thjc}} = \frac{1,5}{0,03} = 50 [Ws/K] \quad (37)$$

R_{tha}

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. $R_{thra} = 0,026 [W/K]$

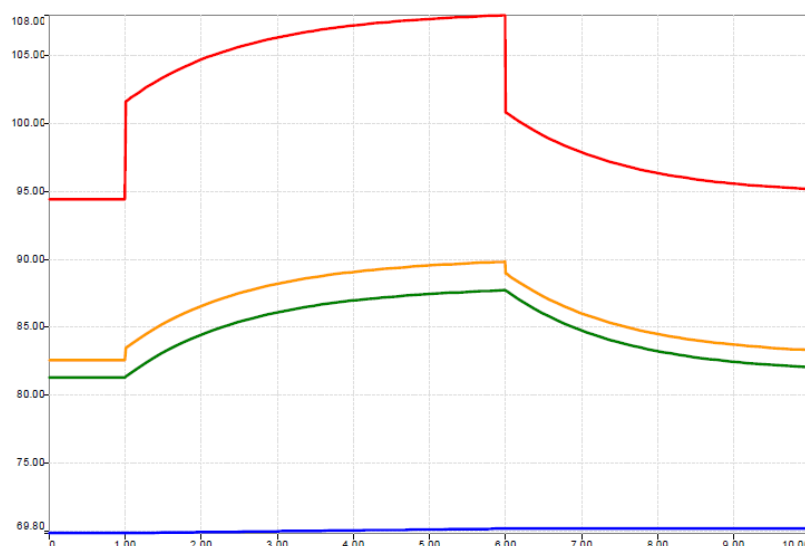
C_{thc}

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

$$C = m \times c = 7 \times 896 = 6272 \text{ thr} [Ws/K] \quad (38)$$

[3,4,7,8,9]

4.1.2.7 Výsledky tepelné simulace



Obrázek 13: 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 vyplývá, že maximální 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.

4.1.2.8 Zhodnocení výsledků

Tabulka 4 porovnává výsledky získané:

- Aplikací SEMISEL
- Analytickým výpočtem

Aplikace Semisel je firemní software společnosti Semikron pro oteplení výkonových modulů. Tento software je přístupný z webových stránek[7]. Analyticky vypočítané ztráty měniče tvoří vstupní hodnoty pro tepelnou simulaci. Simulačním programem SIMPLORER řešen ekvivalentní elektrický obvod dle obrázku 12, který zastupuje tepelné schéma obvodu. Stanovení teplot při jmenovitém provozu i při výkonovém přetížení. 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.

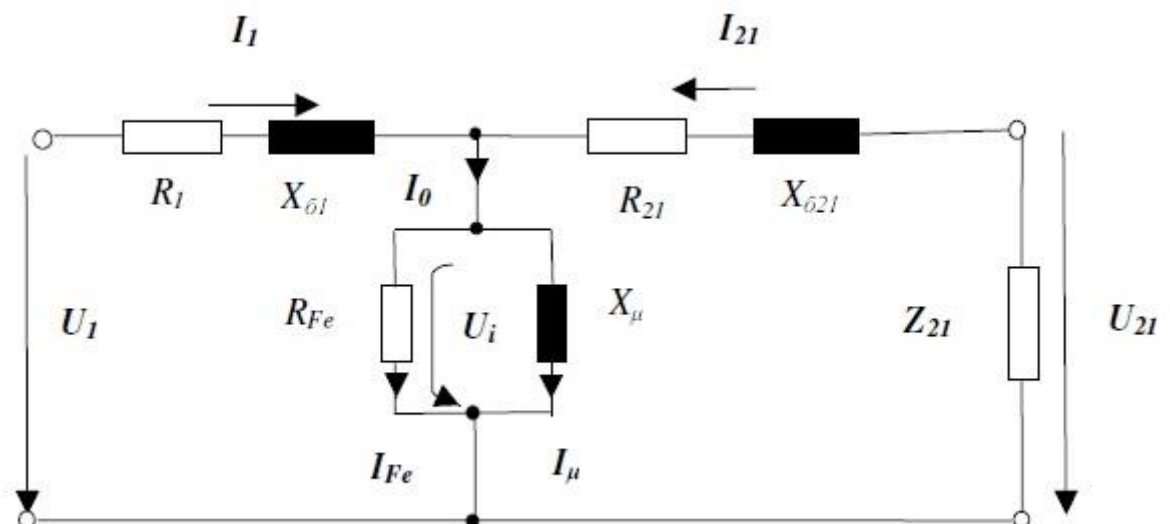
Z tabulky 4 je zřejmé, že největší rozptyl hodnot se vyskytuje u propustných ztrát diody. Aplikace Semisel tento parametr zdola omezuje na hranici 0,1 z celkové doby periody. Aplikace Semisel tedy počítá s delší dobou vedení diody v rámci periody. Tím je způsoben zásadní rozpor mezi velikostí propustných ztrát diody. [3,4,7,8,9]

	Spínací ztráty tranzistoru	Propustné ztráty tranzistoru	Spínací ztráty diody	Propustné ztráty diody	Teplota chladiče	Teplota pouzdra	Teplota čipu tranzistoru	Teplota čipu diody
Applikace 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 4: Tabulka srovnávající obdržené výsledky, index * označuje hodnoty při přetížení

4.1.3 Návrh jednofázového transformátoru

Pro účely simulace a návrhu je nezbytné stanovit hodnoty parametrů prvků vyskytujících se v náhradním schématu dle obrázku 14 (jmenovitě přejímá velikosti elektrických parametrů: R_1 , R_2 , $X_{\delta 1}$, $X_{\delta 2}$). Pro optimalizaci návrhu 1f střídače a diodového usměrňovače je nutné omezit rozkmit proudu procházející transformátorem.[5]



Obrázek 14: Náhradní schéma transformátoru

$$R_1 = 0,0085 \Omega / 25^{\circ}\text{C}$$

$$X_{\delta 1} = 0,0867 \Omega$$

$$X_{\mu} = 254 \Omega$$

$$R_2 = 0,00125 \Omega / 25^{\circ}\text{C}$$

$$X_{\delta 2} = 0,0214 \Omega$$

Transformátory jsou většinou vyráběny na zakázku. Výrobce potřebuje pro realizaci transformátoru především tyto parametry:

Provozní frekvence:	20 000Hz
Příkon transformátoru:	27 000 kW
Způsob chlazení:	Vzduchové, nucené
Převod transformátoru:	

Převod transformátoru se stanovuje především tak, že vycházíme ze znalosti nejnižšího napětí na vstupu tj. $U_{VST} = 380 \text{ V}$ a znalosti potřebného napětí tj. $U = 560 \text{ V}$. Převod transformátoru je definován vztahem jako poměr jmenovitého vstupního napětí ku výstupnímu napětí naprázdno. Musíme však ještě zohlednit vliv rozptylových indukčností a zatížení proudem. Pomocí simulací se stanovila hodnota převodu transformátoru na $k = 0,599$. [5]

4.1.4 Realizace 1f diodového usměrňovače v můstkovém zapojení

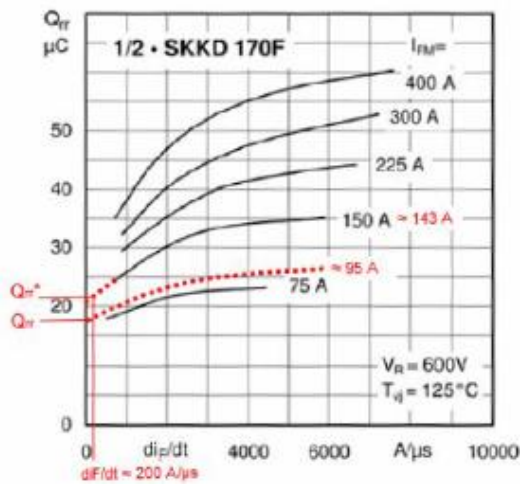


Vzhledem k vysoké spínací frekvenci usměrňovaného napětí je nutné zvolit diodový modul s krátkou dobou zotavení t_{rr} a malým zotavovacím nábojem Q_{rr} . Na základě těchto kritérií byl pro realizaci zvolen výkonový modul SKKD170F z produkční řady *SEMIPACK Fast* společnosti Semikron (katalogový list je uveden v příloze 9.3). 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. [3,4,7,8,9]

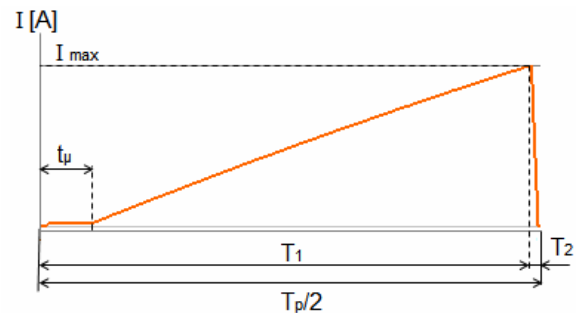
4.1.4.1 Ztráty jednofázového diodového usměrňovače

Pro výpočet spínacích ztrát je vhodné stanovit velikost zotavovacího Q_{rr} náboje pro danou strmost poklesu proudu diody. Strmost poklesu proudu d_F/d_t je stanovena na základě znalosti doby poklesu proudu T_2 (viz obrázek 15) a maximální hodnoty proudu diody.(tabulka 5) **Tabulka 5: Hodnoty průběhů proudu**

	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



K výpočtu vypínacích ztrát diody je dále nutné stanovit tzv. faktor měkkosti s . Pro diodu lze uvažovat hodnotu 0,25.



Obrázek 15: Doba poklesu

4.1.4.2 Spínací ztráty diody:

$$d_F/d_t = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{T_2} I_{D(max)} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-7}} 95 = 190 \text{ A}/\mu\text{s} \quad (39)$$

$$d_F/d_t^* = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{T_2^*} I_{D(max)} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{6 \cdot 10^{-7}} 143 = 238 \text{ A}/\mu\text{s} \quad (40)$$

$$P_{SW_D(av)} = P_{off D(av)} = \frac{s}{1+s} \cdot f \cdot U \cdot Q_{rr} = \frac{0,25}{1+0,25} \cdot 17000 \cdot 600 \cdot 18 \cdot 10^{-6} = 38W \quad (41)$$

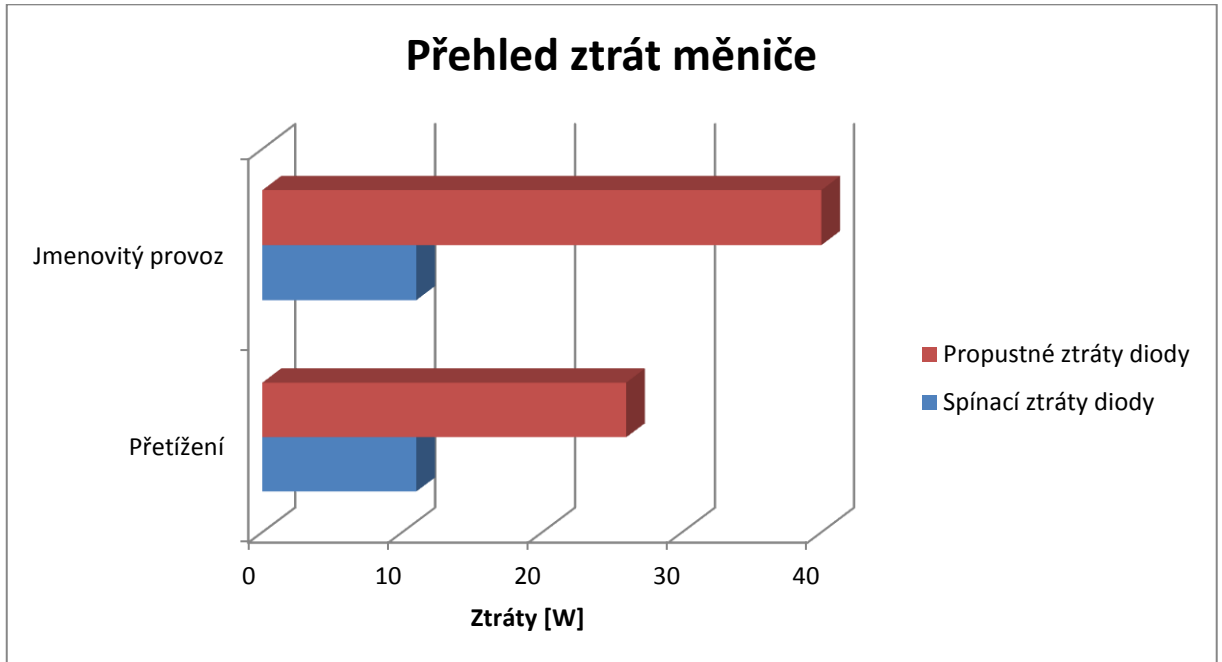
$$P_{SW_D(av)}^* = P_{off D(av)}^* = \frac{s}{1+s} \cdot f \cdot U \cdot Q_{rr}^* = \frac{0,25}{1+0,25} \cdot 17000 \cdot 600 \cdot 23 \cdot 10^{-6} = 48W \quad (42)$$

4.1.4.3 Propustné ztráty diody

$$P_{SW_D(av)} = (I_{DV(av)} \cdot U_{FO} \cdot r_F \cdot I_{D(rms)})^2 = (22,55 \cdot 1,2 + 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 38,1^2) = 32W \quad (43)$$

$$P_{SW_D(av)}^* = (I_{DV(av)}^* \cdot U_{FO} \cdot r_F \cdot I_{D(rms)}^*)^2 = (33,32 \cdot 1,2 + 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 56,43^2) = 32W \quad (44)$$

Hodnoty U_{F0} a r_F jsou získány z katalogového listu výkonového modulu, který je obsažen v příloze č 9.3.



4.1.4.4 Výpočet účinnosti měniče:

$$P_{tot(av)} = 4 \times (P_{SW D(av)} + P_{FW D(av)}) = 4 \times (38 + 32) = 280 \text{ W} \quad (45)$$

$$\eta_{2_real} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{P} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{U_{C2} \times I_{Z2}} = 1 - \frac{280}{600 \times 45} = 0,9896 \quad (46)$$

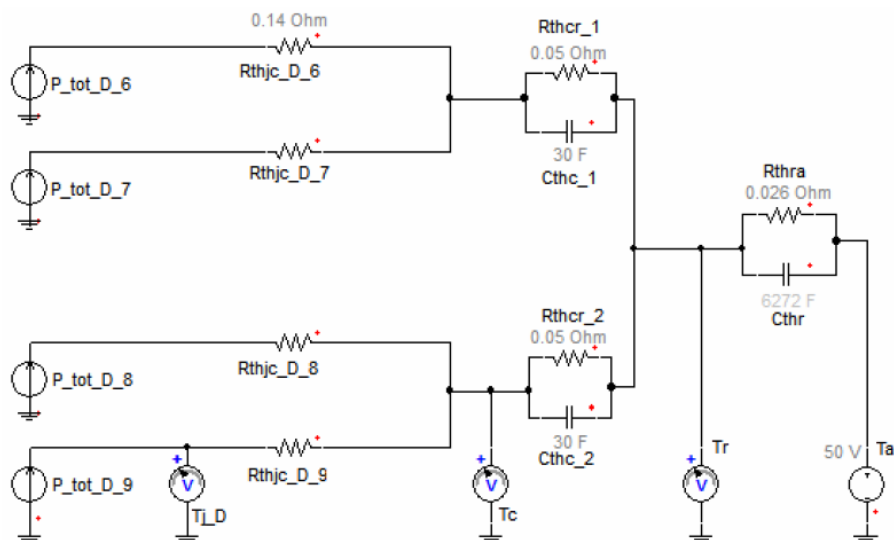
Výpočtem totálního ztrátového výkonu, který reprezentuje veškeré ztráty 1f diodového usměrňovače, je stanovena skutečná účinnost usměrňovače na 98,96 %.[3,7,8,9]

4.1.4.5 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 16. Výkonový modul SKKD170F obsahuje jednu větev můstkového usměrňovače. Celý usměrňovač bude složen ze dvou výkonových modulů umístěných na společném chladiči P16/300 společnosti Semikron. [3,4,7,8,9]

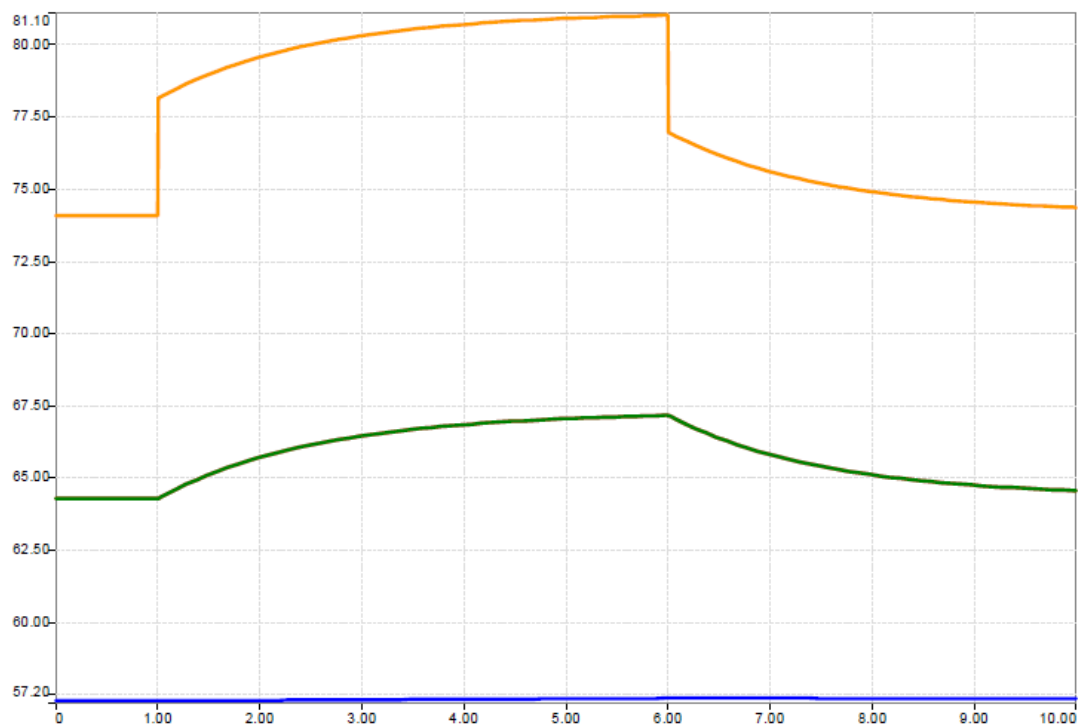
4.1.4.6 Parametry ekvivalentního elektrického obvodu pro tepelnou simulaci:

- P_{tot_D} Totální ztrátový výkon diody je roven 70 W resp. 99 W při přetížení. Je dán součtem všech dílčích ztrát diody: $P_{\text{SW}_D(\text{av})} + P_{\text{FW}_D(\text{av})}$. V simulaci je reprezentován zdrojem proudu.
- R_{thcr_D} Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrem diody. Hodnota je získána z katalogového listu modulu: $R_{\text{thjc}_D} = 0,14$ [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. $R_{\text{thcr}} = 0,05$ [K/W].
- C_{thc} Tepelná kapacita pouzdra součástky C_{thc} nebývá v katalogích 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} :
- $$C_{\text{thc}} = \frac{\tau_c}{R_{\text{thjc}}} = \frac{1,5}{0,05} = 30 [\text{Ws/K}] \quad (47)$$
- R_{tha} 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. $R_{\text{thra}} = 0,026$ [W/K]
- C_{thc} Hodnota tepelné kapacity chladiče P16/300 je stanovena na základě vztahu (38) na 6272 [Ws/K].



Obrázek 16: Ekvivalentní elektrické schéma pro tepelnou simulaci pulsního měniče

4.1.4.7 Výsledky tepelné simulace získané programem Simplorer



Obrázek 17: 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 17, lze odečíst maximální teploty čipů diod při přetížení 81 °C a v ustáleném stavu 74 °C. Nízké teploty naznačují, že chladič není plně využit. Poskytuje nadměrnou výkonovou rezervu.

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. [3,4,7,8,9]

4.2 Varianta B

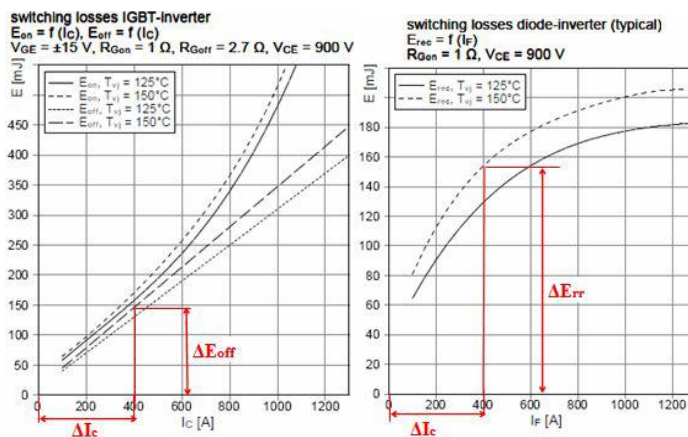
4.2.1 Realizace 1f napěťového střídače



Pro realizaci byl vybrán výkonový modul FF650R17IE4D B2 společnosti Infineon (katalogový list je uveden v příloze 9.4). Modul v napěťové hladině 1700 V, je osazen tranzistory s IGBT4 technologií. Přímou v pouzdru modulu je zabudován NTC termistor pro monitorování teploty výkonového modulu. Navrhovaný jednofázový střídač bude složen ze dvou výkonových umístěných na společném chladiči. [3,4,7,8,9]

4.2.1.1 Ztráty 1f střídače realizovaného modulem FF650R17IE4D B2

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. Proud diodou v okamžiku jejího vypínání je roven nule, ztráty ovšem vznikají v důsledku strmého poklesu proudu diodou (viz Průběhy ztrátové energie). Samotné vypnutí diody je tak doprovázeno zákmitem zredukovaného zotavovacího proudu I_{rr} v době, kdy je 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:

$$K_{off} = \frac{\Delta E_{off}}{\Delta I_c} = \frac{146 \times 10^{-3}}{400} = 3,65 \times 10^{-4} [J/A] \quad (48)$$

$$K_{rr} = \frac{\Delta E_{rr}}{\Delta I_c} = \frac{155 \times 10^{-3}}{400} = 3,875 \times 10^{-4} \quad (49)$$

$$P_{SW_OFF_IGBT(av)} = f_{spinaci} \times K_{off} \times I_c = 1900 \times 3,658 \times 10^{-4} \times 477 \cong 330 W \quad (50)$$

$$P_{SW_OFF_IGBT(av)}^* = f_{spinaci} \times K_{off} \times I_c^* = 1900 \times 3,658 \times 10^{-4} \times 582 \cong 403 W \quad (51)$$

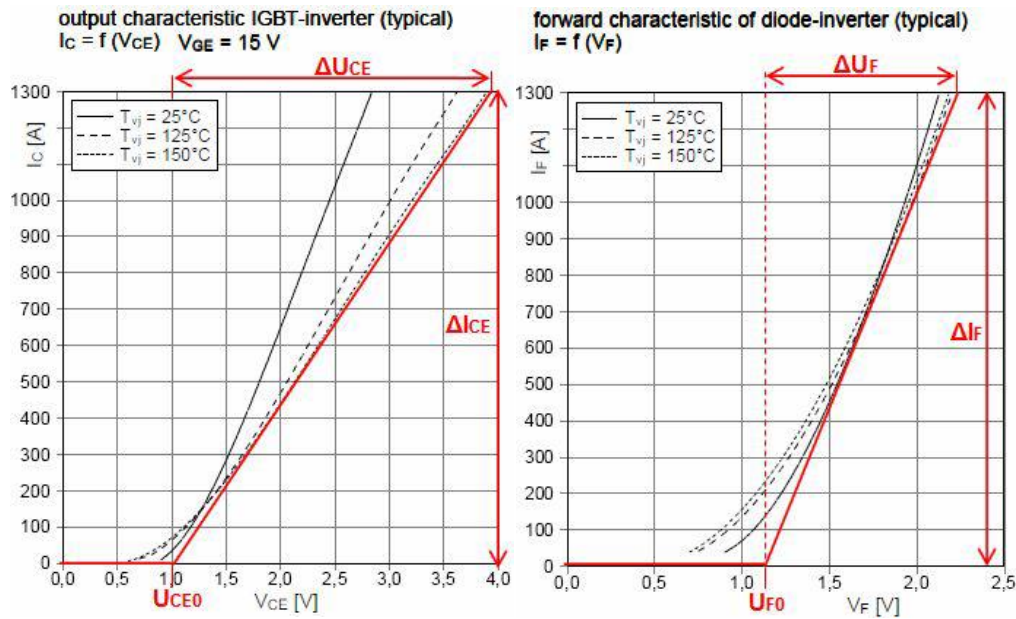
$$P_{SW_D(av)} = 0,1 \times f_{spinaci} \times K_{rr} \times I_c = 0,1 \times 1900 \times 3,875 \times 10^{-4} \times 477 \cong 35 W \quad (52)$$

$$P_{SW_D(av)}^* = 0,1 \times f_{spinaci} \times K_{rr} \times I_c^* = 0,1 \times 1900 \times 3,875 \times 10^{-4} \times 582 \cong 43 W \quad (53)$$

[3,7,8,9]

4.2.1.2 Výpočet středních hodnot propustných ztrát:

Hodnoty U_{ce0} , U_{F0} , 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. Střední hodnota je zvýrazněna zeleně, efektivní hodnota žlutě.



Obrázek 18: Aproximace propustné charakteristiky diody (vlevo) a tranzistoru (vpravo)

$$r_{CE} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{3,8-1}{1300} = 2,15 \times 10^{-3} \Omega \quad U_{CE} = 1,0V \quad (54)$$

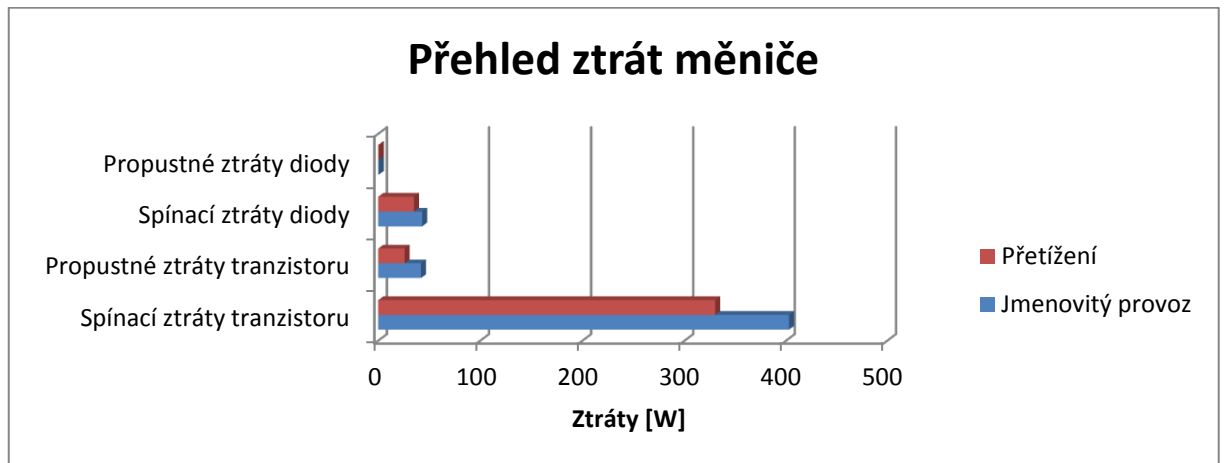
$$r_F = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F} = \frac{2,2-1}{1300} = 8,46 \times 10^{-4} \Omega \quad U_{F0} = 1,1V \quad (55)$$

$$P_{FW_IGBT(av)} = I_{IGBT(av)} \times U_{CE0} + r_{CE} \times I_{IGBT(rms)}^2 = 15,71 \times 1 + 2,15 \times 10^{-3} \times 70,67^2 \cong 26 W \quad (56)$$

$$P_{FW_IGBT(av)}^* = I_{IGBT(av)}^* \times U_{CE0} + r_{CE} \times I_{IGBT(rms)}^{*2} = 22,93 \times 1 + 2,15 \times 10^{-3} \times 93,83^2 \cong 42 W \quad (57)$$

$$P_{FW_D(av)} = I_{D(av)} \times U_{F0} + r_F \times I_{D(rms)}^2 = 0,414 \times 1,1 + 8,46 \times 10^{-4} \times 11,52^2 \cong 0,6 W \quad (58)$$

$$P_{FW_D(av)}^* = I_{D(av)}^* \times U_{F0} + r_F \times I_{D(rms)}^{*2} = 0,56 \times 1,1 + 8,46 \times 10^{-4} \times 14,67^2 \cong 0,8 W \quad (59)$$



Obrázek: Přehled ztrát jednotlivých spínacích součástek výkonového modulu

4.2.1.3 Výpočet účinnosti měniče:

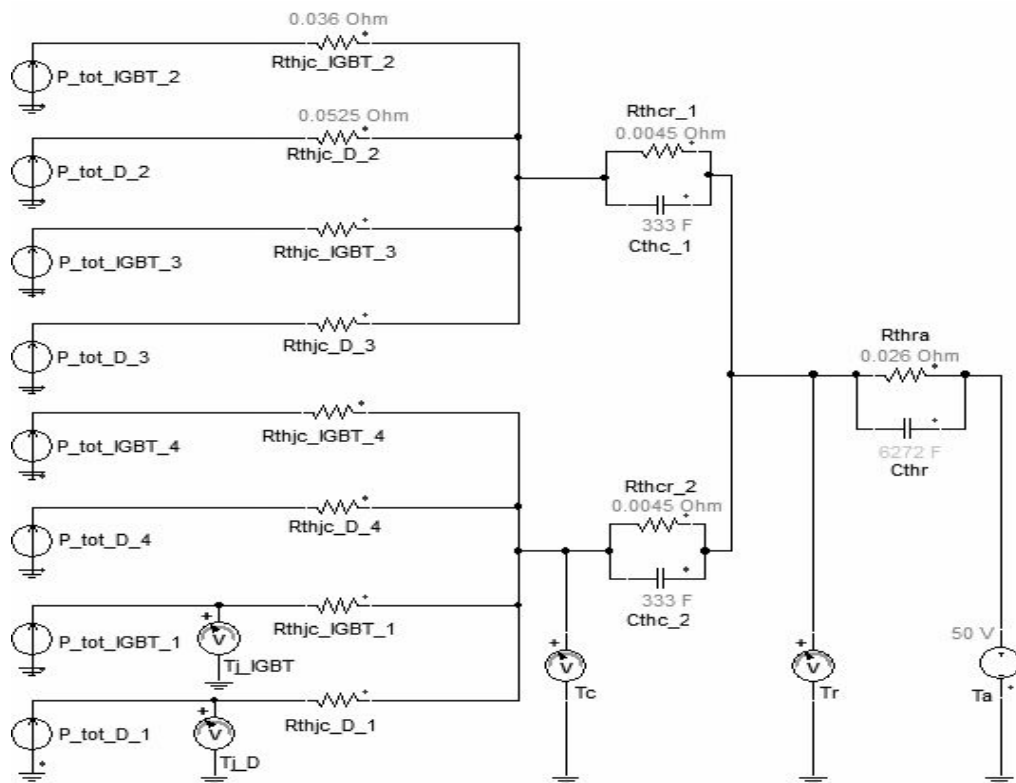
$$P_{tot(av)} = 4 \times (P_{FW_{IGBT(av)}} + P_{SW_{IGBT(av)}} + P_{SW_{D(av)}} + P_{FW_{D(av)}}) = 4 \times (330 + 26 + 35 + 0,6) = 15664 \text{ W} \quad (60)$$

$$\eta_{4_realna} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{P} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{U_{C2} \times I_{Z2}} = 1 - \frac{1566,4}{600 \times 45} = 0,9419 \quad (61)$$

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

4.2.1.4 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 19. 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. [3,4,7,8,9]



Obrázek 19: Ekvivalentní elektrické schéma pro tepelnou simulaci pulsního měniče

4.2.1.5 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:

$$R_{thjc_IGBT1} = 0,036 \text{ [K/W]}$$

R_{thjc_D} Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrem diody. Hodnota je získána z katalogového listu:

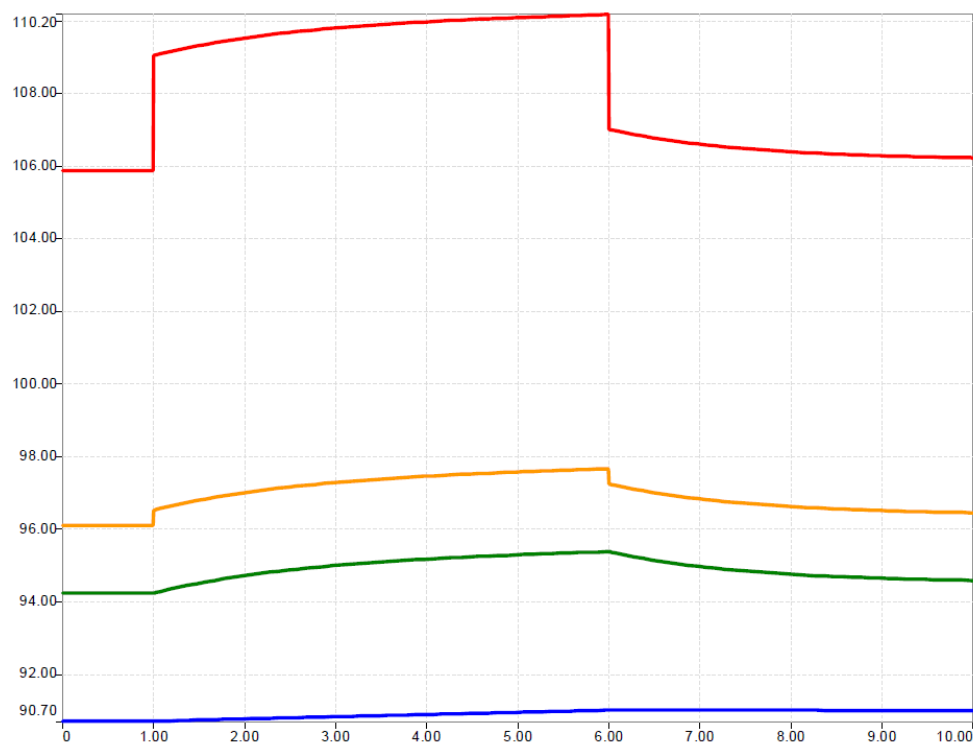
$$R_{thjc_D1} = 0,0525 \text{ [K/W]}$$

R_{thcr} Tepelný odpor mezi pouzdrem součástky a chladičem. Hodnota odporu je uvedena v katalogovém listu spínací součástky a vztahuje se k celému modulu.

$$R_{thcr} = 0,0045 \text{ [K/W]}.$$

- 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} :
- $$C_{thc} = \frac{\tau_c}{R_{thcr}} = \frac{1,5}{0,0045} = 333 [Ws/K] \quad (62)$$
- 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. $R_{thra} = 0,026 [W/K]$
- C_{thc} Hodnota tepelné kapacity chladiče P16/300 je stanovena na základě vztahu (38) na 6272 [Ws/K].

4.2.1.6 Výsledky tepelné simulace



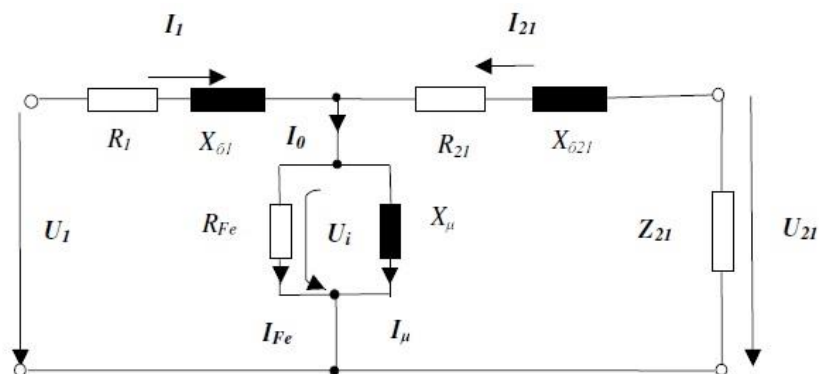
Obrázek 20: Průběh teplot: čipu tranzistoru T_{j_IGBT} , čipu diody T_{j_D} , pouzdra T_c , chladiče T_r

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 20 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. [3,4,7,8,9]

4.2.2 Návrh jednofázového transformátoru

Návrh jednofázového transformátoru vychází z parametrů transformátoru (jmenovitě přejímá velikosti elektrických parametrů: R_1 , R_2 , $X_{\delta 1}$, $X_{\delta 2}$). Pro optimalizaci návrhu 1f střídače a diodového usměrňovače je nutné omezit rozkmit proudu procházející transformátorem. Zajištěno pomocí vložené indukčnosti.[5]



Obrázek 21: Náhradní schéma transformátoru

$$R_1 = 0,0065 \text{ Ohm} / 25^\circ\text{C}$$

$$X_{\delta 1} = 0,0815 \text{ Ohm}$$

$$X_\mu = 254 \text{ Ohm}$$

$$R_2 = 0,0018 / 25^\circ\text{C}$$

$$X_{\delta 2} = 0,0204 \text{ Ohm}$$

Transformátory jsou většinou vyráběny na zakázku. Výrobce potřebuje pro realizaci transformátoru především tyto parametry:

Provozní frekvence: 10 000 Hz

Příkon transformátoru: 11 000 kW

Způsob chlazení: Vzduchové, nucené

Převod transformátoru:

Převod transformátoru se stanovuje především tak, že vycházíme ze znalosti nejnižšího napětí na vstupu tj. $U_{VST} = 400\text{V}$ a znalosti potřebného napětí na výstupním kondenzátoru tj. $U_c = 560\text{ V}$. Převod transformátoru je definován vztahem jako poměr jmenovitého vstupního napětí ku výstupnímu napětí naprázdno. Musíme však ještě zohlednit vliv rozptylových indukčností a zatížení proudem. Pomocí simulací se stanovila hodnota převodu transformátoru na $k = 0,63$. [5]

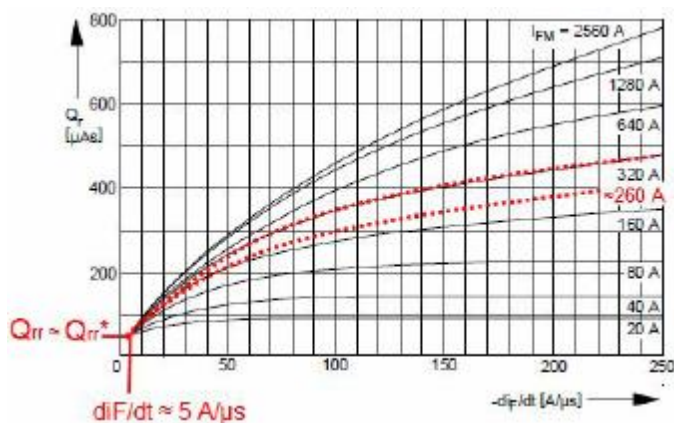
4.2.3 Realizace 1f diodového usměrňovače v můstkovém zapojení



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 DD121S společnosti Infineon (katalogový list je uveden v příloze 9.4). 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. [3,4,7,8,9]

4.2.3.1 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/d_t je stanovena na základě znalosti doby poklesu proudu T_2 (viz obrázek 15) a maximální hodnoty proudu diody (tabulka 6)

	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 6: Hodnoty průběhů proudu

K výpočtu vypínacích ztrát diody je nutné stanovit tzv. faktor měkkosti s . Pro diodu lze uvažovat hodnotu 0,25.

4.2.3.2 Spínací ztráty diody:

$$d_F/d_t = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{T_2} I_{D(\max)} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{5,2 \cdot 10^{-5}} 260 = 5 \text{ A}/\mu\text{s} \quad (63)$$

$$d_F/d_t^* = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{T_2^*} I_{D(\max)} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{6,11 \cdot 10^{-5}} 320 = 5 \text{ A}/\mu\text{s} \quad (64)$$

$$P_{SW_D(av)} = P_{off\ D(av)} = \frac{s}{1+s} \cdot f \cdot U \cdot Q_{rr} = \frac{0,25}{1+0,25} \cdot 1900 \cdot 600 \cdot 48 \cdot 10^{-6} = 11\text{W} \quad (65)$$

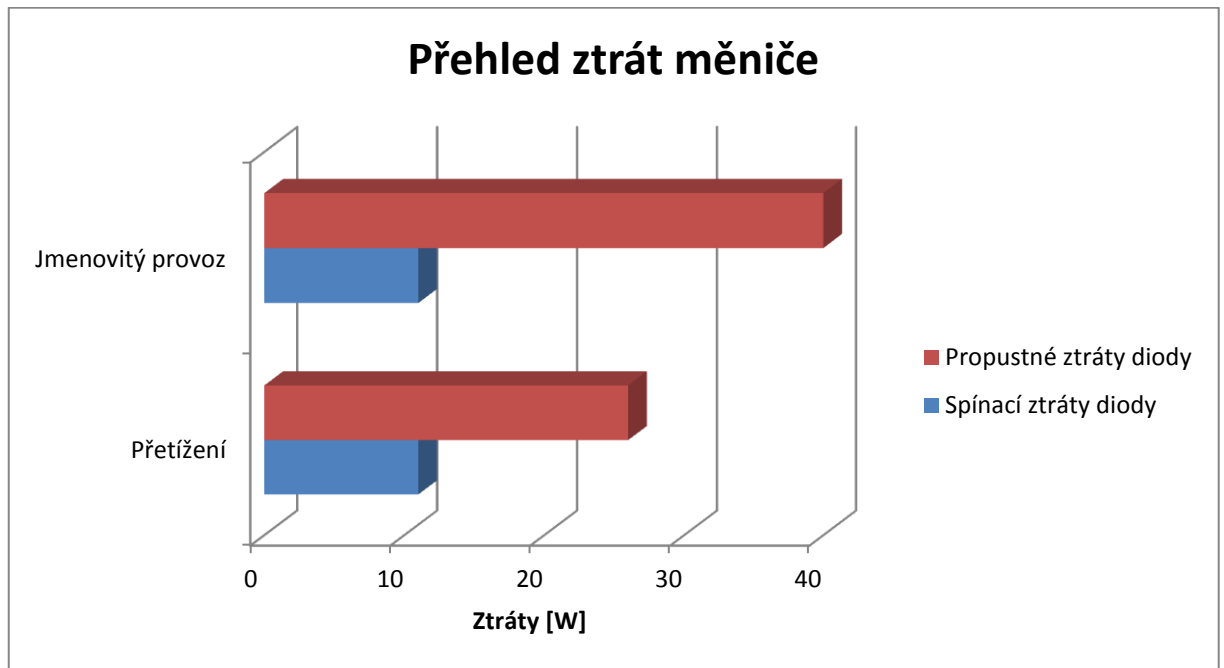
$$P_{SW_D(av)}^* = P_{off\ D(av)}^* = \frac{s}{1+s} \cdot f \cdot U \cdot Q_{rr}^* = \frac{0,25}{1+0,25} \cdot 1900 \cdot 600 \cdot 48 \cdot 10^{-6} = 11\text{W} \quad (66)$$

4.2.3.3 Propustné ztráty diody

$$P_{FW_D(av)} = (I_{DV(av)} \cdot U_{FO} \cdot r_F \cdot I_{D(rms)})^2 = (22,98 \cdot 0,95 + 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 49,14^2) = 26\text{W} \quad (67)$$

$$P_{FW_D(av)}^* = (I_{DV(av)}^* \cdot U_{FO} \cdot r_F \cdot I_{D(rms)})^2 = (33,54 \cdot 0,95 + 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 69,89^2) = 40\text{W} \quad (68)$$

Hodnoty U_{FO} a r_F jsou získány z katalogového listu výkonového modulu. Velikosti středních a efektivních hodnot proudů jsou uvedeny v tabulce 6.



4.2.3.4 Výpočet účinnosti měniče:

$$P_{tot(av)} = 4 \times (P_{SW D(av)} + P_{FW D(av)}) = 4 \times (11 + 26) = 148 \text{ W} \quad (69)$$

$$\eta_{2_real} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{P} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{U_{C2} \times I_{Z2}} = 1 - \frac{148}{600 \times 45} = 0,9945 \quad (70)$$

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

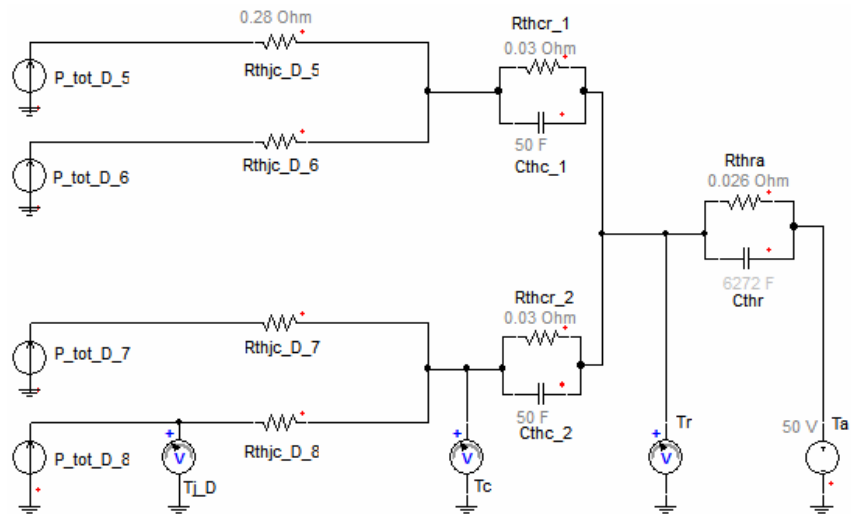
4.2.3.5 Tepelná simulace:

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 22. Výkonový modul DD121S obsahuje jednu větev můstkového usměrňovače. Celý usměrňovač bude složen ze dvou výkonových modulů umístěných na společném chladiči P16/300 společnosti Semikron. [3,4,7,8,9]

4.2.3.6 Parametry ekvivalentního elektrického obvodu pro tepelnou simulaci:

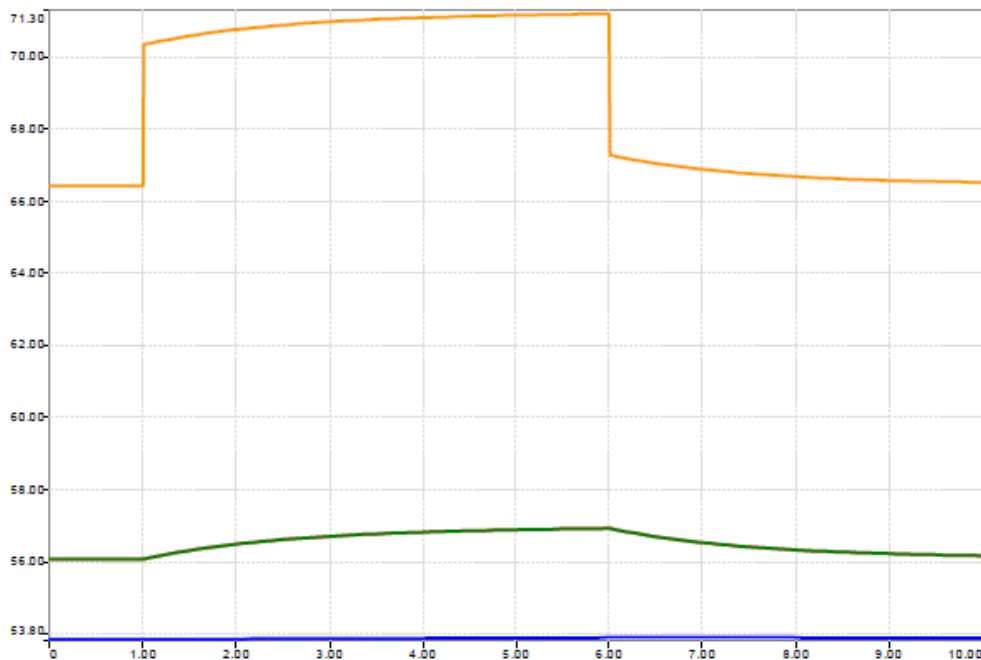
P_{tot_D} Totální ztrátový výkon diody je roven 37 W resp. 51 W při přetížení. Je dán součtem všech dílčích ztrát diody: $P_{SW_D(av)} + P_{FW_D(av)}$. V simulaci je reprezentován zdrojem proudu.

- R_{thcr_D} Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrem diody. Hodnota je získána z katalogového listu: $R_{thjc_D} = 0,28$ [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 katalogích 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} :
- $$C_{thc} = \frac{\tau_c}{R_{thjc}} = \frac{1,5}{0,05} = 30 [Ws/K] \quad (71)$$
- R_{tha} 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 (38) na 6272 [Ws/K].



Obrázek 22: Ekvivalentní elektrické schéma pro tepelnou simulaci pulsního měniče

4.2.3.7 Výsledky tepelné simulace získané programem Simplorer



Obrázek 23: 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 23, 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.

Aplikace Semisel pro výpočet ztrát a oteplení výkonových spínacích součástek neuvažuje při výpočtu diodových usměřovačů jejich spínací ztráty. Toto zjednodušení lze akceptovat zhruba do kmitočtu usměřovaného napětí 400 Hz. Vzhledem k provozním podmínkám navrhovaného usměřovače, je toto zjednodušení neakceptovatelné. Proto nebude výpočet oteplení pomocí aplikace Semisel proveden. [3,4,7,8,9]

5 Elektromagnetická kompatibilita pomocných pohonů

5.1 Rozsah platnosti

Norma platí pro emise a odolnost z hlediska EMC pro elektrická a elektronická zařízení určená k použití na železničním drážním vozidle. EN 50121-3-2 platí pro integraci zařízení na drážním vozidle. Předpokládaný kmitočtový rozsah je od DC do 400 GHz. Na kmitočtech, u kterých nebyl specifikován žádný požadavek se nemusí provádět žádná měření. Aplikace zkoušek musí záviset na konkrétním zařízení, jeho konfiguraci, jeho vstupech/výstupech, jeho technologii a jeho pracovních podmínkách. Norma bere v úvahu vnitřní prostředí drážního vozidla, vnější prostředí dráhy a rušení přístroje způsobené zařízením jako jsou ruční rádiovysílače.

Je-li vstup/výstup určen k vysílání nebo přijímání pro účely radiokomunikací (záměrná vyzařování, např. systémy odpovídače) pak meze emise a odolnosti v této normě na komunikačním kmitočtu neplatí.

Norma neplatí pro přechodné emise při zapnutí a vypnutí zařízení.

Cílem normy je definovat meze a zkušební metody pro elektromagnetické emise a pro požadavky na zkoušení odolnosti s ohledem na rušení šířená vedením a vyzařováním. Tyto meze a zkoušky představují základní požadavky elektromagnetické kompatibility.

Požadavky na emisi byly vybrány tak, aby bylo zajištěno, že rušení generovaná normálně provozovaným zařízením na drážním vozidle nepřekročí úroveň, která by mohla zabránit v práci jiného zařízení podle jeho určení.

Podobně byly vybrány požadavky na odolnost tak, aby byla zajištěna odpovídající odolnost zařízení na drážním vozidle.

Úrovně však nepokrývají mimořádné případy, které se mohou vyskytnout s mimořádně nízkou pravděpodobností výskytu v jakémkoliv místě. Zvláštní požadavky, které se liší od normy musí být specifikovány.

Požadavky na zkoušku jsou stanoveny pro každý uvažovaný vstup/výstup.

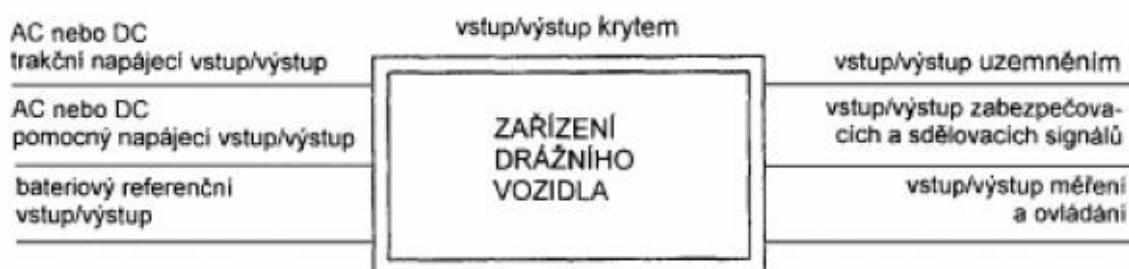
Specifická opatření je třeba používat ve spojení s všeobecnými opatřeními uvedenými EN 50121-1.[10]

5.2 Definice

Pro účely části 3-2 evropské normy platí následující definice:

- 3.1. zařízení drážního vozidla (relling stock apparatus) finální výrobek se samostatnou funkcí, určený pro použití v obvodech drážního vozidla
- 3.2. vstup/výstup (port) konkrétní rozhraní specifického zařízení s vnějším prostředím např. AC napájecí vstup/výstup, DC napájecí vstup/výstup, vstup/výstup I/O
- 3.3. vstup/výstup krytem (enclosure port) fyzická hranice zařízení, kterou se mohou elektromagnetická pole vyzařovat nebo vnikat;[10]

Hlavní druhy vstupů/výstupů zařízení drážního vozidla jsou uvedeny na obrázku 24.



Obrázek 24: Hlavní druhy vstupů/výstupů

5.3 Funkční kritéria

Množství a různost zařízení, na které se norma vztahuje, umožňuje jen obtížně definovat přesná kritéria pro vyhodnocení výsledků zkoušek odolnosti.

Funkční popis a definice kritérií posuzování během zkoušek EMC nebo jako důsledku zkoušek EMC musí být zajištěn výrobcem a poznamenán ve zkušebním protokolu založením na kritériích A, B, C definovaných v EN 50121-1.[10]

5.3.1 Podmínky při zkoušení

Ne vždy je možné zkoušet každou funkci zařízení. Zkoušky se musí provádět v typickém provozním režimu považovaným výrobcem za nejvíce produkující emise nebo nejvíce citlivý na rušení v příslušném kmitočtovém pásmu a přitom odpovídajícím normálnímu použití. Podmínky při zkoušení musí výrobce definovat v plánu zkoušky.

Je-li zařízení částí systému nebo může být připojeno k pomocným přístrojům, pak se zařízení musí zkoušet při spojení s minimální konfigurací pomocných přístrojů nezbytných pro vyšetřování vstupů/výstupů podle EN 55022.

Uspořádání a režim provozu musí být stanoven v plánu zkoušky a skutečné podmínky během

zkoušek se musí přesně zaznamenat ve zkušebním protokolu.[10]

Má-li zařízení velký počet podobných vstupů/výstupů nebo vstupů/výstupů s mnoha podobnými zapojeními, musí se zvolit dostatečný počet tak, aby byly simulovány skutečné provozní podmínky a aby se zajistilo, že všechny různé typy zakončení byly odzkoušeny (např. 20% vstupů/výstupů nebo alespoň čtyři vstupy/výstupy).

Zkoušky je nutné provést v provozním rozsahu stanoveném pro výrobek a při jeho jmenovitém napájecím napětí, není-li stanoveno základní normou jinak. [10]

5.3.2 Použitelnost

Měření podle normy se musí provádět na příslušných vstupech/výstupech zařízení. S ohledem na elektrické charakteristiky, zapojení a použití konkrétního přístroje může být rozhodnuto, že některé ze zkoušek nejsou vhodné a z toho důvodu nutné (např. odolnost asynchronních motorů, transformátorů, proti vyzařovanému rušení). V takovém případě musí být rozhodnutí o vypuštění zkoušek zaznamenáno v plánu zkoušky nebo zkušebním protokolu.

Pokud není stanoveno jinak musí být zkoušky EMC zkouškami typovými.[10]

5.3.3 Zkoušky a meze emise

Zkoušky a meze emise pro zařízení pokrytá normou jsou dány požadavkem postupného zkoušení (vstup/výstup za vstupem/výstupem).

Měření se musí provádět při dobře definovaných a reprodukovatelných podmínkách pro každý typ rušení.

Popis zkoušky, metody a sestava zkoušky jsou dány v základních normách, na které jsou odkazy v tabulce (Příloha č. 9.6)[10]

5.3.4 Zkoušky a meze odolnosti

Zkoušky a meze emise pro zařízení pokrytá normou jsou dány požadavkem postupného zkoušení (vstup/výstup za vstupem/výstupem).

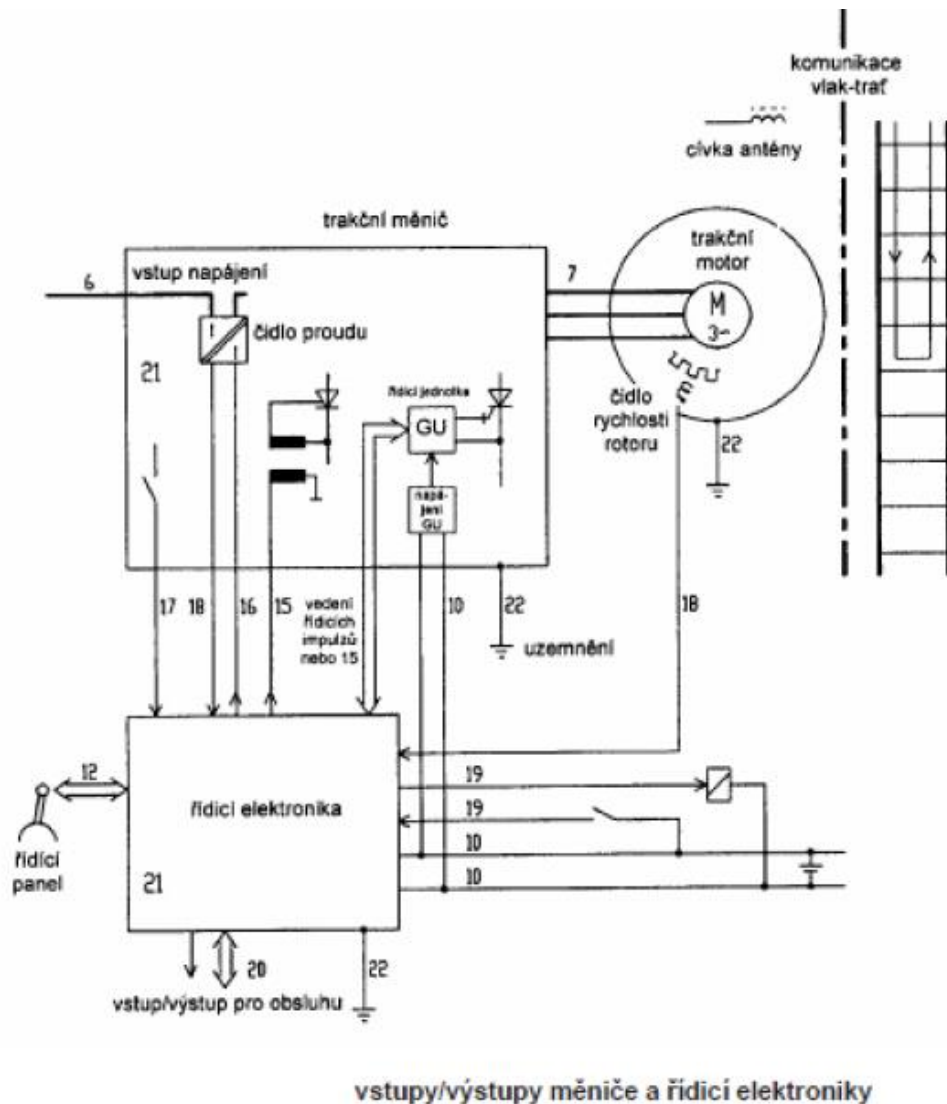
Pro zajištění odolnosti celého vozidla se musí meze aplikovat na všechna příslušná zařízení.

Zkoušky se musí provádět při dobře definovaných a reprodukovatelných podmínkách.

Zkoušky se musí provádět jako jednotlivé zkoušky za sebou. Pořadí zkoušek je volitelné.

Popis zkoušky, zkušební generátor, zkušební metody a sestava zkoušky jsou dány v základních normách (příloha č. 9.7)[10]

5.3.5 Typické příklady zařízení drážního vozidla s jejich vstupy/výstupy:



6 Pomocné pohony na lokomotivě 90E

6.1 Pomocné obvody (Lo 13740 P)m

Pomocné obvody lokomotivy jsou napájeny z napěťového meziobvodu, kde je z kapacit C15.B a C15.C vytvořen dělič, do jehož středu je připojena svorka B primárního vinutí transformátoru pomocných pohonů T10. Druhá svorka A primáru transformátoru T10 je střídačem pomocného pohonů U70 střídavě (frekvencí 400Hz) připojována ke kladnému (012) a k zápornému (188) potenciálu napětí meziobvodu. Omezovací tlumivka L70 omezuje strmost nárůstu proudu při eventuálních zkratech ve střídači U70. [6]

Čidlo A70 s děličem R70 měří nesymetrii rozdělení napětí kapacitního děliče C15.B, C15.C.

Střídavým napětím zhruba obdélníkového průběhu s frekvencí 400Hz, ze dvou sekundárních vinutí transformátoru T10 (svorky I, J a K, L) je napájen stabilizátor napětí meziobvodu pomocných pohonů U30. Komutační RC členy (R88, C88 s R89, C89) omezují vliv přepětových špiček vznikajících činností U70. Na výstupních svorkách P a Q stabilizátoru U30 je tedy k dispozici stejnosměrné napětí konstantní velikosti (540V). Tlumivka L30 je součástí výstupního vyhlazovacího filtru (kapacita je součástí stabilizátoru U30).[6]

Ze stejnosměrného napětí meziobvodu pomocných pohonů jsou pak napájeny jednotlivé napětěové střídače.

Střídač U72 slouží k napájení asynchronních motorů ventilátorů trakčních motorů M31 a M32 a motoru brzdového odporu M35. V jízdním režimu lokomotivy jsou v činnosti motory M31 a M32, v režimu elektrodynamické brzdy je k nim připojován ještě motor M35. Odpojování a připojování motorů je uskutečňováno stykači K31, K32 a K40.

K dokonalejšímu vyhlazení výstupního proudu střídače slouží vyhlazovací tlumivka L72. K hlídání paralelního chodu všech tří motorů slouží proudová čidla A80, A81 a A82.[6]

Střídač U77 je určen k napájení soustrojí šroubového kompresoru M13 a k řízení jeho rozběhu napětím proměnné velikosti a proměnného kmitočtu (jmenovitá frekvence 100Hz). Tlumivka L77 slouží opět k dokonalejšímu vyhlazení výstupního proudu střídače. Při poruše střídače U77 je možno přepojit přepojovačem Q61 kompresorové soustrojí na střídač ventilátorů U72. Tím je umožněn omezený provoz lokomotivy (v důsledku ztráty ventilace motorů a brzdového odporu je omezen poměrný tah v jízdě a vyřazena elektrodynamická brzda).[6]

K napájení vlastní spotřeby lokomotivy je určen střídač U79, jehož hlavním spotřebičem je dobíječ baterií G01. Součástí nabíječe je transformátor, z jehož jednoho sekundárního vinutí (3x380V,50Hz) je přes jistič F19 napájen motor M21 čerpadla oleje soupravy měničů. Z druhého sekundárního vinutí transformátoru nabíječe (3x220V, 50Hz) je napájeno postupně:

- a) přes jistič F95 a ovládací spínač S81- klimatizace kabiny strojvedoucího E26

b) přes jistič F91 a ovladač topení a klimatizace S81 - motorčky kaloriferů M83, M891st. a M84, M90 -2 st.

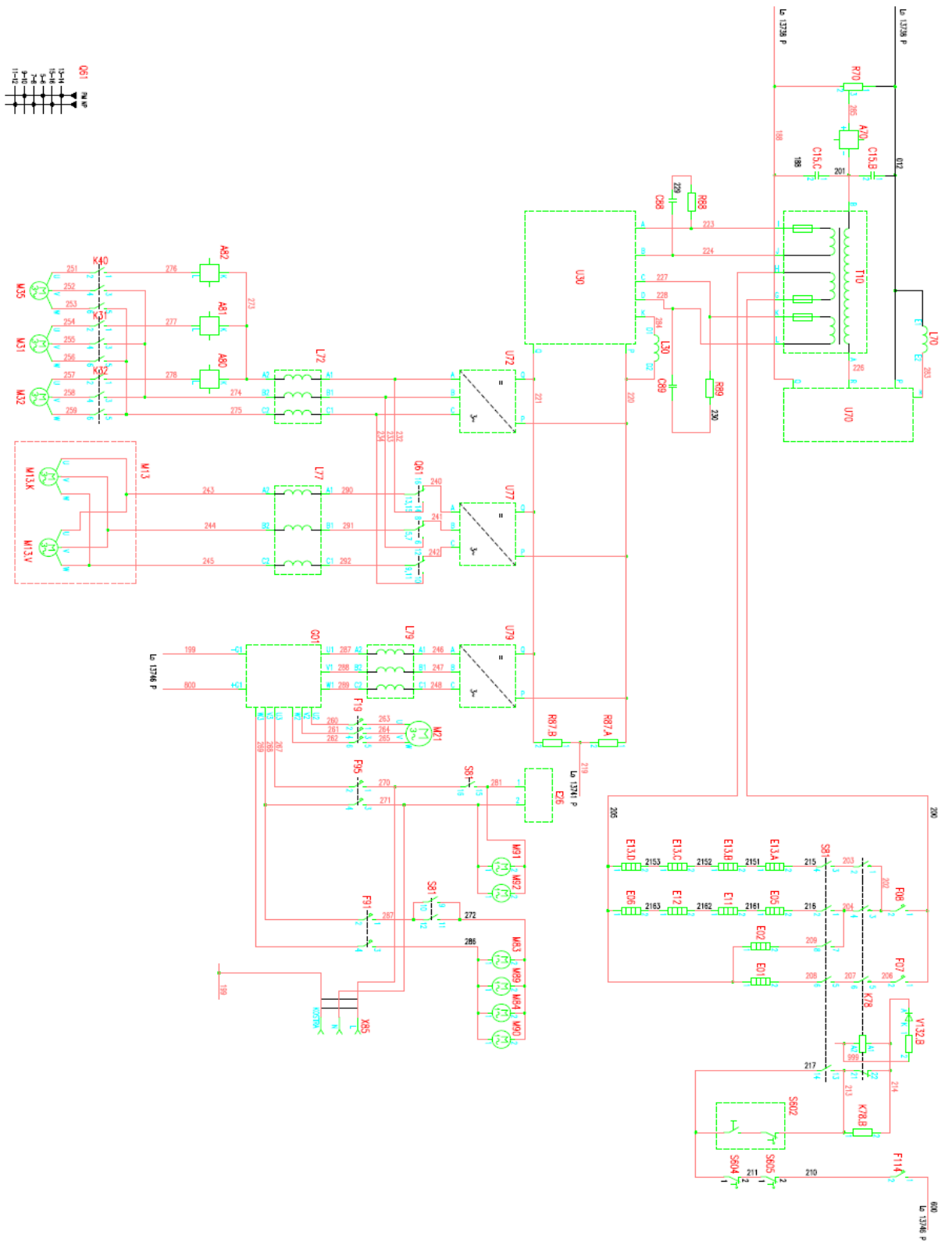
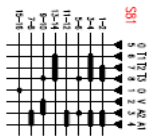
c) přes jistič F95 - zásuvka spotřebičů 220V X85.

Tlumivka L79 slouží opět k vyhlazení výstupního proudu střídače.

Pro účely signalizace zemního spojení (porušení izolace) pomocných pohonů jsou na meziobvod pomocných pohonů připojeny dělicí odpory zemní ochrany R87.A, R87.B.

Na poslední sekundární vinutí transformátoru pomocných pohonů T10 (svorky H-G) jsou připojeny obvody topení stanoviště strojvedoucího. Přes jističe F08 a F07 jsou přes doteky stykače K78 a doteky ovladače topení stanoviště S81 podle jeho jednotlivých poloh připojovány topení kaloriferů E01 (st.1) a E02 (st.2), topení stupínku strojvedoucího E05 (st.1) a E06 (st.2) a plošné vytápění podlahy stanoviště topnými kabely E11.A a E11.B. Ovládací stykač topení K78 je možno ovládat ručně ovladačem S81 (doteky 13-14) nebo prostorovým termostatem kabiny S602 opět přes doteky S81 (11-12).

Ochrana proti přehřátí prostorů kaloriferů (např. při ztrátě ventilace) je řešena ochrannými termostaty S604 a S605, které způsobí odpadnutí stykače K78 a tím odpojení topení stanoviště od napájení. Jistič F114 slouží k jištění obvodů stykače K78.[6]



7 Závěr

Ze simulací z programu PLECS vychází, že obě dvě varianty jsou schopny být používány jak při minimálním napětí troleje tak i při maximálním napětí troleje povolené normou. Simulace byly odsimulovány nejdříve pro proměnné napětí 400V, 600V, 750V a 900V se statickou hodnotou zátěže, která činila 100% zatížení. Poté bylo odsimulováno pro statické napětí změna zátěže. Dynamická zátěž se měnila v rozmezí dvou hodnot 10% a 100%.

Pro samotný návrh při výběrů spínacích prvků byly zvoleny výkonové moduly, které mají hraniční provozní teplotu čipu 150 °C. Výkonové prvky, které byly použity jsou navrženy tak aby ani při 1,5 násobném přetížení teplota čipu nepřesáhla 110 °C. Musíme brát v úvahu ještě fakt, že mezi pouzdrem výkonového modulu a chladičem se bude nacházet ještě dielektrická vrstva. Tato vrstva zajišťuje další izolaci celého měniče. Tepelný odpor této vrstvy je nám neznám. Z tohoto důvodu se musí nechat při návrhu určitá teplotní rezerva. Další důležitou podmínkou pro výběr spínacích prvků byl integrovaný NTC termistor přímo v pouzdru součástky. Slouží jako zpětná vazba pro řídicí elektroniku měniče.

Pro navrhování jednotlivých prvků se osvědčilo použití firemního programu společnosti Semikron – Semisel a případně i firemní program společnosti Infineon – Iposim. Tyto společnosti jsou na trhu nejdůležitější a nejvíce vyhledávány pro prodej výkonových součástek, protože nabízejí velice rozmanitý trh se součástky.

Pro návrh topologie byly vybrány dvě základní používané varianty. Tyto varianty jsou varianty A.2 a varianty B. Varianta A.2 byla vybrána z důvodu, že poskytuje vyšší provozní spolehlivost oproti variantě A.1. Kdy v případě průrazu pulsního měniče u varianty A.2 nedojde k průrazu na jednofázovém střídači, protože u varianty A.2 jsou použity prvky v napěťové hladině 1200 V což je dvojnásobně větší než u varianty A.1.

Varianta B je používána z důvodu úspory prostoru ve vozidlech lehké trakce. Musíme však zohlednit fakt, že tato varianta pracuje s nejnižšími spínacími frekvencemi.

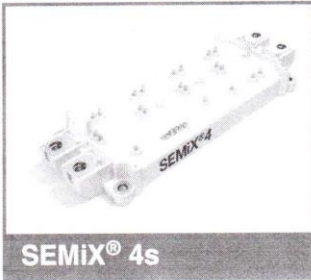
8 Použitá literatura

- [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] Interní dokumentace společnosti Škoda Electric a.s.
- [6] Interní dokumentace společnosti Škoda Transportation a.s.
- [7] <http://semisel.semikron.com/Circuit.asp>
- [8] <http://www.ansys.com/Products/Simulation+Technology/Systems+&+Multiphysics>
- [9] <http://web.transim.com/Infineon-IPOSIM>
- [10] <http://www.technickenormy.cz/csn-en-50121-3-2-ed-2-drazni-zarizeni-elektromagneticka-kompatibilita-cast-3-2-drazni-vozidla-zarizeni/>
- [11] <http://www.plexim.com/>
- [12] <http://www.mathworks.com/products/matlab/>
- [13] <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=639724B&queryText%3DAuxiliary+Power+Supply+Converters>
- [14] <http://homen.vsb.cz/~s1i95/phv/Koncepce%20vozidel%20elektrick%C3%A9%20vozby.pdf>

9 Přílohy

9.1 Datasheet SEMiX604GB176HDs

SEMiX604GB176HDs



Trench IGBT Modules

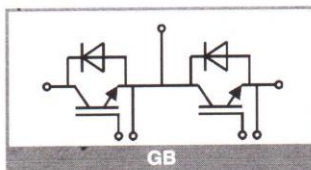
SEMiX604GB176HDs

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



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					
$I_{l(RMS)}$	$T_{terminal} = 80\text{ °C}$		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						
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 400\text{ A}$ $V_{GE} = 15\text{ V}$ chipllevel	$T_J = 25\text{ °C}$		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_{res}	$V_{CE} = 25\text{ V}$			35.3		nF
C_{ges}	$V_{GE} = 0\text{ V}$			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_{dint}	$T_J = 25\text{ °C}$			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
$t_{d(off)}$	$R_{G\ on} = 3\ \Omega$	$T_J = 125\text{ °C}$		900		ns
		$T_J = 125\text{ °C}$		165		ns
t_f	$R_{G\ off} = 3\ \Omega$	$T_J = 125\text{ °C}$		165		ns
E_{off}	$T_J = 125\text{ °C}$			165		mJ
$R_{th(j-c)}$	per IGBT			0.058		K/W

9.2 Datasheet SEMiX404GB12E4s

SEMIX404GB12E4s



Trench IGBT Modules

SEMIX404GB12E4s

Features

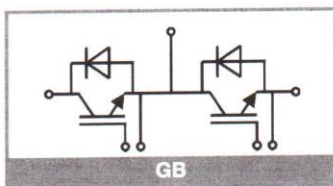
- Homogeneous Si
- Trench = Trenchgate technology
- $V_{CE(sat)}$ with positive temperature coefficient
- High short circuit capability
- UL recognized, file no. E63532

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 $T_J=150^\circ\text{C}$
- Dynamic values apply to the following combination of resistors:
 $R_{Gon,main} = 1,0 \Omega$
 $R_{Goff,main} = 1,0 \Omega$
 $R_{G,X} = 2,2 \Omega$
 $R_{E,X} = 0,5 \Omega$

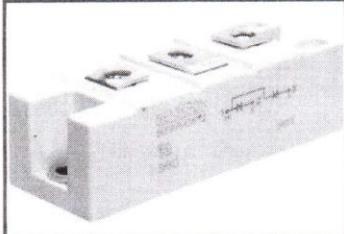


Absolute Maximum Ratings				
Symbol	Conditions	Values	Unit	
IGBT				
V_{CES}	$T_J = 25^\circ\text{C}$	1200	V	
I_C	$T_J = 175^\circ\text{C}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	618	A
		$T_C = 80^\circ\text{C}$	475	A
I_{Cnom}		400	A	
I_{CRM}	$I_{CRM} = 3 \times I_{Cnom}$	1200	A	
V_{GES}		-20 ... 20	V	
t_{psc}	$V_{CC} = 800\text{ V}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$	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				
$I_{I(RMS)}$	$T_{terminal} = 80^\circ\text{C}$	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	$T_J = 25^\circ\text{C}$	1.8	2.05	V
		$T_J = 150^\circ\text{C}$	2.2	2.4	V
V_{CE0}	chiplevel	$T_J = 25^\circ\text{C}$	0.8	0.9	V
		$T_J = 150^\circ\text{C}$	0.7	0.8	V
r_{CE}	$V_{GE} = 15\text{ V}$ chiplevel	$T_J = 25^\circ\text{C}$	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}	$V_{GE} = 0\text{ V}$ $V_{CE} = 1200\text{ V}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		5	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
$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 600\text{ V}$ $I_C = 400\text{ A}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$	296		ns
t_r	$V_{GE} = \pm 15\text{ V}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$	67		ns
E_{on}	$R_{Gon} = 1.7\ \Omega$	$T_J = 150^\circ\text{C}$	27		mJ
$t_{d(off)}$	$R_{Goff} = 1.7\ \Omega$	$T_J = 150^\circ\text{C}$	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

9.3 Datasheet SKKD170F

SKKD 170F



SEMIPACK® 2

Fast Diode Modules

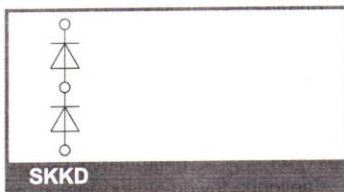
SKKD 170F

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



SKKD

V_{RSM} V	V_{RRM} V	$I_{FRMS} = 320$ A (maximum value for continuous operation)
1200	1200	$I_{FAV} = 170$ A (sin. 180; $T_c = 85$ °C)
SKKD 170F12		


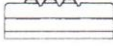
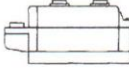
Symbol	Conditions	Values	Units
I_{FAV}	sin. 180; $T_c = 85$ (100) °C	170 (145)	A
I_{FSM}	$T_{vj} = 25$ °C; 10 ms	2500	A
	$T_{vj} = 150$ °C; 10 ms	2300	A
i^2t	$T_{vj} = 25$ °C; 8,3 ... 10 ms	31250	A ² s
	$T_{vj} = 150$ °C; 8,3 ... 10 ms	26450	A ² s
V_F	$T_{vj} = 25$ °C; $I_F = 170$ A	max. 2	V
$V_{(TO)}$	$T_{vj} = 150$ °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_{slg}		- 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	

9.4 Datasheet FF650R17IE4D_B2

技术信息 / Technical Information		infineon					
IGBT-模块 IGBT-modules		FF650R17IE4D_B2					
		初步数据 Preliminary Data					
IGBT, 逆变器 / IGBT, Inverter							
最大额定值 / Maximum Rated Values							
集电极 - 发射极电压 Collector-emitter voltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	V_{CES}	1700	V			
连续集电极直流电流 Continuous DC collector current	$T_C = 100^{\circ}\text{C}, T_{vj\max} = 175^{\circ}\text{C}$ $T_C = 25^{\circ}\text{C}, T_{vj\max} = 175^{\circ}\text{C}$	$I_{C\text{nom}}$ I_C	650 930	A A			
集电极重复峰值电流 Repetitive peak collector current	$t_P = 1\text{ ms}$	I_{CRM}	1300	A			
总功率损耗 Total power dissipation	$T_C = 25^{\circ}\text{C}, T_{vj\max} = 175^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	4,15	kW			
栅极 - 发射极峰值电压 Gate-emitter peak voltage		V_{GES}	+/-20	V			
特征值 / Characteristic Values							
			min.	typ.	max.		
集电极 - 发射极饱和电压 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		
栅极阈值电压 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
栅极电荷 Gate charge	$V_{GE} = -15\text{ V} \dots +15\text{ V}$		Q_G	7,00			μC
内部栅极电阻 Internal gate resistor	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		$R_{G\text{int}}$	2,3			Ω
输入电容 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
反向传输电容 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
集电极-发射极截止电流 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
栅极-发射极漏电流 Gate-emitter leakage current	$V_{CE} = 0\text{ V}, V_{GE} = 20\text{ V}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		I_{GES}			400	nA
开通延迟时间(电感负载) 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
上升时间(电感负载) 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
关断延迟时间(电感负载) 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
下降时间(电感负载) 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
开通损耗能量(每脉冲) 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
关断损耗能量(每脉冲) 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
短路数据 SC data	$V_{GE} \leq 15\text{ V}, V_{CC} = 1000\text{ V}$ $V_{CE\text{max}} = V_{CES} - L_{SCE} \cdot di/dt$ $t_P \leq 10\ \mu\text{s}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$		I_{SC}	2700			A
结 - 外壳热阻 Thermal resistance, junction to case	每个 IGBT / per IGBT		R_{thJC}			36,0	K/kW
外壳 - 散热器热阻 Thermal resistance, case to heatsink	每个 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
在开关状态下温度 Temperature under switching conditions			$T_{vj\text{op}}$	-40		150	$^{\circ}\text{C}$
prepared by: TA	date of publication: 2013-11-05						
approved by: PL	revision: 2.1						

9.5 Datasheet DD121S

Fast diode modules

Type	V_{RRM} $V_{RSM} = V_{RRM} + 50 \text{ V}^1)$ V	I_{FRMSM}	I_{FSM} 10 ms, $t_{vj,max}$	$\int i^2 dt$ 10 ms $t_{vj,max}$	I_{FAVM}/t_C A/°C	$V_{(TO)}$ $t_{vj} =$ $t_{vj,max}$	r_f $t_{vj} =$ $t_{vj,max}$	I_{RM} $t_{vj} = t_{vj,max}$, $dI/dt =$ 100 A/μs	R_{thJC} 180°el sin	R_{thCK}	$t_{vj,max}$	Outline	
		A	A	kA ² s	A/°C	V	mΩ	A	°C/W	°C/W	°C		
Baseplate = 20 mm													
▲ DD 46 S	800 1000 1200		100	850	3.6	64/ 59 45/ 85	0.9	3.9		0.68	0.16	125	47
DD 61 S	1000 1200 1400		120	1600	12.8	76/ 84 61/100	1	2.2	82	0.62	0.16	150	
DD 62 S	400 600 800 1000		120	1600	12.8	76/ 84 61/100	1	2.2	62	0.62	0.16	150	
DD 81 S	1000 1200 1400		150	1900	18.05	96/ 88 81/100	0.95	1.7	87	0.48	0.16	150	
DD 82 S	400 600 800 1000		150	1900	18.05	96/ 88 81/100	0.95	1.7	65	0.48	0.16	150	
Baseplate = 30 mm													
DD 121 S	1000 1200 1400		200	2000	20	127/ 97 121/100	0.95	1.7	95	0.28	0.06	150	50
DD 122 S	400 600 800 1000		200	2000	20	127/ 97 121/100	0.95	1.7	70	0.28	0.06	150	
Baseplate = 50 mm													
▲ DD 230 S	1800 2000 2200 2400 2600		410	7500	281	261/ 91 230/100	1	0.8		0.15	0.04	150	52
DD 241 S	1000 1200 1400		410	7500	281	261/ 94 240/100	1.10	0.5	135	0.15	0.04	150	
DD 242 S	400 600 800 1000		410	7500	281	261/ 94 240/100	1.10	0.5	98	0.15	0.04	150	

1) $V_{RSM} > 1000 \text{ V}$ $V_{RSM} = V_{RRM} + 100 \text{ V}$

Most types of the power module have been **UL**-recognized

▲ New type

9.6 Zkoušky a meze emise

	Vstup/Výstup	Specifikace zkoušky		Základní norma	Zkušební sestava	Poznámky
3,1	Pomocné napájení sinusovým AC nebo DC napětím (vstup/výstup na obr A1 A2 A4)	9kHz.....150kHz	žádné meze	EN55011	EN55011	viz. poznámka 1 a 2
		150kHz.....500kHz	99dB μ V kazivrcholové			viz. poznámka 3,4 a 5
		500kHz....30Mhz	93dB μ V kazivrcholové			viz. poznámka 3,4 a 5
Poznámka 1						
V současnosti nejsou od 9kHz do 150kHz žádné meze pro emise šířené vedením. Omezení emisí šířených vedením ze zařízení zabrání nadměrným vyzařovaným emisím. Pro další pokrok s touto normou v budoucnu je nutná zkušenost v této technice a relace mezi emisí šířenou vedením a zářením.						
Poznámka 2						
Výhoda AC napájení 230 V pro veřejné použití musí poskytovat kvalitu energie postačující pro použití určeného zařízení jako jsou PC a nabíječky mobilů. Harmonického zkreslení v symetrickém i nesymetrickém režimu se musí omezit filtrem na <5%. Emise skupin impulzů a rázového impulzu je nutno omezit na úroveň pro domácí zařízení podle EN 61000-6-1. Rádiové AM přijímače nejsou určeny k napájení z těchto vývodů.						
Poznámka 3						
Kde je to možné použije se metoda definována v EN 55011. V současnosti existující metoda měření emisí šířených vedením (EN 55011) má omezení ve jmenovitých hodnotách napětí a proudu vazebních sítí. Kromě toho metoda měření napětí má při měření systémů velkých výkonů bezpečnostní aspekty. Omezování emisí šířených vedením od přístrojů připojených na vnější kabelové síť bude zabraňovat nadměrným vyzařovaným emisím.						
Poznámka 4						
Tento požadavek se týká hodnot průmyslových mezí avšak za daných okolností byly definovány pro ochranu rádiových a televizních přijímačů a zde nemají stejný cíl, použitelná mez pro drážní zařízení byla změněna o 20dB tak, aby byla reprezentativnější z hlediska potenciálních problémů.						
Poznámka 5						
Tento požadavek se netýká napájecích vstupů/výstupů, které jsou připojeny na jiné jednoúčelové kompatibilní vstupy/výstupy						

9.7 Zkoušky a meze odolnosti

	Jevy prostředí	Specifikace zkoušky		Základní norma	Zkušební sestava	Poznámky	Funkční kritéria
7.1	Vysokofrekvenční nesymetricky	0,15 MHz80MHz	nemodulovaná nosná	EN 61000-4-6	EN 61000-4-6	Viz. Poznámka 1	A
		10V(efektivní hodnota)				Specifikovaná zkušební úroveň je efektivní hodnota nemodulované nosné	
		80% AM, 1kHz					
7.2	Rychlé přechodné jevy	±2kV	Vrcholová	EN 61000-4-4	EN 61000-4-4	Viz. Poznámka 2	A
		5/50 ns	Tr/Tn				
		5kHz	kmitočtové opakování				
7.3	Rázové impulzy	1,2/50 us	Zkušební napětí naprázdno, mezi vodičem a zemí	EN 61000-4-5	EN 61000-4-5	Viz. Poznámka 3	B
		±2kV 42Ω, 0,5uF					
		±1kV 42Ω, 0,5uF	Zkušební napětí naprázdno, mezi vodiči				
Poznámka 1							
Zkušební úroveň se může také definovat jako ekvivalentní proud do zátěže 150Ω							
Poznámka 2							
Přímá vazba, kladná a záporná polarita							
Poznámka 3							
Tato zkouška je určena k opakování jevu známého jako přímá vazba; proto je doporučena výstupní impedance 42Ω (40Ω a 2Ω generátoru) a vazební kapacita 0,5 uF.							