

**Západočeská univerzita v Plzni
Fakulta elektrotechnická**

DISERTAČNÍ PRÁCE

**Využití SiC polovodičových součástek ve výkonové
elektronice**

Ing. Jan Štěpánek

Plzeň 2019



**FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
ZÁPADOČESKÉ UNIVERZITY
V PLZNI**

Disertační práce

**k získání akademického titulu doktor v oboru
Elektronika**

Ing. Jan Štěpánek

**Využití SiC polovodičových součástek ve výkonové
elektronice**

Školitel: doc. Ing. Pavel Drábek Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem disertační práci vypracoval samostatně a použil jsem prameny, které cituji a uvádím v seznamu literatury. V předložené vědecké práci jsou použity obvyklé vědecké postupy.

V Plzni, datum

.....

podpis

Poděkování

Na tomto místě bych chtěl poděkovat panu doc. Ing. Pavlu Drábkovi, Ph.D. za vedení mé práce. Mé poděkování patří též Ing. Martinu Járovi, Ph.D., Ing. Tomáši Košanovi, Ph.D., Ing. Luboši Streitovi, Ph.D. a kolegům z Katedry elektromechaniky a výkonové elektroniky a z Regionálního inovačního centra elektrotechniky za vstřícnost a cenné rady. V neposlední řadě Karin Kučerové a Bc. Veronice Černé za jazykovou korekturu a rodinným příslušníkům i přátelům za podporu při tvorbě této disertační práce.

Prohlášení řešitele projektu

Tato práce vznikla za podpory projektů MŠMT OP VVV CZ.02.1.01/0.0/0.0/18_069/0009855 Elektrotechnické technologie s vysokým podílem vestavěné inteligence, TA04020235 (TA ČR – Program ALFA) Zařízení pro kompenzaci zemních poruch, MPO TIP FR-TI3/183 Nová generace řídicího systému a výkonových polovodičových měničů pro trolejbusy a Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy ČR v rámci grantů SGS-2018-009, jejichž jsem řešitelem. Potvrzuji, že Ing. Jan Štěpánek je hlavním autorem částí, které jsou představeny v této práci.

V Plzni, datum

.....

podpis

Abstrakt

Předkládaná disertační práce se zabývá problematikou výkonových měničů pro speciální aplikace s využitím moderních polovodičových prvků. Práce popisuje návrh výkonových měničů pro tři různé projekty, kde každý klade na výkonový měnič různé požadavky.

První z popisovaných měničů je určený pro použití v oblasti automotive a je navržený jako tzv. „Full SiC“ měnič. Klade si za cíl vývoj trakčního měniče s vysokou hustotou výkonu min. 100kW/l, čímž se parametrově přiblíží cílům projektu U.S. DRIVE. Vyvinutý SiC měnič by měl při napájení 900 VDC z trakční baterie dosahovat výkonu minimálně 200 kW při minimální spínací frekvenci 20 kHz s účinností vyšší než 99 %. Při objemu cca 1,9 l bude dosahovat hustoty výkonu 105 kW / l.

Druhý z popisovaných měničů cílí do prostředí konzervativní energetiky. Zde je kladen velký důraz na spolehlivost a životnost výsledného zařízení. Popisovaný měnič slouží jako základní stavební blok o výkonu 150 kVA pro zařízení na kompenzování zemních spojení (finální pilot sestaven z 9 bloků a celkovém výkonu 1,35 MVA).

Třetí z popisovaných měničů je zaměřen na oblast vozidel lehké trakce, kde se zabývá možnostmi optimalizace a modernizace měničů pro pomocné pohony. Popisovaný měnič si klade za cíl použitím moderních SiC polovodičů o dosažení vyšší účinnosti a snížení hmotnosti a objemu výsledných pomocných pohonů.

Klíčová slova:

Si, SiC, hustota výkonu, energetika, pomocné pohony, vstupní stabilizátor, DC/DC izolační měniče

Abstract

This dissertation thesis deals with power converters for special applications using modern semiconductor devices. Main target of this thesis is to design power converters for three different projects with unique requirements.

First power converter variant is designed for automotive field and it is based on SiC semiconductors. It aims to develop a traction converter with a high power density of min. 100kW / l, targeting the parameters of the U.S. DRIVE. The developed SiC converter should reached power up to 200 kW and min. 20kHz switching frequency with an efficiency of more than 99% when powered from a 900 VDC traction battery. At a volume of approximately 1,9l, it will reach a power density of 105 kW / l.

Second power converter variant is targeting the conservative area fo power engineering. Design requirements are focused mainly on reliability and durability of used equipment. Converter is establishing an essential design element disposing of 150 kVA for ground fault compensation systems (the final pilot consists of 9 blocks and the total power 1,35 MVA).

The third described converters are focused on light traction vehicles. This variant is analyzing possibility to optimize and modernize power converters for auxiliary drivers.

Main goal of this type of power converter is to reduce weight and size and increase an efficiency of auxiliary driver system by using modern SiC semiconductors.

Key words:

Si, SiC, Power Density, Power Engineering, Auxiliary Drive, Input stabilizer, DC/DC insulation converter

Obsah

1	ÚVOD	1
2	SOUČASNÝ STAV MODERNÍCH VÝKONOVÝCH POLOVODIČOVÝCH SOUČÁSTEK	2
2.1	MODERNÍ POLOVODIČOVÉ MATERIÁLY A JEJICH KVALITA	3
2.1.1	<i>Základní výrobní topologie polovodičových součástek SiC</i>	5
2.1.2	<i>Základní výrobní topologie polovodičových součástek GaN</i>	5
2.2	HYBRIDNÍ POLOVODIČOVÉ SOUČÁSTKY Si + SiC	7
2.3	POLOVODIČOVÉ SOUČÁSTKY SiC	9
2.4	POLOVODIČOVÉ SOUČÁSTKY Z GAN.....	11
3	CÍLE PRÁCE	12
4	TRAKČNÍ MĚNIČE PRO ELEKTROMOBILU	13
4.1	VÝKONOVÉ ZTRÁTY VZNIKAJÍCÍ V POLOVODIČOVÝCH ČIPECH	14
4.1.1	<i>Vodivostní ztráty (propustné ztráty) - P_{con}</i>	14
4.1.2	<i>Spínací ztráty - P_{sw}</i>	16
4.1.3	<i>Celkové spínací ztráty</i>	17
4.2	NÁVRH CHLAZENÍ VÝKONOVÉHO MĚNIČE	17
4.2.1	<i>Určení teploty polovodičového čipu</i>	17
4.2.2	<i>Volba vhodného chladiče</i>	20
4.3	KONSTRUKCE	22
4.3.1	<i>Volba chladiče</i>	22
4.3.2	<i>DC mezi obvod a AC výstup</i>	26
4.4	EXPERIMENTÁLNÍ OVĚŘENÍ FUNKCE SiC MĚNIČE	27
4.4.1	<i>Regulační struktura</i>	30
4.4.2	<i>Validace chladiče a určení tepelného odporu</i>	31
4.4.3	<i>Ověření funkčnosti měniče při výkonu 100kW a 150kW</i>	32
4.4.4	<i>Tepelná analýza měniče</i>	38
4.5	DÍLČÍ ZÁVĚR – SiC MĚNIČ	41
5	MĚNIČE PRO ENERGETIKU	42
5.1	ZÁKLADNÍ STAVEBNÍ BLOK.....	43
5.1.1	<i>Polovodičové součástky</i>	44
5.2	STAVEBNÍ BLOK 150 kVA – PROTOTYP A	47
5.2.1	<i>Řídicí karta měniče</i>	51
5.2.2	<i>Experimentální ověření – Prototyp A</i>	53
5.2.3	<i>Porovnání technologie Si a SiC u výkonových měničů 150 kVA pro energetiku</i>	58
5.3	STAVEBNÍ BLOK 150 kVA – PROTOTYP B	60

5.3.1	<i>Základní části – Prototypu B</i>	61
5.3.2	<i>Experimentální ověření – Prototypu B</i>	63
5.4	DÍLČÍ ZÁVĚR – ZAŘÍZENÍ PRO KOMPENZACI ZEMNÍCH PORUCH 22/0,4 KV 1,35 MVA.....	69
6	MĚNIČE PRO TRAKČNÍ VOZIDLA – POMOCNÉ POHONY	71
6.1	ZÁKLADNÍ TOPOLOGIE POMOCNÝCH POHONŮ	72
6.1.1	<i>Pomocné pohony se vstupním stabilizátorem</i>	74
6.1.2	<i>Pomocné pohony bez vstupního stabilizátoru</i>	75
6.2	REALIZACE POMOCNÝCH POHONŮ	77
6.2.1	<i>Zvolená topologie pro pomocné pohony</i>	78
6.3	VSTUPNÍ STABILIZÁTOR PRO POMOCNÉ POHONY.....	83
6.3.1	<i>Volba polovodičových součástek</i>	83
6.3.2	<i>Návrh vstupního stabilizátoru</i>	85
6.3.3	<i>Návrh řídicí struktury a algoritmů regulace</i>	92
6.3.4	<i>Experimentální ověření vstupního stabilizátoru s Si tranzistory a SiC</i>	94
6.4	DC/DC IZOLAČNÍ MĚNIČ	100
6.4.1	<i>Volba komponent galvanické bariéry</i>	101
6.4.2	<i>Polovodičové součástky</i>	101
6.5	NÁVRH VÝKONOVÉHO OBVODU JEDNOFÁZOVÉHO STŘÍDAČE	103
6.5.1	<i>Experimentální ověření jednofázového střídače</i>	105
6.6	NÁVRH VÝKONOVÉHO OBVODU SiC USMĚRŇOVAČE.....	106
7	ZÁVĚR	108

1 Úvod

Polovodičové součástky na bázi křemíku (dále jen Si) a arsenidu galia (dále jen GaAs) jsou zastoupeny v portfoliu většiny výrobců polovodičů.

Součástky na bázi GaAs nalezneme nejčastěji ve slaboproudé elektronice, kde se používají při výrobě integrovaných obvodů, tranzistorů, polovodičových laserů a fotovoltaických článků. Pro výkonovou elektroniku se polovodičové prvky na bázi GaAs nepoužívají, protože nejsou vhodné pro použití v aplikacích s velkou hustotou výkonu (vysoké napětí a zároveň velký proud).

Polovodičové prvky na bázi Si pomalu dosahují svého vrcholu. Vývojové týmy na celém světě se snaží posunout vlastnosti těchto Si polovodičů dále, což je velice obtížné. Přesto se na trhu objevují nové generace polovodičů tohoto typu.

Postupem času se do role perspektivních materiálů pro polovodičové součástky dostávají prvky s velkou šířkou zakázaného pásu, které jsou velmi zajímavé pro výzkum a vývoj nových perspektivních polovodičových součástek. Velká šířka zakázaného pásu zaručuje výrazné zlepšení parametrů polovodičů oproti klasickým prvkům na bázi Si. Tyto prvky jsou schopny pracovat při vyšších teplotách, s vysokou hustotou výkonu a vyšší spínací frekvencí. Díky těmto vlastnostem jsou materiály s velkou šířkou zakázaného pásu ideálními nástupci polovodičových Si součástek. Mezi materiály s velkou šířkou zakázaného pásu patří: karbid křemíku (dále jen SiC), galium nitrid (dále jen GaN) a ve fázi výzkumu jsou polovodičové prvky na bázi diamantu. Ve světě dochází k diskuzím, který z materiálů je vhodnější pro výkonové aplikace. Je ovšem jisté, že polovodičové součástky s velkou šířkou zakázaného pásu jsou velkým přínosem pro výkonovou elektroniku, obzvláště materiály SiC a GaN si v této oblasti naleznou své místo.

2 Současný stav moderních výkonových polovodičových součástek

Mezi moderní polovodičové součástky v dnešní době řadíme výše zmíněné materiály s větší šířkou zakázaného pásu. Základní vlastností charakterizující polovodičové součástky s velkou šířkou zakázaného pásu je energie potřebná pro přechod elektronu z valenčního pásu do vodivostního pásu. Materiály, které se typicky vyznačují energií větší než 2 eV, se označují jako polovodiče s velkou šířkou zakázaného pásu. Do této skupiny spadají pro výkonovou elektroniku prvky na bázi SiC a GaN. Dále se již budeme věnovat výhradně těmto materiálům, které se aktuálně nasazují v průmyslových aplikacích. Použití diamantu je otázkou velmi vzdáleného horizontu.

Společnými vlastnostmi všech polovodičů na bázi SiC a GaN, oproti Si, je větší šířka zakázaného pásu a vyšší průrazné napětí. SiC dosahuje vyšší tepelné vodivosti a nižší elektrické vodivosti, která se kompenzuje vodivostí dotujících příměsí. Oproti tomu GaN dosahuje vyšší elektrické vodivosti a shodné tepelné vodivosti s Si. Porovnání základních materiálů Si, SiC(4H-struktura) a GaN je v Tab. 1.

Tab. 1 - Základní vlastnosti polovodičových materiálů

Základní materiál	Si	SiC-4H	GaN
Šířka zakázaného pásu [eV]	1,1	3,2	3,4
Průrazné elektrické pole [10^6 V/cm]	0,3	3	3,5
Elektronová pohyblivost [$\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$]	1450	900	2000
Nasyčená elektronová rychlost [10^6 cm/s]	10	22	25
Tepelná vodivost [$\text{W}/\text{cm}\cdot\text{K}$]	1,5	5	1,3

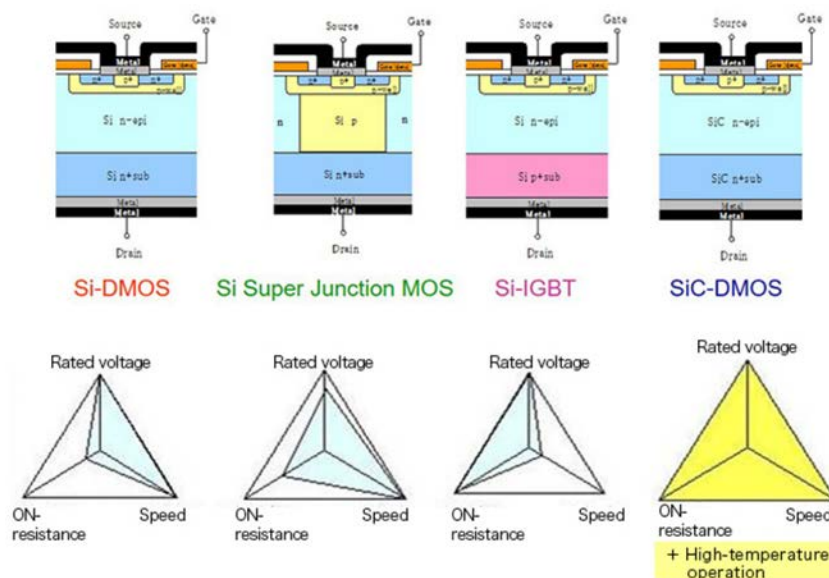
Vysoká hodnota průrazného elektrického pole u polovodičových součástek na bázi SiC a GaN umožňuje dosahovat násobně vyšších blokovacích napětí výkonových součástek a také nízkého svodového proudu (významná vlastnost pro diody). Vyšší elektronová pohyblivost a nasycená elektronová rychlost umožňuje dosažení vyšších spínacích frekvencí než u běžných součástek na bázi Si. GaN má ještě větší elektronovou pohyblivost než SiC a díky této vlastnosti je GaN předurčen pro velmi vysoké spínací frekvence.

Tepelná vodivost je důležitým parametrem pro výkonovou elektroniku a určuje, jak je daný materiál schopen efektivně odvádět teplo. V tomto ohledu je nejvhodnější SiC, který má více než třikrát vyšší tepelnou vodivost než GaN nebo Si. Dále má větší šířka zakázaného pásu

vliv na hodnotu provozní teploty polovodičového přechodu, což je velmi výhodná vlastnost zvláště pro automotive aplikace. Vysoká tepelná vodivost v kombinaci s velkou šířkou zakázaného pásu činí z SiC velmi zajímavý materiál pro výrobu výkonových polovodičů s vysokou hustotou výkonu. Navzdory tomu, že polovodiče na bázi GaN mají nízkou tepelnou vodivost (podobnou jako Si), tak mají velmi vysokou elektronovou pohyblivost, což má pozitivní vliv na maximální spínací frekvenci. Proto i polovodiče na bázi GaN jsou slibnou cestou vývoje pro světové týmy zabývající se návrhem výkonových polovodičových součástek i pro aplikační sféru. V roce 2015 se konala mezinárodní soutěž Google Little Box Challenge, kde první dvě místa vyhrály týmy s měniči na bázi GaN a třetí místo s měničem SiC.

2.1 Moderní polovodičové materiály a jejich kvalita

K velkému zlepšení při výrobě materiálu pro výrobu polovodičů na bázi SiC a GaN došlo během několika posledních let. Technologicky je výroba SiC pokročilejší než GaN. Oba substráty jsou velmi perspektivní pro vývoj spínacích součástek výkonových aplikací s vysokou spínací frekvencí. Je vhodné použít epitaxní vrstvu z materiálu SiC nebo GaN, která je nanášena na substrát složený ze stejného homoepitaxiálního materiálu nebo jiného heteroepitaxiálního materiálu.



Obr. 1 – Porovnání technologií tranzistorů Převzato z [1]

Homoepitaxní polovodiče na bázi SiC jsou vyráběny obdobným procesem jako klasické Si polovodičové prvky. Výroba je podobná ve smyslu nanášení epitaxní vrstvy SiC, která může být nanášena na substrát SiC jako na Obr. 1. Výsledkem tohoto postupu

je ideální shoda mezi epitaxní vrstvou a substrátem karbidu křemíku. Díky této shodě je zaručena dobrá cesta pro elektrickou a tepelnou vodivost mezi vrchní vrstvou a spodní vrstvou waferu (substrátového disku). Tento proces má velký dopad na struktury výsledných polovodičů a jejich konečnou cenu.

V dnešní době jsou substráty na bázi GaN nejčastěji používány k výrobě modré laserové diody na dvoupalcových waferech. Homoepitaxní substráty pro výrobu GaN by nabízely výše popsané výhody, ale zatím nejsou vhodné substráty běžně dostupné či je jejich cena neúměrně vysoká, případně je kvalita substrátu velmi nízká oproti jiným dostupným substrátům. Díky výše uvedeným důvodům jsou používány pro nanášení vrstev GaN heteroepitaxní substráty. Možnosti výroby substrátu GaN vysoké kvality jsou stále velice náročné oproti substrátu SiC. Obdobně jako u substrátu SiC existuje u substrátu GaN mnoho podstatných problémů (např. mechanické napětí na rozhraní substrátu a vrstvy) spjatých s růstem monokrystalů GaN, které je nutné řešit, aby se dosáhlo jakostního substrátu. Společný přístup výrobců polovodičů jde směrem heteroepitaxe. Existuje několik variant substrátů používaných pro výrobu polovodičů pro výkonové aplikace. Nejčastěji jsou používány substráty křemíkové (Si) díky fyzikálním vlastnostem, jejich vysoké kvalitě, dostupnosti a ceně. Substráty karbidu křemíku SiC mají velmi dobrou tepelnou vodivost a po dotování disponují vysokou elektrickou vodivostí. Pro epitaxi jsou nejdůležitější polytypy 3C-SiC a 4H-SiC s 6H-SiC. Nejrozšířenějším substrátem je safír neboli monokrystal oxidu hlinitého Al_2O_3 . Safír je elektrický izolátor a špatný vodič tepla. To je ovšem velká komplikace pro výrobu výkonových polovodičů. Nejvíce se safírový substrát hodí pro výrobu laserových diod vyzařujících z hrany. Porovnání základních parametrů nejpoužívanějších substrátů pro výrobu GaN jsou v Tab. 2.

Tab. 2 – Základní vlastnosti nejpoužívanějších substrátů pro GaN

Parametr	Si	SiC	Safír – Al_2O_3
Typ krystalové struktury	diamantová	wurtzitická	wurtzitická
Hustota [g/cm^3]	2,33	3,21	3,98
Šířka zakázaného pásu [eV]	1,1	3,2	8,5
Rezistivita [$\Omega \cdot cm$]	$<5 \cdot 10^4$	$10^2 - 10^3$	$>10^{11}$
Tepelná vodivost [$W/cm \cdot K$]	1,5	5	0,3

2.1.1 Základní výrobní topologie polovodičových součástek SiC

Polovodičové součástky na bázi SiC jsou nejčastěji průmyslově vyráběny homoepitaxně. Velkou výhodou této technologie růstu krystalů na substrátu je možnost výroby laterálních a vertikálních struktur, viz Tab. 3.

SiC Laterální polovodiče

MESFETy (Metal Semiconductor Field Effect Transistor) jsou nejčastěji používanou polovodičovou součástkou s laterální strukturou. Nejvíce jsou využívány pro vysokofrekvenční aplikace. Často se používají v integrovaných obvodech například v Monolithic Microwave Integrated Circuits (MMIC's) pro vysokofrekvenční systémy s provozním pásmem okolo 3 GHz.

SiC Vertikální polovodiče

Mezi polovodičové prvky s vertikální strukturou patří například Schottky diody, PIN diody, bipolární tranzistory (BJTs), statické indukční tranzistory (SITs), JFET tranzistory a především pro všechny návrháře obvodů velmi zajímavé normally-off MOSFET tranzistory.

2.1.2 Základní výrobní topologie polovodičových součástek GaN

Jak již bylo zmíněno výše, je při výrobě polovodičových součástek na bázi GaN s laterální strukturou nejčastěji používaný substrát Si nebo SiC. Při použití těchto substrátů nastávají problémy vznikající vlivem heteroepitaxe (nesourodosti) s materiálem GaN a jeho substrátu. Přesto se zatím polovodičové prvky průmyslově vyrábí právě touto technologií. Světoví výrobci polovodičů vyvíjí značné úsilí pro vývoj nových substrátů (např. Bulk-GaN) a substrátů s možností vertikální struktury.

GaN Laterální polovodiče

Nejčastější polovodičová součástka vyráběná v laterální struktuře je HEMT (High Mobility Electron Transistor). Jeho hlavní aplikační zaměření je pro vysoké výkony i spínací frekvence. GaN polovodiče na substrátu z SiC jsou preferovanou volbou pro výkonové tranzistory díky svým dobrým vlastnostem, i když jsou na výrobu nákladnější. Lze nalézt i výrobce GaN polovodičů na substrátu Si HEMTs.

Nasazení těchto tranzistorů cílí na odvětví bezdrátových komunikací, kde jsou v současné době nejčastěji využívány křemíkové polovodiče LDMOS (Laterally Diffused Oxide

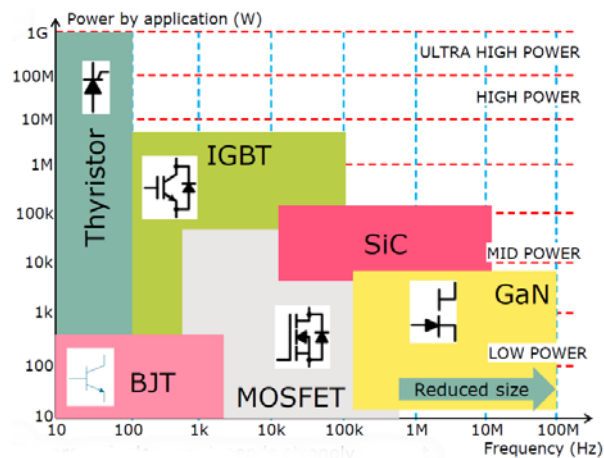
Semiconductor). S tímto substrátem nebudou tranzistory dosahovat vysokého výkonu, ale jejich cena by měla být nižší oproti GaN součástkám na substrátu SiC. Tím by mohly nahradit Si LDMOS a GaAs pHEMT v oblasti telekomunikací (3G, 4G, WiMAX).

Porovnáme-li mezi sebou polovodičové prvky na bázi GaN a SiC s ohledem na materiálové vlastnosti a současné výrobní možnosti je patrné, že oba druhy polovodičů najdou své zastoupení ve výkonové elektronice. Spektrum jejich nasazení se lehce překrývá, jak je patrné z Obr. 2, který ukazuje určení těchto perspektivních polovodičů s ohledem na výkon a možné spínací frekvence.

Tab. 3 – Topologie vybraných polovodičů

Součástky	Vertikální struktura	Laterální struktura
SBD	SiC-4H	GaN
PIN Diody	SiC-4H	GaN
JFET / SIT	SiC-4H	NA
MESFET	NA	GaN, SiC-4H
BJT	SiC-4H	NA
MOSFET	SiC-4H	NA
HEMT	NA	GaN

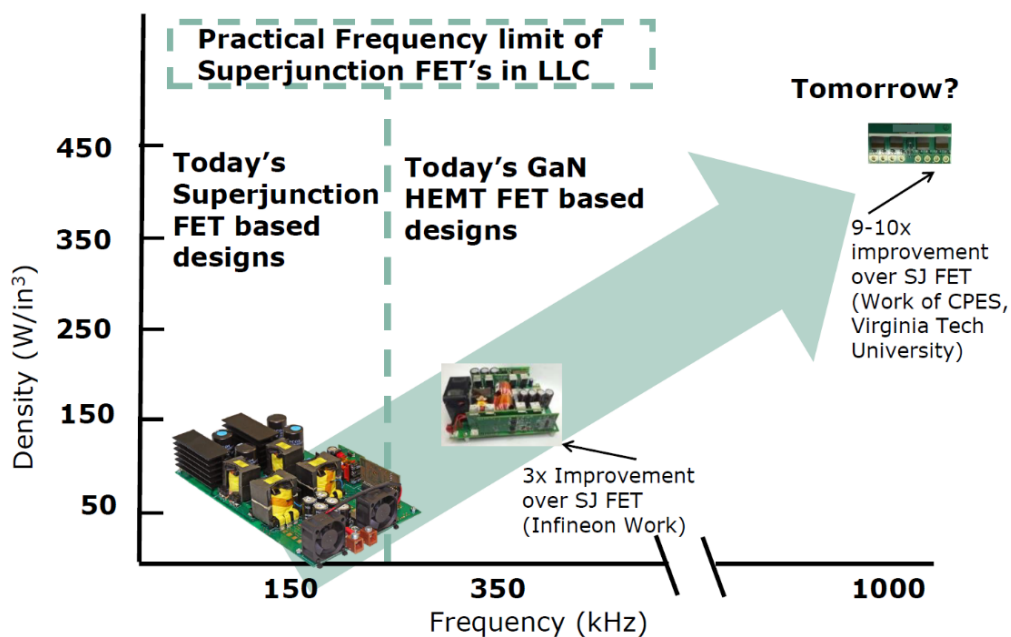
V dalším kroku můžeme polovodičové prvky rozdělit dle blokovacího napětí. Zde je velice zajímavá hodnota napětí 600 V, při které se projevují technologická omezení spojená s výslednou cenou. Homoepitaxiální SiC s vertikální strukturou jsou ideální pro tvorbu výkonových prvků s blokovacím napětím vyšším než 600 V. Heteroepitaxiální GaN se substrátem Si by mohl být vhodnější pro vysoké napětí než homoepitaxiální SiC, ale zatím neexistují žádné vhodné struktury, které by umožnily dosáhnout vysokého napětí.



Obr. 2 – Rozdělení výkonové elektroniky dle polovodičových prvků Převzato z [2]

Výkonové polovodičové prvky z GaN jsou ovšem ideální pro využití s maximálním blokovacím napětím 600 V. V okolí této hodnoty nemají žádného konkurenta v podobě klasických Si polovodičů.

Podíváme-li se na Obr. 3, který odpovídá trendu doby, je patrný vysoký tlak na zvýšení výkonové hustoty či snížení výsledných rozměrů měničů. Nově navrhované měniče cílí na co možná nejmenší rozměry, vysokou výkonovou hustotu a samozřejmě vysokou účinnost. Uvedeným nárokům ideálně vyhovují nové polovodičové prvky na bázi SiC a GaN.






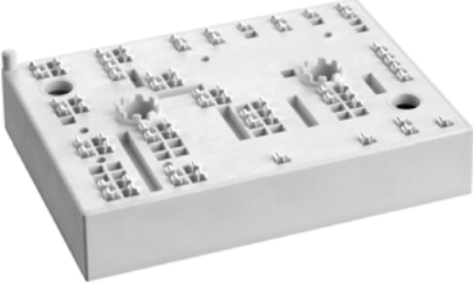
Obr. 3 – Trend vývoje nových výkonových měničů Převzato z [2]

2.2 Hybridní polovodičové součástky Si + SiC


Z pohledu využití nových polovodičových součástek ve výkonové elektronice jsou zajímavou alternativou součástky s hybridní kombinací materiálů – Si (tranzistor) a SiC (zpětná dioda). Hybridní výkonové tranzistory využívají zpětné SiC Schottky diody, které mají téměř nulové spínací ztráty a velmi nízké vodivostní ztráty. Ztráty jsou tedy násobně nižší než u klasické Si diody (zotavovací oblast je u SiC diod až o 95 % menší). Díky těmto vlastnostem je možné dosáhnout vyšších spínacích frekvencí se stávajícími Si tranzistory, což umožňuje využití prověřených Si tranzistorů a rovněž je možné realizovat měniče s vyšší hustotou výkonu. Tyto výkonové moduly jsou vhodné pro modernizaci stávajících měničů či konzervativní návrhy nových měničů s velmi dlouhou životností a vysokými výkony v řádu desítek až stovek kW (příkladem aplikace je použití SiC diod 6,5kV firmou Siemens v trakčních měničích pro lokomotivy). Mezi nesporné výhody hybridních modulů patří velké snížení spínacích ztrát

z důvodu použití SiC Schottky diody a známé spolehlivostní modely pro Si tranzistory. V následujících tabulkách jsou uvedeny zajímavé hybridní výkonové prvky od výrobců Semikron Tab. 4 a Infineon Tab. 5

Tab. 4 - Základní parametry hybridních tranzistorů od Semikronu

SEMIX603GB12E4SiCp Popis v [3]		
Vnitřní zapojení	Půl-můstek	
Technologie	IGBT Trench 4	
Napětí	U_{CE}	1200 V
Proud tranzistorem	I_C	600 A
Proud diodou	I_D	300 A
Energie zapnutí	E_{on}	28 mJ
Energie vypnutí	E_{off}	80 mJ
Teplota max	T_{max}	150 °C
		
SKM200GB12F4SiC2 Popis v [4]		
Vnitřní zapojení	Půl-můstek	
Technologie	IGBT Fast Trench 4	
Napětí	U_{CE}	1200 V
Proud tranzistorem	I_C	200 A
Proud diodou	I_D	160 A
Energie zapnutí	E_{on}	7 mJ
Energie vypnutí	E_{off}	17 mJ
Teplota max	T_{max}	175 °C
		
SKiM459GD12F4SC4 Popis v [5]		
Vnitřní zapojení	Střídač	
Technologie	IGBT 4 Fast	
Napětí	U_{CE}	1200 V
Proud tranzistorem	I_C	450 A
Proud diodou	I_D	300 A
Energie zapnutí	E_{on}	9 mJ
Energie vypnutí	E_{off}	35 mJ
Teplota max	T_{max}	175 °C
		
SKiiP39AC12F4V19 Popis v [6]		
Vnitřní zapojení	Půl-můstek	
Technologie	IGBT Fast Trench 4	
Napětí	U_{CE}	1200 V
Proud tranzistorem	I_C	150 A
Proud diodou	I_D	80 A
Energie zapnutí	E_{on}	9,6 mJ
Energie vypnutí	E_{off}	9,4 mJ
Teplota max	T_{max}	175 °C
		

Tab. 5 - Základní parametry hybridních tranzistorů od Infineonu

FF600R12IS4F Popis v [7]		
Vnitřní zapojení	Půl-můstek	
Technologie	IGBT 2	
Napětí	U_{CE}	1200 V
Proud tranzistorem	I_C	600 A
Proud diodou	I_D	360 A
Energie zapnutí	E_{on}	20 mJ
Energie vypnutí	E_{off}	40 mJ
Teplota max	T_{max}	150 °C
		
FS3L50R07W2H3F_B11 Popis v [8]		
Vnitřní zapojení	3 - úrovně	
Technologie	IGBT Fast Trench 4	
Napětí	U_{CE}	650 V
Proud tranzistorem	I_C	50 A
Proud diodou	I_D	30 A
Energie zapnutí	E_{on}	1,25 mJ
Energie vypnutí	E_{off}	1,70 mJ
Teplota max	T_{max}	150 °C
		

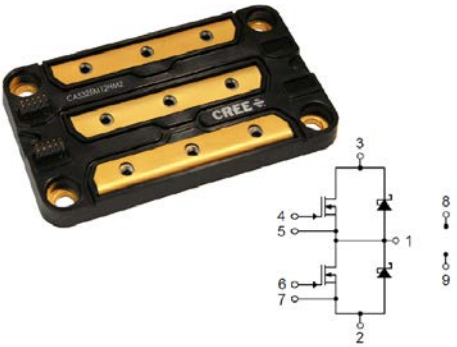
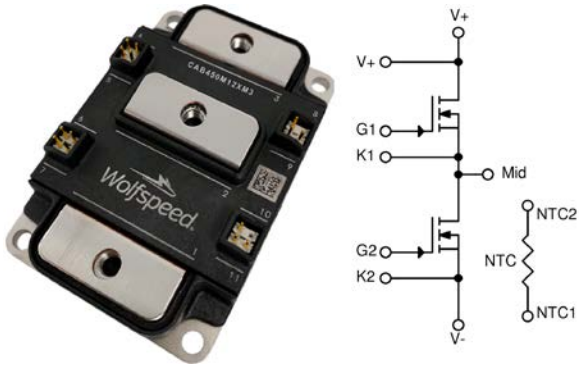

2.3 Polovodičové součástky SiC

V dnešní době má většina světových výrobců výkonových polovodičů široké portfolio tranzistorů z SiC v diskretním provedení v pouzdře TO-247. Polovodičové prvky v těchto pouzdrech jsou vyráběny s blokovacím napětím 1200 V a maximálním proudem dosahujícím hodnoty 90 A. Jsou však i dostupné prvky s blokovacím napětím 1700 V a maximálním proudem dosahujícím hodnoty 40 A.

Na trhu jsou dostupné moduly s vnitřní konfigurací půl-můstku i 3 fázového střídače. Tyto výkonové tranzistory jsou zajímavé pro návrhy měničů s velmi vysokými spínacími frekvencemi při zachování velkého výstupního výkonu v řádu 10kW až 100kW. Díky velmi nízkým spínacím a vodivostním ztrátám prvků SiC je možné zachovat klasické nucené vzduchové chlazení nebo při využití kapalinového chlazení dosáhnout velmi vysoké výkonové hustoty. Podíváme-li se na portfolio velkých světových výrobců SiC prvků, nalezneme zde dva velké výrobce polovodičových čipů, a to Cree (Wolfspeed) a ROHM, od kterých většina výrobců SiC prvků odebrává samotné čipy a výkonová pouzdra pak řeší sami. Firmy prodávající výkonové SiC polovodiče ve vlastních pouzdrech jsou například Semikron (čipy ROHM) a Infineon (vlastní malé čipy nebo Cree).

V Tab. 6 nalezneme nejzajímavější moduly běžně dostupné na trhu. Zde jsou moduly s blokovacím napětím 1200 V a maximálním propustným proudem 300 A – 500 A. Výkonové moduly s blokovacím napětím 1700 V jsou dostupné s hodnotou maximálního propustného proudu 200 A – 300 A. Vývoj polovodičových prvků v tomto odvětví je velmi rychlý. Během jednoho roku rozšíří světový výrobci své portfolio i o dva nové výkonové moduly.

Tab. 6 - Základní parametry SiC tranzistorů od CREE a ROHM

CREE - CAS325M12HM2 Popis v [9]		
Vnitřní zapojení	Půl-můstek	
Technologie	SiC	
Napětí	U_{DS}	1200 V
Proud tranzistorem	I_D	444 A
Proud diodou	I_D	444 A
Odpor kanálu	$R_{DS(on)}$	3,6 m Ω
Energie zapnutí	E_{on}	5,6 mJ
Energie vypnutí	E_{off}	3,7 mJ
Teplota max	T_{max}	175 °C
		
WolfSpeed (CREE) - CAB450M12XM3 Popis v [10]		
Vnitřní zapojení	Půl-můstek	
Technologie	SiC	
Napětí	U_{DS}	1200 V
Proud tranzistorem	I_D	450 A
Proud diodou	I_D	225 A
Odpor kanálu	$R_{DS(on)}$	2,6 m Ω
Energie zapnutí	E_{on}	11 mJ
Energie vypnutí	E_{off}	10,1 mJ
Teplota max	T_{max}	175 °C
		
ROHM - BSM300D12P2E001 Popis v [11]		
Vnitřní zapojení	Půl-můstek	
Technologie	SiC	
Napětí	U_{DS}	1200 V
Proud tranzistorem	I_D	300 A
Proud diodou	I_D	300 A
Odpor kanálu	$R_{DS(on)}$	5,6 m Ω
Teplota max	T_{max}	175 °C
		

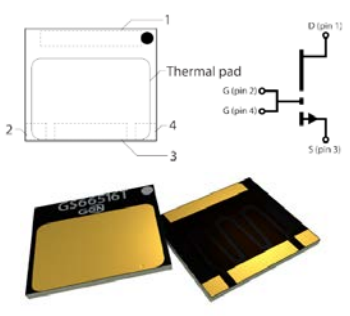

Velkou nevýhodou těchto modulů jsou zatím neúplně spolehlivostní modely, s tím spojená nízká garantovaná životnost a vysoká cena, což je důvodem, proč zatím nejsou ve velké míře používány výkonové SiC moduly pro hlavní měniče v trakci, i když jejich elektrické a tepelné vlastnosti jsou velice výhodné pro toto odvětví výkonové elektroniky. Průkopníkem v této

oblasti může být firma Mitsubishi Electric s jejich nasazením plně SiC trakční výzbroje pro vozy Shinkansen a metro Tokio. Ovšem v široké řadě výkonových měničů běžné elektroniky je nalezneme ve velkém zastoupení. V trakčních vozidlech je běžněji nalezneme například v aplikaci pomocných pohonů, kde nahrazují klasické Si tranzistory.

2.4 Polovodičové součástky z GaN

V současné době nejsou moc rozšířené polovodičové prvky na bázi GaN vhodné pro návrhy měničů s vysokým výkonem. Jedním z mála výrobců majících ve svém portfoliu zajímavé prvky je firma GaN Systems. Pro výkonovou elektroniku je nejzajímavější jejich tranzistor GS66516T viz Tab. 7 a velmi perspektivním prvkem by mohl být GSM-065-240-1-N-0 (Preliminary Information).

Tab. 7 - Základní parametry GaN tranzistorů od firmy GaN Systems

GaN Systems - GS66516T Popis v[12]		
Vnitřní zapojení	HEMT	
Technologie	GaN	
Napětí	U_{DS}	650 V
Proud tranzistorem	I_D	60 A
Odpor kanálu	$R_{DS(on)}$	25 m Ω
Energie zapnutí	E_{on}	134,1 μ J
Energie vypnutí	E_{off}	14,7 μ J
Teplota max	T_{max}	150 °C
		
GaN Systems – GSM-065-240-1-N-0 (Preliminary Information) Popis v[13]		
Vnitřní zapojení	Paralelní HEMT	
Technologie	GaN	
Napětí	U_{DS}	650 V
Proud tranzistorem	I_D	240 A
Odpor kanálu	$R_{DS(on)}$	6 m Ω
Náboj hradla	Q_G	50 nC
Výstupní náboj	Q_{oss}	452 nC
Teplota max	T_{max}	150 °C
		

3 Cíle práce

Na základě analýzy současného stavu trhu výkonových polovodičových součástek a při porovnání standardních Si prvků se speciálními tzv. širokopásmovými součástkami na bázi SiC a GaN si tato práce klade za cíl posoudit vhodnost použití SiC polovodičových prvků pro vybrané aplikace v elektrotechnice.

Vytyčené základní cíle:

- Po provedeném průzkumu dostupných komponent vybrat SiC výkonový prvek vhodný pro použití v měniči s vysokou hustotou výkonu (přibližně 100kW/l) pro elektromobilitu.
- Charakterizace ztrát výkonového měniče s vysokou hustotou výkonu a z toho plynoucí účinnosti na základě znalosti parametrů chladicího systému, měření obvodových veličin a na základě navrženého simulačního modelu.
- Navrhnout, realizovat a experimentálně ověřit prototyp SiC měniče s vysokou hustotou výkonu (přibližně 100kW/l).
- Na základě analýzy možných polovodičových prvků použitelných pro aplikace v energetice navrhnout výkonový blok modulárního výkonového měniče pro kompenzaci zemních poruch o výkonu přibližně 1 MVA.
- Návrh řídicí karty modulárního výkonového měniče sestávající se z budicích obvodů pro výkonové moduly, DC zdrojů, měřicích čidel napětí, proudů, teplot a signalizace atd.
- Realizovat a experimentálně ověřit prototyp měniče pro kompenzaci zemních poruch.
- Na základě analýzy možných polovodičových prvků a topologických řešení navrhnout strukturu nové diskrétní generace pomocných pohonů pro vozidla lehké trakce s využitím SiC prvků.
- Návrh řízení a simulační ověření funkčnosti měničů pro pomocné pohony.
- Návrh a stavba dílčích měničů pomocných pohonů.
- Realizovat a experimentálně ověřit prototypy měničů pro pomocné pohony.

4 Trakční měniče pro elektromobilu

V oblasti trakčních měničů pro automotive aplikace je velký důraz kladen na spolehlivost, životnost, hmotnost a zástavbový prostor použitých měničů. Nedílnou součástí požadavků na trakční výzbroj je samozřejmě i elektromagnetická kompatibilita, klimatická odolnost, cena atd.

Požadavek na nízkou hmotnost a malý zástavbový prostor vede na vývoj měničů s tzv. velkou výkonovou hustotou, kde je potřeba komplexně řešit návrh měničů včetně pasivních prvků, chladiče atd. Významným faktorem jsou ztráty výkonových prvků a spínací frekvence ovlivňující velikost pasivních prvků. Jednou z možných cest, jak toho dosáhnout, je použití moderních širokopásmových součástek SiC, které umožňují provozování měničů s vysokou spínací frekvencí a zároveň s nižšími ztrátami v porovnání s křemíkovým materiálem.

Základní motivací pro vývoj SiC měniče s vysokou hustotou výkonu pro automotive aplikace byly 2 faktory:

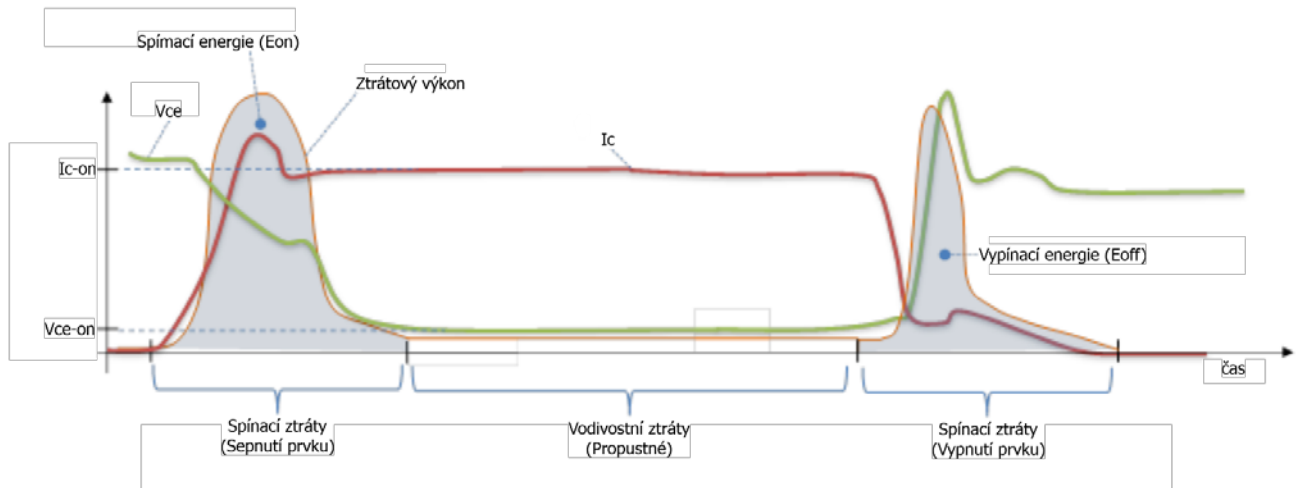
- Aktuální situace v automotive oblasti: konkrétně na americkém kontinentu vznik projektu US drive „U.S. DRIVE stands for Driving Research and Innovation for Vehicle efficiency and Energy sustainability“ pod záštitou ministerstva energie, automobilových podniků, ropného průmyslu a energetických podniků. Z mnoha cílů je pro naši oblast zajímavý cíl zavedení požadavku na výkonovou hustotu měničů pro automotive na min. 100 kW / litr od roku 2025.
- Otestování možné topologie 3-fázového vzduchem chlazeného trakčního střídače pro elektrickou výzbroj plánované závodní motokáry s výkonem 75kW a max. rychlosti 225 km/h.

Na základě automotive požadavků na výkonové měniče (vysoká účinnost, kompaktní rozměry, odolnost, životnost atd..) a trend rychlého vývoje SiC polovodičů byla provedena analýza dostupných SiC prvků na trhu pro určení vhodných výkonových modulů s ohledem na požadavky jako jsou např. malé rozměry a účinnost.

Na základě analýzy popsané v Kapitole 2.3 byl vybrán SiC výkonový modul CREE - CAS325M12HM2 (viz Tab.6 a [9]) v pouzdře High Performance, které je optimalizované pro rychlý odvod ztrátového výkonu a vysoké spínací frekvence a mělo by umožnit dosáhnout vysoké účinnosti a vysoké hustoty výkonu SiC měniče.

S ohledem na požadavek kompaktních rozměrů je nutné přesně definovat výkonovou ztrátu pro návrh vhodného chlazení.

4.1 Výkonové ztráty vznikající v polovodičových čípech



Obr. 4 – Průběh výkonových ztrát Převzato z [14]

Výkonové ztráty P_{tot} na Obr. 4 generující teplo v IGBT tranzistoru a SiC diodě v rovnici (1) se skládají ze dvou dominantních částí:

- Vodivostní ztráty – P_{con}
- Spínací ztráty – P_{sw}

$$P_{tot} = P_{con} + P_{sw} \quad (1)$$

4.1.1 Vodivostní ztráty (propustné ztráty) - P_{con}

Vodivostní ztráty v tranzistoru se projevují pouze v sepnutém stavu, viz Obr. 4. Zde se výpočty liší pro technologii IGBT a MOSFET. U jednotlivých rovnic je vždy uvedeno pro co jsou určeny. Rovnice (2) popisuje napětí na vodivém kanálu mezi kolektorem a emitorem IGBT tranzistoru. Náhradní schéma IGBT tranzistoru popsané v rovnici (2) rozdělí IGBT tranzistor na dva zdroje napětí. Jeden zdroj napětí je u_{CE0} a druhým zdrojem je úbytek napětí na rezistoru r_c (diferenciální odpor), kterým protéká proud i_c . Pro technologii MOSFET je tento výpočet jednodušší. Zde odpor kanálu v sepnutém stavu R_{DSon} určíme na základě datasheetu při požadovaných parametrech proudu I_D tranzistorem, teploty čipu tranzistoru T_j případně i dle napětí hradla U_{GS} (zde jsme odkázání na data dodaná výrobcem polovodičů). Pro polovodičovou diodu platí stejná analogie náhradního schématu jako pro IGBT tranzistor, viz rovnice (4).

$$IGBT : u_{CE}(i_C) = u_{CE0} + r_C * i_C \quad [V] \quad (2)$$

$$MOSFET : u_{DS}(i_D) = R_{DSon}(i_D) * i_D \quad [V] \quad (3)$$

$$Dioda : u_D(i_D) = u_{D0} + r_D * i_D \quad [V] \quad (4)$$

Na základě dat z datasheetu určíme parametry u_{CE0} a u_{D0} , které je možné odečíst z grafů, případně pro většinu základních výpočtů je možné využít typické hodnoty uvedené nejčastěji v tabulkách se základními parametry. Následně je možné určit na základě zjištěných hodnot okamžitou hodnotu vodivostních ztrát v tranzistoru a zpětné diodě, které jsou vypočteny na základě rovnic pro (5), (6) a (7).

$$IGBT : p_{conT}(t) = u_{CE0} * i_C(t) + r_C * i_C^2(t) \quad [W] \quad (5)$$

$$MOSFET : p_{conT}(t) = u_{DS}(t) * i_D(t) = R_{DSon}(i_D) * i_D^2(t) \quad [W] \quad (6)$$

$$Dioda : p_{conD}(t) = u_{D0} * i_F(t) + r_D * i_D^2(t) \quad [V] \quad (7)$$

Průměrnou hodnotu ztrát během spínacího cyklu T_{sw} dostaneme integrováním předchozích vztahů. Získáme rovnice (8), (9) a (10) pro určení průměrné hodnoty ztrátového výkonu.

$$\begin{aligned} IGBT : P_{conT} &= \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} p_{conT}(t) dt \\ &= \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (u_{CE0} * i_C(t) + r_C * i_C^2(t)) dt \quad [W] \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} MOSFET : P_{conT} &= \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} p_{conT}(t) dt \\ &= \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (R_{DSon}(i_D) * i_D^2(t)) dt \quad [W] \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} Dioda : P_{conD} &= \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} p_{conD}(t) dt \\ &= \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (u_{D0} * i_F(t) + r_D * i_D^2(t)) dt \quad [W] \end{aligned} \quad (10)$$

Pokud známe střední hodnotu proudu I_{av} a efektivní hodnotu proudu I_{rms} v průběhu periody spínání T_{sw} , můžeme na základě známých hodnot určit průměrnou hodnotu výkonových ztrát z rovnic pro (11), (12) a (13).

$$IGBT : P_{conT} = u_{CE0} * I_{Cav} + r_C * I_{Crms}^2 \quad [W] \quad (11)$$

$$MOSFET : P_{conT} = R_{DSon} * I_{Drms}^2 \quad [W] \quad (12)$$

$$\text{Dioda : } P_{conD} = u_{D0} * I_{Dav} + r_D * I_{Drms}^2 \quad [W] \quad (13)$$

4.1.2 Spínací ztráty – P_{sw}

Spínací ztráty v tranzistoru (Obr. 4) se projevují pouze při spínání prvku (komutaci). Můžeme je rozdělit na dvě části, a to zapínací ztráty P_{sw-on} a vypínací ztráty P_{sw-off} . Tyto ztráty se určují pro technologie IGBT a MOSFET na základě totožných rovnic. Známe-li v časovém intervalu sepnutí $t_{on} = (t_{ri} + t_{fu})$ nebo vypnutí $t_{off} = (t_{ru} + t_{fi})$ průběhy proudu i_c (IGBT) nebo i_{DS} (MOSFET) a napětí na součástce u_c (IGBT) nebo u_{DS} (MOSFET), pak je možné ztrátovou energii určit dle rovnic (14) pro sepnutí a (15) pro vypnutí tranzistoru.

$$\text{Tranzistor : } E_{onT} = \int_0^{t_{ri}+t_{fu}} u_{ce(DS)}(t) * i_{c(D)}(t) dt \quad [J] \quad (14)$$

$$\text{Tranzistor : } E_{offT} = \int_0^{t_{ru}+t_{fi}} u_{ce(DS)}(t) * i_{c(DS)}(t) dt \quad [J] \quad (15)$$

Výrobci polovodičů zpravidla udávají hodnoty energií E_{on} , E_{off} a E_{rr} v datasheetech. Většinou je energie udávána v závislosti na spínaném proudu, napětí a velikosti hradlového rezistoru R_G . Tyto parametry mohou velmi změnit hodnoty energií, v datasheetech se většinou dají nalézt grafy pro přesné odečtení energií (v závislosti na proudu, teplotě, hradlovém rezistoru a napětí). Hodnoty vycházejí z měření výrobců za podmínek udaných v popisech jednotlivých grafů.

Při periodě spínání $T=1/f_{sw}$ je pak střední ztrátový výkon možné určit dle rovnic (16), pro ztrátový výkon vzniklý spínáním tranzistoru (17) a pro ztrátový výkon vzniklý vypínáním tranzistoru. Výsledný ztrátový výkon vzniklý spínáním tranzistoru se určí dle (18).

$$\text{Tranzistor : } P_{sw-onT} = \frac{1}{T} E_{on} = f_{sw} * E_{on} \quad [W] \quad (16)$$

$$\text{Tranzistor : } P_{sw-offT} = \frac{1}{T} E_{off} = f_{sw} * E_{off} \quad [W] \quad (17)$$

$$\text{Tranzistor : } P_{swT} = P_{sw-onT} + P_{sw-offT} \quad [W] \quad (18)$$

Při určení spínacích ztrát zpětné diody postupujeme obdobně jako u tranzistoru, viz výše. Pokud je v datasheetu uvedena hodnota náboje Q_{rr} je možné spínací energii diody určit dle vztahu (20).

$$\text{Dioda : } E_{onD} = \int_0^{t_{ri}+t_{fu}} u_{ce}(t) * i_f(t) dt \quad [J] \quad (19)$$

$$\text{Dioda : } E_{onD} = \frac{1}{4} * Q_{rr} * U_{ce} \quad [J] \quad (20)$$

$$\text{Dioda : } P_{sw-onD} = \frac{1}{T} E_{onD} = f_{sw} * E_{onD} \quad [W] \quad (21)$$

4.1.3 Celkové spínací ztráty

Spínací ztráty jsou součtem dílčích hodnot výkonových ztrát spínacích a vodivostních na jednotlivých polovodičích určených dle rovnic uvedených výše.

$$\text{Tranzistor : } P_{tot-T} = P_{swT} + P_{conT} \quad [W] \quad (22)$$

$$\text{Dioda : } P_{tot-D} = P_{swD} + P_{conD} \quad [W] \quad (23)$$

$$P_{tot} = P_{tot-T} + P_{tot-D} \quad [W] \quad (24)$$

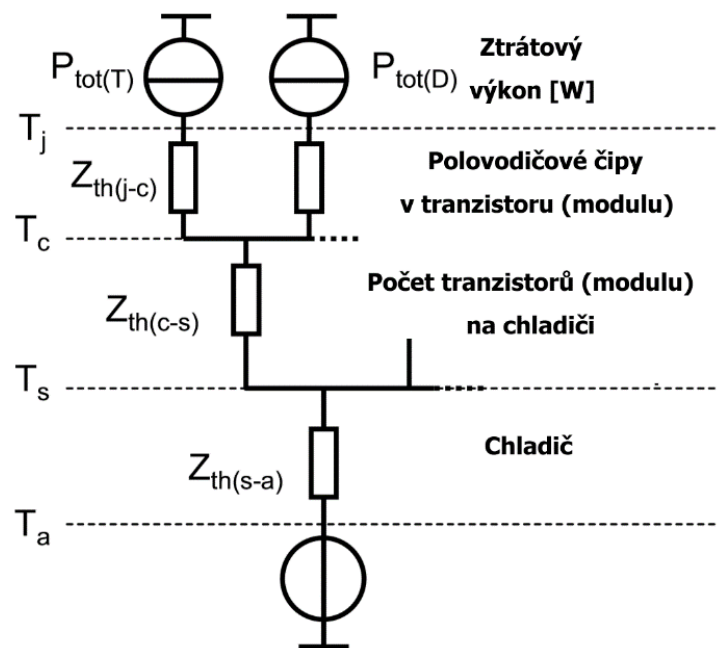
4.2 Návrh chlazení výkonového měniče

Ztrátový výkon, který vzniká v polovodičových prvcích, je nutné z čipů odvádět do chladiče. Pro správnou volbu chladiče je nutné definovat, jaký tepelný výkon bude nutné odvést (tzv. vychladit) a také podmínky, při kterých bude měnič provozován. Mezi velmi důležité podmínky pro vhodné dimenzování chladiče patří mezní teplota okolí T_{a-max} , při které bude měnič provozován i maximální teplota polovodičových čipů tranzistoru $T_{max-j-T}$ a diody $T_{max-j-D}$. Maximální přípustné teploty polovodičových čipů nalezneme v datasheetu. Velmi často se setkáme s teplotami 150 °C pro většinu Si polovodičů a 175 °C pro SiC prvky. Tyto hodnoty jsou maximální přípustné při spínání součástky a není vhodné dimenzovat chlazení na tyto teploty, ale využít určité rezervy. Například pro měniče dimenzované v této práci byla volena teplotní rezerva 30 °C, což vede na maximální teplotu polovodičového čipu 120 °C nebo 145 °C.

4.2.1 Určení teploty polovodičového čipu

Náhradní tepelné schéma na Obr. 5 popisuje tepelný model ztrátového výkonu z polovodičového čipu (reprezentován zdrojem tepla P_{tot}) až do chladiče, kde je tepelný výkon následně vyzářen do okolí. Cesta ztrátového výkonu je zde charakterizována tepelnými impedancemi Z_{th} , které odpovídají modelům Cauerovy sítě nebo Fosterovy sítě (informace o použitém modelu popisující tepelnou impedanci uvádí většinou výrobce

v datasheetech). S náhradním schématem na Obr. 5 je možné formálně pracovat jako s elektrickým schématem. Platí zde následující analogie pro jednotlivé parametry: tepelný výkon P_{tot} můžeme považovat za elektrický proud, teplota $T_{x(j,c,s,a)}$ je reprezentována jako elektrické napětí, tepelný odpor R_{th} i tepelná kapacita C_{th} se chovají stejně jako jejich elektrické ekvivalenty a následně tepelná impedance Z_{th} je kombinací R_{th} a C_{th} viz rovnice (25). Tranzientní tepelná impedance v sobě ukrývá odkaz na změnu (přechod) a tedy poukazuje na její závislost na čase.



Obr. 5 – Náhradní tepelné schéma tranzistoru Převzato z [15]

Schéma na Obr. 5 reprezentuje tepelný model výkonového tranzistoru se zpětnou diodou v jednom modulu. Při umístění více polovodičových součástek (modulů) se model musí upravit tak, aby obsahoval správný počet prvků na chladiči a celkový tepelný výkon P_{tot} přenášený do chladiče odpovídal realitě. Na základě znalosti ztrátového výkonu, tepelných impedancí a teploty okolí je možné pro teplotu chladiče dle rovnic (26), pro teplotu pouzdra (case) polovodiče (27), pro teplotu čipu (junction) polovodiče (28), určit teploty jednotlivých částí.

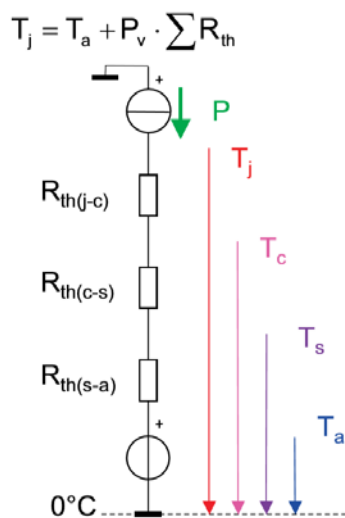
$$Z_{th(x-y)} = \sum_{i=1}^n R_{thi} * \left[1 - e^{\left(\frac{-t}{\tau_i}\right)} \right]; (\tau_i = R_{thi}C_{thi}) [K/W] \tag{25}$$

$$T_s = T_a + P_{tot} * Z_{th(s-a)} \quad [^{\circ}C] \tag{26}$$

$$T_c = T_s + P_{tot} * Z_{th(c-s)} \quad [^{\circ}C] \tag{27}$$

$$T_j = T_c + P_{tot} * Z_{th(j-c)} \quad [^{\circ}\text{C}] \quad (28)$$

Nicméně je vhodné tento model i výsledné rovnice pro analytické výpočty v ustálených stavech zjednodušit a zaměnit tepelné impedance Z_{th} pouze za tepelné odpory R_{th} . Tento předpoklad můžeme použít, pokud hledáme teploty polovodičových čipů v ustálených stavech chladiče (veškeré tepelné kapacity jsou již nabity). Poté je možné použít model na Obr. 6, kde jsou všechny prvky převedeny a přepočteny pouze na tepelné odpory. Následně pak rovnice (29), (30) a (31) určují jednotlivé teploty na základě získaných či definovaných parametrů.



Obr. 6 – Zjednodušené schéma pro rozložení teplot při ustálených stavech Převzato z [15]

Zdroj ztrátového výkonu

$$P_{tot} = \text{xxx} [W]$$

(dle výpočtů v Kap. 4.1)

$$T_j = T_c + P_{tot} * R_{th(j-c)} \quad [^{\circ}\text{C}] \quad (29)$$

Teplota polovodičového čipu

$$T_c = T_s + P_{tot} * R_{th(c-s)} \quad [^{\circ}\text{C}] \quad (30)$$

Teplota pouzdra tranzistoru

$$T_s = T_a + P_{tot} * R_{th(s)} \quad [^{\circ}\text{C}] \quad (31)$$

Teplota chladiče

$$T_a = \text{xxx} [^{\circ}\text{C}]$$

(definována návrhářem)

Hodnoty tepelných odporů R_{th} v ustáleném stavu (případně i tepelné impedance Z_{th}) pro polovodiče nebo výkonový modul udává výrobce v datasheetu prvku. Z těchto hodnot je možné popsat tepelné schéma od přechodu (junction) až k základně (case) polovodičové součástky. V případě Obr. 6 se jedná o parametr tepelného odporu $R_{th(j-c)}$. Parametr $R_{th(c-s)}$ definuje hodnotu tepelného odporu spojení polovodičového prvku a chladiče. Zde se jedná nejčastěji o teplovodivou pastu, která má přesně definovaný tepelný odpor R_{th} vztažený na tloušťku vrstvy pasty. Výrobce polovodičů často uvádí parametry pro doporučenou teplovodivou pastu. Při návrhu chlazení je využití teplovodivé pasty nutné z důvodu vyplnění drobných nerovností chladiče a vytlačení veškerého vzduchu z místa, kde se setkává chladič a polovodičová součástka. Poslední hodnotou ve zjednodušeném tepelném schématu je tepelný odpor chladiče $R_{th(s-a)}$, který respektuje vyzařování ztrátového výkonu do chladicího média (nejčastěji vzduch, kapalina).

4.2.2 Volba vhodného chladiče

Samotnou kapitolou je pak návrh chladiče a určení tepelného odporu $R_{th(s-a)}$. Zde je možné postupovat různými metodami. Při návrhu výkonových měničů se nejvíce osvědčila metoda, kdy se nejdříve definuje maximální možná teplota pouzdra součástky T_c (zde je vhodné počítat s bezpečnostní rezervou) na základě rovnic (29), (30) z Kapitoly 4.2.1. Na základě znalosti maximální teploty pouzdra prvku na chladiči T_{cs-max} a celkového ztrátového výkonu P_{tot} můžeme dle rovnice (32) vypočítat maximální teplotu polovodičového čipu T_{j-max} . Při těchto výpočtech musí být použity maximální možné hodnoty v nejnepříznivějším stavu.

$$T_{cs-max} = T_{j-max} - \left(P_{tot} * (R_{th(j-c)} + R_{th(c-s)}) \right) \quad [^{\circ}C] \quad (32)$$

Pro samotné určení potřebného tepelného odporu $R_{th(s-a)}$ můžeme použít rovnici (33), kde nesmíme opomenout započítat všechny zdroje ztrátového výkonu P_{tot} na chladiči označené koeficientem n a přídavné zdroje tepla P_x (např. výkonové rezistory pro přednabíjení nebo vybíjení stejnosměrného meziobvodu měniče atd.).

$$R_{th(s-a)} = \frac{T_{cs-max} - T_a}{(n * P_{tot}) + P_x} \quad [K/W] \quad (33)$$

Zvolený chladič musí minimálně dosahovat vypočtené hodnoty $R_{th(s-a)}$ z rovnice (33), většina dodavatelů chladičů udává v datasheetech odpor $R_{th(s-a)}$ v závislosti na velikosti chladiče a hodnotě průtoku množství chladicího vzduchu žebry chladiče. Z datasheetu je nutné odečíst správnou hodnotu $R_{th(s-a)}$ pro nucené chlazení, případně hodnotu přepočítat dle použitého ventilátoru v závislosti na množství vzduchu a tlakové ztrátě. Rozdíl mezi přirozeným chlazením a nucenou ventilací je často v několika řádech výsledné hodnoty odporu chladiče $R_{th(s-a)}$.

Pro chladiče chlazené kapalinou je situace složitější. Pro většinu chladičů výrobce v datasheetu udává hodnotu tepelného odporu $R_{th(s-a)}$ v závislosti průtoku kapaliny, druhu chladicí kapaliny (voda, glykol) a rozdílu teploty ΔT (rozdíl výstupní teplota a vstupní teploty vody). Použití vodního chlazení nám dává možnost určit hodnotu ztrátového výkonu P_{tot} , při znalosti základních parametrů dle rovnice (34). Tento výpočet není úplně přesný, neboť nezapočítává tepelný výkon přenesený do okolí (mimo chladič). Úpravou rovnice (35) získáme

vztah (36) pro výpočet tepelného odporu $R_{th(s-a)}$ vodního chladiče. Následně jsme schopni úpravami rovnic získat hodnotu průtoku kapaliny Q dle rovnice (37).

$$P_{tot} = c * \gamma * Q * \Delta T \quad [W] \quad (34)$$

c – měrná tepelná kapacita kapaliny, γ – měrná hmotnost kapaliny

$$R_{th(s-a)} = \frac{\Delta T}{P_{tot}} \quad [K/W] \quad (35)$$

$$R_{th(s-a)} = \frac{1}{c * \gamma * Q} \quad [K/W] \quad (36)$$

$$Q = \frac{P_{tot}}{c * \gamma * \Delta T} \quad [m^3/s] \quad (37)$$

Pro výkonové měniče je běžně používáno vzduchové chlazení s nucenou ventilací. Na trhu je možné nalézt chladiče s velmi nízkým $R_{th} = 0,04 K/W$. Chlazení je velmi robustní, spolehlivé a relativně bezúdržbové. Pro zachování tepelného odporu chladiče je nutné udržovat vzduchový kanál a vzduchové filtry čisté. Na celkový výkon chlazení má velký vliv teplota nasávaného vzduchu. Dle rovnice (38) je možné určit dopad teploty T_a , např. při $T_a = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ ($T_{c-max} = 100 \text{ }^\circ\text{C}$) je hodnota uchlazitelného ztrátového výkonu $P_{tot} = 1500 W$, při $T_a = 70 \text{ }^\circ\text{C}$ ($T_{c-max} = 100 \text{ }^\circ\text{C}$) je hodnota ztrátového výkonu $P_{tot} = 750 W$. Z tohoto jednoduchého výpočtu je patrná velká závislost na teplotě chladicího vzduchu.

$$P_{tot} = \frac{T_c - T_a}{R_{th(s-a)}} \quad [W] \quad (38)$$

Vzduchové chlazení je možné doporučit do aplikací, kde je kladen důraz na robustnost, spolehlivost a bezpečnost. Zároveň v aplikaci, kde nevádí větší rozměry chlazení a okolní teplota není příliš vysoká.

Kapalinové chlazení sebou nese nevýhody v podobě složitějšího kapalinového hospodářství. Následně jsou s tím spojené závislosti tepelného odporu R_{th} chladiče na vlastnostech chladicí kapaliny a hodnotě průtoku kapaliny chladičem. Ovšem co se týče možnosti chlazení měničů s velkými výkony při zachování velmi kompaktních rozměrů nemá kapalinové chlazení konkurenci. Není velký problém na trhu nalézt chladiče s hodnotou tepelného odporu $R_{th} = 0,01 K/W$. Tato varianta chlazení je vhodná pro trakční aplikace, kde je již vodní hospodářství instalované. Případně pro aplikace s velmi velkým ztrátovým výkonem.

4.3 Konstrukce

Koncepčně je měnič navrhován se snahou o co možná nejkompaktnější design pro získání vysoké hustoty výkonu. Celý koncept výkonového měniče využívá jako hlavní konstrukční a nosnou část chladič, do kterého jsou postupně pomocí distančních sloupků namontovány všechny části AC výstupů, DC-linku na Obr. 13 a nakonec budících obvodů. Pro první experimenty jsou použité budící obvody od výrobce tranzistorů, a to CGD15HB62LP. Budiče budou po ověření koncepce měniče nahrazeny vlastními budiči s řídicí jednotkou. Touto záměnou dojde ke zmenšení rozměrů měniče a zvýšení jeho funkcionality.

4.3.1 Volba chladiče

Navrhovaný SiC měnič by měl dosahovat co možná nejvyšší hustoty výkonu. Tento parametr klade vysoké nároky na vhodný návrh chladiče. Velikost chladiče má značný dopad do celkových rozměrů výsledného měniče, z tohoto důvodu je nutné chladič co možná nejlépe optimalizovat.

Pro předběžný návrh vhodného druhu chladičového systému byly provedeny analytické výpočty dle metodiky popsané v Kapitole 4.2. Výpočty byly řešeny pro požadovaný pracovní bod popsaný v Tab. 8.

Tab. 8 – Základní parametry SiC měniče

Vstupní stejnosměrné napětí	U_{in-min}	700 V _{DC}
	U_{in-max}	900 V _{DC}
Výstupní napětí	U_{out}	300 V _{AC}
Výstupní výkon	$P_{out-max}$	200 kW (při U_{in-max})
	$P_{out-min}$	150 kW (při U_{in-min})
Výstupní proud	I_{out}	245 A _{RMS}
Spínací frekvence	F_{sw-min}	20 kHz
	F_{sw-max}	100 kHz
Teplota okolí	T_a	40 °C
Teplota vody	T_w	50 °C

Během analýzy tepelné výkonové ztráty SiC modulu CAS325M12HM2 popsaného v Tab. 6 a v [9] vyšli velice nepříznivé výsledky při minimálních parametrech z Tab. 8. Hodnoty ztrátového výkonu $P_{tot} = 875 \text{ W}$ se velice blíží maximální povolené tepelné ztrátě modulu ($P_D = 1200 \text{ W}$ při $T_c = 50 \text{ °C}$), a také k vysokým teplotám polovodičových čipů

$T_{j-Tr} = 150 \text{ } ^\circ\text{C}$ a $T_{j-D} = 158 \text{ } ^\circ\text{C}$. Výsledky se velice blíží limitním hodnotám modulu, ale díky technologii SiC ($T_{j-max} = 175 \text{ } ^\circ\text{C}$) je možné měnič i s těmito výsledky provozovat s velmi dobrým chladícím systémem. Naměřené výsledky byly konzultovány s výrobcem výkonového modulu Cree a na základě doporučení bylo odstoupeno od analytického řešení problémů. Dle doporučení začal vznikat simulační model pro výpočet ztrát v sw MATLAB (bude nutné ověřit funkčnost modelu, proto bylo nadále využíváno analytických výpočtů pro návrh chladiče).

Na základě analytických výpočtů bylo upuštěno od vzduchového chladiče, kde by bylo velice náročné dosáhnout požadovaných parametrů tepelného odporu, a také výsledný měnič s tímto chladičem by dosahoval nižší hustoty výkonu.

Po zvážení všech možných dopadů do konstrukce a s přihlédnutím k elektromobilitě bylo zvoleno chlazení kapalinové. Tento druh chlazení dosahuje velmi nízkých hodnot tepelného odporu chladiče a také většina elektromobilů je vybavena vodním okruhem pro chlazení motorů.

Pro variantu kapalinového chlazení byly provedeny analytické výpočty na základě získaného ztrátového výkonu. Pro určení minimálního potřebného průtoku kapaliny chladičem a rozdílu teplot vstupní a výstupní vody z chladiče ΔT . Podle rovnice (39) určíme maximální přípustnou teplotu pouzdra modulu (zde je uvažován diodový čip $R_{ht(j-c)} = 0,11 \text{ K/W}$) a určíme ΔT_{max} .

$$\begin{aligned}
 T_{cs-max} &= T_{j-max} - (P_{tot} * R_{th(j-c)}) \text{ [}^\circ\text{C]} \\
 T_{cs-max} &= 175 - (875 * 0,11) = 78,75^\circ\text{C} \\
 \Delta T_{max} &= T_{cs-max} - T_w \text{ [}^\circ\text{C]} \\
 \Delta T_{max} &= 78,75 - 50 = 28,75^\circ\text{C}
 \end{aligned}
 \tag{39}$$

Na základě hodnoty ΔT_{max} určíme tepelný odpor chladiče dle (41) a potřebný průtok kapaliny dle vztahu (41) (pro výpočet byla uvažována destilovaná voda).

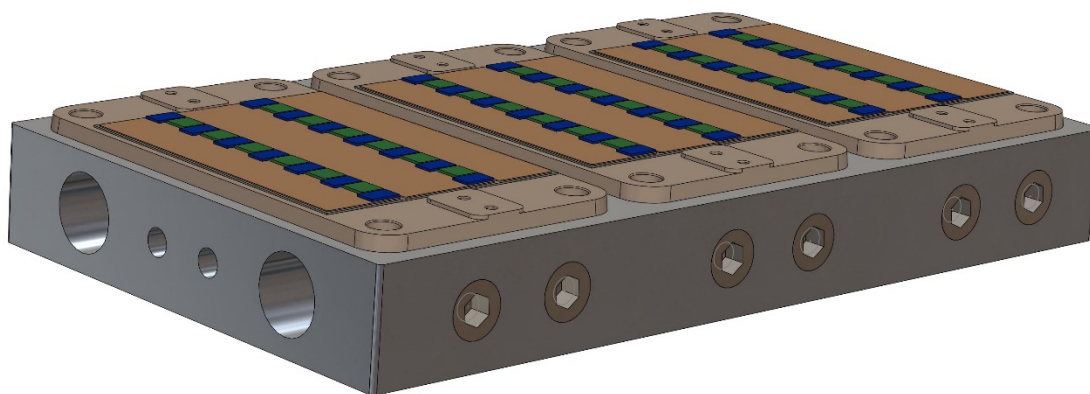
$$\begin{aligned}
 R_{th(s-a)} &= \frac{\Delta T}{n * P_{tot}} \text{ [K/W]} \\
 R_{th(s-a)} &= \frac{28,75}{12 * 875} = 0,002738 \text{ [K/W]} \\
 Q &= \frac{P_{tot}}{c * \gamma * \Delta T} \text{ [m}^3\text{/s]}
 \end{aligned}
 \tag{40}$$

$$\tag{41}$$

$$Q = \frac{(875 * 12) * 60 * 1000}{4180 * 997 * 28,75} = 5,25 \text{ l/min}$$

Zjištěné parametry byly konzultovány s výrobcem chladičů THHT s.r.o., který potvrdil možnost výroby chladiče s těmito parametry a doporučil technologii vrtaného chladiče. Dále byl kontaktován výrobce výkonového modulu Cree, který dodal podrobný 3D model modulu a výkres s rozmístěním polovodičových čipů. Na základě těchto informací byl navrhnout chladič na Obr. 7 s vodními kanály osazenými pružinami pro lepší přestup tepla do vody a konzultován s THHT s.r.o., kde byl nakonec i vyroben.

Tímto krokem již byly získány finální rozměry pro další návrhy stejnosměrného meziobvodu, budicích obvodů a celkové mechanické konstrukce.



Obr. 7 – Model kapalinového chladiče s rozmístěnými tranzistory

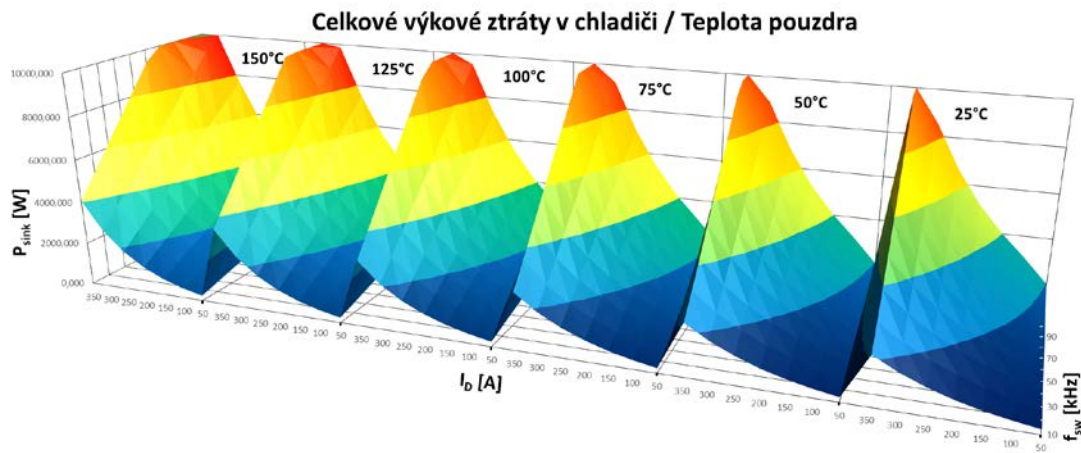
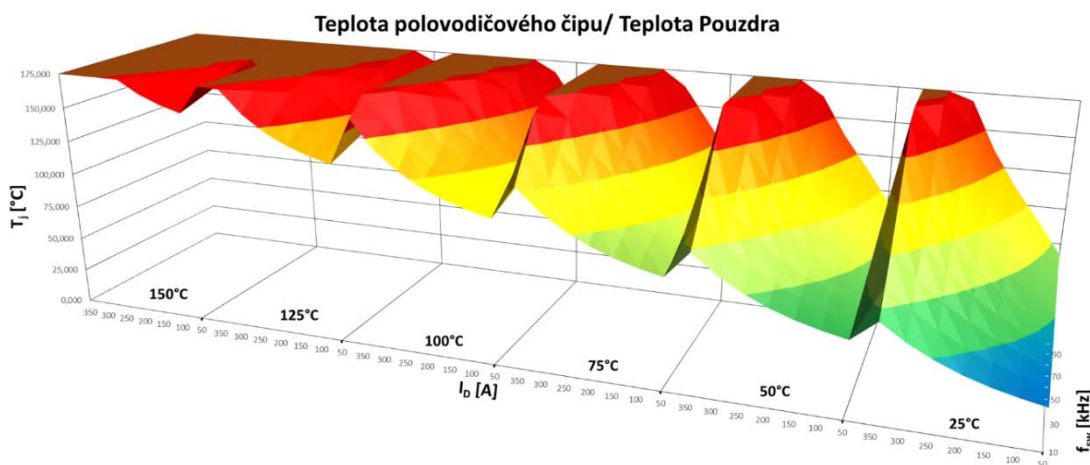
Výsledky simulačních modelů

Na základě informací získaných od Cree byl vytvořen simulační model v MATLABu s toolboxem Plecs využívající data z datasheet a korekce dodané výrobcem. Výsledné tepelné mapy na Obr. 8 a Obr. 9. znázorňují celkový ztrátový výkon přenášený do chladiče a teploty polovodičových čipů tranzistorů. Získané výsledky jsou výrazně lepší v porovnání s analytickým řešením, kde byly výsledky třikrát větší. Dle těchto výsledků je navržený chladič předimenzován což bude muset potvrdit experimentální ověření simulačního modelu.

Tab. 9 – Parametry simulovaných tepelných map

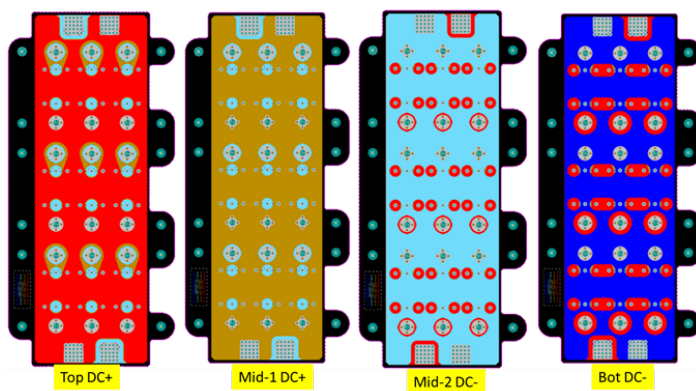
Parametr		Rozmezí	Krok
Spínací frekvence	f_{sw}	10 kHz – 100 kHz	10 kHz
Proud	I_D	50 A – 350 A	50 A
Teplota pouzdra	T_C	25 °C – 175 °C	25 °C

Tepelné mapy byly vytvořeny pro parametry v Tab. 9. Na grafech vidíme celkové ztráty v chladiči (Obr. 8) a teploty čipů (Obr. 9) simulované pro různé teploty pouzdra. Barevná škála je volena tak, aby co nejvíce respektovala bezpečné hodnoty, což je nejvíce patrné na Obr. 9, kde je graf ukončen na teplotě čipu $T_{j-max} = 175\text{ °C}$. Červená oblast značí rozmezí teplot 150 °C až 175 °C . Další oblasti mají hodnotu tepelného rozdílu vždy 25 °C . Pro graf ztrátového výkonu byl zvolen krok barevné škály 2000 W , kdy červená odpovídá 10 kW .

Obr. 8 – Tepelné mapy (pro různé T_C) ztrát v chladiči získané pomocí simulačního modeluObr. 9 – Tepelné mapy (pro různé T_C) teplot polovodičových čipů získané pomocí simulačního modelu

4.3.2 DC mezi obvod a AC výstup

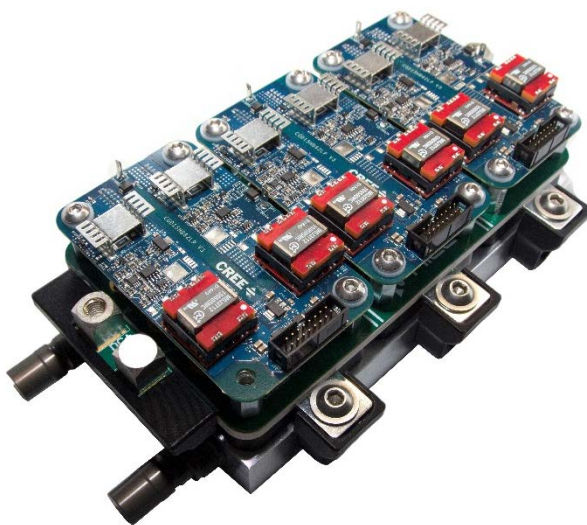
V rámci zachování kompaktních rozměrů byl pro stejnosměrný meziobvod použit plošný spoj, který zároveň slouží jako krycí část frézovaných AC výstupů na Obr. 13, které jsou kryty izolací Delmant viz [17], vhodnou pro provoz až při 155 °C. DC meziobvod je realizován pomocí čtyřvrstvého plošného spoje v sendvičové struktuře, kde je plus a mínus pól zdvojen, viz Obr. 11. PCB je navrženo pro možnost provozu s proudy až do 375 A s teplotou PCB do 150 °C. PCB bylo navrženo v SW Altium Designer, kde byly provedeny i simulace oteplení plošného spoje protékáním proudem 375 A. Proto byl pro výrobu použit materiál FR4 TgH 170, viz [18], tloušťky jednotlivých vrstev a složení PCB je na Obr. 11. Do PCB jsou pak naletovány kondenzátory sloužící jako snubbery a kapacitní banka. Použité byly kondenzátory Ceralink 9 x 5 μF / 900 V, viz [19]. Tato kapacita je dostatečná pro provoz měniče při napájení z trakční baterie.



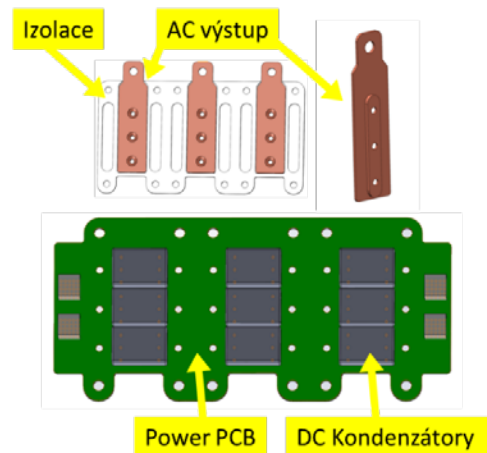
Obr. 10– DC link čtyřvrstvý plošný spoj

Layerstackup		SIC01_PCB_180132_A2
4 Layer		
	Lotstoppmaske / solder mask	
Layer 1	Cu-Foile 402+ DK = 420µm	
	PREPREG - 1 x Type 1080 (75microns)	
	PREPREG - 1 x Type 1080 (75microns)	
	PREPREG - 1 x Type 1080 (75microns)	
	PREPREG - 1 x Type 1080 (75microns)	
Layer 2	Innerlayer.copper:210µm	
	CORE 0.8microns (containing copper)	
Layer 3	Innerlayer.copper:210µm	
	PREPREG - 1 x Type 1080 (75microns)	
	PREPREG - 1 x Type 1080 (75microns)	
	PREPREG - 1 x Type 1080 (75microns)	
	PREPREG - 1 x Type 1080 (75microns)	
Layer 4	Cu-Foile 402+ DK = 420µm	
	Lotstoppmaske / solder mask	2.2mm±/10%

Obr. 11 – PCB konstrukce



Obr. 12 – Finální prototyp SiC měniče



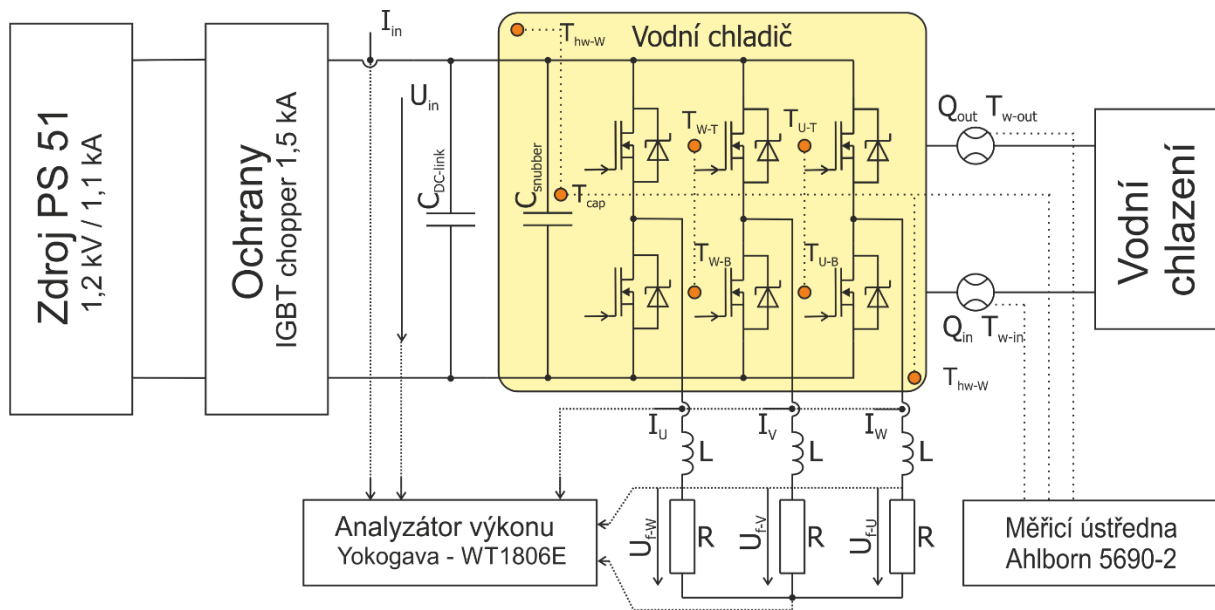
Obr. 13 – DC link, AC výstupy a AC izolace

4.4 Experimentální ověření funkce SiC měniče

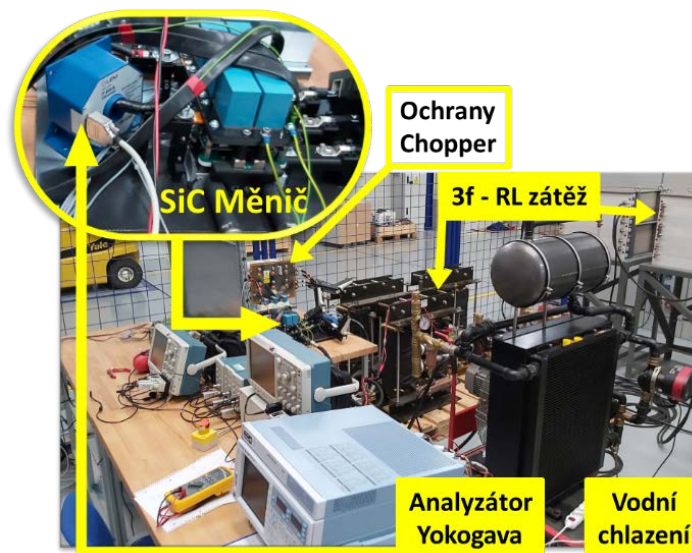
Pro experimentální ověření funkčnosti výkonového SiC měniče a ověření principu určení vzniklého ztrátového výkonu přenášeného do vodního chladiče vzniklo laboratorní stanoviště na Obr. 14. Laboratorní stanoviště bylo postaveno v halové laboratoři (RICE) EH101 z důvodu zajištění dostatečného výkonu zdrojů a zátěží, předpokládaný výkon měniče je $P_{out} = 250 \text{ kW}$, při napětí $U_{in} = 750 \text{ V}$ ve stejnosměrném meziobvodu.

Měřicí stanoviště se skládá z následujících částí:

- **Zdroj napětí** – Regulovaný vývod PS51 1,2 kV / 1,1 kA (Laboratoř EH101) s výstupním 12 pulzním usměrňovačem
- **Zátěž RL** – Tlumivky SKYBERGTECH 125 μH / 1000 A, výkonové rezistory 1,5 Ω / 200 A
- **Ochrany** – Základní ochrany výstupu PS 51 (omezení přepětí zdroje PS51, omezení nadproudu, zkratová ochrana)
- **Kondenzátor $C_{DC-link} = 240 \mu\text{F} / 1100 \text{ V}_{DC}$** – Kondenzátor z důvodu eliminace parazitních indukčností a kapacit na přívodních vodičích (SiC měnič je primárně určen pro bateriový provoz)
- **SiC měnič na vodním chladiči** – Oranžové body označují místa měření jednotlivých teplot pomocí senzorů pt100
- **Vodní chlazení** – Použitý chladicí systém obsahuje tepelný výměník o výkonu $P_D = 50 \text{ kW}$ a čerpadlo s možností plynulé regulace průtoku od minimální hodnoty $Q_W = 4 \text{ l/min}$.
- **Analyzátor výkonu Yokogawa WT1806E** – Analyzátor je zapojen dle Obr. 14. Měřené střídavé veličiny výstupních fází (U, V, W) jsou osazeny proudovými čidly (Lem ITN 600-S Ultrastab) a napěťovými převodníky přímo v analyzátoru. Měřené jsou vždy fázové hodnoty, fázové napětí je měřené proti středu hvězdy v zátěži. Bohužel napětí je měřené až za tlumivkou RL zátěže, z tohoto důvodu je nutné pro určení účinnosti měniče k výstupnímu výkonu jednotlivých fází přičíst ztráty vzniklé na tlumivkách.
- **Měřicí ústředna Ahlborn 5690-2** – Ústředna se stará o vyhodnocení jednotlivých teplot měřených pomocí senzorů pt100 (čtyřvodičové zapojení pro kompenzaci délky vodičů). Dále jsou do ústředny zavedeny hodnoty z průtokoměrů.



Obr. 14 – Schéma zapojení laboratorního stanoviště



Obr. 15 – Zapojení měřicího stanoviště v laboratoři EH101

Měření výkonového SiC měniče mělo za cíl ověřit funkčnost měniče při různých spínacích frekvencích a určit celkovou účinnost SiC měniče. Dále pak pomocí měření ověřit parametry chlazení a výsledky simulací. Celé měření je možné rozdělit do čtyř bodů.

Cíle měření:

- Validace navrženého vodního chladiče
- Ověření principu určení ztrátového tepelného výkonu z vodního chlazení
- Ověření funkčnosti měniče při výkonu 100 kW až 150 kW (krajní parametry zátěže)
- Validace modelu pro výpočet výkonových ztrát v sw MATLAB

Při stavbě měřicího stanoviště se vyskytly velice zajímavé problémy spojené s SiC technologií. Velký problém je EMC rušení, které vzniká spojením vysoké spínací frekvence se strmými hranami du/dt , při spínání SiC tranzistorů. Vlivem tohoto rušení velice často docházelo k výpadkům komunikace řídicího MLC Interface [20] s nadřazeným PC. Problematika EMC byla omezena použitím stíněných komunikačních vodičů mezi PC a MLC, dvojitě stíněnými USB kabely s doplněnými feritovými kroužky a mezi MLC a SiC měniči byly použité vodiče s měděným stíněním pro signály PWM i pro měřené hodnoty ADC převodníky (U_{DC} , I_{FU} , I_{FV} , I_{rw} - tyto signály jsou použity pro výpočty regulačních zásahů). Bylo nutné veškeré stínění správně uzemnit k jednomu potenciálu. Vznikl hvězdicový zemnicí koncept, jednotlivé části byly rozdělené do skupin, které byly zemněné vždy do jednoho bodu. K tomuto byl následně neúčinně uzemněn (pomocí RC kombinace) mínusový potenciál stejnosměrného meziobvodu. Tento bod byl připojen na ochranný vodič PE napájecího zdroje PS51. Díky výše popsanému konceptu se podařilo výpadky komunikace s řídicím systémem výrazně eliminovat.

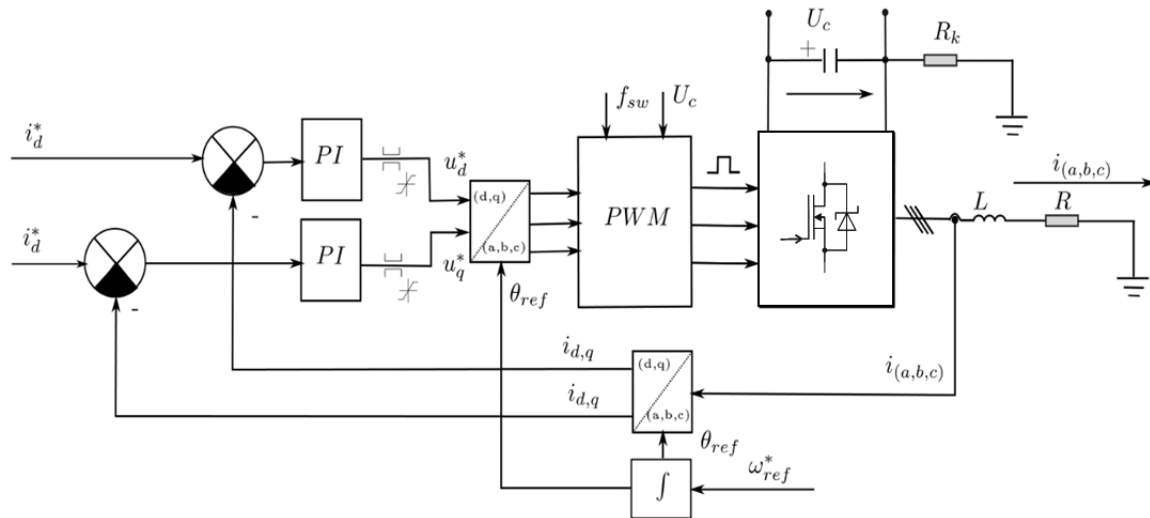
Problematická byla i volba vhodné zátěže z důvodu vysokých strmostí du/dt , které byly měřeny při kvalifikaci prvků a měniče, a dosahovaly hodnot $du/dt = 20 \text{ kV}/\mu\text{s}$ s použitým hradlovým odporem $R_G = 5 \Omega$ v budicích obvodech. Vysoká hodnota du/dt velmi omezila výběr vhodné zátěže (motor či RL zátěž) s izolací. Z tohoto důvodu byla zvolena RL zátěž, viz Tab. 10.

Parametry 3 - fázové RL zátěže nám bohužel neumožňovaly provést test plného teoretického výkonu $P_{out} = 250 \text{ kW}$ SiC měniče. Maximální trvalý proud výkonovými rezistory byl omezen na 200 A z důvodu ochrany před destrukcí. Díky tomu byl testovací výkon omezen maximální výkon na $P_{out} = 150 \text{ kW}$.

Tab. 10 – Konfigurace zátěže

<i>Komponenty</i>	<i>Parametry</i>
<i>L</i>	125 μH / 1000 A při $f_n = 300 \text{ Hz}$
<i>R</i>	1 Ω (1,5 Ω) / 200 A ($T_{\max} = 450 \text{ }^\circ\text{C}$) 6 sekcí po 0,5 Ω

4.4.1 Regulační struktura



Obr. 16 - Blokové schéma regulační struktury pro SiC měnič

Pro účely dosažení jednotlivých pracovních bodů popsaných v Tab. 13 bylo využito standardního vektorového řízení využívající PI regulátory pro řízení jednotlivých složek proudu v dq rotujícím souřadném systému, který se běžně používá v souvislosti s řízením točivých strojů, kde osa d je svázána s rotorem. Rotace souřadného systému umožňuje přistupovat k harmonickým veličinám jako k stejnosměrným veličinám, což výrazně zjednodušuje regulaci. Vzhledem k charakteru použité zátěže, viz Tab. 10 je v tomto případě definice polohy souřadného systému generována z frekvence první harmonické požadovaného proudu.

Výstupem PI regulátorů je řídicí napětí v dq souřadném systému, které je dále transformováno do stojícího souřadného systému a následně do jednotlivých fází u,v,w . K řízení střídače je použita klasická PWM modulace založená na koincidenci pilového a referenčního signálu. Algoritmy byly implementovány do řídicí jednotky MLC interface. Tato jednotka zajišťovala vyhodnocování měřených hodnot a úpravy regulačních signálů i PWM signálů pro budicí obvody tak, aby zátěží protékal požadovaný proud.

Tab. 11 – Parametry regulačního algoritmu

Frekvence PWM volitelná	0–100 kHz
Zesílení PI regulátorů	$K_p=0.3, T_i=0.1$
Výpočetní čas algoritmu	8.9 μ s (vnitřní hodiny procesoru 150 MHz)
Hodnota mrtvých časů	1 μ s

4.4.2 Validace chladiče a určení tepelného odporu

Validace chladiče je závislá na parametrech vodního chlazení. Samotná validace je rozdělena do dvou částí. Jako první je ověření funkčnosti průtokoměrů chladičského okruhu a případné určení korekčního koeficientu. Pro tento účel byly použity odvozené rovnice z Kapitoly 4.2.2. Pro určení průtoku byla použita rovnice (42). Z rovnice je patrné, že pro správné určení průtoku musíme znát ztrátový výkon dodávaný do chladiče P_{tot} a rozdíl teplot vody ΔT vstupující a vystupující z chladiče, ostatní veličiny v rovnici jsou konstanty vztahující se k vlastnostem kapaliny (zde byla použita demineralizovaná voda, kde jsou parametry známé). Pro určení rozdílu teplot ΔT využijeme měřicí ústřednu Ahlborn, která má kompenzované měření a použité senzory jsou již kalibrované. Pro určení průtoku vody již stačí do rovnice (42) doplnit pouze ztrátový výkon na chladiči P_{tot} .

$$Q = \frac{P_{tot}}{c * \gamma * \Delta T} \quad [m^3/s] \quad (42)$$

Pro tento účel byla zvolena metoda DC analýzy chladiče. Při této analýze protéká zpětnými diodami výkonového modulu stejnosměrný proud a milivoltmetrem je měřeno napětí na jednotlivých diodách. Následně je určena výkonová ztráta dodávaná do chladiče pomocí rovnice (43), výsledky analýzy validace chladiče se nacházejí v Tab. 12 kde jsou uvedeny měřené hodnoty (světle hnědé) a vypočtené hodnoty (bílé), tyto hodnoty byly získány pomocí vztahu (44).

$$P = U * I \quad [W] \quad (43)$$

$$Q = \frac{(U_{DS} * I_D) * n}{c_k * \gamma_k * (T_{OUT} - T_{IN})} ; n = \text{počet prvků na chladiči} \quad [m^3/s] \quad (44)$$

$$Q = \frac{((1,03 * 50) * 6) * 60 * 1000}{4180 * 997 * (23,47 - 23)} = 9,47 \text{ l/min}$$

Následně bylo provedeno ověření měřeného průtoku pomocí vztahu (34), kdy byl ztrátový výkon zpětně určen z průtoků měřených průtokoměry Ahlborn a Siemens. V tabulce Tab. 12 jsou uvedené zajímavé hodnoty rozdílu měřené a očekávané hodnoty pro každý průtokoměr ΔQ_x .

Při znalostech průtoků a všech parametrů popsaných při validaci vodního chlazení je možné určit reálný tepelný odpor chladiče $R_{th(s-a)}$ na základě vztahu (35), pomocí úprav se získá rovnice (36). Výsledky tepelného odporu pro měřené hodnoty při validaci jsou uvedeny v Tab. 12. Minimální teoretická hodnota vychází ze vztahu (45),

tato hodnota je velmi nízká, což je způsobeno hodnotou maximálního teoretického průtoku vodního chlazení $Q = 20 \text{ l/min}$.

$$R_{th(s-a)} = \frac{1}{c * \gamma * Q} \quad [K/W] \quad (45)$$

$$R_{th(s-a)} = \frac{1}{4180 * 0,997 * 20} = 0,0119 [K/kW]$$

Tab. 12 – Validace průtokoměrů

I_D	U_{DS}	P_{sink}	P_{sink-Q}	T_{IN}	T_{OUT}	ΔT	Q
[A]	[V]	[W]	[W]	[°C]	[°C]	[°C]	[l/min]
50,00	1,03	310,14	292,46	23,00	23,47	0,47	9,47
100,00	1,09	652,06	614,89	23,71	24,68	0,97	9,65
200,00	1,15	1374,76	1296,40	24,83	26,50	1,67	11,82
250,00	1,23	1847,75	1742,42	26,31	28,42	2,11	12,57
Parametry kapaliny		Ahlborn		Siemens			Chladič
Měrná tepelná kapacita destilované vody	c_k	Q_a	ΔQ_a	V	Q_s	ΔQ_s	$R_{th(s-a)}$
	[J/kg*K]	[l/min]	[l/min]	[V]	[l/min]	[l/min]	[K/kW]
	4180,00	8,93	0,54	2,79	8,74	0,74	1,607
Hustota destilované vody	ρ_k	9,10	0,55	2,84	8,90	0,75	1,578
	kg/m ³	11,14	0,67	3,48	10,90	0,92	1,287
	997	11,85	0,72	3,70	11,59	0,98	1,199

4.4.3 Ověření funkčnosti měniče při výkonu 100kW a 150kW

Testy výkonového SiC měniče v halové laboratoři byly omezeny výkonovými rezistory v zátěži na maximální proud $I_{out} = 200 \text{ A}$, což odpovídá přibližně $P_{out} = 150 \text{ kW}$. Tento výkon je dostatečný pro ověření vlastností výkonového SiC měniče, navrženého vodního chladiče, ověření metody určování ztrát z vodního okruhu a validaci vzniklého výpočetního modelu v sw MATLAB.

Měření je rozděleno do tří částí dle různé spínací frekvence. Při každé spínací frekvenci je provedeno měření pro různé hodnoty výstupního proudu (výkonu). Tento postup měření definoval pracovní body, které jsou popsány v Tab. 13.

Výsledky měření pro jednotlivé pracovní body jsou uvedené v tabulce obsahující část měřených dat (světle hnědá), v další části tabulky jsou výpočty z měřených hodnot, a pro porovnání výsledky simulačního modelu. Veškeré výpočty použité pro porovnání jednotlivých hodnot, či

definování teplot polovodičových čipů, průtoku a tepelnému odporu chladiče, vychází ze vztahů uvedených v Kapitole 4.1.

Tab. 13 – Měřené pracovní body SiC měniče

Parametry 3f symetrické zátěže		$R_{zátěže}$	1,5 Ω	$L_{zátěže}$	0,125 mH	
Výstupní proud	I_{out}	50	100	150	180	
Spínací frekvence měniče	f_{sw}	10 kHz	A-1	A-2	A-3	A-4
	f_{sw}	20 kHz	B-1	B-2	B-3	-
	f_{sw}	30 kHz	C-1	C-1	-	-

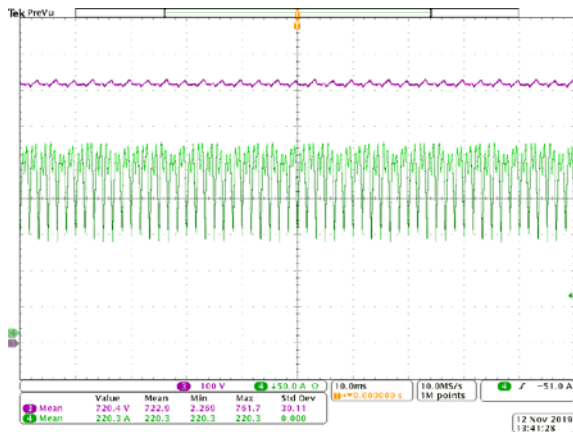
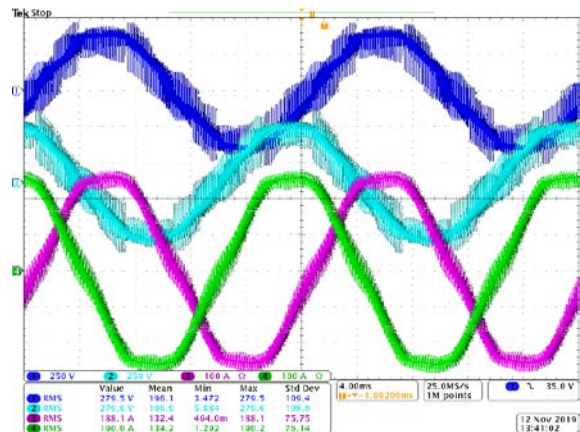
Porovnáme-li jednotlivé výsledky, je zajímavé sledovat, jak se rozchází tepelný ztrátový výkon definovaný z parametrů vodního chladiče se simulačními výsledky, tak i s výsledky analyzátoru Yokogawa pro dané pracovní body. Velmi dobrou informací je, že se výsledky razantně nerozcházejí a sledují podobný trend, viz Tab. 14.

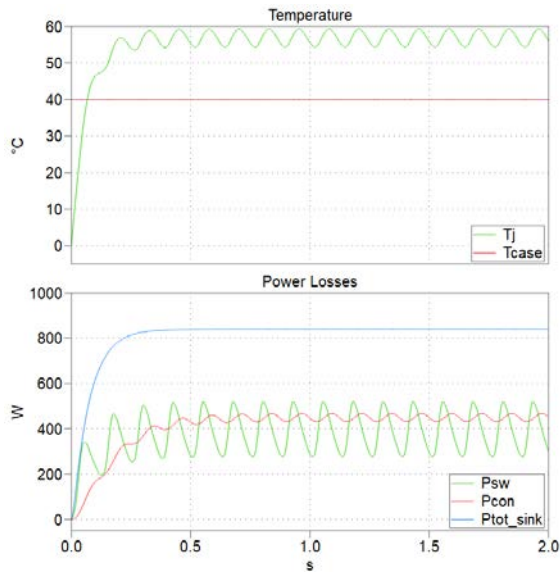
Vzhledem k charakteru napájení RL zátěže PWM signálem je velmi obtížné měřit účinnost měniče výkonovým analyzátozem Yokogawa přímo na výstupu měniče, kdy dochází ke zkreslení naměřených veličin vlivem du/dt výstupního signálu. Proto byl analyzátor zapojen do obvodu podle Obr. 14. Pro analýzu účinnosti se měří příkon na DC vstupu měniče a výstupní výkon na R zátěži. Výsledná účinnost měniče v sobě zahrnuje i ztráty výstupní tlumivky v zátěži, jejichž určení je relativně obtížné, pokud neznáme všechny potřebné informace o tlumivce a její přesné geometrii a použitých materiálech. Pro určení ztrát v tlumivce jsme spolupracovali s firmou SKYBERGTECH, která vyrobila použité tlumivky. Na základě dodaných FFT analýz jednotlivých fázových proudů byly kvantifikovány ztráty tlumivky pro dané pracovní body.

Podíváme-li se pozorněji na výsledky měření v Tab. 14, nalezneme zajímavý trend výsledků pro pracovní body A-3 ($I_{out} = 150\text{ A}$) a A-4 ($I_{out} = 180\text{ A}$), kdy pracovní bod A-4 (180 A) vykazuje menší ztrátový výkon. To je způsobeno provozem měniče v oblasti přemodulování (vlivem zátěže RL, protékajícího proudu a požadovaného výstupního napětí střídače), jak je patrné i z Obr. 18. Dochází zde k nižšímu spínání výkonových modulů a tím ke snížení spínacích ztrát. Z tohoto důvodu se již dále proud zátěží nezvyšoval a tudíž ani celkový výkon měniče. Bylo by tedy nutné snížit hodnotu R pro možnost nárůstu proudu zátěží bez přemodulování. Bohužel by se jednalo o skokové snížení hodnoty zátěžného odporu z $R_{zátěže} = 1,5\ \Omega$ na $R_{zátěže} = 1\ \Omega$. Vzhledem k omezení proudu na $I_{out} = 200\text{ A}$ by došlo k poklesu napětí na zátěži a tím i celkového výkonu měniče.

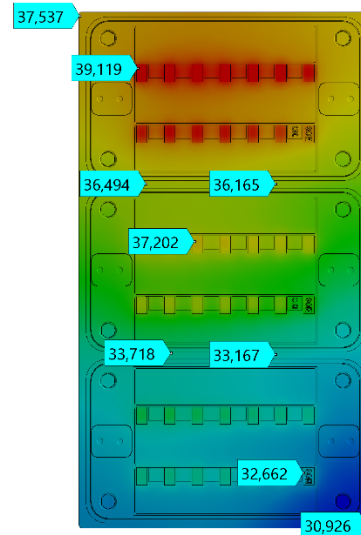
Tab. 14 – Výsledky měření pro pracovní bod A, spínací frekvence 10kHz

Pracovní body	Měřená data - Ahlborn					Měřená data - Yokogava		
	T_c	T_{W-IN}	T_{W-OUT}	ΔT_W	Q_A	P_{IN}	P_{OUT}	η
	[°C]	[°C]	[°C]	[°C]	[l/min]	[kW]	[kW]	[%]
A-1	27,28	22,11	22,73	0,62	3,83	11,694	11,392	97,414
A-2	32,3	24,12	25,36	1,24	3,86	45,134	44,598	98,812
A-3	40,7	26,87	29,14	2,27	3,88	106,57	105,424	98,925
A-4	37,95	24,12	26,3	2,18	3,85	158,93	157,944	99,38
Pracovní body	Výpočty založené na vodním chlazení				Výpočty Yokogava			Korekce L
	Q_A	P_{sink}	T_{j-d}	T_{j-tr}	$P_{all-yok}$	T_{j-d}	T_{j-tr}	P_L
	[l/min]	[W]	[°C]	[°C]	[W]	[°C]	[°C]	[W]
A-1	3,723	221,916	31,977	31,533	302,44	33,682	33,077	160,56
A-2	3,738	445,62	41,732	40,841	536,2	43,65	42,577	367,8
A-3	3,748	817,955	58,013	56,377	1146	64,957	62,665	354
A-4	3,733	782,382	54,51	52,946	986	58,82	56,848	384
Pracovní body	Simulace MATLAB			Porovnání ztrátových výkonů			Chladič	
	T_c	T_j	P_{sink}	$\Delta P_{voda-sim}$	$\Delta P_{yok-sim}$	$\Delta P_{yok-voda}$	$R_{ht(s-a)}$	
	[°C]	[°C]	[W]	[W]	[W]	[W]	[K/kW]	
A-1	40	45,39	270,19	-48,27	32,25	80,52	2,794	
A-2	40	48,89	442,85	2,77	93,35	90,58	2,783	
A-3	40	53,68	670,16	147,80	475,84	328,05	2,775	
A-4	40	56,16	809,355	-26,97	176,65	203,62	2,786	

Obr. 17 – DC strana pro bod A-4 ($P_{out} = 158kW$)
Ch3 (Fialová) = U_{IN} , Ch4 (Zelená) = I_{IN} Obr. 18 – AC strana (fázová napětí a proudy) pro bod A-4 ($P_{out} = 158kW$)
Ch1 (Modrá) = U_U , Ch2 (Červená) = U_W
Ch3 (Fialová) = I_U , Ch4 (Zelená) = I_W



Obr. 19 – Výsledky simulačního modelu pro pracovní bod A-4

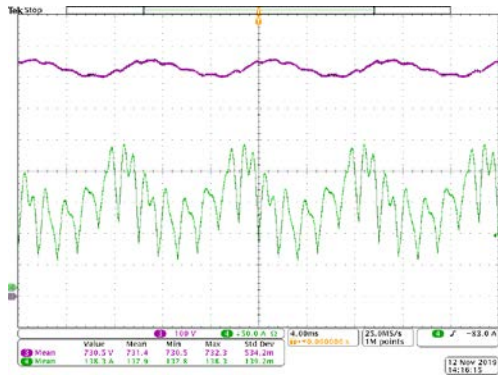


Obr. 20 – Simulace rozložení tepla na chladiči pro pracovní bod A-4

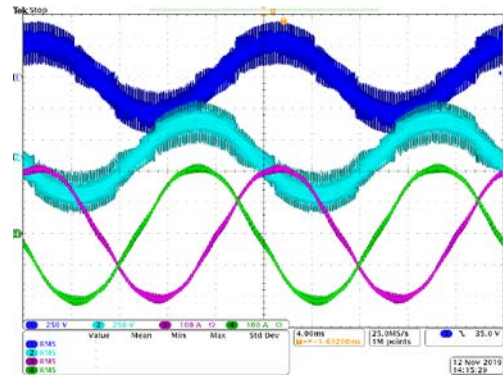
U naměřených pracovních bodů pro vyšší spínací frekvence $f_{sw} = 20 \text{ kHz}$ a $f_{sw} = 30 \text{ kHz}$ v Tab. 15a Tab. 16 již nedocházelo k přechodu do přemodulování. Pro tyto frekvence se při měření udržoval podobný ztrátový výkon a vlivem nárůstu spínacích ztrát došlo k omezení propustného proudu, a proto nedocházelo k přemodulování.

Tab. 15 - Výsledky měření pro pracovní bod B, spínací frekvence 20kHz

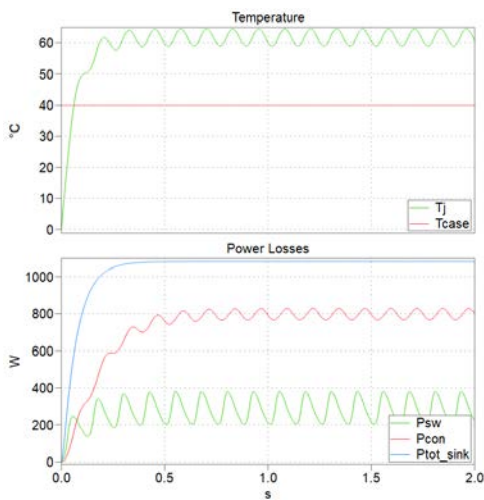
Pracovní body	Měřená data - Ahlborn					Měřená data - Yokogava		
	T_c [°C]	T_{W-IN} [°C]	T_{W-OUT} [°C]	ΔT_W [°C]	Q_A [l/min]	P_{IN} [kW]	P_{OUT} [kW]	η [%]
B-1	33,03	25,47	26,65	1,18	3,86	11,857	11,271	95,058
B-2	40,62	22,25	24,64	2,39	3,86	46,506	45,43	97,686
B-3	42,01	22,2	25,68	3,48	3,86	98,88	97,35	98,453
Pracovní body	Výpočty založené na vodním chlazení				Výpočty Yokogava			Korekce L
	Q_A [l/min]	P_{sink} [W]	T_{j-d} [°C]	T_{j-tr} [°C]	$P_{all-yok}$ [W]	T_{j-d} [°C]	T_{j-tr} [°C]	P_L [W]
B-1	3,738	424,058	42,006	41,158	586	45,434	44,262	91,8
B-2	3,738	858,897	58,8	57,082	1076	63,395	61,243	258
B-3	3,738	1250,612	68,481	65,98	1530	74,395	71,335	253,5
Pracovní body	Simulace MATLAB			Porovnání ztrátových výkonů			Chladič	
	T_c [°C]	T_j [°C]	P_{sink} [W]	$\Delta P_{voda-sim}$ [W]	$\Delta P_{yok-sim}$ [W]	$\Delta P_{yok-voda}$ [W]	$R_{Ht(s-a)}$ [K/kW]	
B-1	40	50,04	502,69	-78,63	83,31	161,94	2,783	
B-2	40	55,25	763,82	95,08	312,18	217,10	2,783	
B-3	40	61,24	1081	169,61	449,00	279,39	2,783	



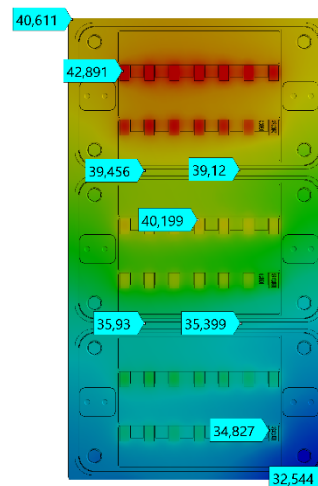
Obr. 21 – DC strana pro bod B-3 ($P_{out} = 100kW$)
Ch3 (Fialová) = U_{IN} , Ch4 (Zelená) = I_{IN}



Obr. 22 – AC strana pro bod B-3 ($P_{out} = 100kW$)
Ch1 (Modrá) = U_u , Ch2 (Červená) = U_w
Ch3 (Fialová) = I_u , Ch4 (Zelená) = I_w



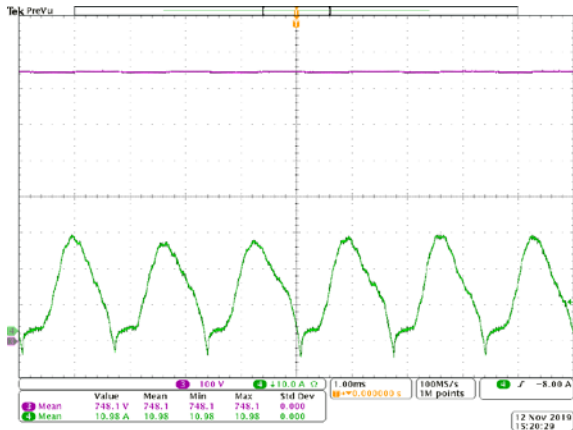
Obr. 23 – Výsledky simulačního modelu pro pracovní bod B-3



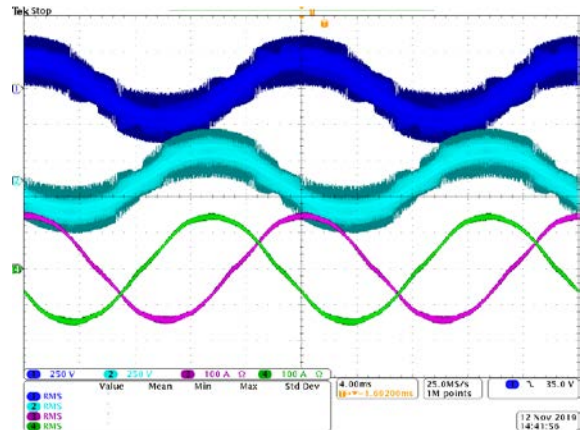
Obr. 24 – Simulace rozložení tepla na chladiči pro pracovní bod B-3

Tab. 16 - Výsledky měření pro pracovní bod C, spínací frekvence 30kHz

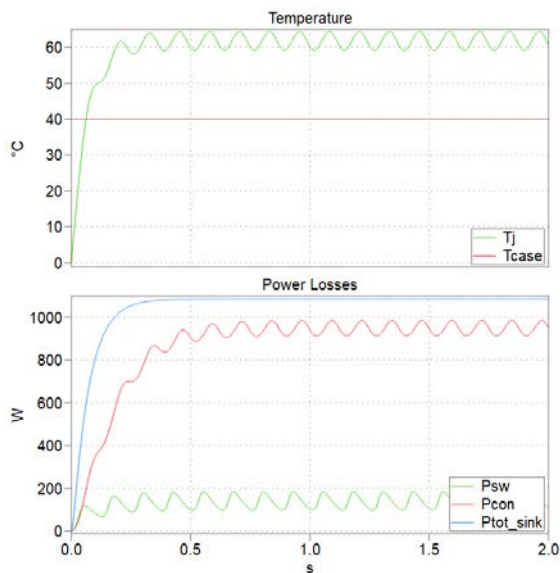
Pracovní body	Měřená data - Ahlborn					Měřená data -Yokogava		
	T_c [°C]	T_{W-IN} [°C]	T_{W-OUT} [°C]	ΔT_W [°C]	Q_A [l/min]	P_{IN} [kW]	P_{OUT} [kW]	η [%]
C-1	35,13	22,2	24,09	1,89	3,86	12,298	11,54	93,836
C-2	41,62	22,48	25,65	3,17	3,85	46,796	45,51	97,252
Pracovní body	Vypočty založené na vodním chlazení				Vypočty Yokogava			Korekce L
	Q_A [l/min]	P_{sink} [W]	T_{j-d} [°C]	T_{j-tr} [°C]	$P_{all-yok}$ [W]	T_{j-d} [°C]	T_{j-tr} [°C]	P_L [W]
C-1	3,738	679,212	49,507	48,148	758	51,174	49,658	80,4
C-2	3,749	1142,559	65,804	63,519	1286	68,84	66,268	201
Pracovní body	Simulace MATLAB			Porovnání ztrátových výkonů			Chladič	
	T_c [°C]	T_j [°C]	P_{sink} [W]	$\Delta P_{voda-sim}$ [W]	$\Delta P_{yok-sim}$ [W]	$\Delta P_{yok-voda}$ [W]	$R_{ht(s-a)}$ [K/kW]	
C-1	40	54,68	735,18	-55,97	22,82	78,79	2,783	
C-2	40	61,67	1084,74	57,82	201,26	143,44	2,774	



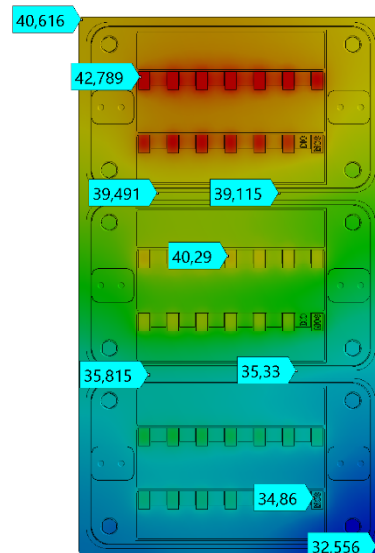
Obr. 25 – DC strana pro bod C-2 ($P_{out} = 50kW$)
Ch3 (Fialová) = U_{IN} , Ch4 (Zelená) = I_{IN}



Obr. 26 – AC strana pro bod C-2 ($P_{out} = 50kW$) Ch1 (Modrá) = U_U , Ch2 (Červená) = U_W
Ch3 (Fialová) = I_U , Ch4 (Zelená) = I_W



Obr. 27 – Výsledky simulačního modelu pro pracovní bod C-2



Obr. 28 – Simulace rozložení tepla na chladiči pro pracovní bod C-2

Při analýze měřených dat jsou výsledky velmi pozitivní, dosáhli jsme účinnosti měniče téměř 99 % a pro výkon $P_{out} = 150 kW$ i přes 99 %, zde však jsme provozovali měnič částečně v oblasti přemodulování. Nicméně dosažené účinnosti jsou velice dobrým výsledkem, zvláště přihlédneme-li ke skutečnosti, že jsme dosáhli výkonu měniče pouze $P_{out} = 150 kW$ z plánovaných $P_{out} = 250 kW$ a lze očekávat mírné navýšení účinnosti.

Celkově se při měřeních ověřila možnost určení výkonové ztráty pomocí dopočtu z vodního chladiče. Vypočtené hodnoty ztrátového výkonu byly porovnávány s měřeními a korigovanými daty z analyzátoru výkonu. Výsledné hodnoty ztrátových výkonů se k sobě velice blížily. Díky těmto výsledkům se nám otvírá relativně jednoduchá metoda,

jak se dopočítat přibližné teploty polovodičového čipu součástek na chladiči během měření pouze se znalostmi základních parametrů polovodičů a vodního chladiče, a tak předejít nechtěné destrukci polovodičových čipů vlivem vysoké teploty.

4.4.4 Tepelná analýza měniče

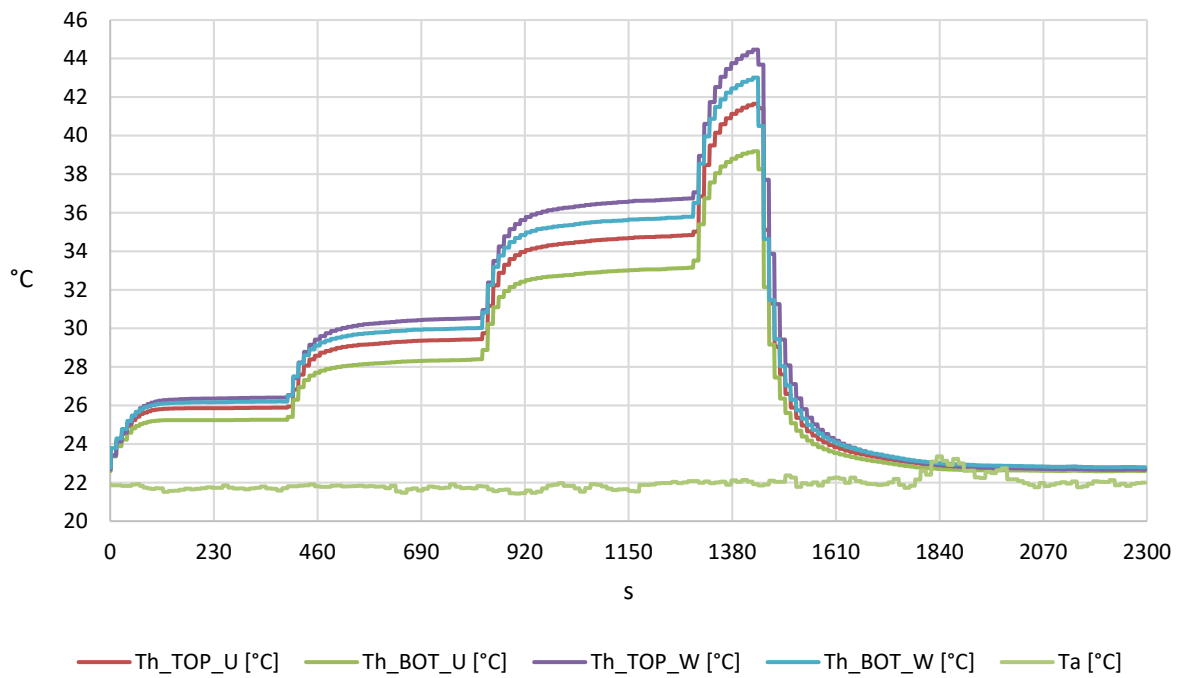
V rámci výše popsaného měření byla provedena i základní oteplovací zkouška, která bohužel nebyla dokončena z důvodu přehřátí výkonových resistorů v zátěži, kdy teplota na rezistorech přesáhla zvolenou bezpečnou hodnotu 450°C. K dosažení kritické teploty došlo při ustalování teploty v pracovním bodě A-4 zhruba po 25 minutách od začátku měření, jak je vidět na Obr. 29, kdy dojde ke strmému poklesu teploty (tento jev je vidět na všech následujících výsledcích oteplovací zkoušky). Naměřená data byla rozdělena do čtyř grafů z důvodu přehlednosti. Grafy jsou rozdělené tak, aby jejich vypovídající hodnota byla co nejvyšší. Všechny uváděné hodnoty odpovídají rozmístění senzorů pt100 dle Obr. 14. Tyto teploty byly použity při výpočtech ztrátového výkonu a teploty polovodičových čipů v části popsané výše a validaci 3D teplotního modelu měniče Obr. 27.

Na grafu Obr. 29 jsou znázorněny teploty mezi jednotlivými pouzdry tranzistorů, z nichž byla definována nejvyšší teploty pouzdra tranzistoru T_c využívaná při výpočtech teplot během experimentu. Dále je zde vidět tepelné rozložení na chladiči v oblasti umístění modulů, kdy při daném průtoku dochází k teplotnímu driftu mezi měřenými body o 5,5 °C.

Grafy na Obr. 30 vypovídají o rozložení teplot na okrajích chladiče a hlavně o teplotách vstupní a výstupní vody chladiče. Z hodnoty vstupní a výstupní teploty vody bylo definováno ΔT . Z důvodu zachování měřitého rozdílu teplot byl průtok měničem omezen na $Q_W = 4 \text{ l/min}$. Díky tomu je zřetelně vidět velký teplotní gradient mezi krajními body chladiče, a to až $\Delta T_{HGrad} = 12 \text{ °C}$. Tato hodnota se sníží při navýšení průtoku vody.

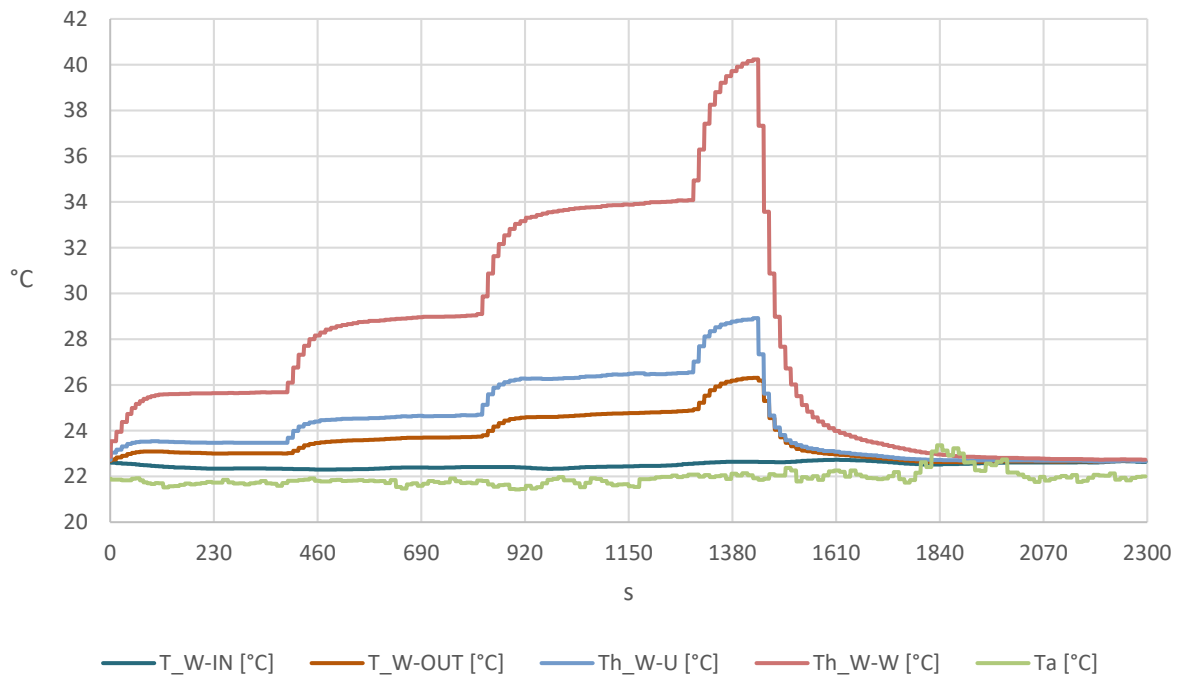
Grafy Obr. 31 a Obr. 32 vypovídají o teplotách stejnosměrného meziobvodu, který je zde tvořen čtyřvstřevým PCB, do kterého jsou zaletovány polykeramické kondenzátory ve funkci snubberu. Tyto teploty byly měřeny primárně pro ochranné účely, aby nedošlo k tepelnému přetížení PCB nebo kondenzátorů, které mají maximální pracovní teplotu 85 °C. Pokud by docházelo k nadměrnému ohřevu PCB nebo kondenzátorů, je možné tyto části aktivně chladit připravenými ventilátory. Při tomto testu byly ventilátory provozovány na minimální otáčky pouze pro zajištění minimální ventilace s ohledem na konstrukci měřicího stanoviště.

Teploty pouzder tranzistorů na chladiči

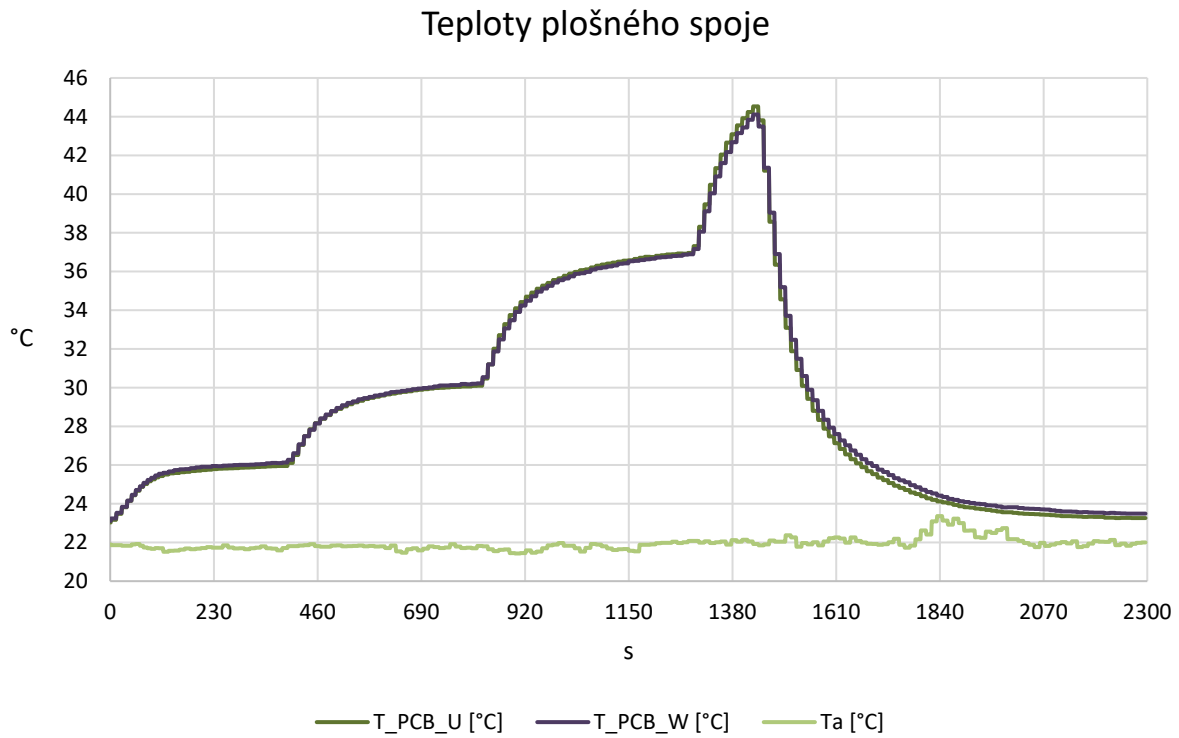


Obr. 29 - Oteplovací zkouška – teploty pouzder tranzistorů

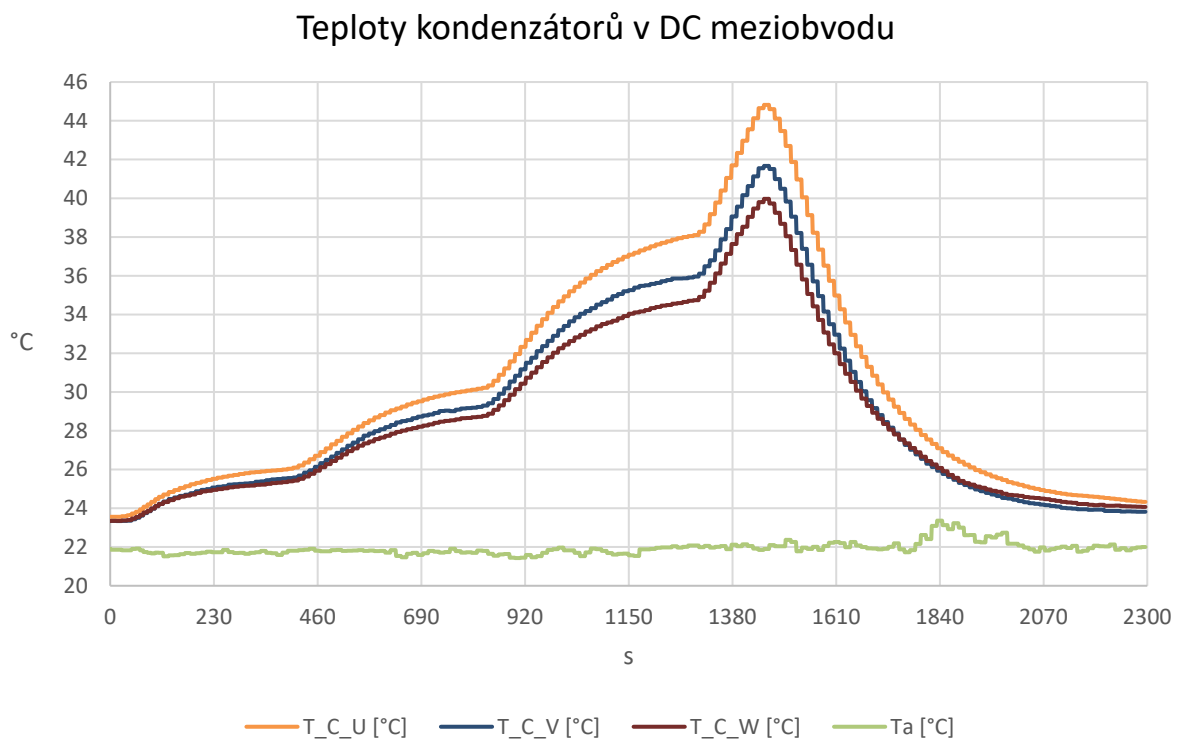
Teploty chladiče



Obr. 30 - Oteplovací zkouška – teploty částí chladiče



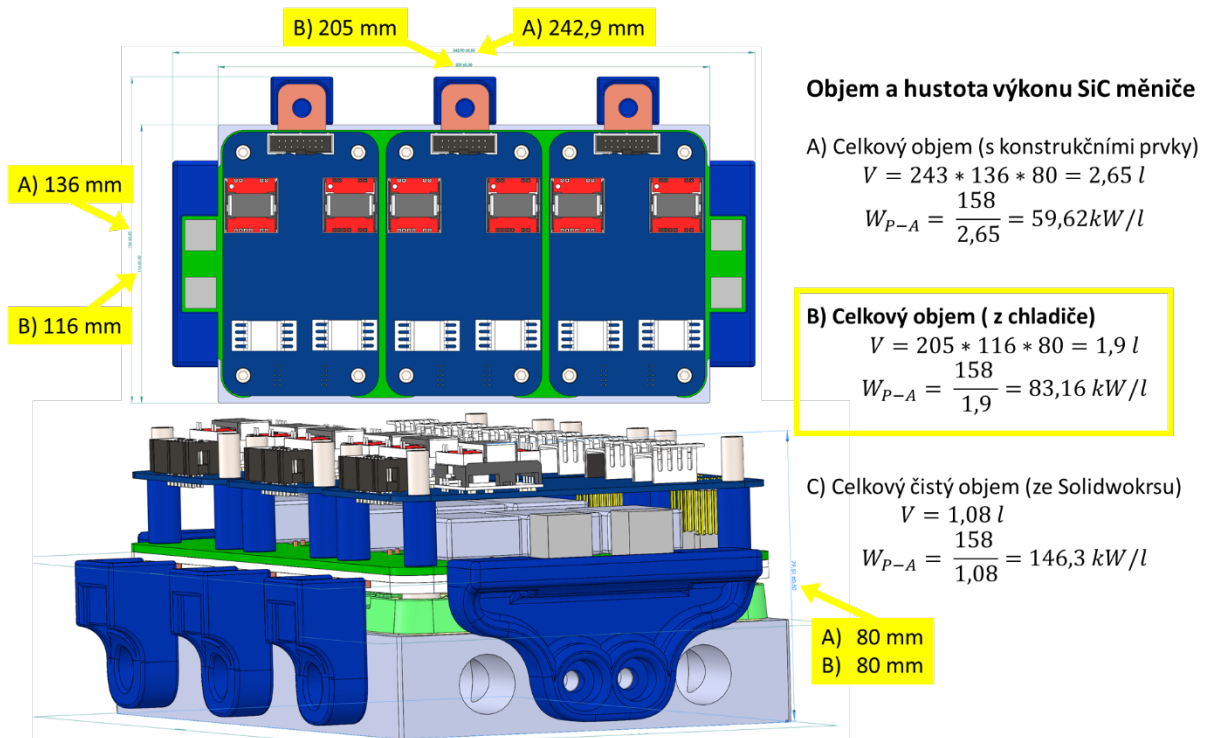
Obr. 31 - Oteplovací zkouška – teploty plošného spoje



Obr. 32 Oteplovací zkouška – Kondenzátorů v DC meziobvodu

4.5 Dílčí závěr – SiC měnič

Měření prokázalo, že je měnič SiC plně funkční a ztrátové výkony odpovídají předpokladům vycházejícím ze simulací. Měnič disponuje objemem 1,9 litrů (pro případ bateriového provozu) a byl experimentálně ověřen při výkonu 158 kW z důvodu omezení výkonového zatížení v halové laboratoři, čímž bylo dosaženo výkonové hustoty 83,16 kW/l.



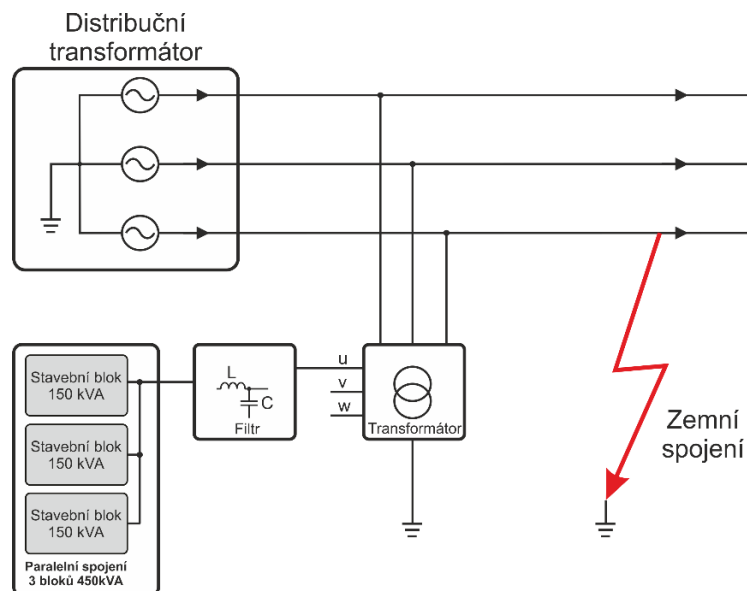
Obr. 33 – Rozměry SiC měniče a výsledná výkonová hustota vztážená k 1 l

Na základě měření je možné potvrdit, že je měnič připraven pro testování v reálné automotive aplikaci v projektu NeoFELis. Jedná se o elektrickou závodní motokáru třídy superkart.

5 Měníče pro energetiku

Měníč je součástí projektu TA04020235 (TA ČR – Program ALFA) Zařízení pro kompenzaci zemních poruch. V příloze-A je uveden seznam veškeré literatury vzniklé do roku 2019 ve spojitosti s projektem.

Principiální blokové schéma zařízení pro kompenzaci zemních poruch v distribučních sítích s neúčinně uzemněným středem (v ČR zejména síť 22 kV) je zobrazeno na Obr. 34. Zařízení má za cíl kompenzovat poruchový zemní proud, který je výsledkem jednofázového zemního spojení. Tradičně je tento proud kompenzován pasivními prostředky, nejčastěji Petersenovou tlumivkou, což je v současnosti nejčastěji využívaný způsob založený na rezonanční metodě. Právě rezonance může způsobit v mezních, resp. poruchových stavech velmi nebezpečná přepětí a nadproudy v distribuční soustavě.



Obr. 34 - Kompenzace zemních poruch pomocí výkonových měničů v distribučních sítích s neúčinně uzemněným středem

Další vážnou nevýhodou tradičních zařízení je neschopnost eliminovat činnou složku základní harmonické a vyšší řády harmonických poruchového proudu. Tyto nevýhody je možné řešit nasazením aktivního zdroje proudu, realizovaného pomocí výkonových měničů. Použití polovodičového kompenzátoru přináší řadu dalších výhod vyplývajících z povahy aktivního zařízení: kompenzace činné složky zemního poruchového proudu, kompenzace nesymetrie sítě, kompenzace jalového výkonu (STATCOM), a další.

Připojení výkonových měničů k distribuční síti však vyžaduje zajištění kvality odebraného či dodávaného proudu, která může být snížena vlivem spínání. Potřeba filtrace průběhu proudu, zajištění bezpečnosti a zvýšení robustnosti systému vede k nutnosti připojení výkonového měniče k síti přes transformátor, který galvanicky oddělí poměrně citlivou polovodičovou technologii. Rozptylová indukčnost transformátoru spolu s LC filtrem na výstupu měniče tvoří výstupní LCL filtr zajišťující požadovanou kvalitu proudu, jak je uvedeno na Obr. 34.

Pasivní část tvoří speciální třífázový distribuční transformátor 22/0,4 kV 1,35 MVA zajišťující připojení k distribuční síti. Každá fáze sekundárního vynutí 0,4 kV je napájena trojicí výkonových měničů.

Aktivní část zařízení tvoří skříň s výkonovými měniči 1,35 MVA. Výzbroj skříně sestává ze soustavy devíti základních bloků (popsaných v této práci), kdy každý z nich tvoří jednofázový napěťový střídač o výkonu 150 kVA. Dále jsou ve skříni výstupní LC filtry, (v kombinaci s transformátorem vznikají LCL filtry) zajišťujících kvalitu generovaného proudu.

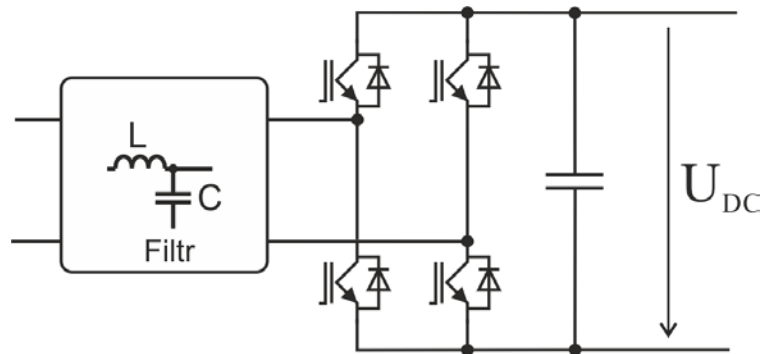
5.1 Základní stavební blok

V této kapitole je uveden popis návrhu výkonových polovodičových měničů pro energetiku, a to v podobě základních stavebních bloků na Obr. 35 (parametry jsou uvedeny v Tab. 17), umožňujících pomocí paralelního řazení škálovat finální výkon cílové aplikace. Základem stavebních bloků o výkonu 150 kVA jsou polovodičové moduly. Měniče jsou navrženy jako vzduchem chlazené jednofázové můstky s výstupním napětím 400 V. Každý blok obsahuje vestavěný ventilátor řízený vlastní řídicí jednotkou, jednotkou s drivery modulů, která dále zajišťuje monitoring teplot a ostatních provozních parametrů, měření napětí a proudu a diagnostiku chybových stavů měniče.

Tab. 17 – Základní parametry stavebního bloku

Vstupní napětí střídače	U_{in}	700 VDC (max 750 VDC)
Výstupní napětí střídače	U_{out}	400 VAC
Proud střídače	I_{out}	380 A
Výkon střídače	S_{out}	150 kVA
Spínací frekvence střídače	F_{sw}	10 kHz
Teplota okolí	T_a	40 C

Výběr vhodných polovodičů pro návrh měniče o výkonu 150 kVA, který slouží jako základní stavební blok pro modulární konstrukci zařízení, je obtížný. Na vybrané polovodiče budou kladeny nestandardní požadavky. Jedním z nestandardních požadavků je dimenzování měniče pro provoz v celém rozsahu účinníku $0 \div 1$, což tuto aplikaci velmi odlišuje od rozšířenějších typů měničů, navržených pro regulované střídavé pohony. Z tohoto důvodu musí být uvažováno stejné proudové dimenzování tranzistoru i diody. Základní stavební blok by měl dosahovat požadovaných parametrů z Tab. 17.



Obr. 35 – Základní zapojení stavebního bloku

5.1.1 Polovodičové součástky

Byla provedena rozsáhlá analýza dostupných výkonových spínacích polovodičových součástek na bázi Si, SiC a hybridní výkonových modulů, pro uvažované blokové napětí prvků 1200 V. Analýza a výběr součástek si kladly za cíl dosažení co nejvyšší spínací frekvence, která by umožnila minimalizovat rozměry a hmotnost integrovaného LCL filtru, viz Obr. 35. Na základě analýzy součástek byla provedena úvodní kvalifikace výkonových polovodičů vhodných pro stavbu laboratorních prototypů i finálního zařízení. Kvalifikace je klíčová pro detailní napěťové a proudové dimenzování, fixaci spínací frekvence mající vazbu na ztráty a výslednou celkovou cenu základního stavebního bloku. Celkový postup při analýze dostupných polovodičů je shrnut výzkumné zprávě [21].

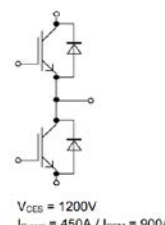
Hodnotící kritéria založená na parametrech v Tab. 17:

- Shodné proudové dimenzování tranzistoru a diody ve výkonovém modulu
- Ztrátový výkon modulu (vztažený na kVA)
 - Poměr spínacích a vodivostních ztrát
- Teoretická maximální spínací frekvence
- Tepelná rezerva 25 °C na polovodičových čípech
- Dostupnost a cena

Na základě provedené klasifikace dostupných polovodičových součástek vhodných pro stavbu základního bloku a s přihlédnutím ke všem hodnotícím kritériím popsanych ve výzkumné zprávě [21], byly vybrány polovodičové prvky v pouzdře 62mm viz Tab. 18, a také prvky viz odrážky pod Tab. 18. Největší dopad do volby polovodičových součástek uvedených v užším výběru měla následující tři kritéria, požadavek na stejné dimenzování tranzistorů i zpětných diod, dosažení spínací frekvence a v poslední řadě kombinace ceny s dostupností polovodičů na trhu.

Tab. 18 – Užší výběr vhodných polovodičů prvky v pouzdře 62mm

Infineon - FF450R12KT4 [22]		
Vnitřní zapojení	Půl-můstek	
Technologie	Si IGBT4 Si HE diode	
Napětí	U_{CE}	1200 V
Proud tranzistorem	I_C	450 A
Proud diodou	I_D	450 A
Energie zapnutí	E_{on}	30 mJ
Energie vypnutí	E_{off}	40 mJ
Energie diody	E_{rr}	35 mJ
Teplota při spínání	T_{max}	150 °C
Fuji - 2MBI300VD-120-50 [23]		
Vnitřní zapojení	Půl-můstek	
Technologie	IGBT	
Napětí	U_{CE}	1200 V
Proud tranzistorem	I_C	300 A
Proud diodou	I_D	300 A
Energie zapnutí	E_{on}	35 mJ
Energie vypnutí	E_{off}	25 mJ
Energie diody	E_{rr}	22 mJ
Teplota max	T_{max}	150 °C
Wolf speed (CREE) - CAS300M12BM2 [24]		
Vnitřní zapojení	Půl-můstek	
Technologie	SiC MOSFET SiC Schottky	
Napětí	U_{DS}	1200 V
Proud tranzistorem	I_D	293 A
Proud diodou	I_D	293 A
Odpor kanálu	$R_{DS(on)}$	5,7 mΩ
Energie zapnutí	E_{on}	5,8 mJ
Energie vypnutí	E_{off}	6,1 mJ
Teplota při spínání	T_{max}	175 °C



Užší výběr vhodných polovodičů prvky v různých pouzdrech:

- SKiM459GD12F4SC4 – IGBT-T4, Topologie 3f střídač, Tab. 4
- FF600R12IS4F – hybridní modul, Topologie Půl-můstek, popis, viz Tab. 5
- BMS300D12P2E001 – SiC MOSFET, Topologie Půl-můstek, popis, viz Tab. 6

Na základě zúženého výběru byly vybrány výkonové moduly v pouzdře 62mm. Důvodem této volby je dobrá záměnnost polovodičů a jejich velké portfolio napříč výrobci i v podobě Si či SiC tranzistorů. Pro vybrané moduly byly provedeny výpočty a simulace.

Zvýše zmíněného užšího výběru byl vybrán tranzistorový modul od výrobce Infineon, a to FF450R12KT4 základní popis modulu je v Tab. 18. Tento výkonový modul obsahuje tranzistorové čipy se strukturou „trench“ – 4. generace, která umožňuje dosahovat vysokých spínacích frekvencí při zachování rozumného poměru spínacích a vodivostních ztrát. Dále tento modul plně vyhovuje dalším hodnotícím kritériím, zejména dostupnosti na trhu i ceně.

Další výhodou je i to, že Infineon poskytuje velmi dobrou a rychlou technickou podporu. Oproti tomu, dostupnost na trhu dalšího uvažového polovodičového modulu od Fuji Electric je nižší. Nevýhodou je též problematická technická podpora.

Z kategorie moderních perspektivních polovodičových součástek na bázi technologie SiC byl vybrán výkonový modul od amerického výrobce Wolfspeed (CREE), který se ve svém portfoliu spoléhá převážně na tuto technologii.

Základní popis výkonového modulu CAS300M12BM2 je v Tab. 18. Přestože tento modul má výrazně nižší propustný proud oproti tranzistoru FF450R12KT4 v Tab. 18, je velice zajímavý s ohledem na velmi nízké spínací a vodivostní ztráty, rovněž i možnou vyšší provozní teplotu (teplota chladícího vzduchu je uvažovaná až 70 °C). Tyto rozdíly by měly vykompenzovat zmíněný nižší propustný proud tranzistorem.

Tento výkonový modul je uvažován pouze pro experimentální ověření přínosu SiC technologie oproti Si-T4. Pro finální řešení stavebního bloku je výkonový modul nevhodný z hlediska vysoké pořizovací ceny, dostupnosti a s ohledem na další komplikace v návrhu zařízení související s vysokou strmostí napěťových hran při spínání (EMC, apod.). Není příliš vhodné do konzervativní oblasti energetiky nasazovat nejnovější polovodičové technologie, které zatím nejsou prověřené, co se týče životnosti a spolehlivosti (s ohledem na stáří technologie a samotného tranzistoru 1 rok není ani možné tato data po výrobci požadovat).

5.2 Stavební blok 150 kVA – Prototyp A

S ohledem na zvolený výkonový modul viz [22] FF450R12KT4 a požadované parametry v Tab. 17, byly provedeny výpočty ztrátového výkonu pro určení vhodného chladiče. Výpočty byly provedené analyticky dle postupů a rovnic uvedených v Kapitole 4.1, včetně pomoci simulačního SW (Iposim) od výrobce výkonových tranzistorů. Výsledky ze simulačního SW Iposim (viz Tab. 19) byly použity pro veškeré návrhy (Iposim obsahuje rozsáhlou databázi s podrobnými informacemi o každém tranzistoru). SW poskytuje přesnější výsledky než analytické řešení, kde pracujeme pouze s využitím základních dat dodaných výrobcem v dokumentaci [22].

Tab. 19 – Výsledky z Iposimu pro tranzistor FF450R12KT4

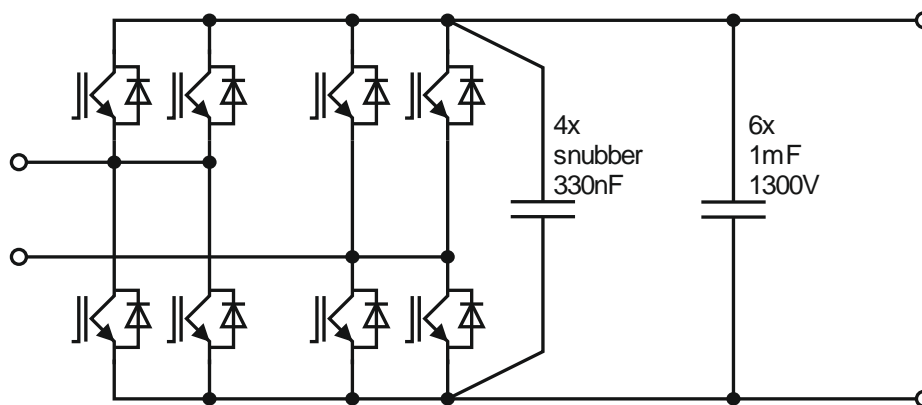
Vstupní parametry do simulace						
Zapojení / Parametry	Paralelní řazení 2 modulů			Jeden modul		
Vstupní napětí střídače	750		VDC	750		VDC
Blokovací napětí tranzistoru	1200		V	1200		V
Výstupní proud	200		A	380		A
Výstupní frekvence	50		Hz	50		Hz
Spínací frekvence	10		kHz	10		kHz
Modulační index	0,76		-	0,76		-
Účinnost $\cos(\varphi)$	1	0	-	-1	0	-
Teplota chladiče	110		°C	110		°C
Výsledky simulací z Iposimu						
Část modulu	Maximální teplota čipů					
Tranzistor	146,9	142,2	°C	184,5	170,2	°C
Dioda	134,6	142,1	°C	157,9	177,7	°C
Část modulu	Spínací ztráty					
Tranzistor	254,2	248,7	W	430,5	407,7	W
Dioda	110,4	114,2	W	203,9	219,6	W
Část modulu	Vodivostní ztráty					
Tranzistor	104	63,7	W	291,9	175,9	W
Dioda	22,5	59,1	W	55	146,2	W
Část modulu	Celkový ztrátový výkon					
Tranzistor	358,3	312,4	W	722,5	583,7	W
Dioda	132,9	173,4	W	258,9	365,8	W
Výkonový modul	982,4	971,6	W	1962,8	1899	W

Vstupní parametry pro simulační SW Iposim vychází z Tab. 17, ve které jsou uvedeny základní parametry stavebního bloku 150 kVA. Byly doplněné parametry, jako je modulační

index, který odpovídá výstupnímu napětí 400 VAC a velmi důležitá je teplota chladiče 110 °C. Tato hodnota odpovídá maximální možné teplotě základny tranzistoru, při které nebude překročena maximální doporučená teplota čipů tranzistoru 150 °C (hraniční teplota čipu u tohoto tranzistoru je 175 °C po omezený čas). V Tab. 19 jsou simulační výsledky uvádějící nejhorší případ, kdy při těchto podmínkách dosáhne teplota čipu tranzistoru 147 °C.

Z výsledků v Tab. 19 je patrné, že pro aplikaci základního stavebního bloku při požadovaných provozních podmínkách není možné využít jeden výkonový modul, protože teplota čipu tranzistoru i diody překračuje mezní hodnoty udané výrobcem o 34 °C. Díky této skutečnosti jsme byli při návrhu nuceni přistoupit k paralelnímu řazení výkonových modulů.

Finální schéma zapojení základního stavebního bloku je na Obr. 36, podrobnější popis je pak uveden v [25]. Ve finálním provedení je napětí na každou výstupní fázi připínáno pomocí dvojice paralelně spojených půlmůstků, tj. modulů FF450R12KT4, které jsou spínány společným řídicím signálem. Každý z IGBT modulů disponuje snubberovým kondenzátorem o kapacitě 330 nF, který snižuje přepětové špičky vlivem parazitních indukčností v obvodu. Jako filtr na stejnosměrné straně jsou instalovány fóliové kondenzátory o celkové kapacitě 6 mF.

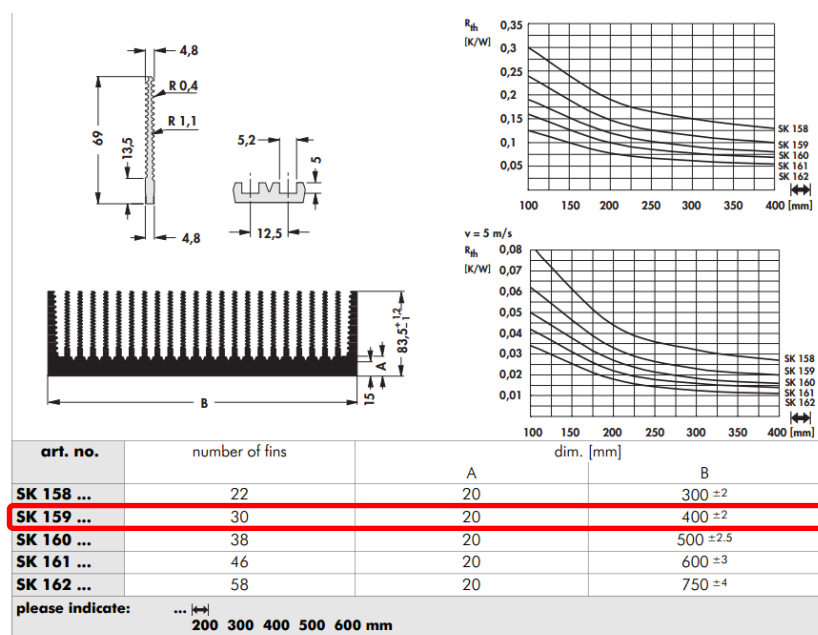


Obr. 36 - Schéma výkonového obvodu stavebního bloku 150kVA

Základem konstrukce měniče je chladič, který odvádí ztrátové teplo (viz Tab. 19) čtyř IGBT modulů typu FF450R12KT4. Výběr chladiče vychází z požadovaného tepelného odporu, který pro zvolený počet vybraných IGBT tranzistorů na chladiči činí 0,02 K/W. Konkrétní typ chladiče je SK 159 délky 600 mm od firmy Fischer Elektronik. Jeho katalogový list je zobrazen na Obr. 37. Velká tepelná kapacita chladiče a masivní 20mm základna chladiče by měla zaručit rozvedení tepla do plochy, případně tepelně provázat jednotlivé moduly v paralelní kombinaci jak je patrné z Obr. 39, kde je patrné rozmístění výkonových tranzistorů. Pro stavbu prototypu

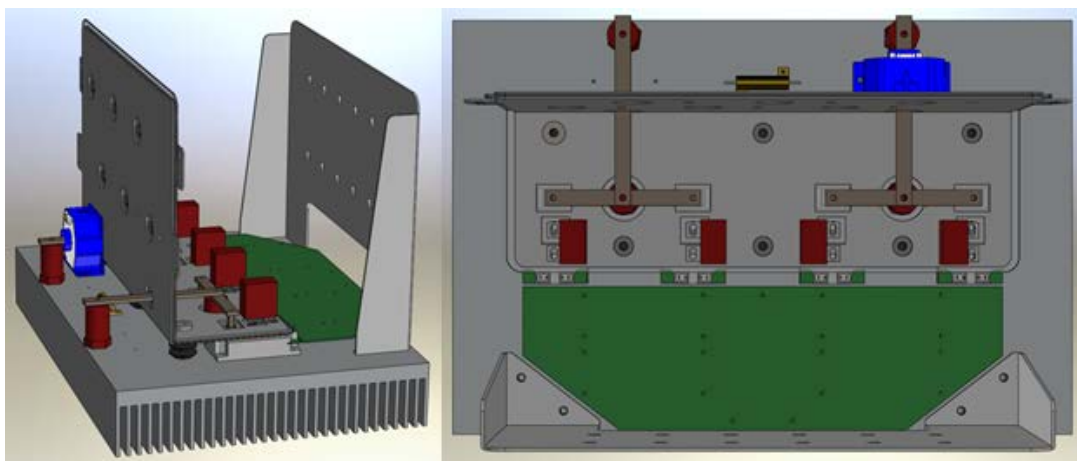
základního stavebního bloku 150 kVA je zvolený chladič ideální volbou i s ohledem na mechanickou konstrukci, kdy bude chladič sloužit k mechanickému uchycení částí silového obvodu, jakými jsou plechy stejnosměrného obvodu, hlavní filtrační kondenzátory, čidla a desky plošných spojů budičů. Prototyp bude převážně využíván pro kvalifikaci více výkonových polovodičových prvků v pouzdře 62mm.

K chladiči je přimontován ventilátor SKF 16 O od firmy Semikron, který zajistí proudění vzduchu o rychlosti až 13 m/s.

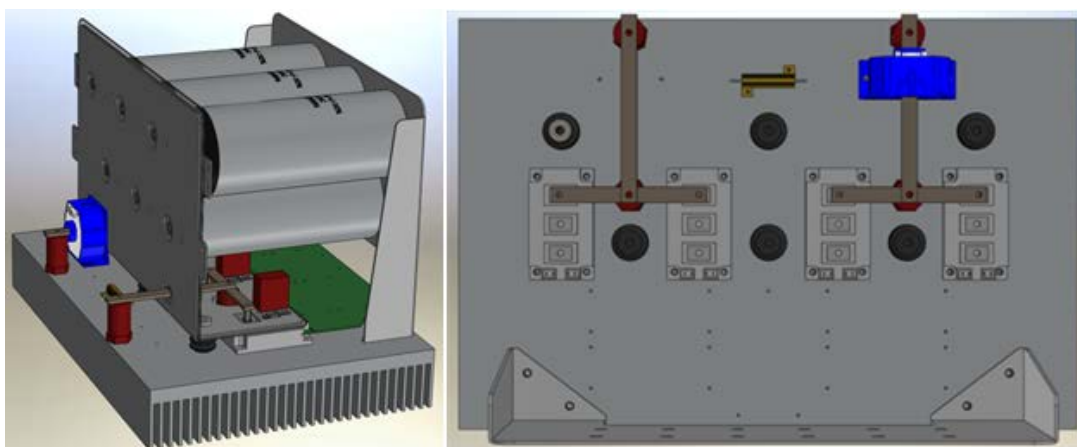


Obr. 37 - Katalogový list chladiče SK 159 600 mm

Na chladiči jsou nejprve osazeny IGBT moduly s použitím teplovodivé pasty pro kvalitní přestup tepla. K modulům je následně připojen stejnosměrný obvod tvořený měděnými poniklovanými plechy. Jeden plech pro kladnou polaritu a jeden pro zápornou. Izolační bariéru mezi plechy tvoří materiál makrolon. Plechy i s izolací jsou tvarovány do tvaru písmene „L“ a jsou fixovány k chladiči pomocí izolátorů. Tímto je zajištěna minimalizace mechanického namáhání vývodů IGBT modulů. Uspořádání stejnosměrného obvodu je patrné z náhledu modelu v programu SolidWorks (Obr. 38). Z tohoto náhledu jsou také patrné snubberové kondenzátory na každém IGBT modulu. Na následujícím obrázku (Obr. 39) je vidět symetrické vyvedení výstupního proudu z paralelní dvojice IGBT modulů pomocí měděné pasoviny 5x15 mm. Na jedné z výstupních fází je osazeno čidlo proudu LEM LF 1005-S. Obr. 40 ukazuje finální sestavu základního stavebního bloku bez osazených budících obvodů.



Obr. 38 - Plechy stejnosměrného obvodu



Obr. 39 - Celková sestava měniče (vlevo), symetrizace vývodů z paralelních modulů (vpravo)



Obr. 40 - Finální podoba základního stavebního bloku

5.2.1 Řídicí karta měniče

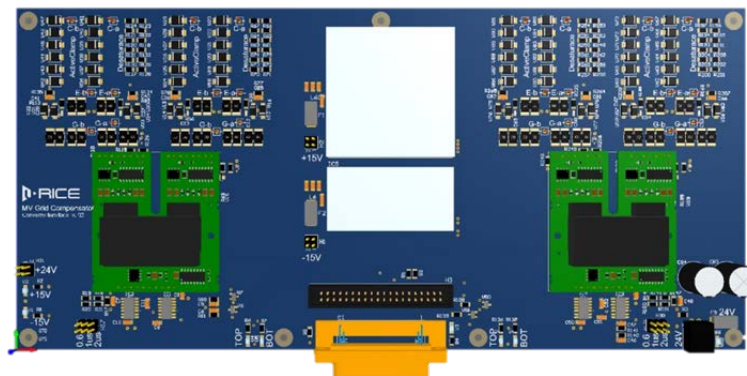
Navržená řídicí karta se skládá ze dvou desek plošných spojů (dále jen PCB). Spodní PCB obsahuje zejména obvody budičů IGBT tranzistorů a DC/DC zdrojů zajišťujících přeměnu napětí 24 V na potřebných ± 15 V. Horní PCB je pak osazena zejména čidly LEM pro měření napětí a proudu v silovém obvodu měniče. Dále pak PCB obsahuje měření teplot, detekci chyb (zdrojů, budičů a čidel) a dvě relé 230 V, 10 A. Na Obr. 41 je pro ilustraci fotografie sestavených budičích obvodů, které disponují přizpůsobením jak pro univerzální řídicí laboratorní interface využívaný na katedře, tak pro vlastní řídicí kartu DIF ze systému REMCS, který slouží k řízení celého zařízení pro kompenzaci zemních poruch.



Obr. 41 - Budičící obvody s přizpůsobením pro MLC interface i řídicí kartu

Spodní PCB – Deska budičích obvodů

Spodní PCB je osazena DC/DC 24 V zdroji na +15 V 60 W a -15 V 40 W a 2x budičím jádrem 2SC0435T2H0-17 od firmy Power Integrations. Toto budičící jádro je vhodné pro IGBT až do napěťové hladiny 1700 V a dokáže dodat pulzní proud do hradla IGBT tranzistoru až 35 A, což umožňuje dostatečně rychlé spínání pro vybranou aplikaci. Budičící jádro je dvoukanálové a může tak budit horní i dolní IGBT tranzistor. Každý kanál budí vždy paralelní dvojici IGBT. Při paralelním řazení modulů je klíčové zajistit symetrické rozdělení proudu v silovém obvodu. Pro dosažení nejmenšího rozdílu v rychlosti spínání obou paralelních IGBT tranzistorů bylo dbáno na dodržení stejné délky budičích vodičů a vhodné rozdělení odporů hradla. 1/3 odporu hradla byla zařazena do obvodu emitoru IGBT tranzistoru, aby byly potlačeny možné kmity mezi paralelními tranzistory. Při vývoji PCB byl kladen důraz na napěťovou odolnost z důvodu několika různých potenciálů, které se zde během funkce měniče objevují. Vizualizace spodní PCB budičů je na Obr. 42.

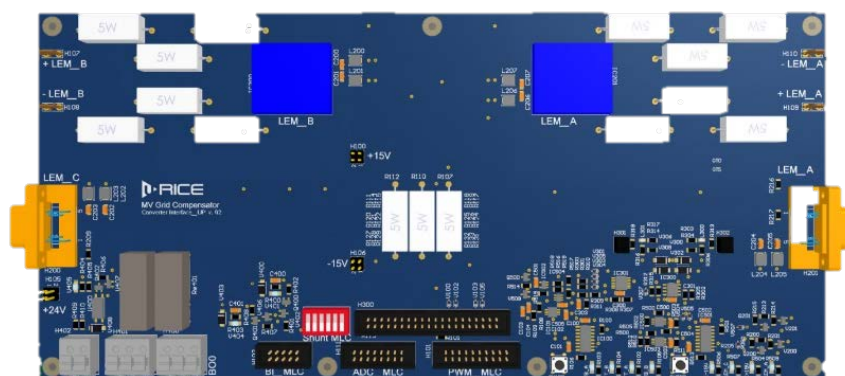


Obr. 42 - Spodní PCB – budiče IGBT tranzistorů a spínané zdroje

Horní PCB – Měřicí deska s výstupním rozhraním

Horní deska jednotky driveru je navržena zejména pro obsluhu čidel výkonového obvodu. Z elektrických veličin je možné měřit napětí a proud celkem třemi kanály. Vždy je možné měřit jedno napětí přímo osazeným napěťovým čidlem a jeden proud pomocí externího čidla proudu připojeného přes konektor CANON 9. Třetí kanál je volitelný a umožňuje výběr napětí nebo proudu variabilním osazením.

Mezi další funkce patří měření dvou teplot chladiče pomocí NTC sensorů, monitorování správné velikosti napětí ± 15 V z DC/DC měničů a případně i status proudového čidla v případě připojení čidla LEM ULTRASTAB, které touto funkcí disponuje. Horní PCB je vybavena i obvody detekujícími chybové signály i při jejich velmi krátkém trvání (řádově jednotky ms). Chybové signály jsou zachyceny pomocí RS klopných obvodů a signalizovány rozsvícením příslušné LED diody. Zachycené chyby jsou signalizovány i po jejich odeznění, a to do doby stisknutí odbavovacího tlačítka. Na Obr. 43 je vizualizace horní PCB měřicí karty.



Obr. 43 - Horní PCB – čidla napětí a proudu, zaznamenávání chyb, měření teplot a reléové výstupy

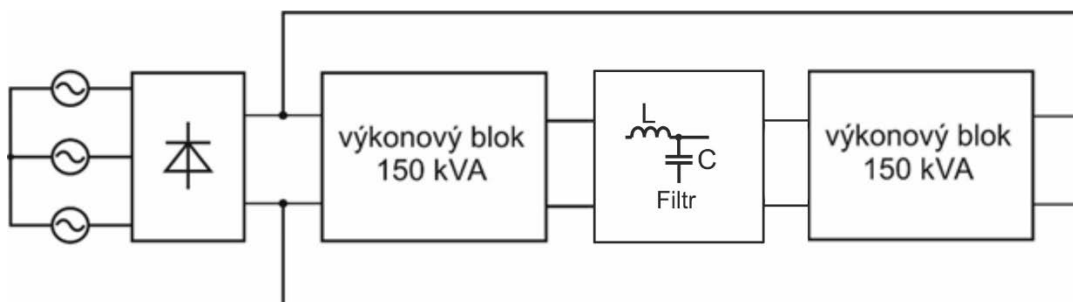
Následující fotografie (Obr. 44) ukazuje zapojení kompletního řízení jednotlivého stavebního bloku. Řídící karta DIF (součástí řídicího systému REMCS) je vybavena digitálním signálovým procesorem Hercules TMS570LS3137 spolu s FPGA Cyclone III.. Řídící karta zajišťuje spínání jednotlivých IGBT tranzistorů a měří a vyhodnocuje potřebné veličiny.



Obr. 44 - Řídící hardware jednotka DIF pro prototyp stavebního bloku

5.2.2 Experimentální ověření – Prototyp A

Testování navržených výkonových bloků o jmenovitém výkonu 150 kVA bylo provedeno na laboratorním měřicím stanovišti. Tento stand umožňuje testování back-back (tedy stand umožňuje cirkulaci testovaného energie/výkonu přes oba testované výkonové bloky), kde byly dva základní bloky vzájemně propojeny na stejnosměrné straně a na straně střídavé, přes LCL filtr, jak ukazuje blokové schéma Obr. 45 a zapojení standu v laboratoři Obr. 46.



Obr. 45 - Spojení základních bloků pro experimentální měření



Obr. 46 – Laboratorní stanoviště pro back-back testování výkonových měničů 150 kVA

Stejnoseměrný obvod, který je u obou výkonových bloků vzájemně propojen, je napájen ze sítě 3x 400 V přes zvyšovací transformátor a diodový usměrňovač. Cirkulující výkon je přenášen přes stejnosměrné svorky mezi oběma bloky a z externího třífázového zdroje jsou tak pokrývány pouze ztráty. Propojení měničů na střídavé straně je realizováno přes zmíněný LCL filtr, který jednak zajišťuje vyhlazení výstupních průběhů a říditelnost výkonových měničů.

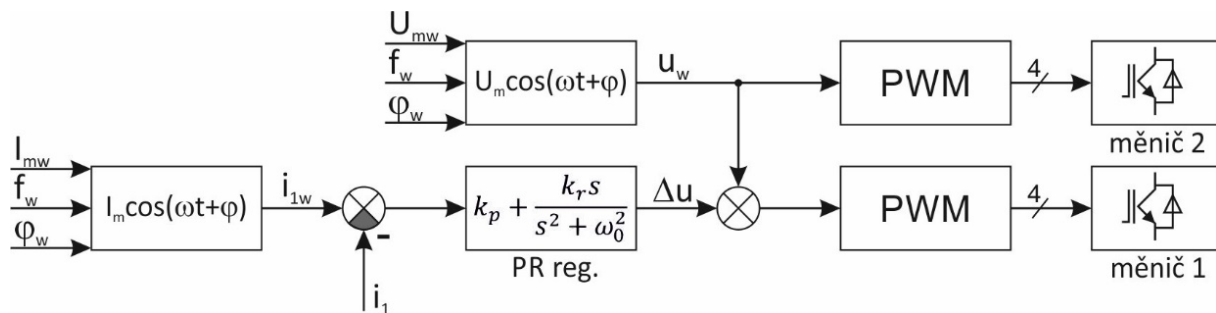
Cirkulace testovaného výkonu

Pokud jsou měniče testovány v činném režimu, je jeden z měničů řízen jako zdroj napětí a druhý jako usměrňovač. Výkon je tedy ze střídače přenášen přes LCL filtr do usměrňovače, a dále přes propojené stejnosměrné obvody zpět do střídače.

V případě testování v jalovém režimu je jeden z měničů provozován s kapacitním a druhý s induktivním účínkem. Díky přenosu čistě jalového výkonu mezi testovanými měniči dochází k fluktuaci výkonu mezi propojenými stejnosměrnými obvody, kdy charakter proudu na stejnosměrné straně je čistě střídavý.

Regulační struktura

Pro řízení laboratorního měřicího stanoviště byla navržena jednoduchá regulační struktura, jejíž blokové schéma je ukázáno na Obr. 47.



Obr. 47 - Blokové schéma regulační struktury [26]

Měnič č. 2 - je řízen pouze za účelem generování střídavého napětí na výstupních svorkách podle požadované velikosti U_{mw} , frekvence f_w a fázového úhlu φ_w . Do PWM modulátoru je zaveden harmonický průběh požadovaného napětí u_w , znormovaný podle napětí stejnosměrného obvodu měniče.

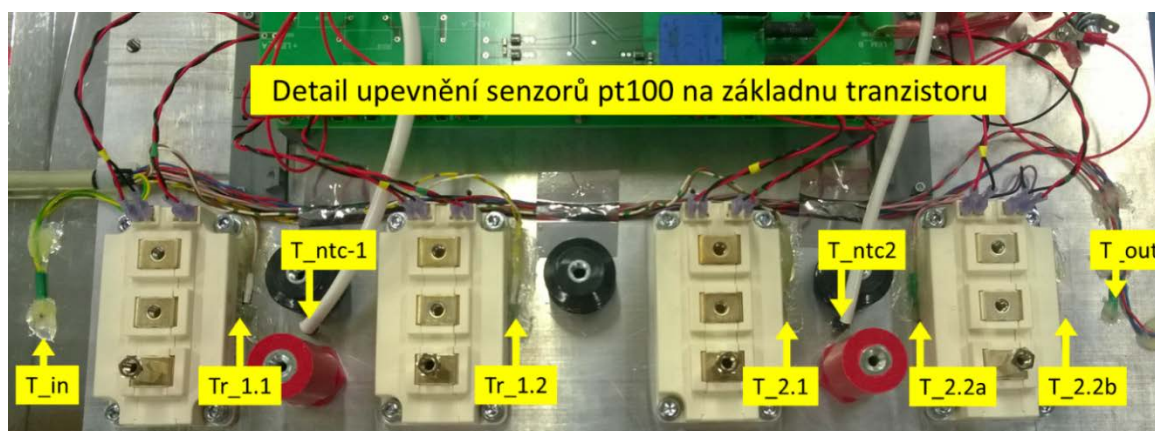
Měnič č. 1 - zde je regulační struktura doplněna o proporcionálně-rezonanční regulátor, který na základě regulační odchylky tvaru požadovaného proudu I_{mw} a měřené hodnoty proudu

i_{1i} , generuje akční veličinu Δu . Pomocí Δu je výstupní napětí měniče č.2 regulováno tak, aby byl dosáhl měnič č.1 dosáhl požadované křivky proudu dle I_{mw} .

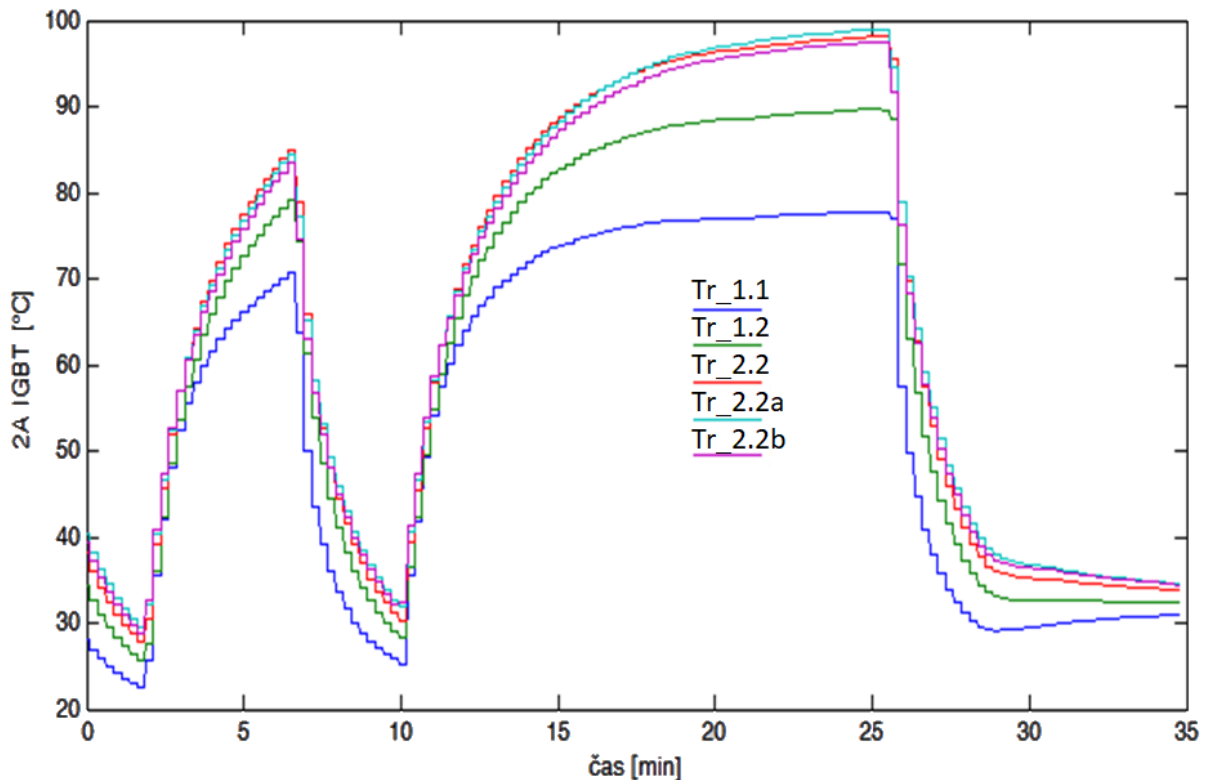
To, jestli bude soustava testována v činném nebo jalovém režimu je dáno fázovým posunem požadovaného proudu I_{wm} vzhledem k fázovému posunu napětí, tj. $U_m \cdot \cos(\omega t + \varphi_{i-u})$, kde se ale φ_{i-u} nemění, tzn. je nezávislé na φ_i požadovaného proudu i_{1w} .

Oteplovací zkouška

Pro účely oteplovací zkoušky byl k základně každého IGBT tranzistoru připevněn teplotní sensor Pt100, viz Obr. 48. Všechny teploty byly v průběhu testu ukládány. Na Obr. 49 je zobrazen průběh teplot na teplejším měniči. Odlišné teploty na jednotlivých prvcích jsou způsobeny orientací ventilátoru, který byl z mechanických důvodů nasměrován tak, že ofukuje tranzistory za sebou v jedné řadě. K poslednímu tranzistoru se tedy dostane nejteplejší vzduch. Teploty na Obr. 49 odpovídají jednotlivým tranzistorům, Tr_1.1 a Tr_1.2 paralelní kombinace tranzistorů (Tr_1.1 nejbližší ventilátoru), následně Tr_2.1 a Tr_2.2 druhá dvojice paralelních tranzistorů (Tr_2.2 modul nejdále od ventilátoru byl vybaven dvěma senzory pt100 hodnoty Tr_2.2a a Tr_2.2b).



Obr. 48 - Rozmístění senzorů teplot pt100 na chladiči



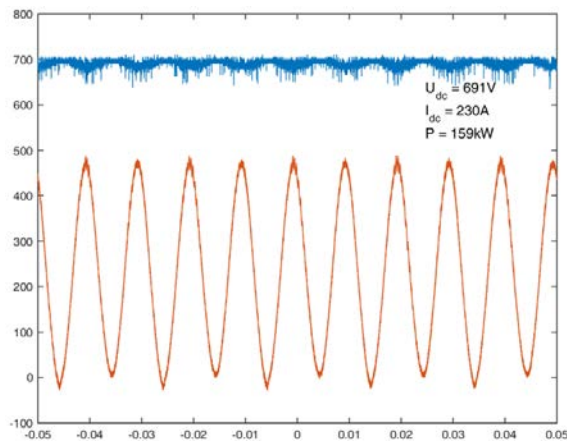
Obr. 49 - Průběh teplot při oteplovací zkoušce

Experimentální měření v režimu činného a jalového výkonu

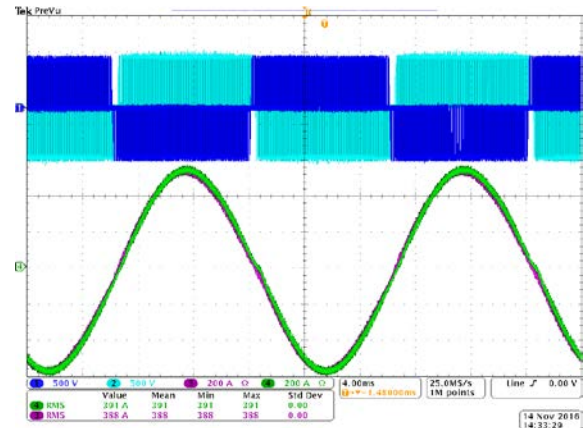
Obr. 51 ukazuje výstupní napětí a proudy obou měničů na střídavé straně v činném režimu, tj. s účinníkem $\cos(\varphi) = 1$. Stejnoseměrný meziobvod je nabit na 700 V, efektivní hodnota výstupního napětí (základní harmonické) je 400 V, výstupního proudu pak 390 A. Při testování je jeden z měničů řízen jako zdroj – střídač, druhý jako spotřebič – usměrňovač.

Křivka požadovaného proudu I_{mw} je zadávána do regulátorů, které na základě měřených hodnot vytvoří regulační signály pro PWM modulátory. První měnič je řízen dle požadovaného proudu, druhý měnič je pak řízen konstantním modulačním signálem odpovídající efektivní hodnotě výstupního napětí 400 V. Zvlnění proudu (peak-peak) dosahuje 60 A při použité spínací frekvenci prvků 10 kHz. Zvlnění proudu má pak frekvenci 20 kHz. Toho je dosaženo tak, že každý ze dvou půlmůstků měniče je řízen podle vlastní modulační křivky s poloviční amplitudou. Tyto modulační křivky jsou pak navzájem v protifázi.

Obr. 50 pak dokumentuje přenos výkonu ve společném stejnosměrném meziobvodu obou měničů pracujících v činném režimu, kdy střední hodnota proudu dosahuje 230 A. Střední hodnota stejnosměrného proudu pro testování v jalovém režimu je pak nulová.



Obr. 50 - Přenos výkonu ve stejnosměrném meziobvodu pro činný režim na střídavé straně



Obr. 51 - Výstupní napětí na střídavé straně a fázové proudy vzájemně propojených měničů přes LCL filtr
 Ch1 (Modrá) = $U_{\text{měnič č.1}}$ Ch2 (Tyrkysová) = $U_{\text{měnič č.2}}$
 Ch3 (Fialová) = $I_{\text{měnič č.1}}$, Ch4 (Zelená) = $I_{\text{měnič č.2}}$

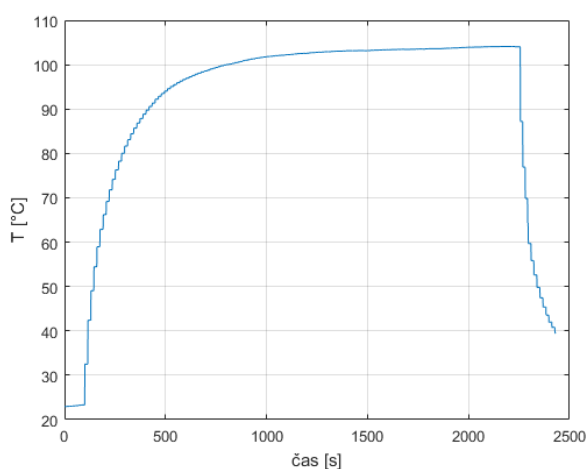
Pomocí experimentálního měření v sestavě dvou vzduchem chlazených měničů byl ověřen návrh a dimenzování těchto základních stavebních bloků. Výsledky měření prokázaly, že výkonové měniče mohou s navrženým vzduchovým chlazením trvale pracovat o jmenovitém výkonu 150 kVA, při napětí 400 V na střídavé straně, se jmenovitým proudem 375 A a při spínací frekvenci 10 kHz. Dále byla ověřena funkcionality všech systémů potřebných pro správný chod základního stavebního bloku. Mezi tyto systémy patří především budič obvodů, kde byly ověřeny základní funkce, ochrany, čidla a řídicí jednotka.

I přes uspokojivé výsledky dosažené při experimentálních měřeních se na stavebním bloku vyskytují problémy, které je nutné řešit. Nejzávažnějším problémem je nerovnoměrné rozložení teplot na chladiči, způsobené umístěním jednotlivých výkonových modulů za sebou vzhledem k proudění chladícího vzduchu. Nejvyšší rozdíl teplot je mezi prvním a čtvrtým IGBT tranzistorem; tento rozdíl teplot je až 25 °C. Takový výsledek oteplovací zkoušky je velmi nepříznivý a mohl by vést k omezení výkonu při provozu zařízení z důvodu možného přehřátí čtvrtého IGBT tranzistoru. Na základě těchto výsledků bylo rozhodnuto o stavbě nového prototypu stavebního bloku, který je popsán v Kapitole 5.3.

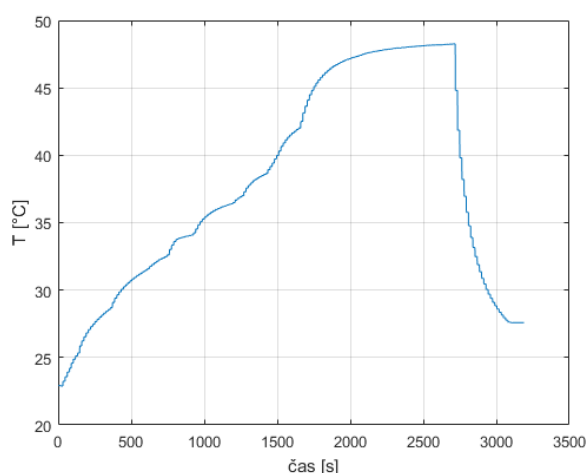
5.2.3 Porovnání technologie Si a SiC u výkonových měničů 150 kVA pro energetiku

Porovnání technologie Si a SiC je možné provést na základě výsledků oteplovací zkoušky, viz Obr. 52 a Obr. 53.

Na Obr. 52 je průběh teploty při oteplovací zkoušce oteplení nejteplejšího bodu stavebního bloku s osazenými moduly Infineon FF450R12KT4 (technologie Si). Při plném zatížení 150 kVA s parametry dle Tab. 17 a s využitím technologie Si dosahuje oteplení až konečné hodnoty 105 °C (měřeno při základně modulu).



Obr. 52 - Oteplení měniče při testování s tranzistory Si Infineon FF450R12KT4



Obr. 53 - Oteplení měniče při testování s tranzistory SiC CREE CAS300M12BM2

Stejná oteplovací zkouška byla za shodných podmínek dle Tab. 17, provedena i pro výkonové moduly Wolfspeed (Cree) CAS300M12BM2 (technologie SiC). Na Obr. 53 je průběh teploty při zkoušce při plném zatížení 150 kVA. V tomto případě se teplota ustálila na hodnotě 48 °C.

Na základě těchto měření byly zpětně dopočítány výkonové ztráty v jednotlivých modulech a určeny teploty polovodičových čipů, viz Tab. 20. Na základě této analýzy polovodičových prvků jsme schopni určit tepelné ztráty, jak je uvedeno v Tab. 20. Z tohoto ztrátového výkonu se následně vypočítá výsledná teplota čipů v modulech. Dle očekávání vychází výkonový modul založený na SiC technologii výrazně lépe než běžně používaná technologie Si. Rozdíl ve výkonové ztrátě činí 180,7 W ve prospěch SiC a je zapříčiněn především velmi nízkými spínacími ztrátami. Oproti Si prvkům je tento rozdíl nejvíce patrný na zpětné diodě. Celkově rozdíl ve spínacích ztrátách činí 121,4 W.

Tab. 20 – Porovnání tranzistorů na základě výsledků z experimentu

Parametry testovaného prototypu			
Vstupní napětí střídače	700		VDC
Výstupní proud	194		A
Spínací frekvence	10		kHz
Teplota okolí	23		°C
Dopočítané parametry na základě měření			
Výkonový modul	Si - FF450R12KT4	SiC - CAS300M12BM2	
Spínací ztráty			
Tranzistor	83,1	41	W
Dioda	84,3	5	W
Vodivostní ztráty (plně využitá dioda)			
Tranzistor	38,9	75,8 (38)	W
Dioda	6,9	1,04 (209)	W
Celkový ztrátový výkon (plně využitá dioda)			
Tranzistor	122	116,8 (79)	W
Dioda	91,2	6,04 (214)	W
Modul	426,4	245,7 (586)	W
Teplota čipů			
Tranzistor	122,6	53,2	°C
Dioda	126,9	45,5	°C

Z pohledu vodivostních ztrát dosahují testované tranzistory shodných hodnot. Velký rozdíl však činí ztráty na zpětné diodě, kde naopak vychází hůře SiC modul (hodnoty kurzívou v závorkách, SiC 209 W, Si 6,9 W). Tento problém jsme vyřešili komplementárním spínáním a vlastností MOSFETových tranzistorů (MOSFETem prochází proud obou polarit). Díky tomu se vodivostní ztráty na diodě uplatňují v plné míře pouze po dobu mrtvých časů.

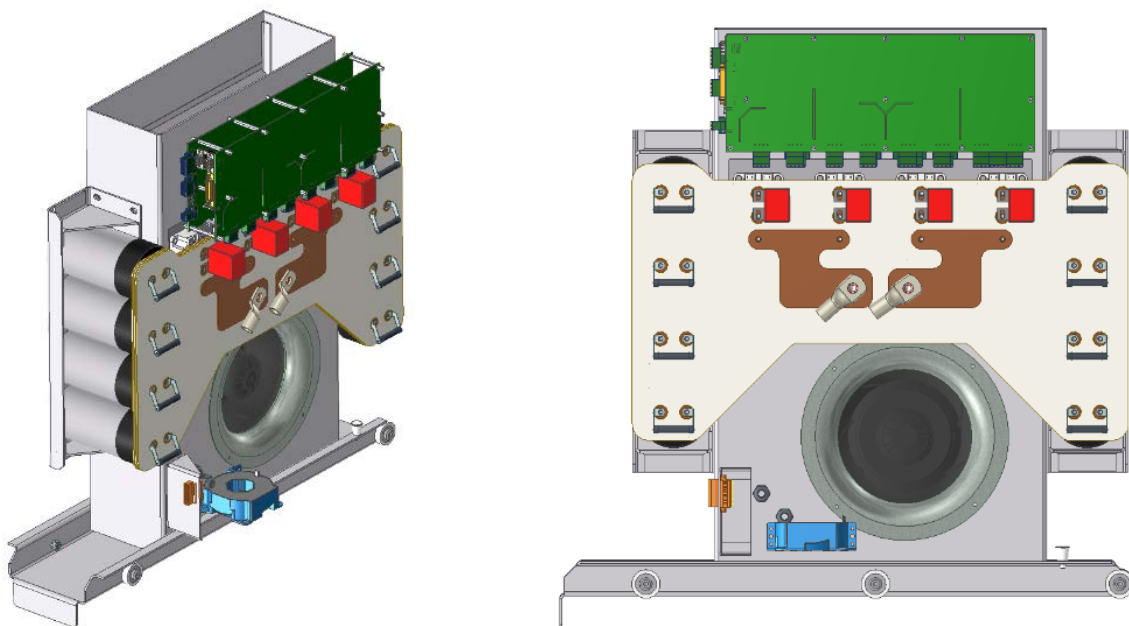
Oteplovací zkouška jednoznačně prokázala přínosy SiC-MOSFET technologie oproti Si-IGBT. Z pohledu výkonových ztrát činí rozdíl mezi výkonovými moduly 180,7 W, z pohledu teploty čipů pak 69,4 °C pro tranzistor a 81,4 °C pro diodu, podrobněji, viz Tab. 20. V případě nasazení SiC se nabízí výrazný prostor pro zvýšení spínací frekvence, a tím snížení zvlnění proudu s významným dopadem do úspor v dimenzování tlumivek LCL filtru. Na druhou stranu přináší nasazení technologie SiC nové problémy spojené s vysokou rychlostí spínání, (např. elektromagnetické rušení a plnění EMC, vysoké strmosti du/dt , nadměrné namáhání izolace tlumivek).

5.3 Stavební blok 150 kVA – Prototyp B

Prototyp vznikl v přímé souvislosti s řešením projektu TAČR alfa č. TA04020235. Finální řešení zařízení určené pro venkovní provoz vzniklo ve spolupráci s průmyslovými partnery Cegelec a.s., který na základě návrhu RICE zkonstruoval a sestavil skříň pro výkonový měnič, a ETD TRANSFORMÁTORY a.s., který se staral o výrobu speciálního distribučního transformátoru pro připojení zařízení k distribuční síti dle návrhu RICE.

Na základě provedených zkoušek, analýz a přepracovaných návrhů vznikla finální verze základního stavebního bloku pro provoz v distribuční síti. Finální měnič ukazuje Obr. 54. Hlavním cílem inovace mechanické koncepce a chlazení byl efektivní provoz a možnost jednoduchého paralelního řazení, což odpovídá celkové filozofii zařízení. Pro finální stavební blok byly provedeny veškeré výpočty týkající se návrhu chlazení a návrhů mechanické konstrukce tak, aby bylo dosaženo rovnoměrného rozložení teplot na chladiči a jeho maximálního využití. Finální bloky byly podrobeny stejným testům jako vývojové prototypy. Výsledky testů jsou podrobně popsány v [26].

Pro finální bloky byly dále navrženy nové budící obvody, kde byla jejich funkcionalita oproti vývojové verzi ještě více rozšířena. Mezi hlavní změny patří zařazení sběrnice CAN, po které je možné vyčítat diagnostická data nadřazeným řídicím systémem REMCS, a to ze všech instalovaných stavebních bloků. Výkonové bloky informují systém o svém stavu či vzniklých chybách.



Obr. 54 – Vizualizace základního stavebního bloku 150kVA

5.3.1 Základní části – Prototyp B

Chladicí systém

Chlazení výkonového měniče je zajištěno systémem vzduchového chlazení, jehož základem je ventilátor R3G250-RE09-09 v kombinaci s chladičem LP6Y396/200 od výrobce PADA. Tato sestava chladiče a ventilátoru dosahuje hodnoty tepelného odporu $R_{th(s-a)} = 16 \text{ K/kW}$. Chladič je osazen dvěma NTC senzory teploty viz Obr. 55, důvodem je monitorování provozního stavu a případné omezení výkonu nebo vypnutí měniče při vysoké teplotě chladiče.

Chladicí vzduch je nasáván ve spodní části měniče do sacího kanálu, kde prochází přes výstupní tlumivky LC filtru a následně je přes ventilátor vháněn do chladiče. Maximální oteplení vzduchu při průchodu LC filtrem činí $\Delta T_{LC} = 10 \text{ K}$. Vzduch je po průchodu chladičem vyfukován v horní části měniče vertikálně vzhůru.

Chladič v kombinaci s ventilátorem byly vybrány na základě výpočtů dle vztahu (33). Parametry, nutné pro výpočet byly získány ze simulačního SW Iposim, viz Tab. 21. Pro ověření volby byl použit výpočet dle vztahu (46), který odpovídá řešené problematice. Při výpočtu tepelného odporu chladiče musíme k okolní teplotě vzduchu T_a připočíst oteplení způsobené průchodem LC filtrem. Z výsledků je patrné, že kombinace chladiče a ventilátoru $R_{th(s-a)} = 16 \text{ K/kW}$ s tepelným odporem je dostatečná.

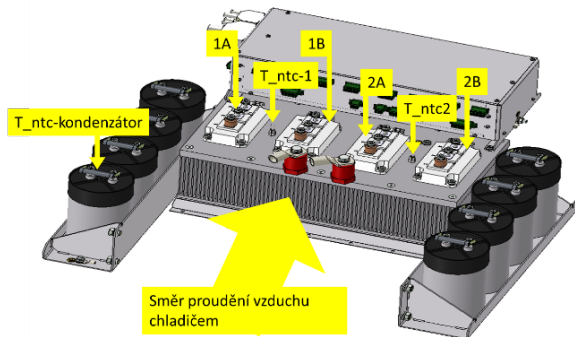
$$R_{th(s-a)} \leq \frac{T_{cs-max} - (T_{LC} + T_a)}{P_{tot}} \quad \left[\frac{K}{W} \right] \quad (46)$$

$$16 \frac{K}{kW} \leq \frac{110 - (40 + 10)}{3208} = 18,7 \frac{K}{kW}$$

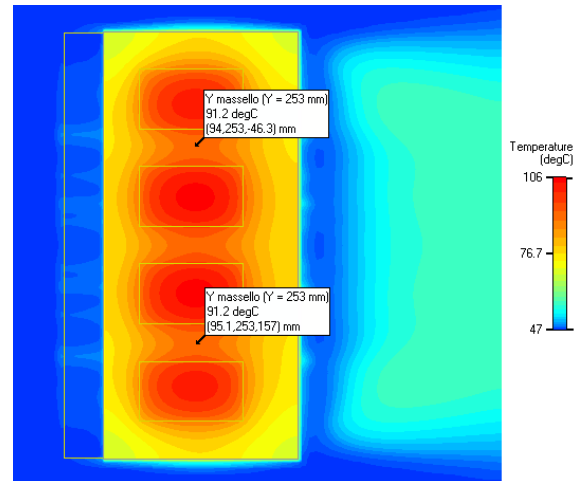
Tab. 21 – Výsledky z Iposimu pro modul FF450R12KT4

Vstupní parametry do simulace			Výsledky z Iposimu		
Vstupní napětí střídače	700	V	Teploty polovodičových čipů		
Blokovací napětí transistoru	1200	V	Tranzistor	126	°C
Výstupní proud	188	A	Dioda	150	°C
Výstupní frekvence	50	Hz	Ztrátové výkony		
Spínací frekvence	10	kHz	Tranzistor	176	W
Modulační index	0,81	-	Dioda	225	W
Účinník $\cos(\varphi)$	-1	-	Modul	802	W
Teplota chladiče	110	°C	Stavební blok	3208	W

Jako poslední krok pro ověření vhodnosti zvoleného chlazení byla provedena tepelná simulace dle parametrů v Tab. 21, kterou provedl výrobce chladiče PADA. Výsledky této simulace naleznete jako tepelnou mapu na Obr. 56.



Obr. 55 – Chladič s pozicemi NTC senzorů a označenými moduly pro oteplovací zkoušku



Obr. 56 – Tepelná mapa chladiče pro Tab. 21

Celá koncepce chlazení skříně počítá s mírným znečištěním nasávaného vzduchu, a proto je systém vzduchových kanálů pro chladič oddělený od ostatních částí měniče, jakými jsou výkonové moduly, budicí obvody, kondenzátory stejnosměrného obvodu, čidla a další. Umístění těchto částí je konstrukčně navrženo do čistých prostor splňujících PD2.

Řešení stejnosměrného obvodu

Na chladiči je umístěna čtveřice výkonových modulů propojených pomocí busbaru s osmicí kondenzátorů mezi-obvodu. Provedení busbaru zohledňuje požadované rovnoměrné zatížení všech kondenzátorů (jeden kondenzátor je osazen NTC senzorem) a umožňuje trvalý provoz při proudu 375 A. Celková instalovaná kapacita ve stejnosměrném obvodu činí 3,6 mF. Izolace busbaru je zajištěna nehořlavým, pryskyřicí plněným skelným materiálem DELMAT v [17].

Řešení střídavé strany měniče

Na střídavé straně měniče jsou výkonové moduly spojeny pomocí vývodních platí, jejichž tvar byl optimalizován pro rovnoměrné zatížení paralelně pracujících modulů. Pro měření výstupního proudu měniče je osazeno čidlo LEM LF 1010-S.

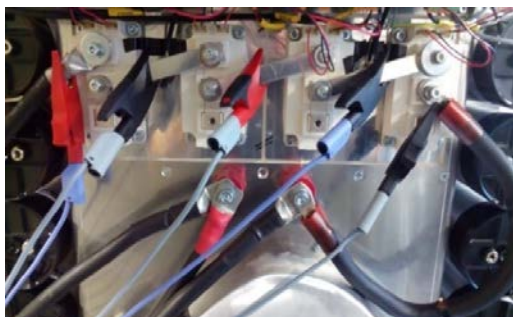
5.3.2 Experimentální ověření – Prototyp B

Pro testování výkonových polovodičových měničů 150 kVA bylo sestaveno měřicí stanoviště na Obr. 62, které umožňuje testování back – back, tj. cirkulaci testovaného výkonu přes oba testované výkonové bloky. Jedná se o obdobné stanoviště jako při testech Prototypu – A, podrobnější popis zapojení a principu nasazeného řízení naleznete v Kapitola 5.2.2.

Validace chladiče

Pro ověření zvolené kombinace ventilátoru a chladiče byla provedena validace chladiče. Jako zdroj ztrátového výkonu byly použity sepnuté IGBT tranzistory, kterými protékal stejnosměrný proud tzv. DC analýza chladiče zapojení na Obr. 59. Obdobná metoda byla použita v Kapitole 4.4.2 (validace vodního chladiče) vyhodnocení výsledků je založeno na stejných principech. Oproti metodě popisované v Kapitole 4.4.2, zde nalezneme pár velkých rozdílů. Jedním rozdílem je zde použitý vzduchový chladič. Druhým rozdílem je pak zdroj ztrátového výkonu zde bylo nutné použít sepnuté tranzistory místo diod, důvodem je velký tepelný odpor diod a díky tomu by nebylo možné dosáhnout ztrátového výkonu $P_{tot} = 3200 W$ dle Tab. 21. Díky tepelné mapě na Obr. 56 známe očekávanou teplotu v místě NTC senzoru, a to je 91 °C při 106 °C pod základnou výkonového tranzistoru.

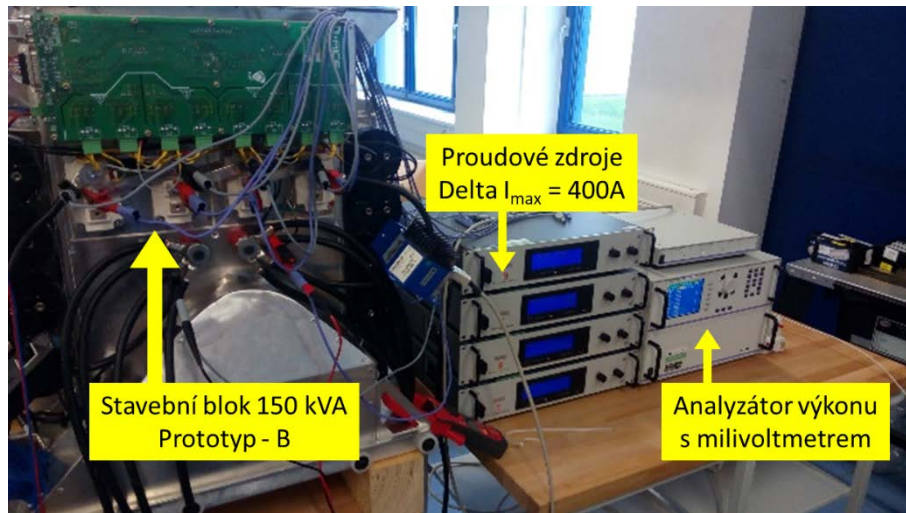
Jednotlivé moduly označené dle Obr. 55 byly osazeny senzory teploty pt100 jako v předchozím případě měření na Prototypu – A. Pro měření byly spojeny všechny tranzistory do série viz Obr. 57 a trvale sepnuty pomocí 9 V baterií, viz Obr. 58. Následně byly tranzistory osazeny přesným milivoltmetrem pro měření úbytku na tranzistorech, analyzátozem výkonu a zdrojem proudu, kde bylo použito paralelní kombinace čtyř zdrojů Delta s celkovým maximálním proudem 400A zapojení je na Obr. 59. Následné určení ztrátového výkonu je provedeno dle rovnice (43). Z naměřených hodnot jsou pak počítány jednotlivé teploty polovodičových čipů a celkový ztrátový výkon.



Obr. 57 – Zapojení tranzistorů do série

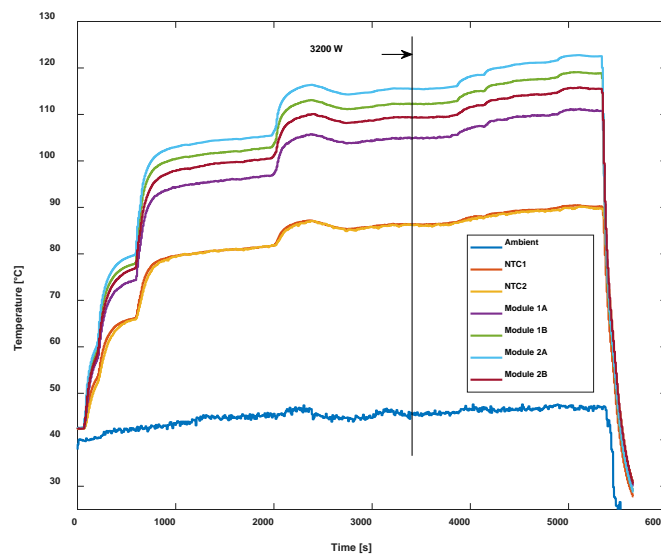


Obr. 58 - Sepnutí tranzistorů pomocí 9 V baterie



Obr. 59 – Měřící stanoviště oteplovací zkoušky s instrumentací

Výsledky měření teplot pomocí senzorů pt100 jsou uvedeny v Obr. 60. Tento graf popisuje vývoj teploty během měření, kdy byla postupně zvedána hodnota stejnosměrného proudu protékajícího tranzistoru, v grafu je vyznačena hodnota žádaného ztrátového výkonu 3200 W. Když byla hodnota dosažena, pokračoval test dále dokud teplota NTC senzorů na chladiči nedostala na 91 °C dle tepelné mapy na Obr. 56. Z grafu měřených teplot je patrné malé rozvážení teplot na základnách výkonových modulů, které dosahuje hodnoty 12 °C. Tento rozdíl je částečně způsoben turbulencemi v chladicím kanálu. Finální prototyp má všechny spáry a montážní přesahy ošetřeny tmelem, tak aby vznikl co nejhladší vzduchový kanál.



Obr. 60 – Měřené teploty základen modulů pomocí senzorů pt100

Výsledky uvedené na Obr. 60 reprezentují výsledné teploty polovodičových čipů tranzistorů. V tabulce Tab. 22 jsou uvedeny výsledky dvou numerických metod, pro určení teploty čipů polovodičových prvků.

První metoda využívá znalosti tepelných odporů tranzistoru uvedených v datasheet roven $R_{thj-c} = 0,062 \text{ k/W}$, teploty pouzdra (měřené senzorem pt100) a hodnoty ztrátového výkonu určeného analyzátozem a dle rovnice (43), výsledná teplota polovodičového čipu je pak určena dle vztahu (47).

Tab. 22 – Výsledky validace chladiče pro ztrátový výkon 3200W

IGBT Module	$P_{tot-sink}$ [W]	NTC [°C]	T_c [°C]	T_{j-sink} [°C]	T_{j-ntc} [°C]	Err [%]
1A	800	86	105	130	138	+6.1
2A	805	(NTC1)	112	137	138	+0.7
1B	802	86	115	140	138	-1.4
2B	794	(NTC2)	109	134	138	+3
T _j vypočtená na základě měřené T _c						
T _j vypočtená na základě teploty měřené NTC						

$$T_j = T_c + P_{tot} \cdot R_{th(j-c)} \quad [^\circ\text{C}] \quad (47)$$

$$T_{j-A1} = 105 + \frac{800}{2} \cdot 0,062 = 130^\circ\text{C}$$

Druhá metoda využívá pro určení teploty polovodičového čipu měřené teploty NTC senzory v chladiči mezi moduly a známého tepelného gradientu mezi středem základny modulu a NTC senzorem. Tento gradient je určen na základě tepelné mapy chladiče $\Delta T_{HGrad} = 15^\circ\text{C}$. Na základě rovnice (48), do které musíme ještě doplnit hodnotu tepelného spádu mezi čipem a pouzdrem tranzistoru ΔT_{j-c} z rovnice(49), dále je pak nutné ještě určit tepelný spád mezi pouzdrem tranzistoru a chladičem ΔT_{c-s} z rovnice (50), pro vypočtení této hodnoty musíme použít data z datasheet prvku pro náš tranzistor je tento tepelný odpor roven hodnotě $R_{thc-s} = 0,03 \text{ k/W}$.

$$T_{j-ntc} = T_{NTC} + \Delta T_{HGrad} + \Delta T_{c-H} + \Delta T_{j-c} \quad [^\circ\text{C}] \quad (48)$$

$$T_{j-ntc} = 86 + 15 + 12 + 25 \cong 138^\circ\text{C}$$

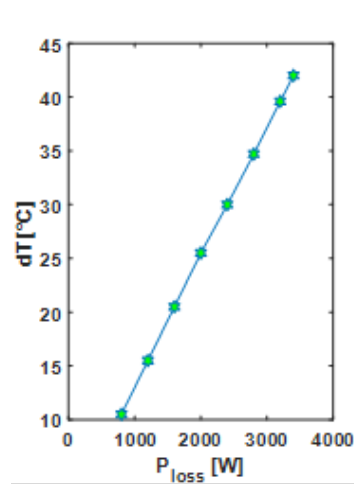
$$\Delta T_{j-c} = R_{thj-c} \cdot \frac{P_{loss}}{2} = 0,062 \cdot \frac{800}{2} \cong 25 \text{ K} \quad (49)$$

$$\Delta T_{c-s} = R_{thc-s} \cdot \frac{P_{loss}}{2} = 0,03 \cdot \frac{800}{2} \cong 12 \text{ K} \quad (50)$$

Dále na základě získaných dat při validaci chladiče byla získána kalibrační křivka na Obr. 61, na základě interpolace dat z Tab. 23. Tato křivka bude využita pro určení výkonových ztrát při standardním chodu měniče.

Tab. 23 - Závislost chladiče na $\Delta T/P$

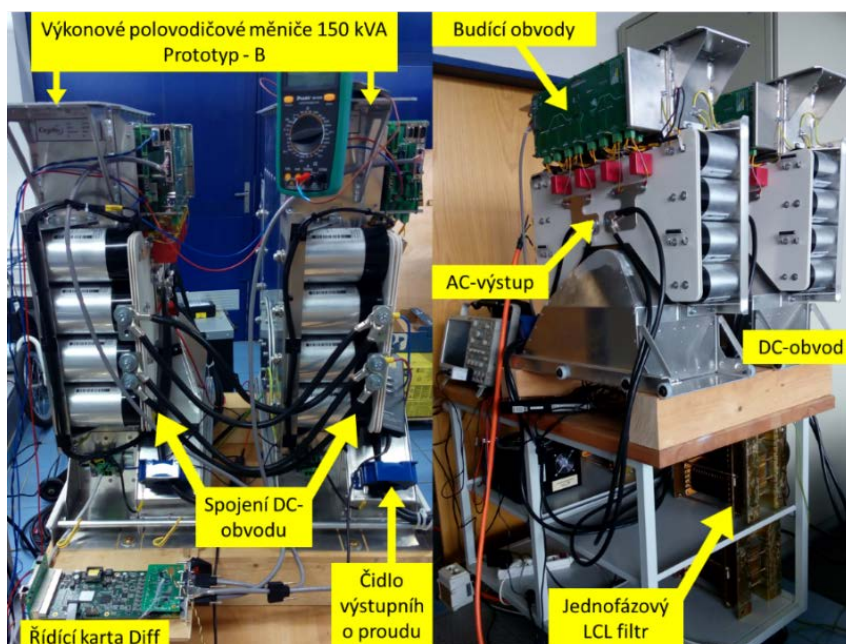
P_{loss} [W]	T_{NTC} [°C]	T_{amb} [°C]	ΔT [°C]
800	31	20.5	10.5
1200	36.5	21	15.5
1600	41.5	21	20.5
2000	47	21.5	25.5
2400	52	22	30
2800	56.7	22	34.7
3200	65	23	42



Obr. 61 – Kalibrační křivka chladiče

Závěrem této zkoušky je možné říci, že kombinace zvoleného chladiče a ventilátoru dosahuje požadovaných parametrů a při zadaných podmínkách je schopna uchladiť Prototyp -B stavebního boku 150 kVA s výkonnou tepelnou ztrátou 3200W. Dále byla ověřena možnost určení přibližné teploty polovodičového čipu pomocí instalovaných NTC teploměrů a díky zjištěné kalibrační křivce jsem schopni i přibližně odhadnout výkonnou ztrátu.

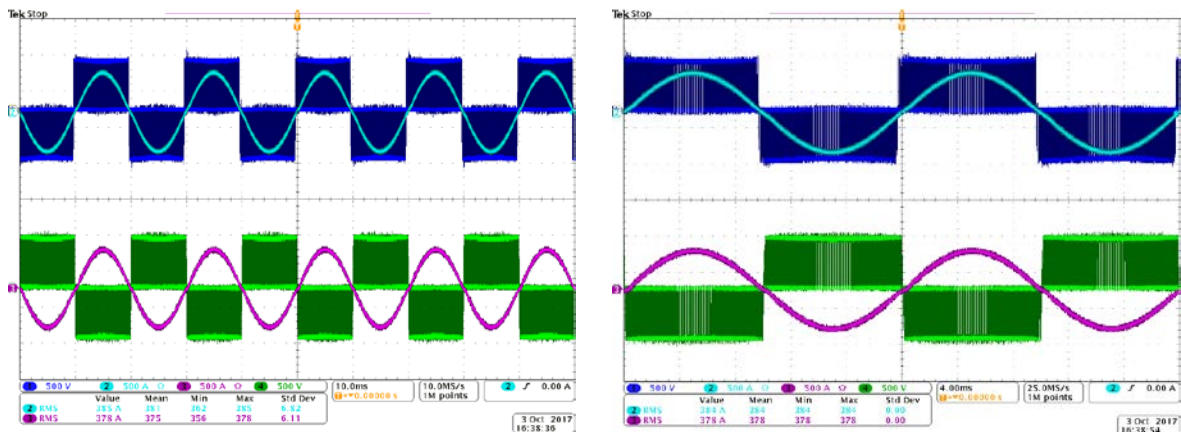
Experimentální ověření funkce v činném režimu



Obr. 62 – Laboratorní stanoviště pro testování Prototypu – B

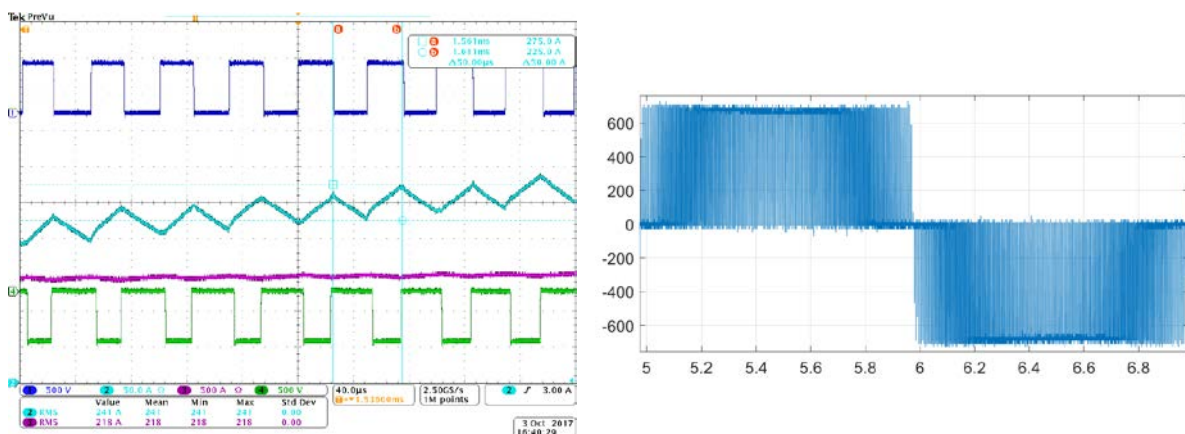
Obr. 62 představuje laboratorní měřicí stanoviště pro testy měniče v činném, kdy měniče pracují dle zapojení na Obr. 45 jedná se o zapojení back – back s cirkulací výkonu přes LCL filtr, podrobněji je metodika popsána v Kapitole 5.2.2. Podrobnější informace o experimentálním měření jsou popsány v[26].

Výsledky měření v činném režimu ukazuje Obr. 63.



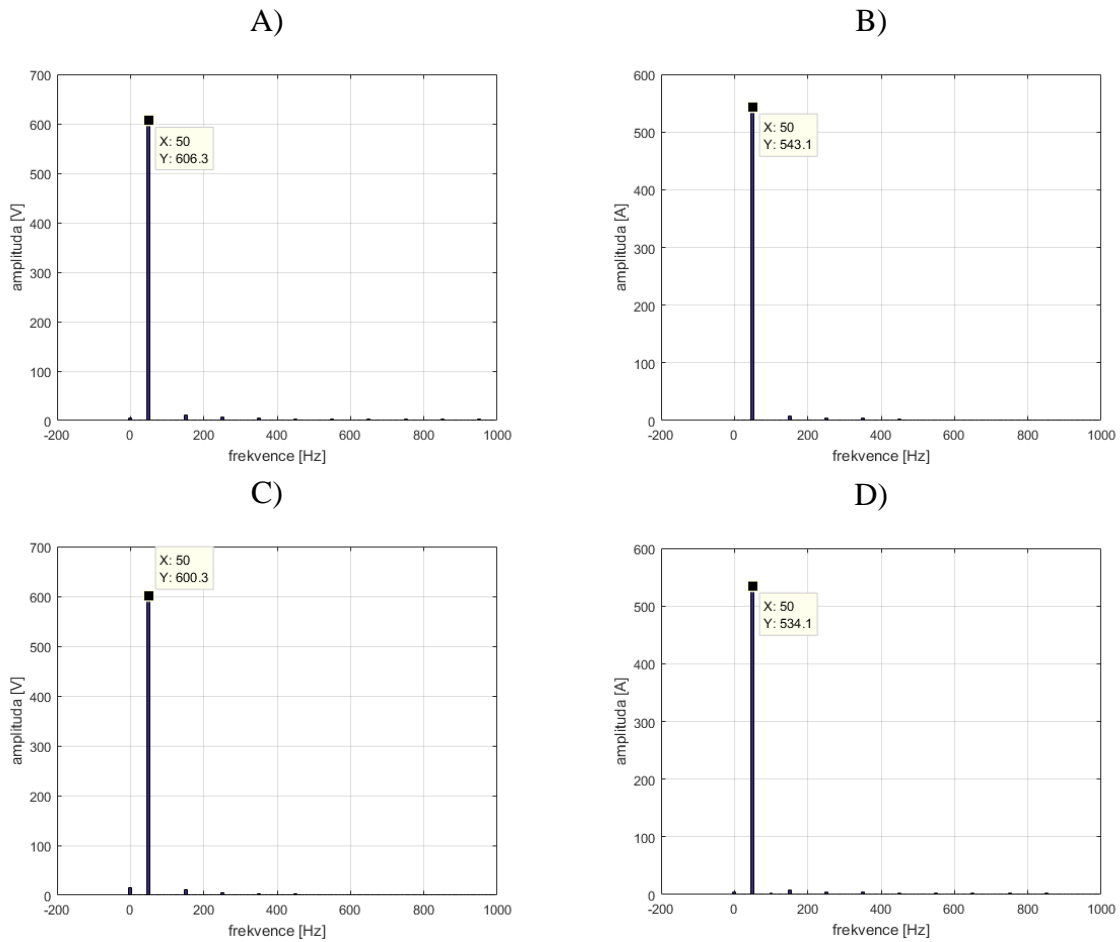
Obr. 63 - Napětí a proudy na střídavé straně měničů při testování v činném režimu 150 kVA
Ch1 (Modrá) - napětí měniče 1, Ch2 (Tyrkysová) - proud měniče 1,
Ch3 (Fialová) - proud měniče 2, Ch4 (Zelená) - napětí měniče 2

Měnič č. 1 je v tomto režimu řízen jako střídač a dodává výkon do LCL filtru. Měnič č. 2 usměrňuje napětí a dodává činný výkon do stejnosměrného obvodu. Požadovaný proud je harmonického průběhu o frekvenci 50 Hz s nulovým fázovým posunem φ . Výkonové prvky spínají s frekvencí 10 kHz, spínací frekvence proudu je 20 kHz, jak ukazuje Obr. 64. Zvlnění proudu peak-peak dosahuje přibližně 50 A.



Obr. 64 - a) Detail spínání a zvlnění proudu, b) detail PWM napětí měniče 1 (10 kHz)
Ch1 (Modrá) - napětí měniče 1, Ch2 (Tyrkysová) - proud měniče 1,
Ch3 (Fialová) - proud měniče 2, Ch4 (Zelená) - napětí měniče 2

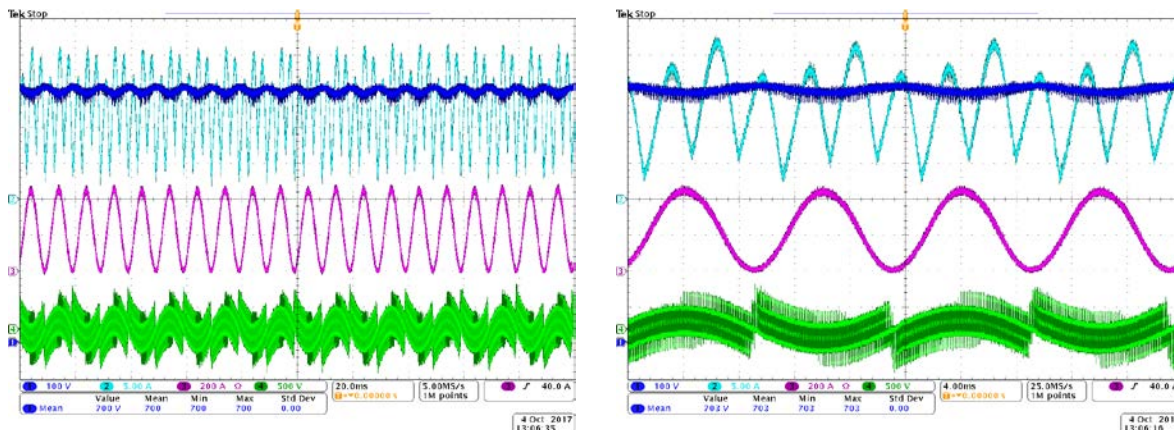
Obr. 64 zobrazuje spektra napětí a proudu na střídavých svorkách měničů. Jak je vidět z uvedených DFT analýz, průběhy nevykazují zvýšené procento nežádoucích harmonických složek; generovaný proud vykazuje téměř čistě harmonický průběh. Velikost základní harmonické výstupního napětí v obou případech odpovídá efektivní hodnotě 425 V. Velikost efektivní hodnoty základní harmonické proudu pak činí 384 A, resp. 378 A.



Obr. 65 - Spektra naměřených veličin v činném režimu a amplitudy základní harmonické (50 Hz)
a) napětí měniče 1, b) proud měniče 1, c) napětí měniče 2, d) proud měniče 2

Měření ve stejnosměrném meziobvodu

Činný výkon je v tomto režimu přenášen mezi měniči také na stejnosměrné straně. Průběhy napětí a proudu na stejnosměrných svorkách ukazuje obr. 9.



Obr. 66 - Přenos výkonu na stejnosměrné straně měničů při testování v činném režimu 150 kVA
 Ch1 (Modrá) - napětí ve stejnosměrném meziobvodu,
 Ch2 (Tyrkysová) - proud sestavy odebíraný z externího laboratorního zdroje,
 Ch3 (Fialová) - proud ve stejnosměrném meziobvodu, Ch4 (Zelená) - napětí na tlumivce LCL filtru

Jak je vidět, proud ve stejnosměrném meziobvodu vykazuje zvlňný průběh s frekvencí střídavé složky 100 Hz. Charakter proudu odebíraného z externího laboratorního zdroje odpovídá odběru třífázového můstkového diodového usměrňovače pracujícího do kapacitní zátěže.

Pomocí experimentálního měření v sestavě dvou vzduchem chlazených výkonových bloků 150 kVA určených pro aplikace v energetice byl ověřen návrh a dimenzování těchto základních stavebních bloků. Výsledky měření prokázaly, že výkonové měniče mohou trvale pracovat o jmenovitém výkonu 150 kVA, při napětí 400 V na střídavé straně s jmenovitým proudem 375 A. Navržené vzduchové chlazení umožňuje dosáhnout spínací frekvence 10 kHz až do teploty okolí 45 °C.

5.4 Dílčí závěr – Zařízení pro kompenzaci zemních poruch 22/0,4 kV 1,35 MVA

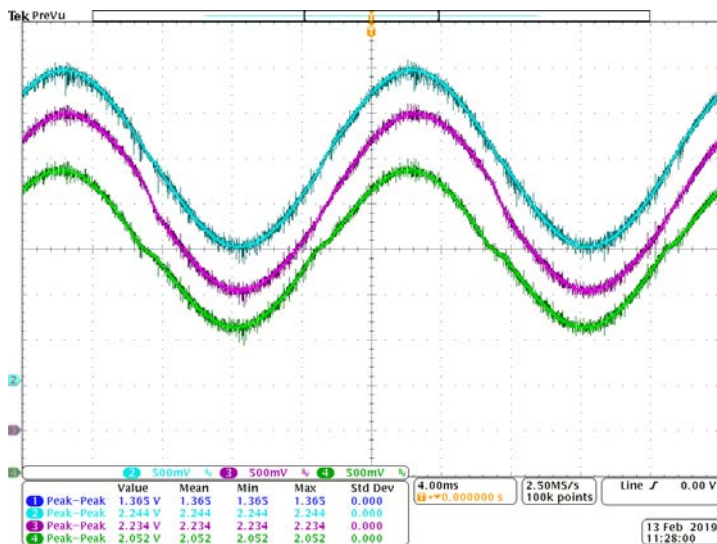
Finální prototyp nyní prochází pilotním provozem na VN rozvodně v Kralovicích, viz Obr. 67. Skříň s výkonovými měniči o celkovém výkonu 1,35 MVA navržená pro venkovní provoz je vidět na Obr. 67.

Obr. 68 zobrazuje finální testy jedné fáze kompenzátoru s výstupním proudem 1000 A_{RMS}, průběhy jsou výstupem DAC s ofsetem 2,5 V.

Výzbroj skříně sestává ze soustavy devíti základních bloků, napět'ových střídačů, z nichž každý disponuje výkonem 150 kVA, dále soustavou výstupních LC filtrů zajišťujících kvalitu generovaného proudu, systému přístrojů pro připojení a chránění i komplexního řídicího systému je na Obr. 69.



Obr. 67 - Pilotní provoz na rozvodně Kralovice



Obr. 68 – Výstupní proud finální trojice bloků Ch2 (Tyrkysová) - proud měniče M1 [250A/div] Ch3 (Fialová) - proud měniče M2 [250A/div], Ch4 (Zelená) - proud měniče M2 [250A/div]



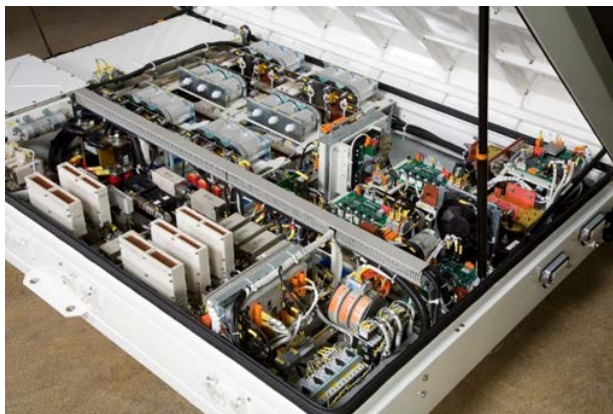
Obr. 69 - Výzbroj skříně s výkonovými měniči – soustava základních stavebních bloků 150 kVA

6 Měníče pro trakční vozidla – Pomocné pohony

Nedílnou součástí vozidel lehké a těžké trakce je hlavní trakční pohon a řada dalších menších elektrických pohonů. Mezi tyto pohony můžeme zařadit ventilátory, kompresory, nabíječe atd. Tyto elektrické pohony a systémy jsou pevně spjaty s vozidlem a jeho následným provozem. Při návrhu elektro výzbroje a určení účinnosti celého vozidla musíme zohledňovat tyto systémy z důvodu vlastní spotřeby. Pro zvýšení celkové účinnosti vozidla trakce je vhodné tyto systémy spojit do celku. Toto sdružení elektrických pohonů může být uloženo například ve speciálních trakčních kontejnerech, viz Obr. 70. Systém pomocných pohonů je vhodné řídit dle daného zatížení vozidla či požadavků obsluhy nebo cestujících.

Napájení celku pomocných pohonů je možné řešit několika způsoby:

- přímo z napájecí troleje AC, DC (řešení není vhodné, bez galvanického oddělení)
- pomocí měniče či transformátoru přímo z napájecí troleje AC, DC
- napájení z akumulátorové baterie umístěné ve vozidle (těžké, rozměrné)
- pomocí stlačeného vzduchu (mechanické brzdy)



Obr. 70 - Střešní box pro trolejbus obsahující měnič pro pomocné pohony

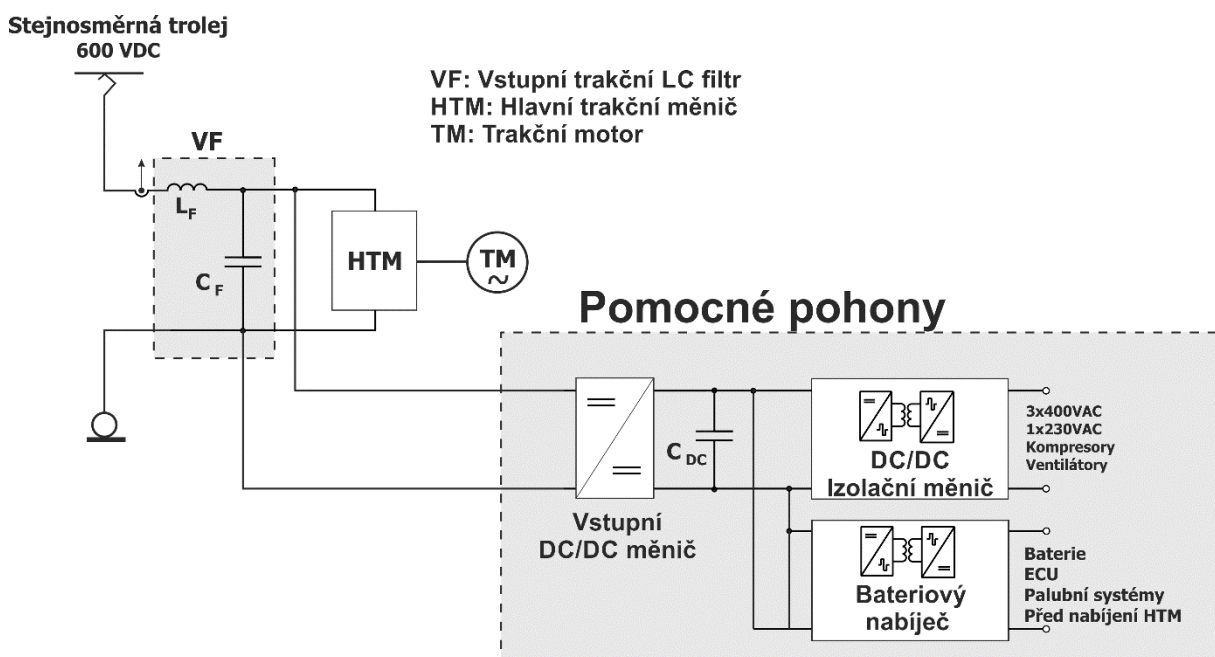
U vozidel lehké a těžké trakce napájených z trolejového vedení je rozhodující používaný trakční systém. U vozidel napájených ze střídavé troleje je možné pomocné pohony napájet ze separátních vinutí transformátoru. Tím je docíleno galvanického oddělení pomocných pohonů od trolejového vedení. Pro vozidla napájená ze stejnosměrné troleje se využívá izolovaného DC/DC měniče. Také zde rozhoduje o koncepci pomocných pohonů napájecí hladina stejnosměrné troleje.

V celkové účinnosti trakčních vozidel hrají pomocné pohony nemalou roli. Možností, jak zvýšit účinnost výkonových měničů pomocných pohonů je například využití měkké komutace [29] – [35]. Dalším klíčovým údajem je výsledná hmotnost a rozměry pomocných pohonů. Z těchto důvodů jsou pomocné pohony navrhovány s ohledem na maximální účinnost při dosažení co možná nejnižší hmotnosti, kompaktních rozměru a vysoké spolehlivosti. Z důvodu konkurenceschopnosti je občas kladen důraz i na cenu.

6.1 Základní topologie pomocných pohonů

Hlavním úkolem měničů pomocných pohonů ve vozidle lehké trakce je generování střídavé palubní sítě 3x400 V_{AC} (napájení pomocných motorů – např. kompresory, čerpadla, ventilátory klimatizace), bateriový nabíječ (nabíjení bateriového packu vozidla, napájení bezpečnostních obvodů, příp. palubní sítě), dále zde může být nezávislé topení.

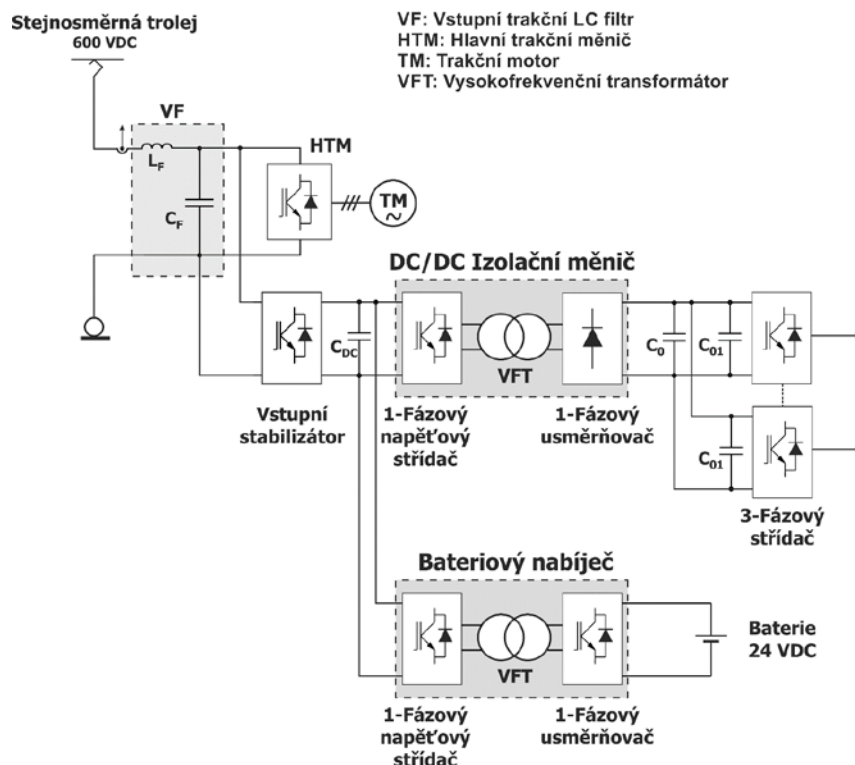
Příklad základní koncepce pomocných pohonů je na Obr. 71. Vstupem této struktury je společný vstupní LC filtr (VF), který slouží pro trakční měnič (HTM) a vstupní měnič pomocných pohonů.



Obr. 71 – Koncepce topologie pomocných pohonů

Vzhledem k velkému rozptylu napájecího napětí ze stejnosměrné troleje 400 V_{DC} - 950 V_{DC} musí vstupní měnič pomocných pohonů zajistit stabilizaci napětí a zároveň plnit bezpečnostní požadavky na galvanické oddělení dle příslušných norem a požadavků.

Příklad, jak může vypadat celková topologie pomocných pohonů připojená na společný vstupní filtr (VF) s hlavním trakčním měničem je na Obr. 72. S přihlédnutím k napájení vstupního filtru přímo ze stejnosměrné troleje, kde se může hodnota napětí měnit v rozsahu $400 \text{ V}_{\text{DC}} - 950 \text{ V}_{\text{DC}}$. Tento rozkmit trolejového stejnosměrného napětí je způsoben jednak provozem daného vozidla, a také provozem dalších vozidel na stejném úseku troleje (kombinace jízda/brzda). Rovněž vzdáleností od napájecího bodu trolejového úseku vedení nebo poruchou na úseku.



Obr. 72 – Topologie pomocných pohonů se vstupním stabilizátorem s 1700 V polovodičovými prvky na vstupu

Proto je nutné pomocné pohony dimenzovat na tyto maximální možné hodnoty trolejového napětí. Maximální možná hodnota napětí v troleji může být až $950 \text{ V}_{\text{DC}}$ (v krajním případě $1000 \text{ V}_{\text{DC}}$). S ohledem na toto napětí je nutné použít polovodičové prvky 1700 V. Další možností je zvolit topologii se sériovým spojením spínacích prvků nebo celých měničů.

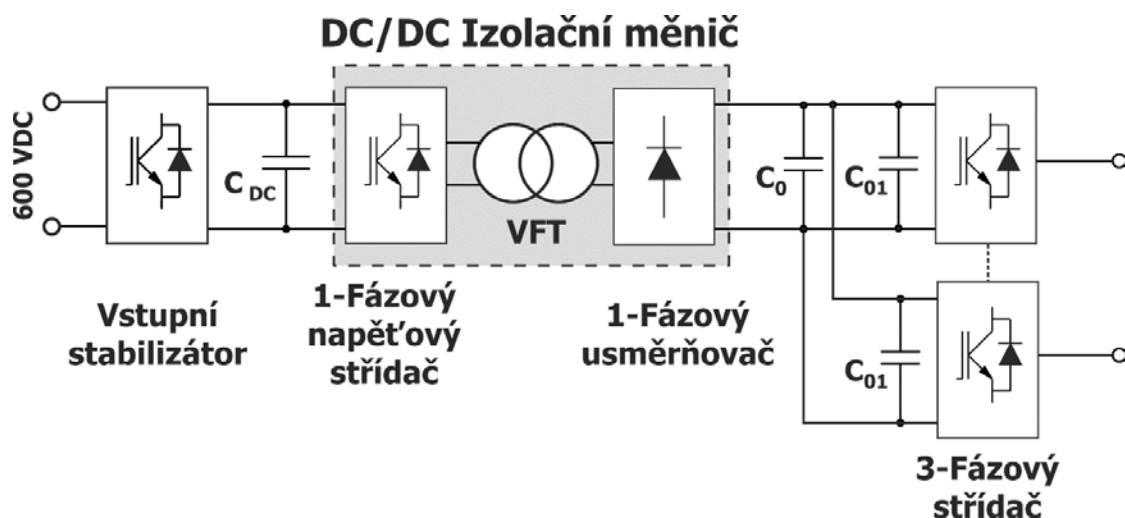
Topologie pomocných pohonů je možné rozdělit na dvě hlavní skupiny s ohledem na připojení k vstupnímu filtru (VF).

- 1) Připojení k výstupnímu filtru (VF) vstupním pulzním stabilizátorem a následně jednofázový střídač, Obr. 73 a Obr. 74.
- 2) Připojení k vstupnímu filtru (VF) přímo jednofázovým střídačem, který tvoří vstupní část DC/DC izolujícího měniče, Obr. 75 a Obr. 76.

6.1.1 Pomocné pohony se vstupním stabilizátorem

První skupina představuje topologie pomocných pohonů se vstupním stabilizátorem připojeným přímo ke vstupnímu LC filtru vozidla (VF) Obr. 73 a Obr. 74. Vstupní stabilizátor v této topologii je napájen stejnosměrným napětím v rozmezí od 400 V_{DC} do 950 V_{DC}, za stabilizátorem je napětí definované na hladiny s minimálním rozkmitem výstupního napětí pro DC/DC izolující měnič.

Pomocné pohony se vstupním stabilizátorem se 1700 V polovodičovými prvky



Obr. 73 – Pomocné pohony se vstupním stabilizátorem se 1700 V polovodičovými prvky

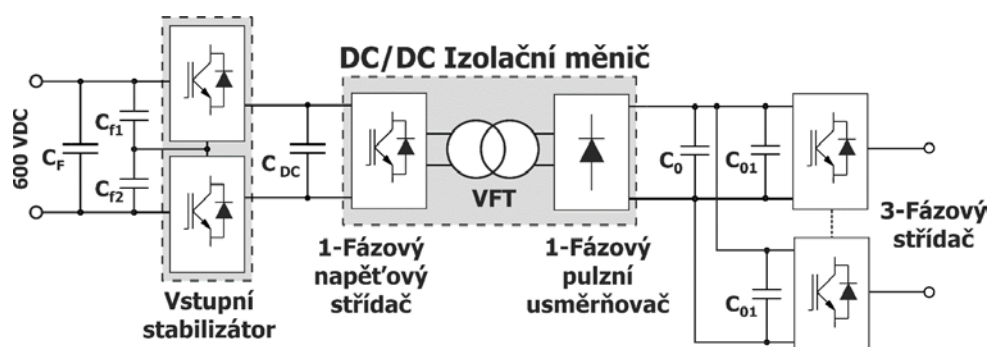
Běžně používaná topologie je znázorněna na Obr. 73. Vstupní stabilizátor je navržen pro přímé připojení na vstupní filtr s využitím polovodičových prvků s blokovacím napětím min. 1700 V. Vstupní stabilizátor je možné provozovat v režimu snižovacího měniče nebo zvyšovacího měniče, pak je hodnota výstupního napětí stabilizátoru 380 V_{DC} (snižovací režim) nebo 1100 V_{DC} až 1200 V_{DC} (zvyšovací režim).

Hlavní nevýhodou této topologie je použití tranzistorů s blokovacím napětím 1700 V. Použití těchto polovodičových prvků má velký dopad na spínací frekvenci, spínací a vodivostní ztráty a v neposlední řadě na velikost a váhu vinutých dílů použitých ve filtru L_{DC} , C_{DC} na vstupu galvanické bariéry.

- + Jednoduchá realizace (běžně používaná topologie)
- + Malý počet polovodičových prvků
- Použití polovodičových prvků s blokovacím napětím 1700 V
- Nízká spínací frekvence
- Objem a hmotnost filtru L_{DC} , C_{DC}

Pomocné pohony se sériově spojenými vstupními stabilizátory s 1200 V polovodičovými prvky

Topologie pomocných pohonů na Obr. 74 využívá pro vstupní stabilizátor sériového spojení dvou pulzních měničů. Díky tomuto sériovému spojení je možné použít polovodičové prvky s blokovacím napětím 1200 V (případně 900 V). Vstupní stabilizátor je možné provozovat v režimu snižovacího nebo zvyšovacího měniče obdobně jako variantu s 1700 V polovodičovými prvky. Použití sériového spojení přináší značné výhody v podobě zvýšení spínací frekvence a tím zmenšení hmotnosti a objemu výstupního filtru L_{DC} , C_{DC} .



Obr. 74 - Pomocné pohony se sériově spojenými vstupními stabilizátory a řízeným pulsním usměrňovačem s 1200 V polovodičovými prvky

- + Vyšší spínací frekvence
- + Zmenšení váhy a objemu filtru L_{DC} , C_{DC}
- + Snížení spínacích a vodivostních ztrát
- Sériové spojení měničů
- Velký počet polovodičových prvků
- Složitější regulace

6.1.2 Pomocné pohony bez vstupního stabilizátoru

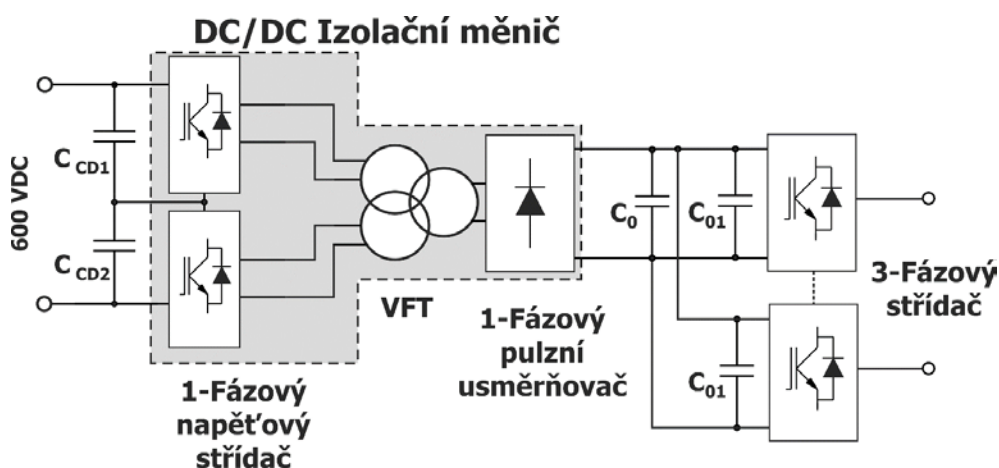
Druhá skupina představuje topologie bez vstupního stabilizátoru s přímým připojením DC/DC izolačních měničů přímo k vstupnímu LC filtru (VF) hlavního trakčního měniče. Při použití této topologie je nutné věnovat velkou pozornost vstupnímu měniči galvanické bariery a jeho napěťovému dimenzování. Pro stejnosměrnou trolej s rozsahem napětí od 400 V_{DC} do 950 V_{DC} je bezpodmínečně nutné použít spínací polovodičové prvky s blokovacím napětím 1700 V nebo sériové spojení vstupních měničů s využitím prvků s blokovacím napětím 1200 V. V současné době je při návrhu DC/DC izolačních měničů a galvanické bariery používán vysokofrekvenční transformátor (VFT) pro spínací frekvence v řádu kHz (nejčastěji 20 kHz - 50 kHz). Z tohoto důvodu není možné použít polovodičové

prvky s blokovacím napětím 1700 V. Tyto polovodičové prvky nejsou ideální pro spínací frekvence vyšší než 10 kHz s tvrdým spínáním.

Pomocné pohony se sériově spojenými vstupními střídači a jedním vysokofrekvenčním transformátorem (VFT)

Topologie pomocných pohonů na Obr. 75 využívá sériově spojených vstupních střídačů, kdy má každý střídač vlastní vstupní filtr. Sériové spojení měničů umožňuje použití polovodičových prvků s blokovacím napětím 1200 V při zachování vysoké spínací frekvence, která umožní zmenšení rozměrů a hmotnosti vysokofrekvenčního transformátoru.

Sériově spojené střídače jsou připojeny na vysokofrekvenční transformátor, který má dvě primární vinutí a jedno sekundární. V této topologii je využito magnetického toku transformátoru (VFT) pro přirozené balancování vstupních kondenzátorů C_{CD1} a C_{CD2} jednofázových střídačů.



Obr. 75 – Pomocné pohony se sériově spojenými vstupními střídači a jedním vysokofrekvenčním transformátorem (VFT)

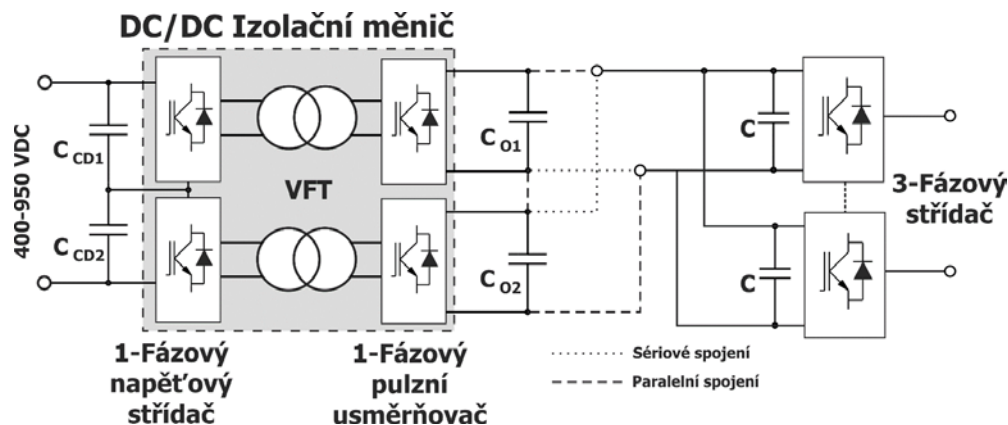
- + 1200 V spínací prvky pro vstupní střídače i pro výstupní usměrňovač
- + Přirozené balancování vstupního kondenzátoru C_{CD1} a C_{CD2} střídačů
- + Vyšší spínací frekvence pro návrh transformátoru
- Sériové spojení vstupních střídačů (větší počet spínacích součástí)
- Vysokofrekvenční transformátor s dvěma primárními vinutími

Pomocné pohony se sériově spojenými vstupními střídači a dvěma vysokofrekvenčními transformátory (VFT)

Topologie pomocných pohonů na Obr. 76 vychází z předchozí topologie včetně použití 1200 V součástí pro vstupní měniče, využívá sériově spojených vstupních střídačů.

Každý střídač napájí jeden vysokofrekvenční transformátor a na sekundární straně každého VFT je pulzní usměrňovač, případně může být pouze diodový usměrňovač.

Každý z usměrňovačů má na výstupní straně vlastní LC filtr, za tímto filtrem mohou být spojeny sériově nebo paralelně. Na Obr. 76 je naznačeno možné spojení čárkovanou čarou paralelní a tečkovanou čarou sériové. Každé spojení má své výhody i nevýhody a samozřejmě ovlivňuje požadovaný převod VFT.



Obr. 76 - Pomocné pohony se sériově spojenými vstupními střídači a dvěma vysokofrekvenčními transformátory (VFT)

Sériové spojení

- + 1200 V polovodičové prvky pro usměrňovač
- + Vyšší výstupní napětí při použití 1200 V prvků
- Komplikovanější řízení – nutné balancování výstupních kondenzátorů

Paralelní spojení

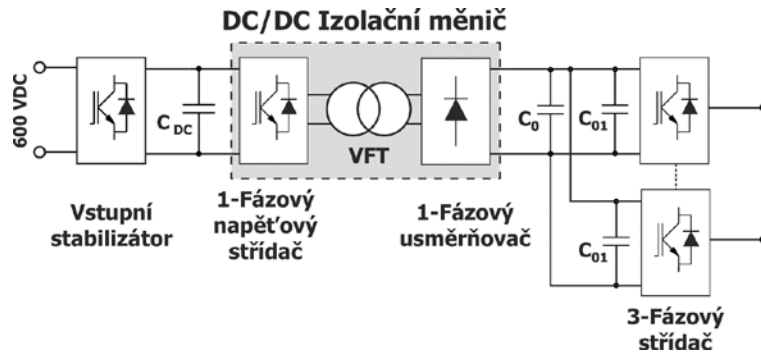
- + Jednodušší řízení
- 1700 V polovodičové prvky pro usměrňovač

6.2 Realizace pomocných pohonů

Vzhledem k trolejovému napětí 400 V_{DC} až 950 V_{DC} (v krajním případě 1 kV) a je na místě vstupního stabilizátoru na Obr. 77 použít pulzní měnič s 1700 V IGBT tranzistorem, který je vzhledem ke svým dynamickým parametrům provozován na frekvenci 8 kHz, tedy v akustickém pásmu. Tato nízká frekvence dále vede k použití těžkých a objemných komponent ve výstupním filtru měniče. Izolující měniče pracují s frekvencí 50 kHz.

Byla zvolena jedna z používaných koncepcí pomocných pohonů používaných ve vozidlech lehké trakce (Obr. 77). V této topologii je vstupní stejnosměrné trolejové napětí (400 V_{DC} až 950 V_{DC}) stabilizováno na úroveň 380 V_{DC}, které je poté využito pro DC/DC měnič

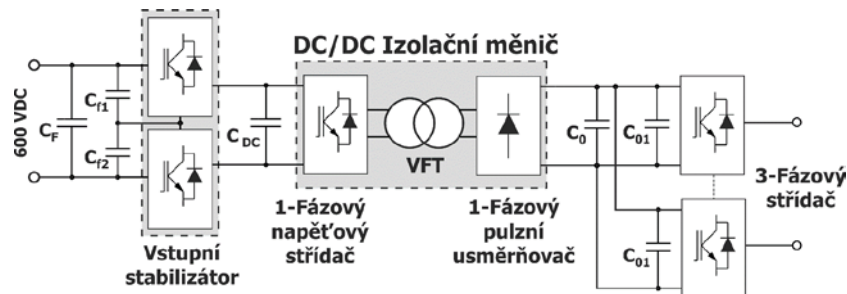
a na výstupu pro 3f střídač pro generování palubní sítě 3 x 400 VAC. Využitím tohoto řešení je vhodné i dle analýzy článku [32] až [42].



Obr. 77 – Standartní koncept měničů pro pomocné pohony

6.2.1 Zvolená topologie pro pomocné pohony

Na Obr. 78 je uvažovaná topologie pro měniče pomocných pohonů. Pro připojení na stejnosměrnou trolej byl zvolen dvoukvadrantový sériově spojený pulzní měnič pracující se spínací frekvencí 30 kHz o jmenovitém výkonu 22 kW. Sériové spojení pulzních stabilizátorů je nutné z důvodu blokovacího napětí 1200 V použitých polovodičových prvků. Požadovaná spínací frekvence je volena mimo slyšitelné spektrum.



Obr. 78 – Zvolená topologie pomocných pohonů se vstupním stabilizátorem

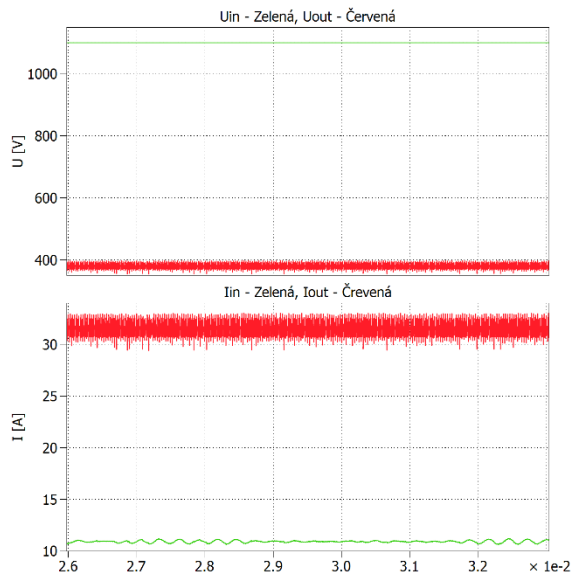
Trolejové napětí (400 V_{DC} až 950 V_{DC}) je stabilizováno pomocí vstupního stabilizátoru na hodnotu 380 V_{DC}. DC/DC izolační měnič je realizován jednofázovým střídačem se spínací frekvencí 100 kHz a nominálním výkonem 10 kW, vysokofrekvenčním transformátorem a výstupním usměrňovačem zajišťujícím napětí 600 V_{DC} pro střídač generující palubní síť 3 x 400 V_{AC}.

Základní simulace pro topologii pomocných pohonů se vstupním stabilizátorem

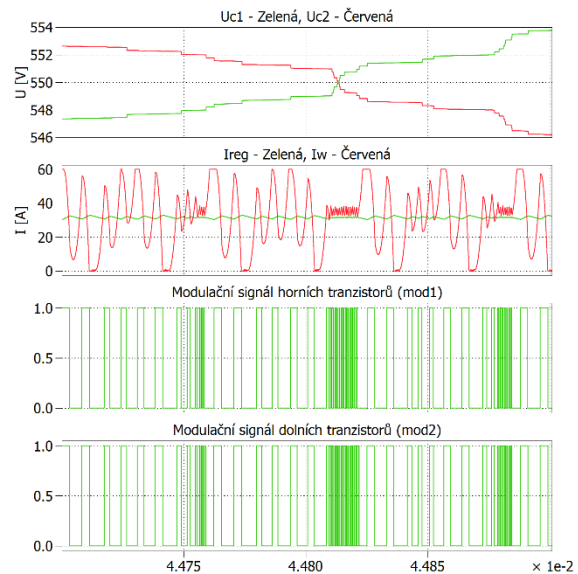
Byl vytvořen simulační model s využitím softwaru MATLAB s Toolboxy Simulink a Plecs. Pro první variantu měničů pomocných pohonů byla zvolena varianta se vstupním stabilizátorem

a DC/DC izolujícím měničem na Obr. 78. Podrobněji je elektrické schéma pulzního stabilizátoru v Kapitole 6.3 a schéma DC/DC izolujícího měniče je v Kapitole 6.4. Pro simulace topologie pomocných pohonů byly topologie rozdělené na dvě základní části.

- 1) Sériově spojené pulzní měniče vstupního stabilizátoru, viz Obr. 78. Následující simulační výsledky vstupního stabilizátoru potvrzují funkčnost topologie s rozvažováním vstupních stabilizátorů.



Obr. 79 - Ustálené stavy pro vstupní, výstupní napětí a proud pulzního měniče vstupního stabilizátoru

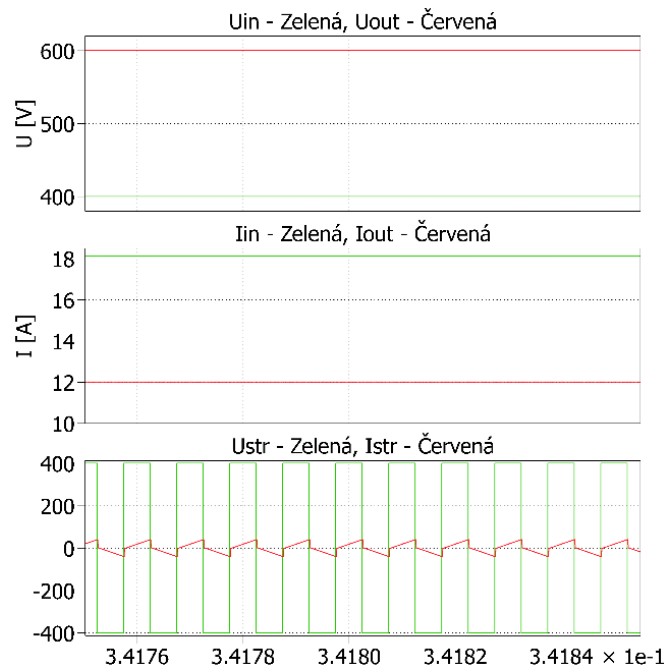


Obr. 80 – Balancování vstupních kondenzátorů pomocí regulačního algoritmu

Na Obr. 79 jsou ustálené stavy vstupní i výstupních proudů a napětí vstupního stabilizátoru, z obrázku Obr. 80 je patrná funkce regulátoru, který se stará o balancování vstupních kondenzátorů zvlnění napětí vlivem regulátoru je maximálně 5 V, požadovaném výstupním napětí 1100 V_{DC}.

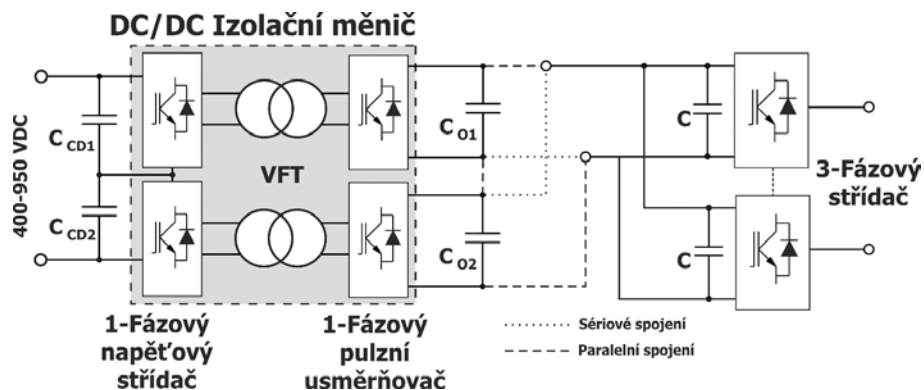
- 2) Druhá část obsahuje DC/DC izolační měnič pro galvanické oddělení měničů pomocných pohonů od napájecího trolejového vedení, viz Obr. 81. Simulační výsledky DC/DC izolačního měniče potvrzují funkčnost topologie s využitím jednofázového střídače ovládaného pevnou střídou 50/50 a diodovým usměrňovačem.

Díky těmto základním simulacím byla ověřena možnost použití kombinace řízeného vstupního stabilizátoru a jednofázového střídače s konstantním spínáním. Simulace budou dále rozšířeny o návrh regulačních struktur a vhodných algoritmů pro implementaci do mikroprocesoru. Podrobnější popis je možné nalézt ve výzkumné zprávě [44].



Obr. 81 – Ustálené stavy pro DC/DC izolační měnič

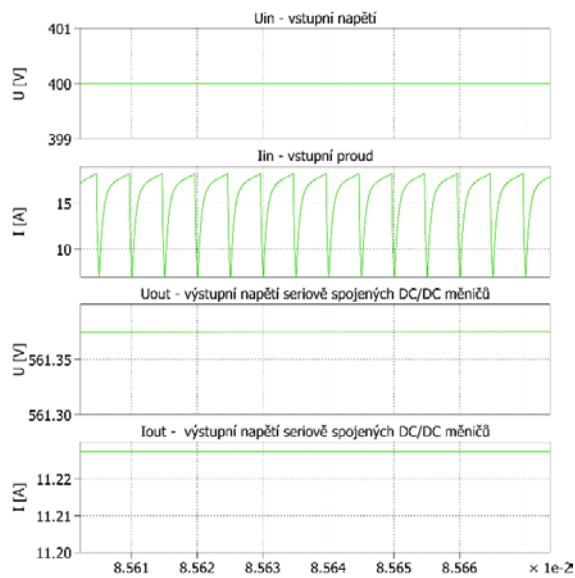
V dalším kroku bude analyzována topologie pomocných pohonů (Obr. 82) bez vstupního stabilizátoru. Pro připojení na stejnosměrnou trolej jsou využity sériově spojené jednofázové střídače. Zároveň tyto sériově spojené střídače slouží jako vstupní měniče galvanické bariéry. Stejně jako u předchozí varianty pomocných pohonů je nutné použít sériové spojení měničů z důvodu použití polovodičových součástek s blokovacím napětím 1200 V.



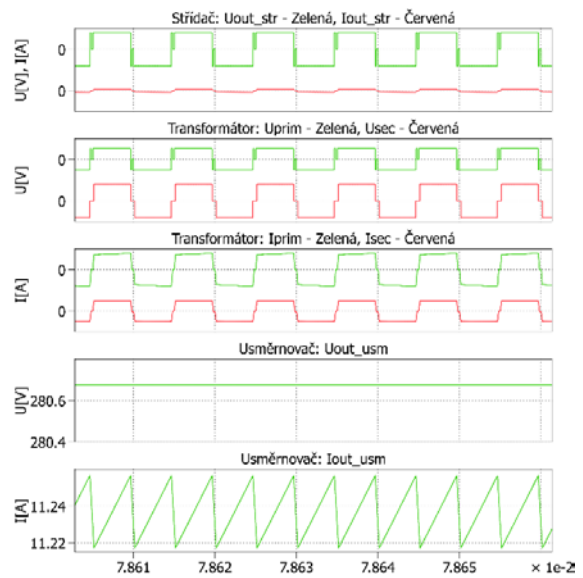
Obr. 82 - Zvolená topologie pomocných pohonů bez vstupního stabilizátoru

Galvanické bariéra je řešena dle topologie na Obr. 82 sériově spojené střídače jsou připojeny přímo na vstupní LC filtr. Každý jednofázový střídač je připojen na vysokofrekvenční transformátor, výstupní usměrňovač a jeho LC filtr. Za filtrem jsou výstupní svorky spojené sériově či paralelně a zajišťují napětí 600 V_{DC} pro střídač generující palubní síť 3x400 V_{AC}. Obdobně jako u předchozí varianty je zvolená spínací frekvence mimo slyšitelné spektrum, s cílem dosažení spínací frekvence 100 kHz a nominálním výkonem 10 kW.

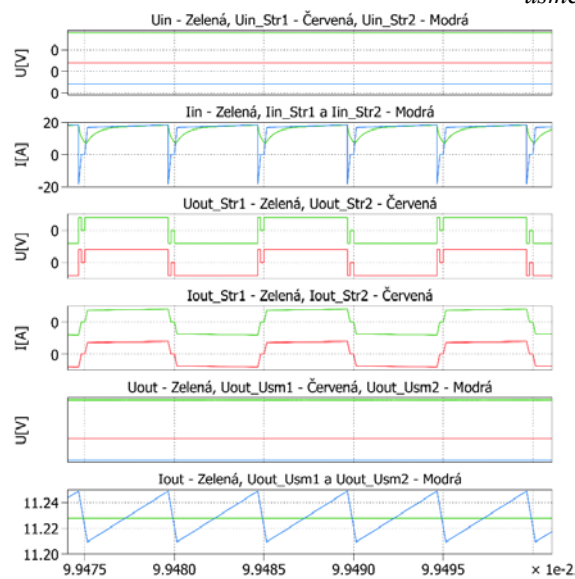
Základní simulace pro topologii na Obr. 82



Obr. 83 – Ustálené hodnoty pro vstupní trolejové napětí $400V_{DC}$, výstupního napětí a proudu pro sériově spojené DC/DC izolační měniče

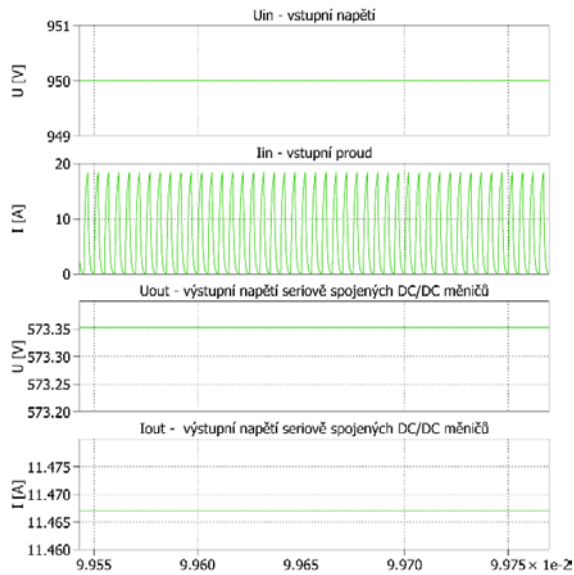


Obr. 84 – Ustálené hodnoty pro vstupní trolejové napětí $400V_{DC}$ jednotlivých částí DC/DC izolačních měničů (střídač, vysokofrekvenční transformátor, usměrňovač)

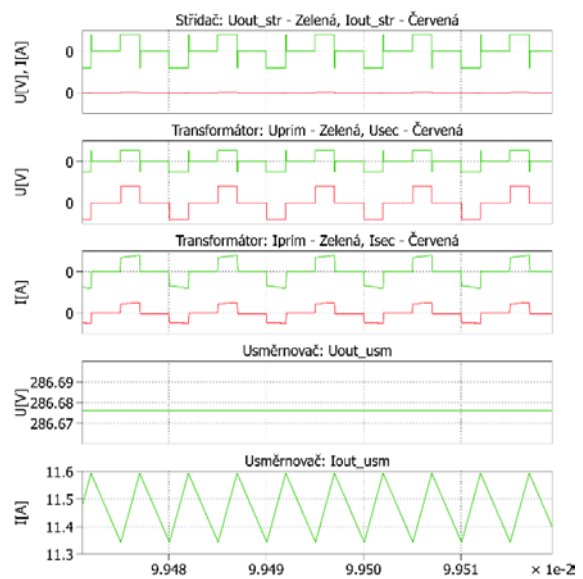


Obr. 85 - Ustálené hodnoty pro vstupní trolejové napětí $400V_{DC}$

Pro variantu měničů pomocných pohonů bez vstupního stabilizátoru (Obr. 82) jsou výsledky simulací uvedené na Obr. 83 až Obr. 85 a potvrzují teoretické předpoklady pro jednu z možností řešení pomocných pohonů.

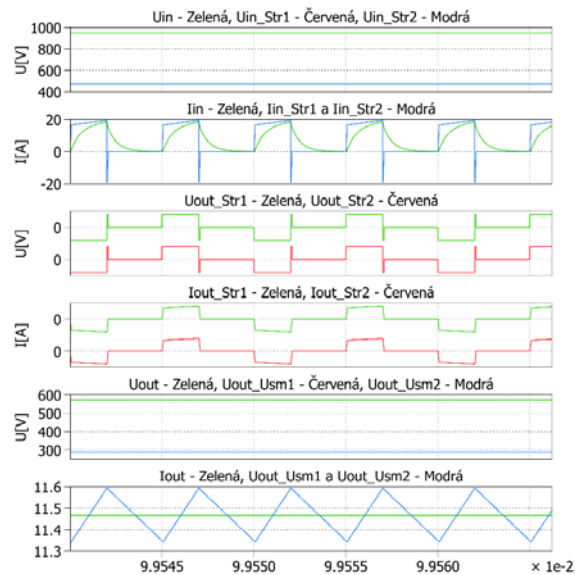


Obr. 86 - Ustálené hodnoty pro vstupní trolejové napětí $950V_{DC}$, výstupního napětí a proudu pro sériově spojené DC/DC izolační měniče



Obr. 87 - Ustálené hodnoty pro vstupní trolejové napětí $950V_{DC}$ jednotlivých částí DC/DC izolačních měničů (střídač, vysokofrekvenční transformátor, usměrňovač)

Mezi hlavní problémy této topologie patří nízká a omezená říditelnost při velkém rozptýlu trolejového napětí $400 V_{DC}$ až $950 V_{DC}$, výstupní napětí sériově spojených DC/DC izolačních měničů má být $560 V_{DC}$ - $600 V_{DC}$. Řešením, jak zlepšit regulační možnosti této topologie je přidání výstupní indukčnosti ke každému usměrňovači.



Obr. 88 - Ustálené hodnoty pro vstupní trolejové napětí $950V_{DC}$

Na výstupech simulací na Obr. 83 až Obr. 85 byla ověřena možnost regulace výstupního napětí DC/DC izolačních měničů při trolejovém napětí $400 V_{DC}$. Obr. 85 podrobně popisuje funkčnost

řízení měničů vkládáním nulových vektorů napětí. Při vstupním napětí 400 V_{DC} se pohybuje třída řídicího signálu tranzistorů v okolí hodnoty 47%. Dále byla simulačně ověřena varianta s trolejovým napětím 950 V_{DC} , viz Obr. 86 až Obr. 88. Při této hodnotě vstupního napětí je doba trvání nulového vektoru vysoká viz Obr. 87, střída řídicího signálu tranzistorů se pohybuje v okolí hodnoty 16,5%.

Značný problém této topologie je vhodný návrh výkonového obvodu a volba polovodičových součástek. Vlivem kapacity diod v usměrňovači a magnetizační indukčnosti vysokofrekvenčního transformátoru dochází ke vzniku spínacích přepětí na výstupní indukčnosti a diodách usměrňovačů. Tato varianta bude testována podrobněji po experimentálním ověření funkce topologie pomocných pohonů s vstupním stabilizátorem, viz Obr. 82.

6.3 Vstupní stabilizátor pro pomocné pohony

Tato kapitola pojednává o stavbě měniče a řídicího algoritmu vstupního stabilizátoru napětí pomocných pohonů. Varianta zapojení vstupního stabilizátoru je odvislá od zvolené topologie měniče pomocných pohonů na Obr. 78, Kapitola 6.2.1. Na Obr. 101 je zobrazeno zjednodušené schéma vstupního stabilizátoru.

Vstupní stabilizátor napětí je navržen tak, aby mohl být provozován jako snižovací pulzní měnič (SPM) či zvyšovací pulzní měnič (ZPM) se vstupním stejnosměrným napětím v rozsahu stejnosměrné troleje 400 V_{DC} až 950 V_{DC} (max $1000\text{ V}_{\text{DC}}$). Tomu odpovídá minimální napěťová hladina použitých polovodičových součástek 1700 V , případě sériové řazení dvou pulzních měničů s blokovacím napětím 1200 V .

6.3.1 Volba polovodičových součástek

Předpokládané parametry vstupního stabilizátoru napětí, viz Tab. 24. S přihlédnutím k uvedeným požadavkům byla zvolena kombinace IGBT Si spínacího prvku a antiparalelně připojené diody SiC. Pouze Si řešení spínací součástky by přineslo velké problémy u antiparalelní diody s ohledem na spínací ztráty, zvláště při topologii ZPM (zvyšovací pulzní měnič) je antiparalelní dioda výrazně více zatěžována a byla by slabým článkem měniče.

Tab. 24 – Základní parametry vstupního stabilizátoru

Vstupní stejnosměrné napětí	$U_{in-min} = 400 \text{ V}_{DC}$	$U_{in-max} = 1000 \text{ V}_{DC}$
Výstupní stejnosměrné napětí pro režimy	Snižovací pulzní měnič (SPM)	$U_{out-min} = 380 \text{ V}_{DC}$
	Zvyšovací pulzní měnič (ZPM)	$U_{out-max} = 1100 \text{ V}_{DC}$
Proud pro režimy	Snižovací pulzní měnič (SPM)	$I_{out} = 58 \text{ A}$
	Zvyšovací pulzní měnič (ZPM)	$I_{out} = 20 \text{ A}$
Výkon	$P_{out} = 22 \text{ kW}$	
Spínací frekvence	$F_{sw} = 20 \text{ kHz}$	$F_{sw-max} = 30 \text{ kHz}$

Při výběru spínacích součástek byl kladen důraz na dosažení vysoké spínací frekvence a účinnosti. Mezi dalšími kritérii pro výběr byla záměnnost prvků a využití nejmodernějších polovodičů. Běžně používané tranzistory IGBT na bázi Si jsou dostupné ve velké škále výkonových modulů, oproti tomu dostupnost tranzistorů na bázi SiC ve výkonových modulech je velice omezená. Na trhu je jen několik výrobců s malým portfoliem. Mezi hlavní výrobce SiC MOSFET tranzistorů patří Cree a Rohm částečně Infineon. Záměnnost těchto výkonových modulů je velice malá. Prakticky se jedná pouze o moduly v pouzdře 62mm. Z tohoto důvodu byla volena varianta prvků v diskretním pouzdře TO247, viz Tab. 25 až Tab. 28. Zde je na trhu dostupná velká škála tranzistorů a diod.

Varianta Si Tranzistor IGW40N120H3 [45] a SiC dioda IDW20S120 [46]

Tab. 25 – Základní parametry Si tranzistoru IGW40N120H3

<i>Parametr</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Parametr</i>	<i>Hodnota</i>
Pouzdro	TO-247	t_r	57 ns
U_{ce}	1200 V	$t_{d(off)}$	290 ns
U_{GE}	$\pm 20 \text{ V}$	t_f	16 ns
$I_c(25^\circ\text{C})$	80 A	E_{on}	1,93 mJ
$I_c(100^\circ\text{C})$	40 A	E_{off}	1,23 mJ
$t_{d(on)}$	30 ns	E_{ts}	3,16 mJ

Obr. 89 – Schematická značka IGW40N120H3

Tab. 26 – Základní parametry thinQ! SiC diody IDW20S120

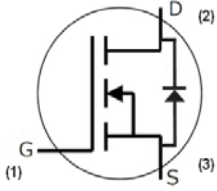
<i>Parametr</i>	<i>Hodnota</i>
Pouzdro	TO-247
Montáž	Thru-Hole
V_{DC}	1200 V
$I_F(100^\circ\text{C})$	40 A
V_F	1,8 V
Q_c	72 nC
C	1160 pF

Obr. 90 - SiC dioda IDW20S120

Varianta SiC Tranzistor C2M0025120D [47] a SiC dioda C4D40120D [48]

Tab. 27 – Základní parametry Si tranzistoru C2M0025120D


<i>Parametr</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Parametr</i>	<i>Hodnota</i>
Pouzdro	TO-247	t_r	32 ns
V_{DS}	1200 V	$t_{d(off)}$	29 ns
V_{GS}	-5V/+20 V	t_f	28 ns
$I_D(25^\circ C)$	90 A	E_{on}	1,4 mJ
$I_D(100^\circ C)$	60 A	E_{off}	0,3 mJ
$R_{DS(on)}$	34 m Ω	E_{ts}	1,7 mJ
$t_{d(on)}$	14 ns	Q_g	161 nC



Obr. 91 – Schematická značka C2M0025120D

Tab. 28 – Základní parametry SiC diody C4D40120D

<i>Parametr</i>	<i>Hodnota</i>
Pouzdro	TO-247AC
Montáž	Thru-Hole
V_{DC}	1200 V
$I_F(100^\circ C)$	54 A
V_F	1,8 V
Q_c	99 nC
C	93 pF



TO-247-3

Obr. 92 - SiC dioda C4D40120D

6.3.2 Návrh vstupního stabilizátoru

Pro určení ztrátového výkonu s ohledem na měnící se parametry tranzistorů v závislosti na teplotě, velikosti protékajícího proudu napětí a spínací frekvence byla použita numerická metoda. Místo klasického analytického řešení, kde by bylo velmi komplikované odečítat správně všechny potřebné parametry pro výpočty popsané výše, byl navržen simulační model vstupního stabilizátoru pomocných pohonů s využitím navrženého výkonového obvodu na Obr. 101, Obr. 102. Model byl vytvořen v softwaru MATLAB s Toolboxy Simulink a Plecs. Pro termální analýzu polovodičů a určení výkonových ztrát polovodičů využívá toolbox Plecs výše popsané rovnice v Kapitole 4.1 pro výpočet ztrátového výkonu a určení teplot čipů polovodičů.

Pro správnou funkci simulačního modelu byly zavedeny přesné parametry a digitalizované grafy jednotlivých variant polovodičů pro měnič vstupního stabilizátoru.

- 1) Je navržena jako kombinace technologií Si tranzistorů v Tab. 25 a SiC diod Tab. 26.
- 2) Druhá navržená varianta využívá plně prvky SiC tranzistory Tab. 27 a diody Tab. 28.

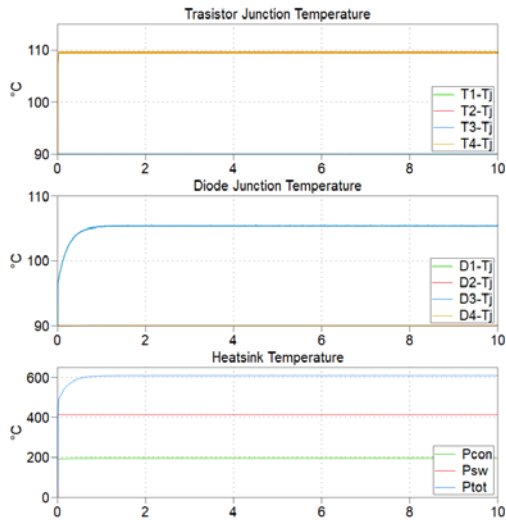
Na základě parametrů v tabulce v Tab. 24 byly stanovené pracovní body pro snižovací pulzní měnič a zvyšovací pulzní měnič, viz Tab. 29. Reprezentované výsledky poskytují představu o rozložení teplot v tranzistoru a poskytují data pro ověření volby vhodného chladiče. Zde je nutné zmínit, že pro simulace byly upraveny hodnoty tepelných kapacit jednotlivých částí náhradního tepelného schématu na Obr. 5 a to z důvodu časově velmi náročných výpočtů.

Tab. 29 – Pracovní body vstupního stabilizátoru

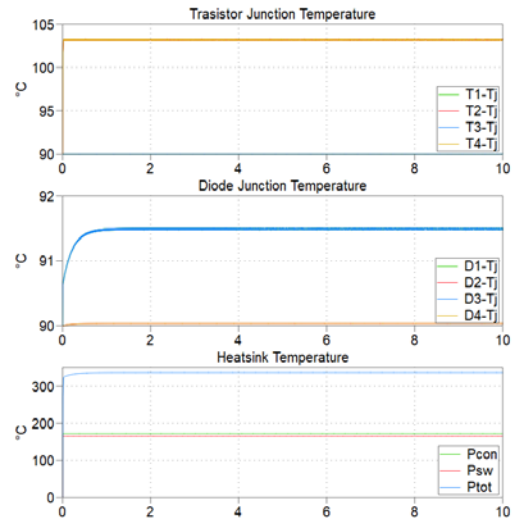
<i>Snižovací pulzní měnič</i>	<i>Pracovní bod - A</i>	<i>Pracovní bod - B</i>
Vstupní stejnosměrné napětí	$U_{in} = 1100 \text{ V}_{\text{DC}}$	$U_{in} = 400 \text{ V}_{\text{DC}}$
Výstupní stejnosměrné napětí	$U_{out} = 380 \text{ V}_{\text{DC}}$	$U_{out} = 380 \text{ V}_{\text{DC}}$
Výstupní proud	$I_{out} = 58 \text{ A}$	$I_{out} = 58 \text{ A}$
<i>Zvyšovací pulzní měnič</i>	<i>Pracovní bod - C</i>	<i>Pracovní bod - D</i>
Vstupní stejnosměrné napětí	$U_{in} = 1000 \text{ V}_{\text{DC}}$	$U_{in} = 400 \text{ V}_{\text{DC}}$
Výstupní stejnosměrné napětí	$U_{out} = 1100 \text{ V}_{\text{DC}}$	$U_{out} = 1100 \text{ V}_{\text{DC}}$
Výstupní proud	$I_{out} = 20 \text{ A}$	$I_{out} = 20 \text{ A}$
Výkon	$P_{out} = 22 \text{ kW}$	
Spínací frekvence	$F_{sw-max} = 30 \text{ kHz}$	
Teplota pouzdra (case)	$T_c = 90 \text{ °C}$	

Simulační výsledky jednoznačně potvrzují přínos SiC polovodičů v porovnání s Si polovodiči. Pro každý pracovní bod nalezneme simulační výsledky v grafech i v jednoduché tabulce.

Nejnepříznivějším stavem je pracovní bod – A, kdy je hodně využívána zpětná dioda ve vodivém stavu. S ohledem na tento bod byla zavrhnuta čistě varianta Si prvků. I přesto, že ke klasickému Si IGBT tranzistoru byla přidána schotky SiC dioda, vychází tato kombinace hůře oproti čistě SiC variantě. Výsledky pro hybridní kombinaci Si a SiC viz Obr. 93 a Obr. 94 nebo pak v Tab. 30, pro čistě SiC variantu Obr. 95, Obr. 96, Tab. 31. Porovnáme-li výsledky pro pracovní bod A je značný rozdíl v celkovém ztrátovém výkonu P_{tot} pro kombinace Si-SiC $P_{tot-Si, SiC} = 609 \text{ W}$ oproti tomu varianta SiC dosahuje hodnoty $P_{tot-SiC} = 334 \text{ W}$, rozdíl 275 W ve ztrátovém výkonu je způsoben převážně spínacími ztrátami Si tranzistoru, vodivostní ztráty jsou srovnatelné v důsledku nahrazení běžné Si diody za SiC.



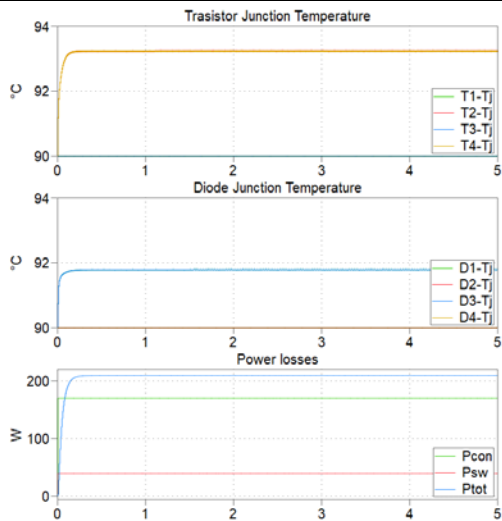
Obr. 93 – Tepelná simulace s parametry dle Tab. 29 Pracovní bod -A, kombinace prvků Si a SiC



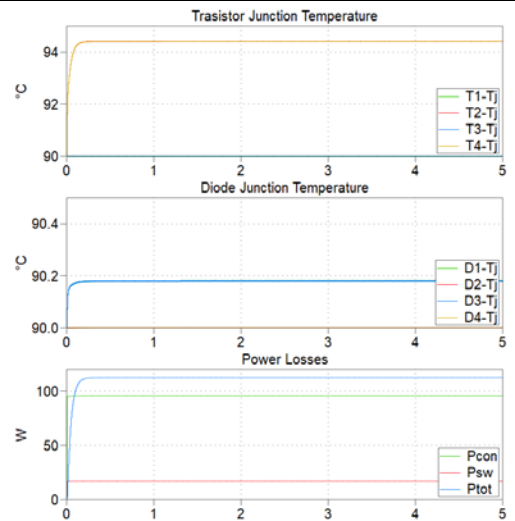
Obr. 94 - Tepelná simulace s parametry dle Tab. 29 Pracovní bod -B, kombinace prvků Si a SiC

Tab. 30 – Vstupní stabilizátor v režimu snižovací pulzní měnič, kombinace prvků Si a SiC

Polovodiče Infineon						Si tranzistor IGW40N120H3			SiC dioda IDW20S120		
Pracovní bod - A						Pracovní bod - B					
T_j	D_j	T_c	P_{sw}	P_{con}	P_{tot}	T_j	D_j	T_c	P_{sw}	P_{con}	P_{tot}
[°C]	[°C]	[°C]	[W]	[W]	[W]	[°C]	[°C]	[°C]	[W]	[W]	[W]
110	106	90	414	197	611	104	92	90	165	172	337



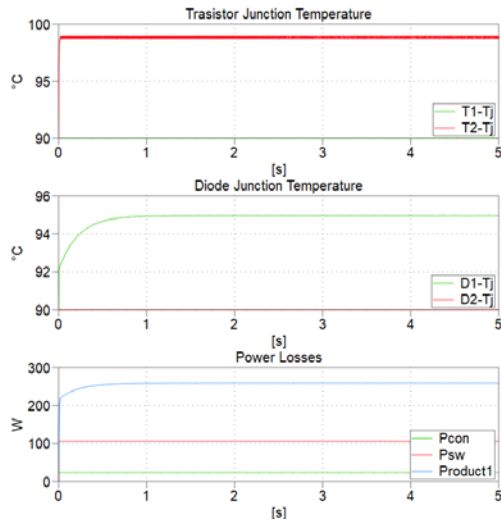
Obr. 95 – Tepelná simulace s parametry dle Tab. 29 Pracovní bod - A, prvky SiC



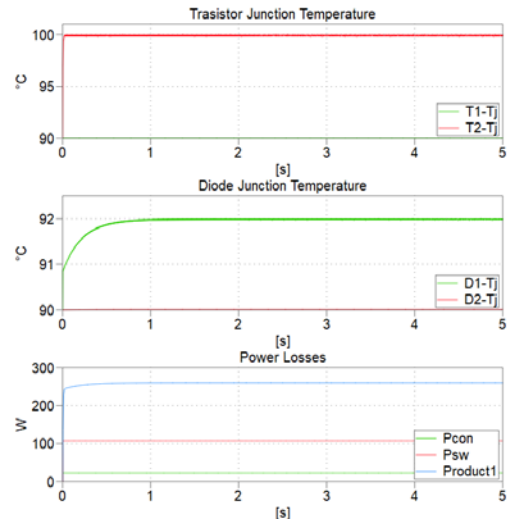
Obr. 96 - Tepelná simulace s parametry dle Tab. 29 Pracovní bod - B, prvky SiC

Tab. 31 – Vstupní stabilizátor v režimu snižovací pulzní měnič, prvky SiC

Polovodiče Cree						SiC tranzistor C2M0025120D			SiC dioda C4D40120D		
Pracovní bod - A						Pracovní bod - B					
T_j	D_j	T_c	P_{sw}	P_{con}	P_{tot}	T_j	D_j	T_c	P_{sw}	P_{con}	P_{tot}
[°C]	[°C]	[°C]	[W]	[W]	[W]	[°C]	[°C]	[°C]	[W]	[W]	[W]
94	92	90	40	170	210	94	90	90	17	96	113



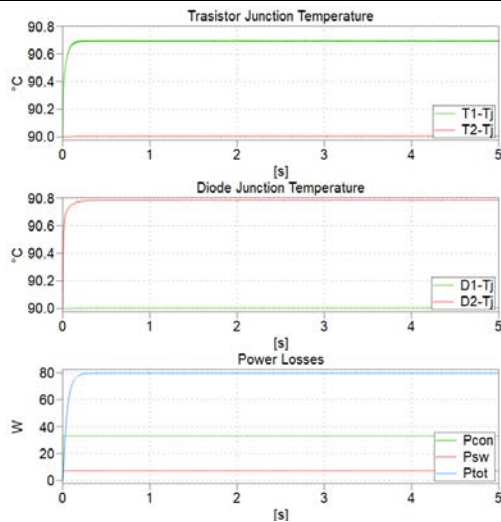
Obr. 97 – Tepelná simulace s parametry dle Tab. 29 Pracovní bod - C, kombinace prvků Si a SiC



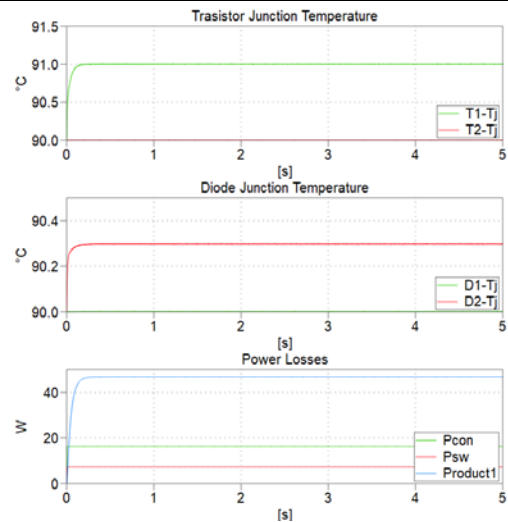
Obr. 98 - Tepelná simulace s parametry dle Tab. 29 Pracovní bod - D, kombinace prvků Si a SiC

Tab. 32 – Vstupní stabilizátor v režimu zvyšovací pulzní měnič, kombinace prvků Si a SiC

Polovodiče Infineon			Si tranzistor IGW40N120H3			SiC dioda IDW20S120					
Pracovní bod - C						Pracovní bod - D					
T_j	D_j	T_c	P_{sw}	P_{con}	P_{tot}	T_j	D_j	T_c	P_{sw}	P_{con}	P_{tot}
[°C]	[°C]	[°C]	[W]	[W]	[W]	[°C]	[°C]	[°C]	[W]	[W]	[W]
99	95	90	212	46	258	100	92	90	216	45	261



Obr. 99 – Tepelná simulace s parametry dle Tab. 29 Pracovní bod - C, prvky SiC



Obr. 100 - Tepelná simulace s parametry dle Tab. 29 Pracovní bod - D, prvky SiC

Tab. 33 – Vstupní stabilizátor v režimu zvyšovací pulzní měnič s prvky SiC

Polovodiče Cree			SiC tranzistor C2M0025120D			SiC dioda C4D40120D					
Pracovní bod - C						Pracovní bod - D					
T_j	D_j	T_c	P_{sw}	P_{con}	P_{tot}	T_j	D_j	T_c	P_{sw}	P_{con}	P_{tot}
[°C]	[°C]	[°C]	[W]	[W]	[W]	[°C]	[°C]	[°C]	[W]	[W]	[W]
91	91	90	14	66	80	91	90	90	16	32	48

Tab. 34 – Parametry pro volbu chladiče vstupního stabilizátoru

Maximální teplota čipu	T_{j-max}	150	°C	Infineon			
Zvolená teplota pouzdra	T_c	90	°C	Tepelný odpor tranzistoru	$R_{th-Tr(j-c)}$	0,31	K/W
Zvolená teplota okolí	T_a	30	°C	Tepelný odpor diody	$R_{th-D(j-c)}$	0,65	K/W
Termo materiál Fischer Elektronik				Cree			
Tepelný odpor izolační podložky	$R_{th-Al2O3}$	0,025	K/W	Tepelný odpor tranzistoru	$R_{th-Tr(j-c)}$	0,27	K/W
Tepelný odpor pasty	$R_{th-past}$	0,0002	K/W	Tepelný odpor diody	$R_{th-D(j-c)}$	0,31	K/W

Na základě výše uvedených simulačních výsledků byla provedena volba chladiče pro vstupní stabilizátor. Pro výpočty byly použity výsledky z pracovních bodů – A a C, které jsou nejneprůzračnější pro kombinaci Si-SiC prvků. Pro ostatní body byl proveden výpočet pouze pro informaci o možné úspoře váhy a prostoru ve finálním řešení.

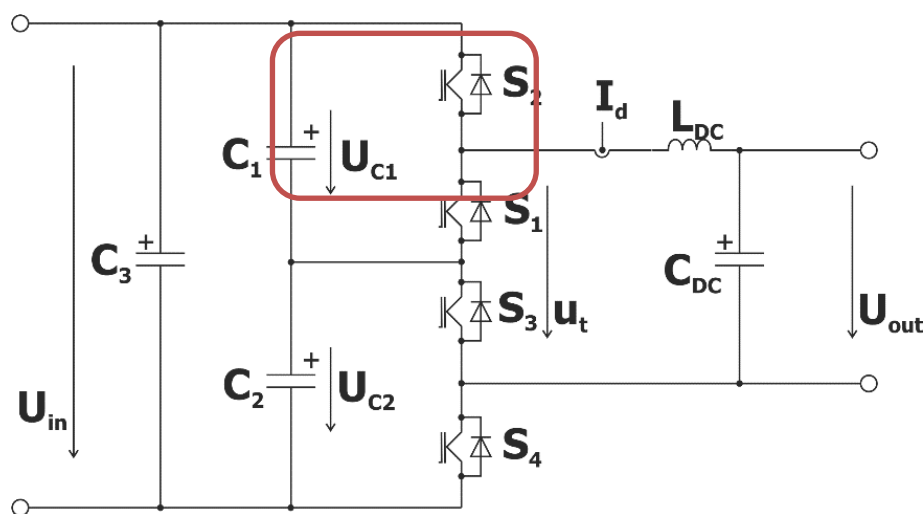
V Tab. 34 jsou uvedené všechny potřebné parametry pro určení vhodného chladiče. Při volbě nesmíme zapomenout na teplovodivé izolační podložky pod tranzistory v diskretních pouzdrech, tyto podložky mohou způsobovat značný problém při odvádění ztrátového výkonu ze součástky díky jejich tepelnému odporu. Z toho důvodu byly pro konstrukci měniče použité podložky z korundové keramiky (Oxid hlinitý Al_2O_3), které mají velice dobré vlastnosti izolační i tepelné.

Tab. 35 – Analýza teplot polovodičových čipů v jednotlivých pracovních bodech pro chladič P16/300

Chladič Semikron P16/300 [49]						
R_{ht-P16_Air}	0,04	K/W		$R_{ht-P16_natural}$	0,8	K/W
Ventilace	Pracovní bod A			Pracovní bod B		
	Teploty	Infineon	Cree	Infineon	Cree	
Nucená	T_{j-Tr}	98,067	92,501	98,161	91,501	°C
	T_{j-D}	105,377	94,768	105,556	92,861	°C
Přirozená	T_{j-Tr}	114,407	97,568	114,691	94,541	°C
	T_{j-D}	121,717	99,835	122,086	95,901	°C
Ventilace	Pracovní bod C			Pracovní bod D		
	Teploty	Infineon	Cree	Infineon	Cree	
Nucená	T_{j-Tr}	109,104	96,566	100,537	93,521	°C
	T_{j-D}	126,416	102,516	110,085	96,711	°C
Přirozená	T_{j-Tr}	147,801	109,866	121,880	100,652	°C
	T_{j-D}	165,112	115,816	131,429	103,842	°C

Na základě výpočtů popsaných v Kapitole 4.2 byla provedena analýza a následná volba chladiče. Analyticky podle rovnice (33) byly určeny tepelné odpory $R_{th(s-a)}$ pro jednotlivé pracovní body v Tab. 29, dle výpočtů by měl dostačovat chladič s tepelným odporem $R_{th(s-a)} = 0,073 \text{ K/W}$, který odpovídá nejnepríznivějšímu pracovnímu bodu C. Byl zvolen chladič od výrobce Semikron a to model P16/300 viz [49], který vyhovuje hodnotou tepelného odporu a umožní provozovat měnič ve velké míře pouze s přirozeným chlazením nebo s velmi malou nucenou ventilací (tichý provoz). Dalším kritériem pro volbu tohoto chladiče byly i jeho rozměry. Výsledná mechanická konstrukce vstupního stabilizátoru je na Obr. 104. Pro tento chladič byly provedeny výpočty pro ověření provozních stavů s nucenou a přirozenou ventilací dle rovnice (32) při respektování maximální dovolené teploty polovodičového čipu z Tab. 34. Výsledky těchto výpočtů nalezneme v přehledové tabulce Tab. 35. Na základě těchto teplot můžeme považovat chladič za vyhovující ve většině případů dokonce dovolí provoz bez nucené ventilace, je ovšem vhodné měřit teplotu pouzdra polovodičů a dle ní případně přejít k nucené ventilaci.

Návrh výkonového obvodu vstupního stabilizátoru

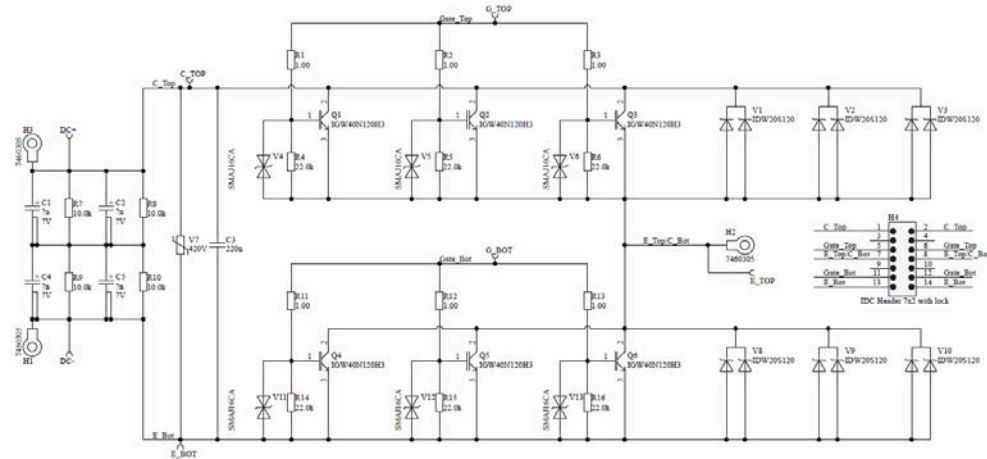


Obr. 101 – Zjednodušené schéma sériově spojených vstupních stabilizátorů

Výkonový obvod vstupního napětěového stabilizátoru je na Obr. 101, schéma jednoho modulu je červeně vyznačeno, podrobnější zapojení měniče je na Obr. 102. Měnič je možné zapojit jako snižovací a zvyšovací pulzní měnič (funkce odvislá od zapojení vstupu a výstupu).

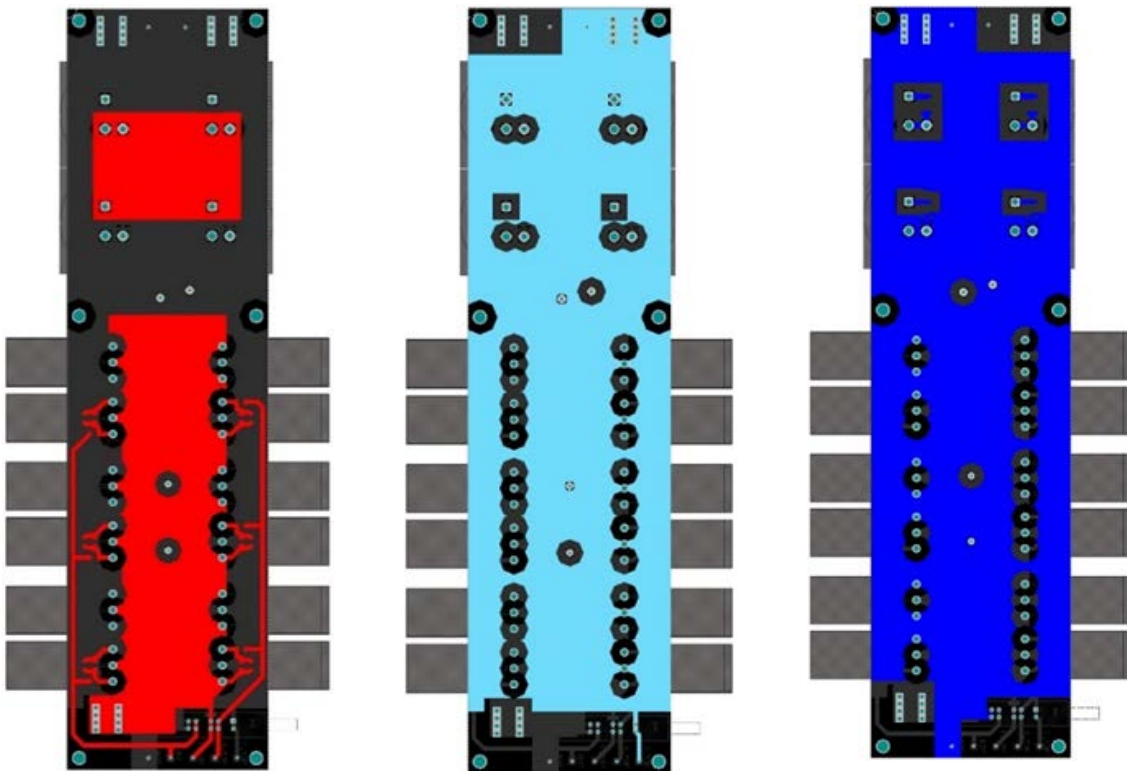
Paralelní kombinací tranzistorů a diod je zajištěn provoz měniče při výstupním výkonu 22 kW. Výsledný pulzní stabilizátor je pak sériovou kombinací dvou výše popsaných modulů s 1200 V spínacími prvky.

Jeden modul se skládá z šesti tranzistorů IGBT H3 IGW40N120H3 Tab. 25 a šesti dvojitých antiparalelní SiC diod IDW20S120 v pouzdře TO-247. Výhodou těchto IGBT tranzistorů je absence, vnitřní zpětné diody a je možnost použití externí rychlé diody na bázi SiC. Na této diodě vznikají výrazně nižší spínací ztráty při požadovaných spínacích frekvencích.

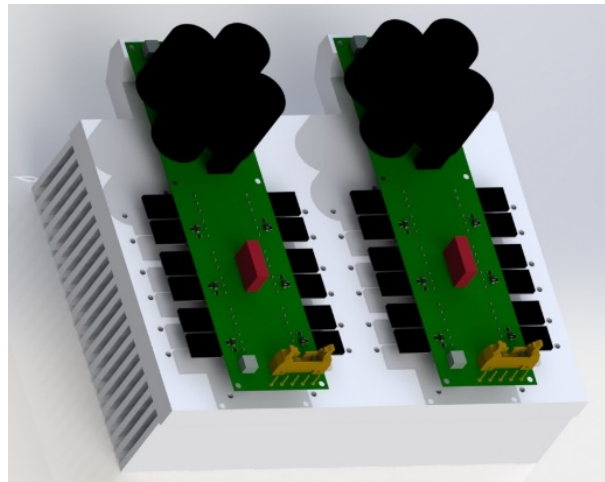


Obr. 102 – Schéma jednoho modulu vstupního stabilizátoru

Navržený plošný spoj (Obr. 103) byl nakreslen v programu Altium Designer. S ohledem na problematiku EMC rušení byl navržen třívrstvý plošný spoj pro udržení co největší plochy potenciálu + a - DC meziobvodu.



Obr. 103 – Třívrstvý plošný spoj jednoho modulu stabilizátoru



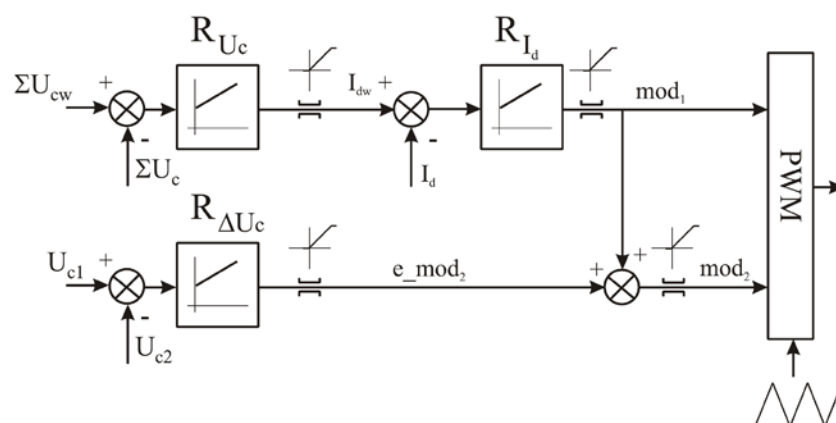
Obr. 104 – Sériově spojený vstupní stabilizátor

6.3.3 Návrh řídicí struktury a algoritmů regulace

Pro testování řízení a regulace vstupního stabilizátoru pomocných pohonů byl vytvořen simulační model s využitím navrženého výkonového obvodu na Obr. 101, Obr. 102. Pro simulace byl použit software MATLAB s Toolboxy Simulink a Plecs. Při simulacích byla ověřena funkčnost výkonového obvodu a navržena regulační struktura, která umožňuje balancování dvou sériově řazených vstupních kondenzátorů. Podrobnější popis naleznete ve výzkumné zprávě [44].

Regulační struktura

Uvažované varianty řízení vždy vycházely z myšlenky využití nadřazené regulace napětí a podřazené regulace proudu s využitím standartních PI regulátorů. Mezi základní požadavky pro návrh řízení patří odolnost, stabilita, optimalizace výpočetního času (pro dosažení vysoké spínací frekvence) a v neposlední řadě možnost rozvažování napětí na vstupních kondenzátorech.



Obr. 105 – Regulační struktura sériově spojených vstupních stabilizátorů

Na Obr. 105 je výsledná regulační struktura, která se nejvíce osvědčila v simulacích. Principiálně je struktura řízení navržena jako nadřazená regulační smyčka napětí a podřazená regulační smyčka proudu.

Pomocí modulačního signálu mod_1 (v regulaci se jedná o větev s řízením horního napětí U_{c1}) se ovládají prvky S_3 a S_4 , tedy výkonové prvky spodního pulzního stabilizátoru. Naopak pomocí modulačního signálu mod_2 se ovládají prvky S_1 a S_2 , tedy výkonové prvky horního pulzního stabilizátoru.

Tab. 36 – Nastavení regulátorů

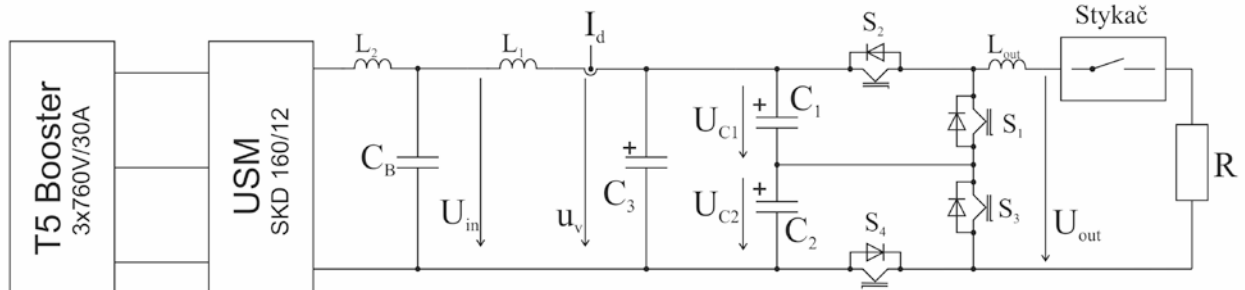
Nastavení spínací a vzorkovací frekvence	
$T = 33 \mu\text{s}$ ($F_{\text{sw}} = 30 \text{ kHz}$)	Perioda spínání PWM
$T_{\text{vz}} = 66 \mu\text{s}$ ($F_{\text{vz}} = 15 \text{ kHz}$)	Perioda vzorkování I_d , U_C
Nastavení PI regulátor RUC	
$K_{r_u} = 2$	Proporční zesílení
$T_{r_u} = 0.0008$	Časová Konstanta
$I_{w_max} = 60$	Maximální hodnota proudu LEM čidlem
$I_{w_min} = 0$	Omezení proudu
Nastavení PI regulátor RId	
$K_{r_i} = 0.01$	Proporční zesílení
$T_{r_i} = 0.0004$	Časová Konstanta
$mod_max = 0.9$	Omezení modulace (střídy)
$mod_min = 0$	Omezení modulace (střídy)
Nastavení PI balancovacího regulátoru $R\Delta U_c$	
$K_{u2} = 0.0001$	Proporční zesílení
$T_{u2} = 0.01$	Časová Konstanta
$e_mod_max = 0.2$	Omezení modulace (střídy)
$e_mod_min = 0$	Omezení modulace (střídy)

Z Obr. 102 vyplývá, že horní větev regulace řídí součet napětí na kondenzátorech $\sum U_c$ na požadovanou hodnotu $\sum U_{cw}$ a to za pomoci proudu celého měniče I_d . Výstupem z regulátoru proudu (RId) je modulační signál mod_1 , který ovládá spodní pulzní měnič. K modulačnímu signálu mod_2 je navíc přičten korekční signál e_mod_2 , který mění spínání horního pulzního měniče oproti spínání spodního pulzního měniče tak, aby došlo k vyrovnání napětí na jednotlivých kondenzátorech. Signál e_mod_2 je výstupem z regulátoru $R\Delta U_c$, který reguluje rozdíl napětí na jednotlivých kondenzátorech (U_{c1} a U_{c2}) na nulu.

Výhoda navržené regulace spočívá ve vyvážení napětí na jednotlivých kondenzátorech při zachování rychlé dynamiky celé regulace. Nevýhodou je, že je nutné použít navíc

jeden PI regulátor. Při testování v simulaci i v reálném řízení bylo použito nastavení regulátorů uvedené v Tab. 36.

6.3.4 Experimentální ověření vstupního stabilizátoru s Si tranzistory a SiC

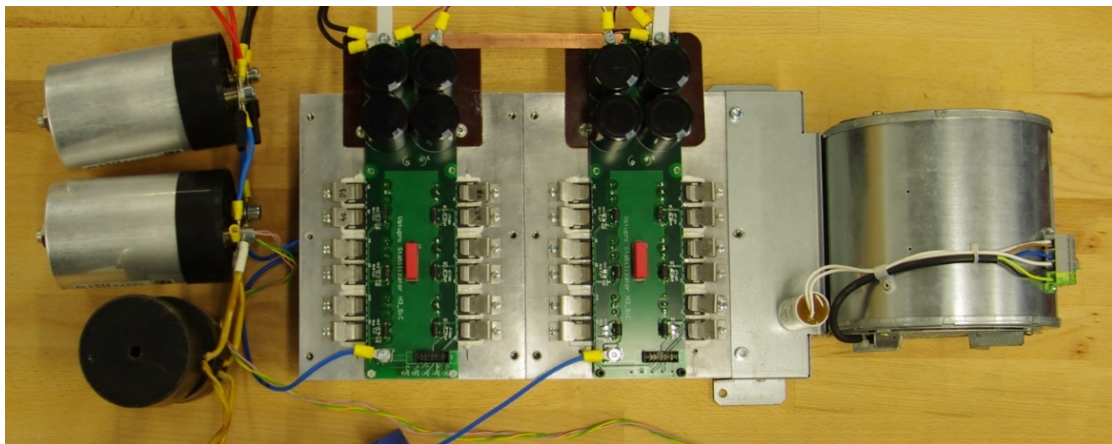


Obr. 106 – Schéma zapojení experimentálního měření vstupního stabilizátoru

V této části nalezneme popis laboratorního prototypu, schéma zapojení Obr. 106, realizace laboratorního prototypu (Obr. 107) a výsledky simulací a experimentálního ověření pulzního vstupního stabilizátoru pro pomocné pohony.

Měření bylo rozděleno do dvou částí:

- Oteplovací zkouška a zkouška plného výkonu – byla provedena pouze pro jeden modul vstupního stabilizátoru. Důvodem pro toto řešení je nedostačený trvalý výkon zdrojů v malých laboratořích.
- Ověření funkčnosti algoritmů vstupního stabilizátoru (v sériovém spojení) v režimu zvyšovací měnič pro pracovní body
 - První bod $U_{in} = 400 V_{DC}$, $U_{out} = 1100 V_{DC}$
 - Druhý pracovní bod $U_{in} = 1000 V_{DC}$, $U_{out} = 1100 V_{DC}$



Obr. 107 – Laboratorní prototyp vstupního stabilizátoru

Blokové schéma na Obr. 106 popisuje zapojení experimentálního laboratorního prototypu pro měření vstupního stabilizátoru pro pomocné pohony. Jako zdroj napětí slouží transformátor s usměrňovačem a výstupním filtrem L_2 , C_B . Parametry jednotlivých komponent použitých pro napájecí zdroj jsou v Tab. 37. Samotná zátěž je tvořena pouze dvanácti výkonovými rezistory zapojenými dle potřeby v sérioparalelní kombinaci nebo pouze paralelní či sériové kombinaci. Výkonové rezistory jsou k pulznímu měničci připojeny pomocí stykače, ten umožňuje měření na prázdko a skokové připojení zátěže. Stykač je dvoufázový, obě fáze jsou zapojeny do série se zátěží a pulzním měničem, parametry komponent použitých v zátěži jsou v Tab. 39.

Tab. 37 – Komponenty a konfigurace napájecí části

Komponenty	Parametry
T ₅ (Booster)	3x760 V / 30 A
L ₂ (Vyhlažovací tlumivka)	0,66 μH / 160 A
Usměrňovač	SKD160 / 12
C _B (Kondenzátorová baterie)	8x500 μF / 900 V (4 mF)
L ₁ (Vstupní tlumivka)	900 μH / 50 A při 36 kHz

Tab. 38 – Komponenty části vstupního stabilizátoru

Komponenty	Parametry
C ₁	8 μF / 1300 V _{DC}
C ₂	8 μF / 1300 V _{DC}
C ₃	350 μF / 1200 V _{DC}
LEM _{UC1} (čidlo napětí)	LEM – LV 25 1000
LEM _{UC2} (čidlo napětí)	LEM – LV 25 1000
LEM _{UC} (čidlo napětí)	LEM – LV 25 1000
LEM _{Id} (čidlo proudu)	LEM – LA 125_P

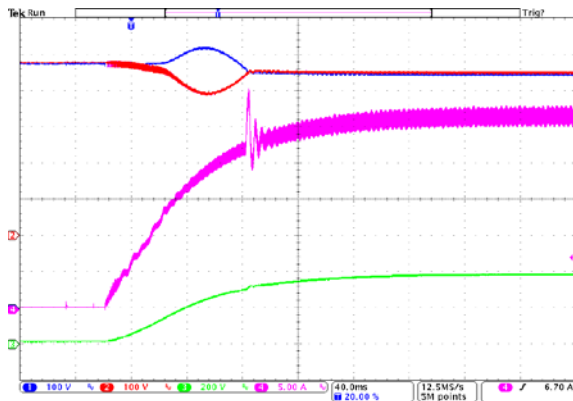
Tab. 39 – Konfigurace zátěže

Komponenty	Parametry
Stykač	2F – 60 A / 500 V _{DC} (zapojený do série)
R (Výkonové rezistory)	8,4 Ω / 25A (jeden rezistor) 12 x rezistorů dle zapojení

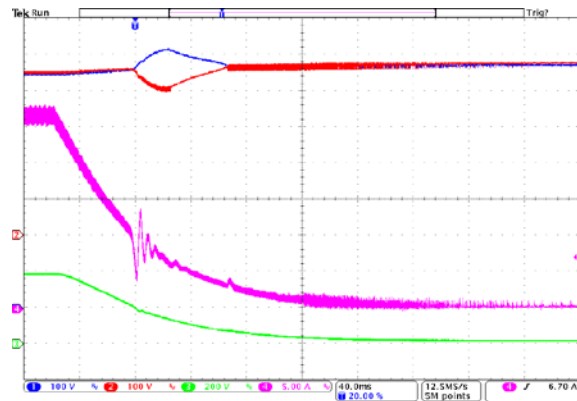
Ověření funkčnosti a regulace

Oscilogramy na Obr. 108, Obr. 109, Obr. 110 a Obr. 111 názorně demonstrují funkčnost regulačního algoritmu a schopnost správného a rychlého balancování vstupních kondenzátorů. Na každém z těchto oscilogramů je měřeno napětí na vstupních kondenzátorech Ch1 (Modrá), Ch2 (Červená). Při spuštění či vypnutí měniče dojde ke krátkému rozvážení napětí na kondenzátorech (Obr. 108, Obr. 109). Obr. 110. popisuje extrémně vynucené rozvážené napětí

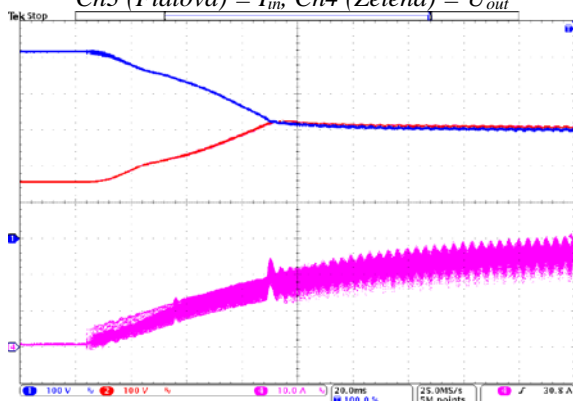
na kondenzátorech. K rozvážení byl použit výkonový rezistor připojený k jednomu ze vstupních kondenzátorů. Při startu měniče dojde k rychlému vybalancování kondenzátorů bez překmitů v čase 100 ms. Tímto byla ověřena funkčnost algoritmu zajišťujícího balancování napětí na kondenzátorech vstupního stabilizátoru.



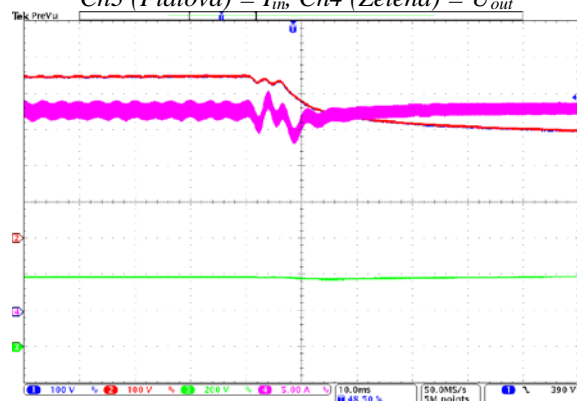
Obr. 108 Start vstupního stabilizátoru, Ch1 (Modrá) = U_{c1} , Ch2 (Červená) = U_{c2}
Ch3 (Fialová) = I_{in} , Ch4 (Zelená) = U_{out}



Obr. 109 - Vypnutí vstupního stabilizátoru Ch1 (Modrá) = U_{c1} , Ch2 (Červená) = U_{c2}
Ch3 (Fialová) = I_{in} , Ch4 (Zelená) = U_{out}

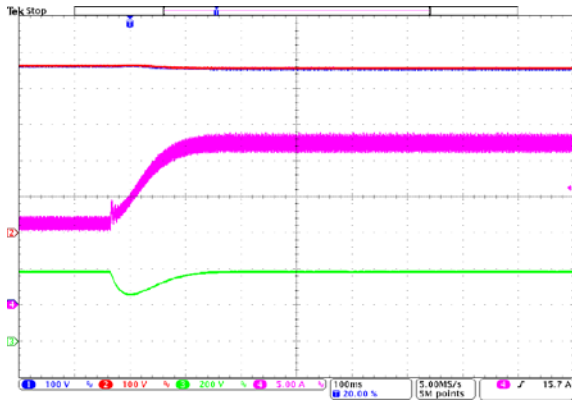


Obr. 110 - Start vstupního stabilizátoru s vynuceným rozvážením vstupních kondenzátorů výkonovým rezistorem Ch1 (Modrá) = U_{c1} , Ch2 (Červená) = U_{c2} ,
Ch3 (Fialová) = I_{in}

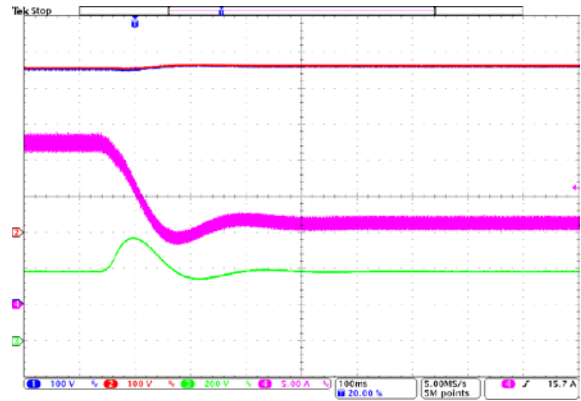


Obr. 111 - Skoková změna vstupního napětí stabilizátoru ($U_{in} = 900V_{DC}$ na $U_{in} = 600V_{DC}$)
Ch1 (Modrá) = U_{c1} , Ch2 (Červená) = U_{c2} , Ch3 (Fialová) = I_{in} , Ch4 (Zelená) = U_{out}

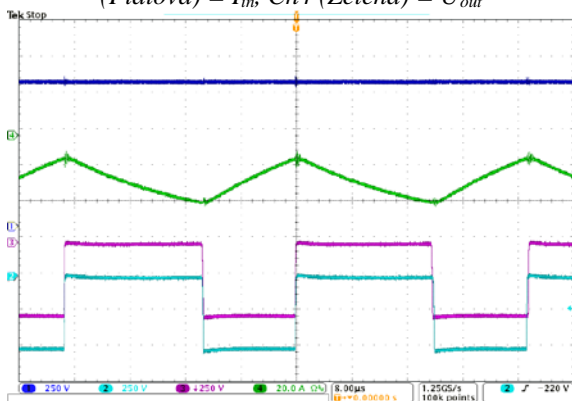
Oscilogramy Obr. 111, Obr. 112 a Obr. 113 ukazují odezvy na skokové změny zátěže a vstupního napětí. Při těchto skocích se řídicí algoritmus osvědčil, nedochází k žádným nežádoucím dlouho trvajícím kmitům. Pouze u skokové změny zátěže dochází ke kmitu na výstupním napětí, které dozní během 100 ms v nejhorším případě.



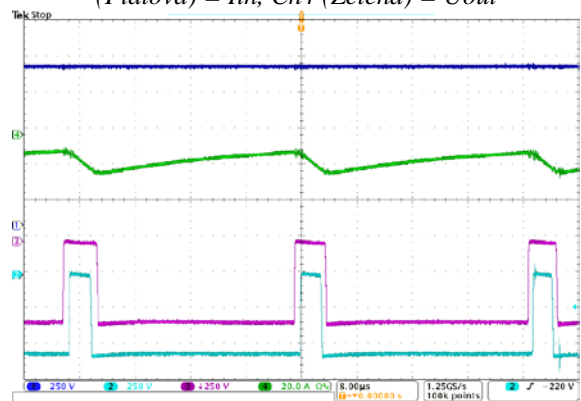
Obr. 112 – Skoková změna výkonu stabilizátoru
($P_{out} = 5 \text{ kW}$ na $P_{out} = 10 \text{ kW}$)
Ch1 (Modrá) = U_{c1} , Ch2 (Červená) = U_{c2} , Ch3
(Fialová) = I_{in} , Ch4 (Zelená) = U_{out}



Obr. 113 - Skoková změna výkonu stabilizátoru
($P_{out} = 10 \text{ kW}$ na $P_{out} = 5 \text{ kW}$)
Ch1 (Modrá) = U_{c1} , Ch2 (Červená) = U_{c2} , Ch3
(Fialová) = I_{in} , Ch4 (Zelená) = U_{out}



Obr. 114 – Pracovní bod D
 $U_{in} = 400V_{CD}$ na $U_{out} = 1100V_{DC}$
Ch1 (Modrá) = U_{out} , Ch2 (Tyrkysová) = Spínání
spodního tranzistoru (S3)
Ch3 (Fialová) = Spínání horního tranzistoru (S1),
Ch4 (Zelená) = I_{in}



Obr. 115 - Pracovní bod C
 $U_{in} = 1000V_{CD}$ na $U_{out} = 1100V_{DC}$
Ch1 (Modrá) = U_{out} , Ch2 (Tyrkysová) = Spínání
spodního tranzistoru (S3)
Ch3 (Fialová) = Spínání horního tranzistoru (S1),
Ch4 (Zelená) = I_{in}

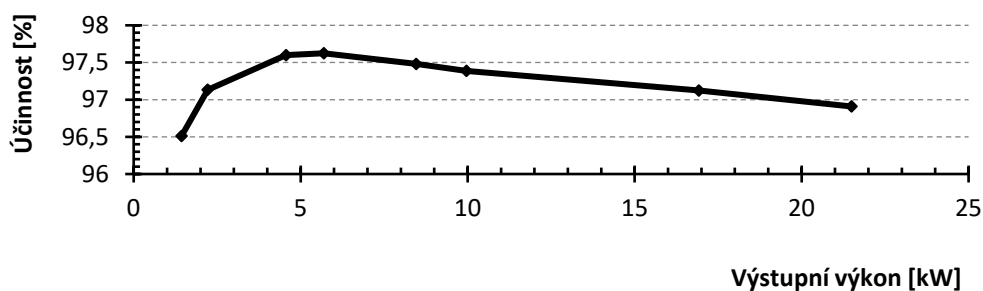
Vstupní stabilizátor pracující v režimu zvyšovací měnič je na Obr. 114, Tab. 40 popisuje pracovní bod D vstupního stabilizátoru, vstupní napětí je $400 V_{CD}$ a výstupním napětím $1100 V_{DC}$. Druhý pracovní bod C popisuje stav, kdy měnič pracuje v režimu snižovacím viz Obr. 115 a Tab. 41, vstupní napětí je $1000 V_{CD}$ a výstupním napětím $1100 V_{DC}$.

V průběhu experimentů byla pozornost věnována především účinnosti měniče a ověření funkce paralelního řazení diskretních tranzistorů. Výsledná účinnost měniče (bez driverů) se v rozmezí výstupního výkonu $5 \text{ kW} - 22 \text{ kW}$ viz Obr. 116 a Obr. 117 pohybovala v oblasti $96,5 - 97,4\%$ ve zvyšovacím režimu. Ve snižovacím režimu byly výsledné účinnosti srovnatelné.

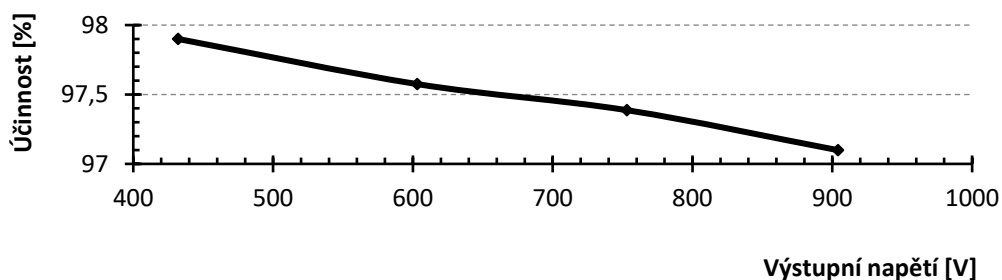
Tab. 40 - Pracovní bod D
 $U_{in} = 400 \text{ V}_{DC}$ na $U_{out} = 1100 \text{ V}_{DC}$

Vstupní parametry	Výstupní parametry	Vstupní parametry	Výstupní parametry
$U_{in} = 400 \text{ V}_{DC}$	$U_{out} = 1100 \text{ V}_{DC}$	$U_{in} = 1000 \text{ V}_{DC}$	$U_{out} = 1100 \text{ V}_{DC}$
$I_{in} = 29,5 \text{ A}$	$I_{out} = 9,8 \text{ A}$	$I_{in} = 11,3 \text{ A}$	$I_{out} = 9,98 \text{ A}$
$P_{in} = 11800 \text{ W}$	$P_{out} = 10791 \text{ W}$	$P_{in} = 11309 \text{ W}$	$P_{out} = 10978 \text{ W}$
Rozvážení kondenzátorů		Rozvážení kondenzátorů	
U_{c1} (horní C1) = $554,8 \text{ V}_{DC}$	U_{c2} (spodní C2) = $549,3 \text{ V}_{DC}$	U_{c1} (horní C1) = $556,1 \text{ V}_{DC}$	U_{c2} (spodní C2) = $545,7 \text{ V}_{DC}$
Nejvyšší teplota	$T_{MAX} = 46,3 \text{ °C}$	Nejvyšší teplota	$T_{MAX} = 29,8 \text{ °C}$
Účinnost	$\eta = 91\%$	Účinnost	$\eta = 97\%$

Tab. 41 - Pracovní bod C
 $U_{in} = 1000 \text{ V}_{DC}$ na $U_{out} = 1100 \text{ V}_{DC}$



Obr. 116 – Celková účinnost stabilizátoru při vstupním napětí 750 V_{DC}



Obr. 117 - Celková účinnost stabilizátoru při výkonu 10 kW

Křivka účinnosti na Obr. 117 neodpovídá na první pohled očekávaným výsledkům, ale potvrzuje předpoklad změny poměru ztrát vznikajících v rychlých tranzistorech. S rostoucím napětím začínají spínací ztráty růst rychleji, než vodivostní klesat a z tohoto důvodu klesá křivka účinnosti, viz Tab. 42. Pro výpočet byly použité rovnice z Kapitoly 4.1, konkrétně rovnice pro určení vodivostních ztrát (11) a pro určení spínacích ztrát (18).

Tab. 42 – Účinnost v jednotlivých pracovních bodech

Pracovní bod $U_{in} = 400 \text{ V}_{DC}$	Pracovní bod $U_{in} = 1000 \text{ V}_{DC}$
$P_{con} = 14,3 \text{ W}$	$P_{con} = 7,2 \text{ W}$
$P_{sw} = 13,45 \text{ W}$	$P_{sw} = 23,7 \text{ W}$
$P_{tot_tr} = 27,75 \text{ W}$	$P_{tot_tr} = 30,9 \text{ W}$

Oteplovací zkouška

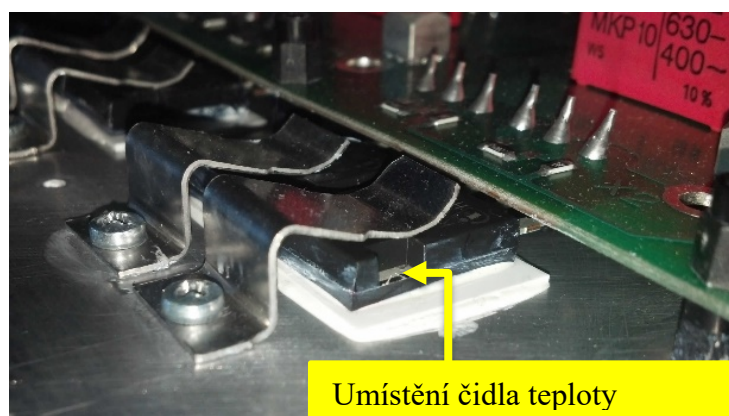
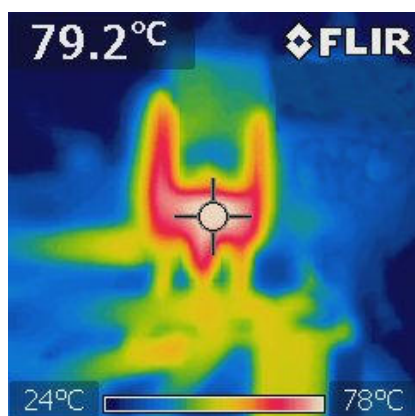
Při oteplovací zkoušce bylo provedeno měření vlivu změny spínací frekvence z 25 kHz na 30 kHz s krokem 1 kHz. Dále bylo oteplení měřeno pro dvě hodnoty množství protékajícího chladicího vzduchu chladičem. Nastavení parametrů měřeného obvodu je v Obr. 118.

Tab. 43, maximální výkon byl omezen na 17 kW (nejvyšší trvale dodávaný výkon zdrojů v laboratoři po dobu 20 min) s tímto omezením byla zvolena maximální teplota 90 °C na tranzistoru. V této analýze byla sledována teplota jednotlivých tranzistorů a diod pomocí přesného teploměru a termokamery Obr. 118.

Tab. 43 – Nastavení parametrů vstupního stabilizátoru pro oteplovací zkoušku

Regulované veličiny		Min. - Max. hodnoty
Vstupní napětí	U_{in}	390 V _{DC} – 405 V _{DC}
Vstupní proud	I_{in}	42 – 43 A
Výstupní napětí	U_{out}	1100 V
Rozsah výkon	P	16,7 – 17 kW
Rozsah spínací frekvence	F_{sw}	25 – 30 kHz

Výsledky měření jsou uvedeny v Tab. 44. Těmito výsledky jsme ověřili bezproblémovou funkčnost při spínací frekvenci 30 kHz a výstupním výkonu 17 kW (maximální možné přetížení napájecích zdrojů po dobu 20 min) se teplota tranzistorů ustála na vyšší teplotě přibližně na 115 °C, což stále poskytuje teplotní rezervu na čipu tranzistoru (max. teplota čipu tranzistoru 175 °C). Oteplovací zkouška pro poslední hodnotu frekvence v Tab. 44 byla provedena nejdůkladněji po ustálení teploty chladiče a samotných tranzistorů byl v tomto stavu měnič provozován 20 min pro ověření ustálení teploty.



Obr. 118 - Měření termokamerou a umístění čidla teploty

Tab. 44 – Výsledky oteplovací zkoušky pro různé spínací frekvence

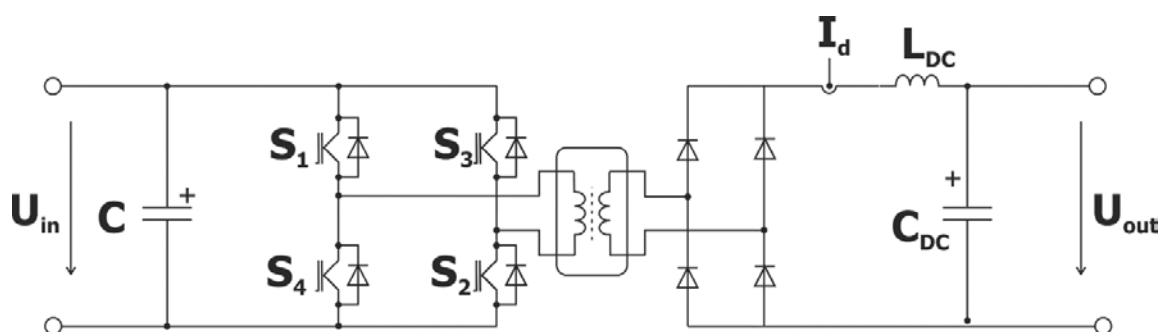
Provozní parametry vstupního stabilizátoru									
F_{sw}	25	26	27	28	29	30			kHz
U_{in}	395	398	398	402	400	400	400	400	V
I_{in}	42,5	42	42	42,1	42	42	42,3	42,3	A
U_{out}	1100	1100	1100	1100	1100	1100	1100	1100	V
P	16,8	16,8	16,8	16,9	16,8	16,8	16,9	16,9	kW
Měřené hodnoty při definované rychlosti vzduchu									
U_{vent}	260	260	260	260	260	400	260	400	V
$T_{_1}$	76,4	81	80,5	80,5	84,6	74,8	92	86	°C
$T_{_2}$	82,3	84,4	87,6	88,3	91,3	84,4	101	90,1	°C
T_{PCB}	64,3	69,1	69,4	66,7	68,5	64,1	78	70,2	°C
T_{PCB2}	70,3	78,7	76,7	75,1	79,3	72,7	84,7	73,2	°C
T_{CH}	32,2	33,2	34,8	35,8	36,7	33	38	36	°C
T_{AMB}	24,6	24,6	24,6	21,3	21,3	21,3	21,3	21,3	°C

Provedená měření prokázala funkčnost vstupního stabilizátoru:

- Navržená regulační struktura byla schopna vyvažovat napětí na vstupních kondenzátorech i při skocích zátěže a vstupního napětí.
- účinnost měniče se pohybovala v okolí 96%-97% v celém rozsahu vstupního napětí při výstupním výkonu 22kW.
- oteplení konstrukčních částí měniče maximálně o 60 °C oproti okolní teplotě

6.4 DC/DC izolační měnič

Další nedílnou částí v topologii pomocných pohonů je galvanické oddělení stejnosměrného napětí troleje od palubní sítě vozidla. DC/DC izolující měnič se skládá ze vstupního H-můstku napájecího vysokofrekvenčního transformátoru a výstupního usměrňovače v H-zapojení. Pro námi zvolenou topologii popisuje situaci Obr. 72 a Obr. 78 přesněji pak Obr. 119.



Obr. 119 – Výkonové schéma pro měniče galvanické bariéry

Cílem této části práce je navrhnout měniče galvanické bariéry tak, aby došlo k navýšení spínací frekvence do oblasti 100 kHz, a tím dosažení objemové, hmotnostní a prostorové úspore.

6.4.1 Volba komponent galvanické bariéry

Tab. 45 – Základní parametry vysokofrekvenčního transformátoru

Výrobce	Skybertech	Tronic
Druh	Vinutý	Planární
Primární napětí	$U_{prim} = 380 \text{ V}_{DC}$	$U_{prim} = 360 \text{ V}_{DC}$
Sekundární napětí	$U_{sek} = 600 \text{ V}_{DC}$	$U_{sek} = 600 \text{ V}_{DC}$
Jmenovitý výkon	$P_{out} = 10 \text{ kW}$	$P_{out} = 20 \text{ kW}$
Spínací frekvence	$F_{sw} = 100 \text{ kHz}$	$F_{sw} = 100 \text{ kHz}$
Převod	$n = 0,64$	$n = 0,6$
Rozptylová indukčnost primárního vinutí	$L_{1\sigma} = 1,7 \mu\text{H}$	$L_{1\sigma} = 336 \mu\text{H}$
Odpor primárního vinutí	$R_{prim} = 3,6 \text{ m}\Omega$	$R_{prim} = 2,58 \text{ m}\Omega$
Rozptylová indukčnost sekundárního vinutí	$L_{2\sigma} = 4,2 \mu\text{H}$	$L_{2\sigma} = 714 \mu\text{H}$
Odpor sekundárního vinutí	$R_{sek} = 6,01 \text{ m}\Omega$	$R_{sek} = 4,19 \text{ m}\Omega$
Hlavní indukčnost	$L_h = 622,1 \mu\text{H}$	$L_h = 5,7 \text{ mH}$

Při návrhu izolačního DC/DC měniče o vysoké spínací frekvenci je velice důležitý oddělovací vysokofrekvenční transformátor a jeho návrh. Při realizaci této práce byly použity transformátory od výrobců Skybertech a Tronic. Parametry transformátorů jsou v Tab. 45, dále pak vstupní, výstupní foliové kondenzátory s nízkou hodnotou ESR nebo kombinace elektrolytického kondenzátoru a foliového kondenzátoru pro dosažení požadované kapacity.

6.4.2 Polovodičové součástky

Předpokládané parametry galvanické bariéry napětí za vstupním stabilizátorem jsou 380 V_{DC} nebo 1100 V_{DC}, viz Tab. 45. Přenášený výkon byl v našem případě 10 kW (přibližně 50% výkonu vstupního stabilizátoru) a spínací frekvence 100 kHz.

Tab. 46 – Základní parametry jednofázového střídače

Napětí jednofázového střídače	Vstupní napětí	$U_{in} = 380 \text{ V}_{DC}$
	Výstupní napětí	$U_{out_amp} = 380 \text{ V}_{AC}$
Proud	Vstupní proud střídače	$I_{str} = 26 \text{ A}$
Výkon	$P_{out} = 10 \text{ kW}$	
Spínací frekvence	$F_{sw_min} = 100 \text{ kHz}$	$F_{sw_max} = 500 \text{ kHz}$

Vyšší spínací frekvence umožňuje použití velice kompaktních planárních transformátorů. S přihlédnutím k uvedeným požadavkům, byly zvoleny rychlé IGBT H3 Si tranzistory viz Tab. 48 pro první verzi a pro druhou verzi DC/DC izolačních měničů jsou vybrány MOSFET SiC tranzistory, viz Tab. 49. V dnešní době se na trhu začínají objevovat velmi zajímavé tranzistory na bázi GaN, viz Tab. 50, zatím dostupné pouze s blokovacím napětím 650 V. Přínosem těchto tranzistorů je dosažení spínací frekvence v okolí jednotek MHz, což by vedlo na další zmenšení vysokofrekvenčního transformátoru v galvanické bariéře.

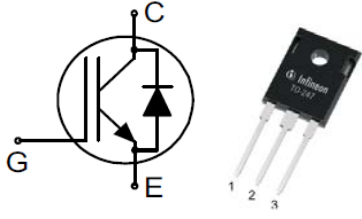
V poslední části galvanické bariéry je použit SiC diodový neřízený usměrňovač a výstupní filtr, který vytvoří stejnosměrný meziobvod pro třífázový střídač generující palubní síť 3x400VAC se základními parametry, viz Tab. 47.

Tab. 47 – Základní parametry usměrňovače

Napětí SiC usměrňovače	Vstupní napětí	$U_{in_amp} = 600 \text{ V}_{AC}$
	Výstupní napětí	$U_{out} = 600 \text{ V}_{DC}$
Proud	Vstupní proud střídače	$I_{usm} = 15 \text{ A}$
Výkon	$P_{out} = 10 \text{ kW}$	

Varianta Si Tranzistor IKW40N120H3 s antiparalelní diodou [50]

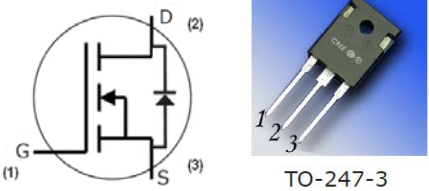
Tab. 48 – Základní parametry Si tranzistoru IKW40N120H3

Parametr	Hodnota		
Pouzdro	TO-247		
Montáž	Thru-Hole		
V_{ce}	1200 V		
V_{GE}	$\pm 20 \text{ V}$		
$I_c(25^\circ\text{C})$	80 A		
$I_c(100^\circ\text{C})$	40 A		
$t_{d(on)}$	30 ns	Parametry antiparalelní diody	
t_r	57 ns		
$t_{d(off)}$	290 ns	V_{DC}	1200 V
t_f	16 ns	$I_F(100^\circ\text{C})$	40 A
E_{on}	3,2 mJ	V_F	2,4 V
E_{off}	1,2 mJ	t_{rr}	355 ns
E_{ts}	4,4 mJ	Q_{rr}	1,9 μC

Obr. 120 – Tranzistor IKW40N120H3

Varianta SiC C2M0025120D s antiparalelní diodou [47]

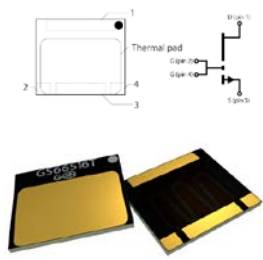
Tab. 49 – Základní parametry SiC tranzistoru C2M0025120D

Parametr	Hodnota		
Pouzdro	TO-247		
Montáž	Thru-Hole		
V_{DS}	1200 V		
V_{GS}	-5V/+20 V		
$I_D(25^\circ\text{C})$	90 A		
$I_D(100^\circ\text{C})$	60 A		
$R_{DS(on)}$	34 m Ω		
$t_{d(on)}$	14 ns		
t_r	32 ns		
$t_{d(off)}$	29 ns		
t_f	28 ns	Parametr	Hodnota
E_{on}	1,4 mJ	V_{DC}	1200 V
E_{off}	0,3 mJ	$I_F(100^\circ\text{C})$	90 A
E_{ts}	1,7 mJ	V_{SD}	3,1 V
Q_g	161 nC	t_{rr}	45 ns
		Q_{rr}	406 nC

Obr. 121 – Tranzistor C2M0025120D

Varianta GaN tranzistoru GS66516T [12]

Tab. 50 – Základní parametry GaN tranzistoru GS66516T

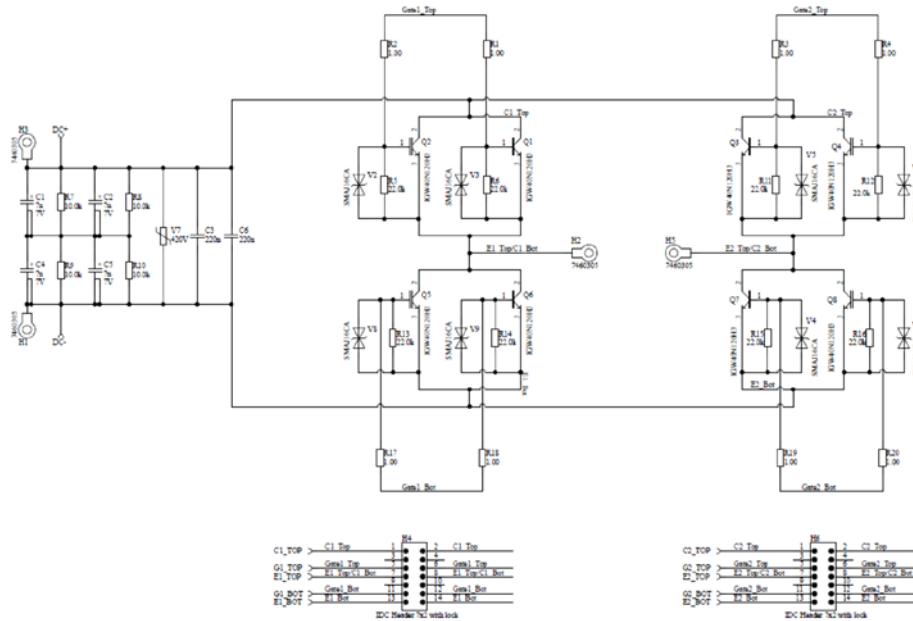
Parametr	Hodnota	Parametr	Hodnota		
Montáž	SMD	t_r	12,4 ns		
V_{DS}	650 V	$t_{d(off)}$	14,9 ns		
V_{GS}	-10 / 7 V	t_f	22 ns		
$I_D(25^\circ\text{C})$	60 A	E_{on}	134,1 μJ		
$I_D(100^\circ\text{C})$	47 A	E_{off}	14,7 μJ		
$R_{DS(on)}$	25 m Ω	E_{ts}	148,8 μJ		
$t_{d(on)}$	4,6 ns	Q_g	12,1 nC		

Obr. 122 – GaN Tranzistor GS66516T

6.5 Návrh výkonového obvodu jednofázového střídače

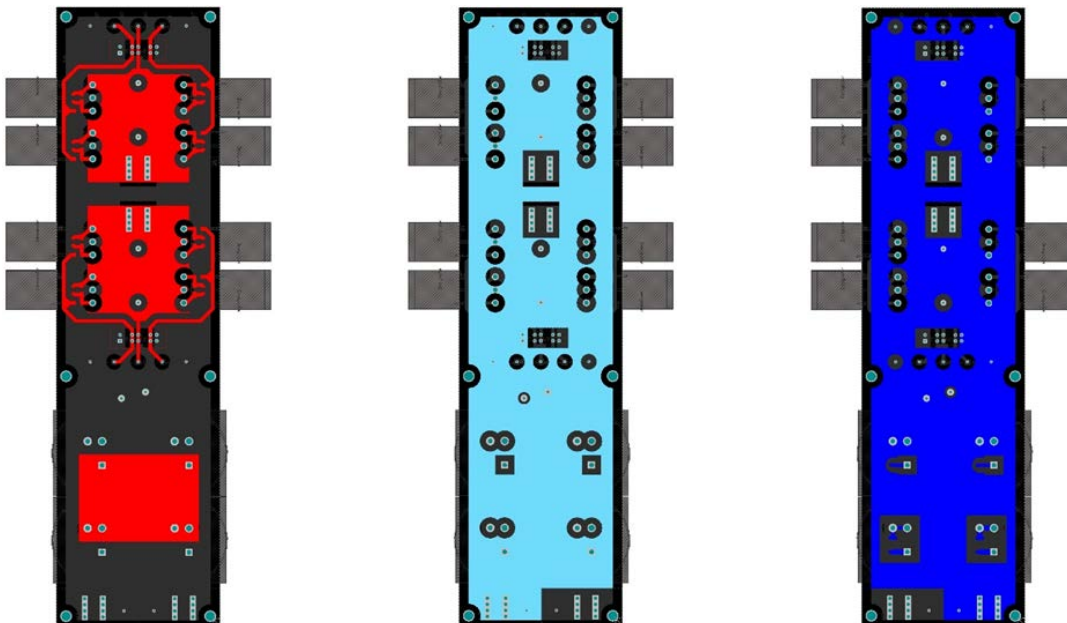
Jednofázový střídač (H-můstek) dle Obr. 123 byl navržen v paralelní kombinaci dvou tranzistorů pro zajištění požadovaném výkonu 10 kW a spínací frekvenci 100 kHz. Schéma i plošný spoj je totožný pro použití s tranzistory Si Tab. 48, tak i SiC tranzistorů Tab. 49. Paralelní řazení prvků je použito z důvodu vysoké spínací frekvence, díky které dochází k větším spínacím ztrátám a tím k omezení proudu tranzistorem. Ztrátový výkon je nutné přenést na chladič tak, aby teplota tranzistorů nepřekročila bezpečnou

mez teploty čipu 150 °C. Paralelní kombinace tranzistorů má v tomto případě výhody ve snížení proudu protékajícím prvkem, rozložení ztrát mezi dva prvky, a také v dvojnásobném ztrátovém výkonu, který je možný z pouzdra bezpečně odvést do chladiče.



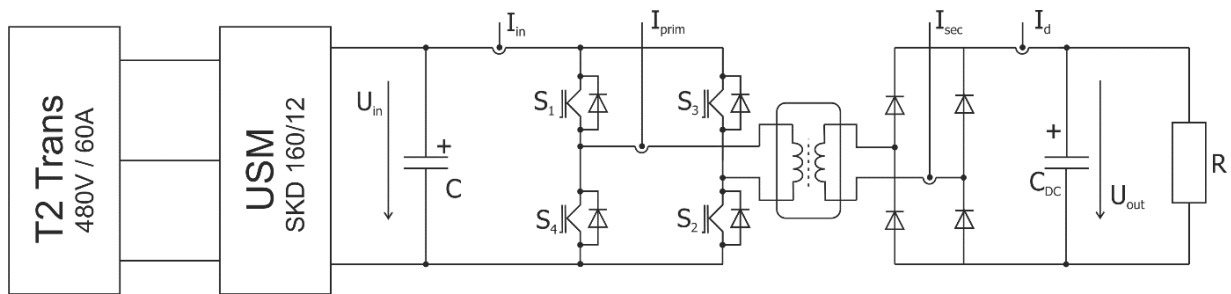
Obr. 123 – Schéma jednofázového střídače

Schéma Obr. 123 a samotný plošný spoj Obr. 124 byl nakreslen v programu Altium Designer. S ohledem na problematiku EMC rušení byl navržen třívrstvý plošný spoj v tzv. „sendvičovém“ provedení s použitím 105µm Cu folie pro dodržení proudové hustoty, PCB je navrženo tak, aby byly zachovány největší možné plochy potenciálu + a – stejnosměrného meziobvodu.



Obr. 124 - Třívrstvý plošný spoj jednofázového střídače

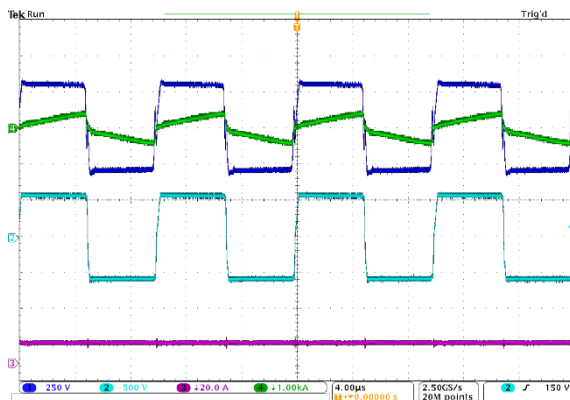
6.5.1 Experimentální ověření jednofázového střídače



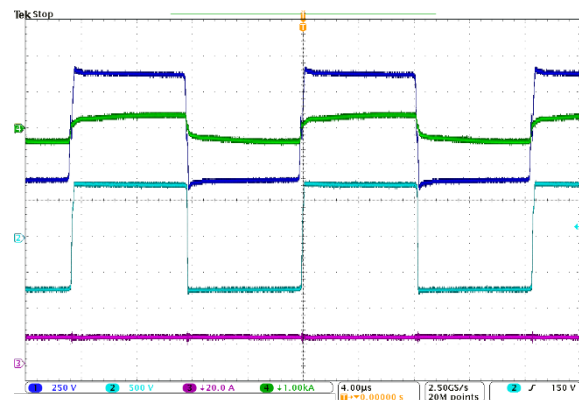
Obr. 125 - Schéma zapojení experimentálního měření jednofázového střídače

V této části je uveden popis laboratorního prototypu, jednofázového střídače pro DC/DC izolační měnič pomocných pohonů. Schéma zapojení Obr. 125, výsledky experimentálního ověření, viz Obr. 126, Obr. 127 a Tab. 51.

Měřením byla ověřena funkčnost navrženého výkonového obvodu jednofázového střídače s výstupním výkonem 11,7 kW při spínací frekvenci 60 kHz a výstupním výkonem 7,6 kW při spínací frekvenci 100kHz.



Obr. 126 – f střídač 100kHz, $P = 7kW$
 Ch1 (Modrá) = U_{prim} , Ch2 (Tyrkysová) = U_{sec} , Ch3
 (Fialová) = I_{sec} , Ch4 (Zelená) = I_{prim}



Obr. 127 – f střídač 60kHz, $P = 12kW$
 Ch1 (Modrá) = U_{prim} , Ch2 (Tyrkysová) = U_{sec} , Ch3
 (Fialová) = I_{sec} , Ch4 (Zelená) = I_{prim}

Tab. 51 – Měření jednofázového střídače

Vstupní parametry pro Obr. 126	Vstupní parametry pro Obr. 127
$U_{in} = 380 \text{ V}_{DC}$	$U_{in} = 380 \text{ V}_{DC}$
$I_{in} = 20 \text{ A}$	$I_{in} = 31 \text{ A}$
$P_{in} = 7600 \text{ W}$	$P_{in} = 11780 \text{ W}$
$F_{sw} = 100 \text{ kHz}$	$F_{sw} = 60 \text{ kHz}$
$T_{MAX} = 107 \text{ }^\circ\text{C}$	$T_{MAX} = 109 \text{ }^\circ\text{C}$

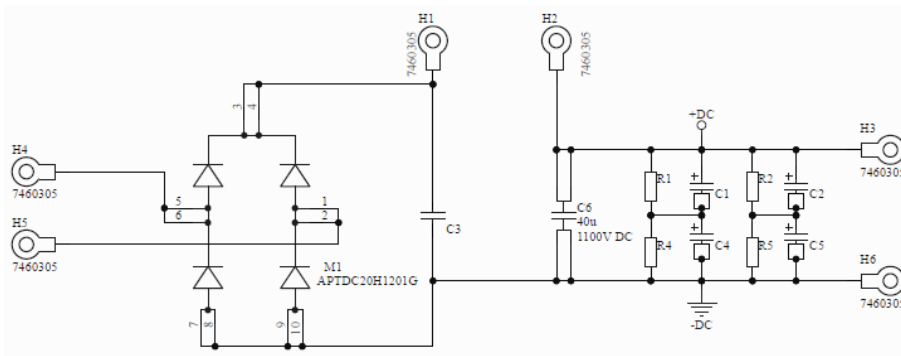
Výsledky naměřené při tomto laboratorním měření nevyhovovaly cílům a požadavkům v Tab. 46 kladeným na galvanickou bariéru pomocných pohonů.

Hlavním požadavkem je dosažení výstupního výkonu 12kW při spínací frekvence 100kHz. S využitím Si polovodičových prvků Tab. 48 při dodržení bezpečné tepelné rezervy polovodičových čipů tranzistorů, není možné dosáhnout požadovaných parametrů.

Tento problém řeší použití SiC polovodičových prvků v Tab. 49. Další velmi zajímavou možností je využití GaN polovodičů v Tab. 50. Obě tyto varianty přináší velkou úsporu v podobě snížení energie generující spínací ztráty P_{sw} v polovodičích a taktéž ve zmenšeních rozměrů měniče.

Nový návrh laboratorního prototypu bude postaven na SiC polovodičových, kde se očekává dosažení maximální spínací frekvence 200kHz při výstupním výkonu 12kW. Experimentálně budou použity také prvky na bázi GaN popsané v Tab. 50.

6.6 Návrh výkonového obvodu SiC usměrňovače

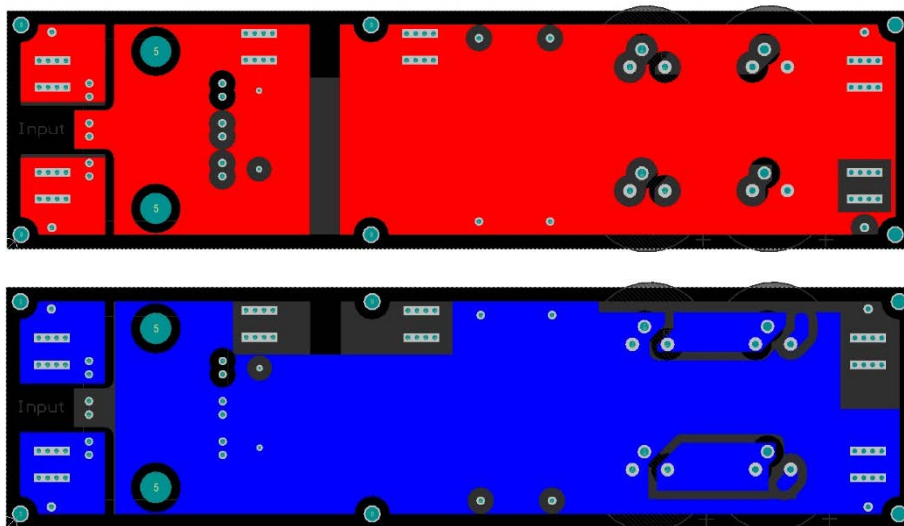


Obr. 128 – Schéma výkonového SiC usměrňovače

Poslední částí DC/DC izolačního měniče pomocných pohonů je usměrňovač a jeho výstupní kondenzátorová baterie. Slouží jako stejnosměrný meziobvod pro připojení třífázového střídače, který generuje palubní síť 3 x 400 V_{AC}.

Pro tuto část byl použit výkonový můstkový SiC usměrňovač v modulovém řešení od výrobce Microsemi APTDC40H1201G, viz [51]. Tento modul obsahuje SiC diody s blokovacím napětím 1200 V celý modul je možné zatížit dlouhodobě proudem 40 A při teplotě 80 °C.

Deska plošného spoje Obr. 129 je navržena stejně jako vstupní stabilizátor a jednofázový střídač s ohledem na EMC rušení s co největší nerozdělenou plochou Cu folie. Pro dosažení požadované proudové hustoty byla použita Cu folie o tloušťce 105μm.



Obr. 129 – Plošný spoj SiC usměrňovače

7 Závěr

Předkládaná disertační práce se zabývá využitím moderních výkonových polovodičových součástek na bázi Si a SiC ve vybraných výkonových měničích s ohledem na vhodnost dané technologie pro cílovou aplikaci.

Práce je rozdělena do čtyř hlavních kapitol. Nejprve se práce věnuje současnému trendu vývoje výkonových polovodičů a podrobné analýze dostupných polovodičových součástek, kde je proveden předběžný výběr polovodičů s ohledem na technologii samotného polovodiče: Si, hybridní moduly (Si + SiC), SiC výkonové prvky a velmi perspektivní GaN. Na základě této analýzy byl vytvořen přehled prvků vhodných pro cílové aplikace popsané v jednotlivých kapitolách.

Další kapitola pojednává o návrhu výkonového měniče s vysokou hustotou výkonu s cílem dosáhnout hodnoty 100kW/l dle automotive projektu US drive při uvažování bateriového napájení měniče. V návrhu výkonového měniče byly použity plně SiC výkonové moduly CREE – CAS325M12HM2 [9]. Byl sestaven simulační model pro odhad ztrát a teploty polovodičového přechodu výkonového modulu, navržen a sestaven prototyp výkonového měniče s vysokou hustotou výkonu s vodním chladicím okruhem. Realizovaný výkonový měnič disponuje objemem 1,9 litrů a byl experimentálně ověřený při výkonu pouze 158 kW z důvodu výkonového omezení zátěže v halové laboratoři, čímž jsme dosáhli výkonové hustoty 83,16 kW / l. I když měření bylo provedeno při nižším výkonu, ukázalo dobrou shodu se simulací a lze proto očekávat podobně korespondující výsledky i pro plný výkon, který je odhadován minimálně 200kW při spínací frekvenci minimálně 20 kHz. Při objemu výkonového SiC měniče 1,9 l by došlo ke splnění požadované minimální výkonové hustoty 100 kW/l.

Pátá kapitola se zabývá návrhem měniče pro použití v energetice v součinnosti s projektem TAČR alfa TA04020235. Během práce byla provedena rozsáhlá analýza dostupných výkonových spínacích polovodičových součástek na bázi Si, SiC a hybridní, pro uvažované blokovací napětí prvků 1200 V a 1700 V a pro součástky diskrétní i integrované výkonové moduly IPM. Analýza a výběr součástek si kladly za cíl dosažení co nejvyšší spínací frekvence, která by umožnila minimalizovat rozměry a hmotnost integrovaného LCL filtru.

Na základě analýzy součástek byla provedena úvodní kvalifikace výkonových polovodičů vhodných pro stavbu laboratorních prototypů i finálního zařízení. Kvalifikace

je klíčová pro detailní napěťové a proudové dimenzování a fixaci spínací frekvence mající vazbu na výkonové ztráty.

V části této kapitoly najdete popsané dva prototypy výkonových měničů v podání základních stavebních bloků o výkonu 150 kVA a to Prototyp-A a Prototyp-B.

- Prototyp-A – Pomocí experimentálního měření v sestavě dvou vzduchem chlazených výkonových bloků 150 kVA byla provedena kvalifikace vhodných polovodičových modulů pro stavbu základního stavebního bloku 150 kVA. V rámci této části bylo provedeno porovnání výkonových modulů Si s SiC s cílem ověření předpokládaných přínosů technologie SiC.
- Prototyp-B – Pomocí experimentálního měření v sestavě dvou vzduchem chlazených Prototypů-B byl ověřen návrh a dimenzování těchto základních stavebních bloků. Výsledky měření prokázaly, že výkonové měniče mohou trvale pracovat o jmenovitém výkonu 150 kVA, při napětí 400 V na střídavé straně s jmenovitým proudem 375 A. Navržené vzduchové chlazení umožňuje dosáhnout spínací frekvence 9 kHz až do teploty okolí 45 °C. Na základě těchto měření byl Prototyp-B zvolen jako finální měnič pro aplikaci v energetice o výkonu 1,35 MVA.

Poslední šestá kapitola se věnuje návrhu konceptu struktury měničů pro pomocné pohony. Záměrem této části práce bylo vyvinout a realizovat několik měničů s nejmodernějšími Si a SiC diskretními polovodičovými prvky. Byla provedena analýza dostupných prvků i s uvažováním inženýrských vzorků. V rámci této analýzy byly vybrány ekvivalentní polovodičové prvky Si a SiC. Poté byly navrženy funkční prototypy sériově spojených měničů vstupního stabilizátoru pro strukturu pomocných pohonů. Dále byl navržen DC/DC izolační měnič skládající se z jednofázového střídače a SiC usměrňovače. Ten slouží jako část izolujících DC/DC měničů pro větve generátoru palubní sítě a nabíječe.

Vstupní napěťový stabilizátor byl navržen v topologii sériového dvoukvadrantového pulzního měniče o výkonu 22 kW a spínací frekvenci 30 kHz. Druhý je tvořen jednofázovým střídačem schopným pracovat se spínací frekvencí 100 kHz a více. Na obou vzorcích byla provedena řada měření a experimentálně zjištěny jejich účinnostní charakteristiky.

Využití nejmodernějších Si polovodičových prvků ve vybraných měničích pro pomocné pohony se ukázalo být efektivní cestou ke zvýšení jejich účinnosti, a to i při současném zvýšení spínací frekvence. Dosažené účinnosti se pohybovaly v okolí 96% jak ve vstupním měniči,

tak v následujícím DC/DC izolačním měniči pro napájení větve generátoru palubní sítě. Tyto navržené měniče zajišťují v celém pracovním rozsahu několikaprocentní navýšení účinnosti oproti původnímu konceptu s IGBT 1700 V tranzistory. Těchto hodnot bylo dosaženo při současném navýšení spínací frekvence z 8 kHz na 30 kHz u vstupního měniče a zdvojnásobení spínací frekvence u měniče v galvanické bariéře z 50 kHz na 100 kHz. Tento nárůst dává značný prostor pro optimalizaci pasivních součástek výkonového obvodu.

Splnění cílů práce

- Byla provedena analýza komponent SiC. Na základě analýzy byl vybrán výkonový modul CAS325M12HM2 pro stavbu měniče s vysokou hustotou výkonu (minimálně 100 kW/l).
- Byla provedena charakterizace ztrát výkonového měniče s vysokou hustotou výkonu a z toho plynoucí účinnosti.
- Byl realizován a experimentálně ověřen prototyp „Full SiC“ měniče s vysokou hustotou výkonu (naměřená hustota výkonu 83,16 kW/l vlivem omezeného výkonu použitou zátěží – 158kW z plánovaných 200kW).
- Byla provedena analýza vhodných polovodičových prvků použitelných pro aplikace v energetice.
- Byly navrženy řídicí karty modulárního výkonového měniče sestávající se z budících obvodů pro výkonové moduly, DC zdrojů, měřících čidel napětí, proudů a teplot a signalizace atd.
- Byly realizovány a experimentálně ověřeny dva prototypy (Prototyp-A, Prototyp-B) měniče pro kompenzaci zemních poruch.
- Byl navržen modulární systém pro kompenzaci zemních poruch o výkonu 1,35 MVA ve spolupráci s Cegelec a.s., který je postaven z výkonových měničů (Prototyp-B).
- Byla provedena analýza možných polovodičových prvků a topologických řešení pro novou generaci pomocných pohonů vozidel lehké trakce s využitím diskretních Si a SiC prvků.
- Byly navrženy a postaveny měniče vstupního stabilizátoru dle zvolené topologie sériově spojeného dvoukvadrantového pulzního měniče a DC/DC izolujícího měniče.
- Bylo navrženo řízení a simulačně ověřena funkčnost měničů s tímto řízením.
- Byly realizovány a experimentálně ověřeny prototypy měničů pro pomocné pohony.

Hlavní přínosy práce

- Návrh výkonového měniče s vysokou hustotou výkonu s cílem dosáhnout hodnoty minimálně 100kW/l (projekt – US drive) při uvažování bateriového napájení měniče. Byl sestaven simulační model pro odhad ztrát a teploty polovodičového přechodu výkonového modulu měniče. Realizovaný výkonový měnič je postaven z SiC výkonový modulů CREE – CAS325M12HM2 [9] a disponuje objemem 1,9 litrů a experimentálně byl ověřen při výkonu 158 kW. Čímž jsme dosáhli výkonové hustoty 83,16 kW/l. Dle předběžných propočtů předpokládáme minimální výkon přibližně 200kW a dosažení výkonové hustoty minimálně 105 kW/l.
- Byl navržen a realizován základní stavební blok o výkonu 150 kVA a to ve dvou variantách, označené jako Prototyp-A a Prototyp-B, v součinnosti s projektem TAČR alfa TA04020235. Výsledky měření prokázaly, že výkonové měniče mohou trvale pracovat o jmenovitém výkonu 150 kVA, při napětí 400 V na střídavé straně s jmenovitým proudem 375 A. Na základě prototypu-B byl sestaven finální prototyp měniče o výkonu 1,35MVA a nyní prochází pilotním provozem na VN rozvodně v Kralovicích jako součást Zařízení pro kompenzaci zemních poruch 22/0,4 kV 1,35 MVA.
- Byla provedena analýza možných polovodičových prvků a topologických řešení. Pro novou generaci pomocných pohonů pro vozidla lehké trakce s využitím diskretních Si a SiC prvků. V rámci této analýzy byly vybrány ekvivalentní polovodičové prvky Si a SiC. Poté byly navrženy a experimentálně ověřeny funkční prototypy sériově spojených měničů vstupního stabilizátoru (22 kW při 30 kHz) pro strukturu pomocných pohonů. Dále byl navržen DC/DC izolační měnič (10 kW při 100 kHz) skládající se z jednofázového střídače a SiC usměrňovače. DC/DC izolační měnič slouží jako zdroj pro větve generátoru palubní sítě 3x400VAC a nabíječe palubních baterií.

Perspektivní směry dalšího zkoumání

- Realizace kalorimetrického měřicího stanoviště pro přesné určení celkové účinnosti polovodičových měničů na základě ztrátového tepla.
- Návrh a realizace kompaktní řídicí jednotky s budičím obvodem pro SiC měnič z důvodu minimalizace měniče a tím navýšení jeho výkonové hustoty
- Návrh matematického modelu měniče základního stavebního bloku s ohledem na optimalizaci chlazení s využitím kapalinového chlazení pro zvýšení instalovaného výkonu měniče.
- Návrh a realizace DC/DC izolujícího měniče s využitím GaN polovodičových prvků s pracovními frekvencemi až 1 MHz pro výraznou redukci hmotnosti a objemu izolačního transformátoru.

Seznam zkratek a symbolů

Zkratka Symbol	Význam	Jednotka
AC	Střídavý signál	[Zkratka]
DC	Stejně směrný signál	[Zkratka]
EMC	Elektro magnetické rušení	[Zkratka]
FR4	Materiál pro výrobu plošných spojů	[Zkratka]
HTM	Hlavní trakční měnič	[Zkratka]
MLC Interface	Univerzální řídicí karta [20]	[Zkratka]
PCB	Plošný spoj	[Zkratka]
SPM	Snižovací pulzní měnič	[Zkratka]
Si	Polovodiče na bázi Křemíkové	[Zkratka]
SiC	Polovodiče na bázi karbidu křemíku	[Zkratka]
GaN	Polovodiče na bázi galium nitridu	[Zkratka]
TM	Trakční motor	[Zkratka]
VF	Vstupní filtr	[Zkratka]
VFT	Vysoko frekvenční transformátor	[Zkratka]
ZPM	Zvyšovací pulzní měnič	[Zkratka]
c	Měrná tepelná kapacita	[J.kg/K]
C _{DC}	Kondenzátor na stejnosměrné straně	[F]
C _{th}	Tepelná kapacita	[-]
du / dt	Napěťová strmost	[V/s]
E _{off}	Energie při vypínání polovodiče	[J]
E _{on}	Energie při spínání polovodiče	[J]
E _{rr}	Energie vypínání polovodičové diody	[J]
I _{av} , I _{rms}	Střední hodnota proudu	[A]
I _c	Proud kolektorem tranzistoru	[A]
I _c (100°C)	Proud kolektorem tranzistoru při 100 °C	[A]
I _c (25°C)	Proud kolektorem tranzistoru při 25 °C	[A]
I _D	Proud drainem tranzistoru	[A]
L _{DC}	Tlumivka na stejnosměrné straně	[H]
n	Počet polovodičových prvků	[-]
P _{con}	Tepelné ztráty vodivostní polovodičů	[W]
P _{con-D}	Tepelné ztráty vodivostní diodou	[W]
P _{con-T}	Tepelné ztráty vodivostní tranzistorem	[W]
P _{sw}	Tepelné ztráty spínací polovodičů	[W]
P _{sw-D}	Tepelné ztráty spínací diody	[W]
P _{sw-T}	Tepelné ztráty spínací tranzistoru	[W]
P _{sw-on}	Tepelné ztráty spínací při sepnutí polovodiče	[W]
P _{sw-off}	Tepelné ztráty spínací při vypnutí polovodiče	[W]

P_{tot}	Celkové tepelné ztráty polovodičů	[W]
P_{tot-D}	Celkové tepelné ztráty diody	[W]
P_{tot-T}	Celkové tepelné ztráty tranzistoru	[W]
P_D	Tepelný ztrátový výkon vyzařovaný	[W]
Q_{rr}	Náboj vypínací diody	[C]
Q	Průtok	[m ³ /s]
Q_w	Průtok vody	[m ³ /s]
$R_{DS(on)}$	Odpor kanálu MOSFETu v sepnutém stavu	[Ω]
R_G	Hradlový rezistor	[Ω]
R_{th}	Tepelný odpor polovodičů	[K/W]
$R_{th(s-a)}$	Tepelný odpor chladič > okolí polovodičů	[K/W]
$R_{th(c-s)}$	Tepelný odpor pouzdro > chladič polovodičů	[K/W]
$R_{th(j-c)}$	Tepelný odpor čip > pouzdro polovodičů	[K/W]
T_{max}	Maximální teplota	[°C]
T_{max-a}	Maximální teplota okolí	[°C]
T_{max-s}	Maximální teplota chladiče	[°C]
T_{max-c}	Maximální teplota pouzdra	[°C]
T_{max_j-D}	Maximální teplota čipu diody	[°C]
T_{max_j-T}	Maximální teplota čipu tranzistoru	[°C]
T_a	Teplota okolí	[°C]
T_s	teplota chladiče	[°C]
T_c	teplota pouzdra	[°C]
T_j	teplota polovodičového čipu	[°C]
t_{off}	Čas vypnutí	[s]
t_{off}	Čas sepnutí	[s]
t_{fu}	Čas poklesu napětí	[s]
t_{fi}	Čas poklesu proudu	[s]
t_{ru}	Čas nárůstu napětí	[s]
t_{ri}	Čas nárůstu proudu	[s]
T_{sw}	Spínací perioda	[s]
U_{CE}	Napětí kolektor emitor	[V]
U_{DS}	Napětí drain source	[V]
U_G	Napětí hradla	[V]
Z_{th}	Tepelná tranzientní impedance	[K/W]
$Z_{th(s-a)}$	Tepelná tranzientní impedance chladič > okolí	[K/W]
$Z_{th(c-s)}$	Tepelná tranzientní impedance pouzdro > chladič	[K/W]
$Z_{th(j-c)}$	Tepelná tranzientní impedance čip > pouzdro	[K/W]
η	Účinnost	[-]
ΔQ_x	Rozdíl požadovaného průtoku	[m ³ /s]

ΔT	Rozdíl teplot	[°C]
ΔT_{j-c}	Rozdíl teplot čip > pouzdro	[°C]
ΔT_{c-s}	Rozdíl teplot pouzdro > chladič	[°C]
ΔT_{s-a}	Rozdíl teplot chladič > okolí	[°C]
ΔT_{HGrad}	Rozdíl teplot na základě tepelného gradientu	[°C]
ΔT_{LC}	Rozdíl teplot LC filtru	[°C]
ΔT_{max}	Maximální rozdíl teplot	[°C]

Seznam obrázků

Obr. 1 – Porovnání technologií tranzistorů Převzato z [1].....	3
Obr. 2 – Rozdělení výkonové elektroniky dle polovodičových prvků Převzato z [2].....	6
Obr. 3 – Trend vývoje nových výkonových měničů Převzato z [2].....	7
Obr. 4 – Průběh výkonových ztrát Převzato z [14].....	14
Obr. 5 – Náhradní tepelné schéma tranzistoru Převzato z [15].....	18
Obr. 6 – Zjednodušení schéma pro rozložení teplot při ustálených stavech Převzato z [15].....	19
Obr. 7 – Model kapalinového chladiče s rozmístěnými tranzistory.....	24
Obr. 8 – Tepelné mapy (pro různé T_C) ztrát v chladiči získané pomocí simulačního modelu.....	25
Obr. 9 – Tepelné mapy (pro různé T_C) teplot polovodičových čipů získané pomocí simulačního modelu.....	25
Obr. 10– DC link čtyřvrstvý plošný spoj.....	26
Obr. 11 – PCB konstrukce.....	26
Obr. 12 – Finální prototyp SiC měniče.....	26
Obr. 13 – DC link, AC výstupy a AC izolace.....	26
Obr. 14 – Schéma zapojení laboratorního stanoviště.....	28
Obr. 15 – Zapojení měřicího stanoviště v laboratoři EH101.....	28
Obr. 16 - Blokové schéma regulační struktury pro SiC měnič.....	30
Obr. 17 – DC strana pro bod A-4 ($P_{out} = 158kW$).....	34
Obr. 18 – AC strana (fázová napětí a proudy) pro bod A-4.....	34
Obr. 19 – Výsledky simulačního modelu pro pracovní bod A-4.....	35
Obr. 20 – Simulace rozložení tepla na chladiči pro pracovní bod A-4.....	35
Obr. 21 – DC strana pro bod B-3 ($P_{out} = 100kW$).....	36
Obr. 22 – AC strana pro bod B-3 ($P_{out} = 100kW$).....	36
Obr. 23 – Výsledky simulačního modelu pro pracovní bod B-3.....	36
Obr. 24 – Simulace rozložení tepla na chladiči pro pracovní bod B-3.....	36
Obr. 25 – DC strana pro bod C-2.....	37
Obr. 26 – AC strana pro bod C-2.....	37
Obr. 27 – Výsledky simulačního modelu pro pracovní bod C-2.....	37
Obr. 28 – Simulace rozložení tepla na chladiči pro pracovní bod C-2.....	37
Obr. 29 - Oteplovací zkouška – teploty pouzder tranzistorů.....	39
Obr. 30 -Oteplovací zkouška – teploty částí chladiče.....	39
Obr. 31 - Oteplovací zkouška – teploty plošného spoje.....	40
Obr. 32 Oteplovací zkouška – Kondenzátorů v DC meziobvodu.....	40
Obr. 33 – Rozměry SiC měniče a výsledná výkonová hustota vztažená k 1 l.....	41
Obr. 34 - Kompenzace zemních poruch pomocí výkonových měničů v distribučních sítích.....	42
Obr. 35 – Základní zapojení stavebního bloku.....	44
Obr. 36 - Schéma výkonového obvodu stavebního bloku 150kVA.....	48
Obr. 37 - Katalogový list chladiče SK 159 600 mm.....	49
Obr. 38 - Plechy stejnosměrného obvodu.....	50

Obr. 39 - Celková sestava měniče (vlevo), symetrizace vývodů z paralelních modulů (vpravo)	50
Obr. 40 - Finální podoba základního stavebního bloku	50
Obr. 41 - Budicí obvody s přizpůsobením pro MLC interface i řídicí kartu	51
Obr. 42 - Spodní PCB – budiče IGBT tranzistorů a spínané zdroje.....	52
Obr. 43 - Horní PCB – čidla napětí a proudu, zaznamenávání chyb, měření teplot a reléové výstupy.....	52
Obr. 44 - Řídicí hardware jednotka DIFF pro prototyp stavebního bloku	53
Obr. 45 - Spojení základních bloků pro experimentální měření.....	53
Obr. 46 – Laboratorní stanoviště pro back-back testování výkonových měničů 150 kVA.....	53
Obr. 47 - Blokové schéma regulační struktury [26].....	54
Obr. 48 - Rozmístění senzorů teplot pt100 na chladiči	55
Obr. 49 - Průběh teplot při oteplovací zkoušce	56
Obr. 50 - Přenos výkonu ve stejnosměrném meziobvodu pro činný režim na střídavé straně	57
Obr. 51 - Výstupní napětí na střídavé straně a fázové proudy vzájemně propojených měničů přes LCL filtr.....	57
Obr. 52 - Oteplení měniče při testování s tranzistorem Si Infineon FF450R12KT4.....	58
Obr. 53 - Oteplení měniče při testování s tranzistorem SiC CREE CAS300M12BM2	58
Obr. 54 – Vizualizace základního stavebního bloku 150kVA	60
Obr. 55 – Chladič s pozicemi NTC senzorů a označenými moduly pro oteplovací zkoušku.....	62
Obr. 56 – Tepelná mapa chladiče pro Tab. 21	62
Obr. 57 – Zapojení tranzistorů do série.....	63
Obr. 58 - Sepnutí tranzistorů pomocí 9 V baterie	63
Obr. 59 – Měřicí stanoviště oteplovací zkoušky s instrumentací.....	64
Obr. 60 – Měřené teploty základů modulů pomocí senzorů pt100.....	64
Obr. 61 – Kalibrační křivka chladiče	66
Obr. 62 – Laboratorní stanoviště pro testování Prototypu – B.....	66
Obr. 63 - Napětí a proudy na střídavé straně měničů při testování v činném režimu 150 kVA.....	67
Obr. 64 - a) Detail spínání a zvlnění proudu, b) detail PWM napětí měniče 1 (10 kHz)	67
Obr. 65 - Spektra naměřených veličin v činném režimu a amplitudy základní harmonické (50 Hz).....	68
Obr. 66 - Přenos výkonu na stejnosměrné straně měničů při testování v činném režimu 150 kVA	69
Obr. 67 - Pilotní provoz na rozvodně Kralovice	70
Obr. 68 – Výstupní proud finální trojice bloků.....	70
Obr. 69 - Výzbroj skříně s výkonovými měniči – soustava základních stavebních bloků 150 kVA	70
Obr. 70 - Střešní box pro trolejbus obsahující měnič pro pomocné pohony	71
Obr. 71 – Koncepce topologie pomocných pohonů	72
Obr. 72 – Topologie pomocných pohonů se vstupním stabilizátorem s 1700 V na vstupu	73
Obr. 73 – Pomocné pohony se vstupním stabilizátorem se 1700 V polovodičovými prvky.....	74
Obr. 74 - Pomocné pohony se sériově spojenými vstupními stabilizátory.....	75
Obr. 75 – Pomocné pohony se sériově spojenými vstupními střídači a jedním (VFT).....	76
Obr. 76 - Pomocné pohony se sériově spojenými vstupními střídači a dvěma (VFT).....	77
Obr. 77 – Standartní koncept měničů pro pomocné pohony	78
Obr. 78 – Zvolená topologie pomocných pohonů se vstupním stabilizátorem	78

Obr. 79 - Ustálené stavy pro vstupní, výstupní napětí a proud pulzního měniči vstupního stabilizátoru	79
Obr. 80 – Balancování vstupních kondenzátorů pomocí regulačního algoritmu	79
Obr. 81 – Ustálené stavy pro DC/DC izolační měnič	80
Obr. 82 - Zvolená topologie pomocných pohonů bez vstupního stabilizátoru.....	80
Obr. 83 – Ustálené hodnoty pro vstupní trolejové napětí 400V _{DC}	81
Obr. 84 – Ustálené hodnoty pro vstupní trolejové napětí 400V _{DC}	81
Obr. 85 - Ustálené hodnoty pro vstupní trolejové napětí 400V _{DC}	81
Obr. 86 - Ustálené hodnoty pro vstupní trolejové napětí 950V _{DC}	82
Obr. 87 - Ustálené hodnoty pro vstupní trolejové napětí 950V _{DC}	82
Obr. 88 - Ustálené hodnoty pro vstupní trolejové napětí 950V _{DC}	82
Obr. 89 – Schematická značka IGW40N120H3	84
Obr. 90 - SiC dioda IDW20S120	84
Obr. 91 – Schematická značka C2M0025120D	85
Obr. 92 - SiC dioda C4D40120D	85
Obr. 93 – Tepelná simulace s parametry dle Tab. 29 Pracovní bod -A, kombinace prvků Si a SiC	87
Obr. 94 - Tepelná simulace s parametry dle Tab. 29 Pracovní bod -B, kombinace prvků Si a SiC	87
Obr. 95 – Tepelná simulace s parametry dle Tab. 29 Pracovní bod - A, prvky SiC	87
Obr. 96 - Tepelná simulace s parametry dle Tab. 29 Pracovní bod - B, prvky SiC	87
Obr. 97 – Tepelná simulace s parametry dle Tab. 29 Pracovní bod - C, kombinace prvků Si a SiC	88
Obr. 98 - Tepelná simulace s parametry dle Tab. 29 Pracovní bod - D, kombinace prvků Si a SiC.....	88
Obr. 99 – Tepelná simulace s parametry dle Tab. 29 Pracovní bod - C, prvky SiC.....	88
Obr. 100 - Tepelná simulace s parametry dle Tab. 29 Pracovní bod - D, prvky SiC	88
Obr. 101 – Zjednodušené schéma sériově spojených vstupních stabilizátorů.....	90
Obr. 102 – Schéma jednoho modulu vstupního stabilizátoru.....	91
Obr. 103 – Tří vrstvý plošný spoj jednoho modulu stabilizátoru.....	91
Obr. 104 – Sériově spojený vstupní stabilizátor.....	92
Obr. 105 – Regulační struktura sériově spojených vstupních stabilizátorů.....	92
Obr. 106 – Schéma zapojení experimentálního měření vstupního stabilizátoru	94
Obr. 107 – Laboratorní prototyp vstupního stabilizátoru	94
Obr. 108 Start vstupního stabilizátoru.....	96
Obr. 109 - Vypnutí vstupního stabilizátoru.....	96
Obr. 110 - Start vstupního stabilizátoru s vynuceným rozvážením vstupních kondenzátorů.....	96
Obr. 111 - Skoková změna vstupního napětí stabilizátoru.....	96
Obr. 112 – Skoková změna výkonu stabilizátoru (P _{out} = 5 kW na P _{out} = 10 kW).....	97
Obr. 113 - Skoková změna výkonu stabilizátoru (P _{out} = 10 kW na P _{out} = 5 kW)	97
Obr. 114 – Pracovní bod D U _{in} = 400V _{CD} na U _{out} = 1100V _{DC}	97
Obr. 115 - Pracovní bod C U _{in} = 1000V _{CD} na U _{out} = 1100V _{DC}	97
Obr. 116 – Celková účinnost stabilizátoru při vstupním napětí 750 V _{DC}	98
Obr. 117 - Celková účinnost stabilizátoru při výkonu 10 kW	98
Obr. 118 - Měření termokamerou a umístění čidla teploty	99

Obr. 119 – Výkonové schéma pro měniče galvanické bariéry.....	100
Obr. 120 – Tranzistor IKW40N120H3	102
Obr. 121 – Tranzistor C2M0025120D	103
Obr. 122 – GaN Tranzistor GS66516T	103
Obr. 123 – Schéma jednofázového střídače	104
Obr. 124 - Třívrstvý plošný spoj jednofázového střídače	104
Obr. 125 - Schéma zapojení experimentálního měření jednofázového střídače.....	105
Obr. 126 – 1f střídač 100kHz, P = 7kW	105
Obr. 127 – 1f střídač 60kHz, P = 12kW	105
Obr. 128 – Schéma výkonového SiC usměrňovače	106
Obr. 129 – Plošný spoj SiC usměrňovače	107

Seznam tabulek

Tab. 1 - Základní vlastnosti polovodičových materiálů	2
Tab. 2 – Základní vlastnosti nepoužívanějších substrátů pro GaN	4
Tab. 3 – Topologie vybraných polovodičů	6
Tab. 4 - Základní parametry hybridních tranzistorů od Semikronu	8
Tab. 5 - Základní parametry hybridních tranzistorů od Infineonu	9
Tab. 6 - Základní parametry SiC tranzistorů od CREE a ROHM	10
Tab. 7 - Základní parametry GaN tranzistorů od firmy GaN Systems	11
Tab. 8 – Základní parametry SiC měniče	22
Tab. 9 – Parametry simulovaných tepelných map	25
Tab. 10 – Konfigurace zátěže	29
Tab. 11 – Parametry regulačního algoritmu	30
Tab. 12 – Validace průtokoměrů	32
Tab. 13 – Měřené pracovní body SiC měniče	33
Tab. 14 – Výsledky měření pro pracovní bod A, spínací frekvence 10kHz	34
Tab. 15 - Výsledky měření pro pracovní bod B, spínací frekvence 20kHz	35
Tab. 16 - Výsledky měření pro pracovní bod C, spínací frekvence 30kHz	36
Tab. 17 – Základní parametry stavebního bloku	43
Tab. 18 – Užší výběr vhodných polovodičů prvky v pouzdře 62mm	45
Tab. 19 – Výsledky z Iposimu pro tranzistor FF450R12KT4	47
Tab. 20 – Porovnání tranzistorů na základě výsledků z experimentu	59
Tab. 21 – Výsledky z Iposimu pro modul FF450R12KT4	61
Tab. 22 – Výsledky validace chladiče pro ztrátový výkon 3200W	65
Tab. 23 - Závislost chladiče na $\Delta T/P$	66
Tab. 24 – Základní parametry vstupního stabilizátoru	84
Tab. 25 – Základní parametry Si tranzistoru IGW40N120H3	84
Tab. 26 – Základní parametry thinQ! SiC diody IDW20S120	84
Tab. 27 – Základní parametry Si tranzistoru C2M0025120D	85
Tab. 28 – Základní parametry SiC diody C4D40120D	85
Tab. 29 – Pracovní body vstupního stabilizátoru	86
Tab. 30 – Vstupní stabilizátor v režimu snižovací pulzní měnič, kombinace prvků Si a SiC	87
Tab. 31 – Vstupní stabilizátor v režimu snižovací pulzní měnič, prvky SiC	87
Tab. 32 – Vstupní stabilizátor v režimu zvyšovací pulzní měnič, kombinace prvků Si a SiC	88
Tab. 33 – Vstupní stabilizátor v režimu zvyšovací pulzní měnič s prvky SiC	88
Tab. 34 – Parametry pro volbu chladiče vstupního stabilizátoru	89
Tab. 35 – Analýza teplot polovodičových čipů v jednotlivých pracovních bodech pro chladič P16/300	89
Tab. 36 – Nastavení regulátorů	93
Tab. 37 – Komponenty a konfigurace napájecí části	95
Tab. 38 – Komponenty části vstupního stabilizátoru	95

Tab. 39 – Konfigurace zátěže.....	95
Tab. 40 - Pracovní bod D $U_{in} = 400 V_{DC}$ na $U_{out} = 1100 V_{DC}$	98
Tab. 41 - Pracovní bod C $U_{in} = 1000 V_{DC}$ na $U_{out} = 1100 V_{DC}$	98
Tab. 42 – Účinnost v jednotlivých pracovních bodech	98
Tab. 43 – Nastavení parametrů vstupního stabilizátoru pro oteplovací zkoušku	99
Tab. 44 – Výsledky oteplovací zkoušky pro různé spínací frekvence	100
Tab. 45 – Základní parametry vysokofrekvenčního transformátoru	101
Tab. 46 – Základní parametry jednofázového střídače	101
Tab. 47 – Základní parametry usměrňovače	102
Tab. 48 – Základní parametry Si tranzistoru IKW40N120H3	102
Tab. 49 – Základní parametry SiC tranzistoru C2M0025120D	103
Tab. 50 – Základní parametry GaN tranzistoru GS66516T	103
Tab. 51 – Měření jednofázového střídače	105

Literatura

- [1] ROHM, 2017 [online] Dostupné z:
<https://micro.rohm.com/en/techweb/knowledge/sic/s-sic/04-s-sic/5664>
- [2] Infineon, 2016 [online] Dostupné z: https://www.infineon.com/Infineon--ower_and_Sensing_Selection_Guide_2016-SG-v00_00-EN.pdf?fileId=5546d4625607bd13015621522aa012cb
- [3] Semikron SEMiX603GB12E4SiCp, 2018 [online] Dostupné z:
<https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-semix603gb12e4sicp-27895300/>
- [4] Semikron SKM200GB12F4SiC2 , 2019 [online] Dostupné z:
<https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skm200gb12f4sic2-22896100/>
- [5] Semikron SKiM459GD12F4SC4, 2018 [online] Dostupné z:
<https://www.semikron.com/service-support/downloads/detail/semikron-datasheet-skim459gd12f4v4-23930320.html>
- [6] Semikron SKiiP39AC12F4V19 , 2016 [online] Dostupné z:
<https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skiip39ac12f4v19-25231730.pdf>
- [7] Infineon FF600R12IS4F, 2014 [online] Dostupné z
https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF600R12IS4F-DS-v02_05-en_de.pdf?fileId=db3a30431f848401011feb8dfb623eae
- [8] Infineon FS3L50R07W2H3F_B11 , 2017 [online] Dostupné z
https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FS3L50R07W2H3F_B11-DataSheet-v03_03-EN.pdf?fileId=db3a30433fe811c7013fec12b85d3c49
- [9] Cree CAS325M12HM2, 2018 [online] Dostupné z
<https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/967/product/204/cas325m12hm2.pdf>
- [10] Cree CAB450M12XM3, 2019 [online] Dostupné z
<https://www.wolfspeed.com/media/downloads/1493/CAB450M12XM3.pdf>
- [11] ROHM BSM300D12P2E001, 2015 [online] Dostupné z
https://d1d2qsbl8m0m72.cloudfront.net/en/products/databook/datasheet/discrete/sic/power_module/bsm300d12p2e001-e.pdf
- [12] Gan Systems GS66516T, 2018 [online] Dostupné z <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2018/04/GS66516T-DS-Rev-180422.pdf>

-
- [13] Gan Systems GSM-065-240-1-N-0 (Preliminary Information), 2018 [online] Dostupné z https://cz.mouser.com/datasheet/2/692/gansystems-10-04-2018-GSM-065-120-1-N-0_-_Brief_-_1489859.pdf
- [14] Sources of Loss. In: National instruments [online]. Dostupné z: <http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/375482B-01/multisim/sourcesooss/>
- [15] WINTRICH, Arendt et al. Application Manual Power Semiconductors. SEMIKRON International, 2015. ISBN 978-3-938843-83-3.
- [16] VONDRÁŠEK, František. Projektování výkonových polovodičových měničů: vybrané stati. FEL ZČU, 2008. ISBN 978-80-7043-653-0.
- [17] Delmat polyester 68010. In [online]. Dostupné z: <https://www.vonroll.com/en/product-detail/delmat-68010-gpo-3/?id=product12390>
- [18] High Tg FR-4. In [online]. Dostupné z: <http://www.tlm.co.th/download/TDSTLM170.pdf>
- [19] B58033I9505M001. In [online]. https://cz.mouser.com/datasheet/2/400/B58033_SP-1526202.pdf
- [20] KOŠAN, T. *MLC interface - vývojový kit pro víceúrovňové měniče s procesorem a FPGA*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2012. 37 s.
- [21] KOMRSKA, T., BLAHNÍK, V., STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., PEROUTKA, Z. Zařízení pro kompenzaci zemních poruch: Návrh topologie výkonového obvodu. ZČU v Plzni : Neuveden, 2014.
- [22] Infineon FF450R12KT4, 2013 [online] Dostupné z https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF450R12KT4-DS-v03_00-EN.pdf?fileId=db3a3043156fd573011619a84a5e1de5
- [23] Fuji Electric 2MBI300VD-120-50, 2014 [online] Dostupné z https://www.fujielectric-europe.com/downloads/2MBI300VD-120-50_1735028.PDF
- [24] CREE - CAS300M12BM2, 2017 [online] Dostupné z https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/178/product/101/comparing_cree_sic_mosfet_module_to_silicon_igbt_based_module.pdf
- [25] STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., KOMRSKA, T. Základní stavební blok: výkonový měnič a řídicí HW. ZČU v Plzni: Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [26] STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., KOMRSKA, T., JÁRA, M., PEROUTKA, Z. DC losses heatsink verification of IGBT converter for power systems. In *USB Proceedings 2019*

- IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2019)*. Piscataway: IEEE, 2019. s. 798-803. ISBN: 978-1-72813-665-3 , ISSN: 2163-5145
- [27] KOMRSKA, T., STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J. Výkonový polovodičový blok 150 kVA: experimentální měření. ZČU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2019.
- [28] ŠTĚPÁNEK, J., STREIT, L., KOMRSKA, T. Comparison of Si and SiC based power converter module of 150 kVA for power system applications. *Transactions on Electrical Engineering*, 2018, roč. 7, č. 1, s. 10-13. ISSN: 1805-3386
- [29] Coccia, A.; Canales, F.; Barbosa, P.; Ponnaluri, S., "Wide input voltage range compensation in DC/DC resonant architectures for on-board traction power supplies," *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on* , vol., no., pp.1,10, 2-5 Sept. 2007
doi: 10.1109/EPE.2007.4417709
- [30] Wei Guo; Hua Bai; Szatmari-Voicu, G.; Taylor, A.; Patterson, J.; Kane, J., "A 10kW 97%-efficiency LLC resonant DC/DC converter with wide range of output voltage for the battery chargers in Plug-in Hybrid Electric Vehicles," *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2012 IEEE* , vol., no., pp.1,4, 18-20 June 2012
doi: 10.1109/ITEC.2012.6243457
- [31] O. Deblecker, A. Moretti, and F. Vallee, "Comparative Study of Soft-Switched Isolated DC-DC Converters for Auxiliary Railway Supply," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol 23, Issue 5, pp. 2218 – 2229, Sept. 2008.
- [32] B. Whitaker, A. Barkley, Z. Cole, B. Passmore, D. Martin, T.R. McNutt, A.B. Lostetter, J. S. Lee, and K. Shiozaki, "A High-Density, High-Efficiency, Isolated On-Board Vehicle Battery Charger Utilizing Silicon Carbide Power Devices," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.29, no. 5, pp.2606-2617, May 2014.
- [33] B.P. McGrath, D.G. Holmes, P.J. McGoldrick, and A.D. McIver, "Design of a Soft-Switched 6-kW Battery Charger for Traction Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.22, no.4, pp.1136–1144, July. 2007.
- [34] XinkeWu, Guichao Hua, Junming Zhang, and Zhaoming Qian, "A New Current-Driven Synchronous Rectifier for Series-Parallel Resonant (LLC) DC-DC Converter," *IEEE Trans. Industrial electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 289–297, Jan. 2011.
- [35] Steigerwald, R.L., "A comparison of half-bridge resonant converter topologies," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.3, no.2, pp.174,182, Apr 1988
doi: 10.1109/63.4347

-
- [36] Sha, S., Guo, Z. and Liao, X., "Control Strategy for Input-Parallel–Output-Parallel Connected High-Frequency Isolated Inverter Modules," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.26, no.8, pp.2237-2248, Aug. 2011.
- [37] Fan, H., and Li, H., "High-Frequency Transformer Isolated Bidirectional DC–DC Converter Modules With High Efficiency Over Wide Load Range for 20 kVA Solid-State Transformer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.26, no.12, pp.3599-3608, Dec. 2011.
- [38] Labella, T., Yu, W., Lai, J.-S., Senesky, M., and Anderson, D. "A Bidirectional-Switch-Based Wide-Input Range High-Efficiency Isolated Resonant Converter for Photovoltaic Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.29, no.7, pp.3473–3484, July. 2014.
- [39] Ranstad, P.; Nee, H.-P.; Linner, J.; Peftitsis, D., "An Experimental Evaluation of SiC Switches in Soft-Switching Converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.29, no.5, pp.2527,2538, May 2014
doi: 10.1109/TPEL.2013.2265380
- [40] Jordan, J.; Esteve, V.; Sanchis-Kilders, E.; Dede, E.J.; Maset, E.; Ejea, J.B.; Ferreres, A., "A Comparative Performance Study of a 1200 V Si and SiC MOSFET Intrinsic Diode on an Induction Heating Inverter," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.29, no.5, pp.2550,2562, May 2014
doi: 10.1109/TPEL.2013.2282658
- [41] Radvan, R., Dobrucky B., and M. Frivaldsky, "Modelling and Design of HF 200 kHz Transformers for Hard- and Soft-Switching Application". *ELEKTRONIKA IR ELEKTROTECHNIKA*. vol. 4, pp.7-12, 2011.
- [42] JÁRA, M., PEROUTKA, Z., Stavba laboratorního prototypu 1200V střídače s rychlými IGBT spínači, 2012
- [43] ŠTĚPÁNEK, J., BLAHNÍK, V., DRÁBEK, P., JÁRA, M. Zapojení regulačních obvodů dvou sériově spojených dvoukvadrantových pulzních měničů s SiC součástkami. Výzkumná zpráva, 2013
- [44] ŠTĚPÁNEK, J., BLAHNÍK, V., DRÁBEK, P., JÁRA, M. Zapojení regulačních obvodů dvou sériově spojených dvoukvadrantových pulzních měničů s SiC součástkami. Výzkumná zpráva, 2013
- [45] Infineon IGW40N120H3, 2014 [online] Dostupné z https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IGW40N120H3-DS-v02_02-EN.pdf?fileId=db3a304325305e6d0125921b9364704d

- [46] Infineon IDW20S120, 2015 [online] Dostupné z
https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IDW20S120-DS-v02_00-en.pdf?fileId=db3a304336724dc4013678241c12486c
- [47] Cree C2M0025120D, 2016 [online] Dostupné z
<https://www.wolfspeed.com/media/downloads/161/C2M0025120D.pdf>
- [48] Cree C4D40120D , 2016 [online] Dostupné z
<https://www.wolfspeed.com/media/downloads/109/C4D40120D.pdf>
- [49] Semikron Chladič p16, 2014 [online] Dostupné z
<https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-p-16-pm139410.pdf>
- [50] Infineon IKW40N120H3, 2014 [online] Dostupné z
https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IKW40N120H3-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=db3a304325305e6d012591d4832f7032
- [51] Microsemi APTDC40H1201G, 2009 [online] Dostupné z
<http://elmechanics.com/documents/pdf/110/APTDC40H1201G.pdf>

Seznam publikací a výstupů studenta vztahujících se k disertační práci

- [A1] JÁRA, M., BLAHNÍK, V., DRÁBEK, P., ŠTĚPÁNEK, J. *22kW dvoukvadrantní sériový měnič s SiC prvky*. 2013.
- [A2] JÁRA, M., BLAHNÍK, V., DRÁBEK, P., ŠTĚPÁNEK, J. *Dvoukanálový driver pro SiC normally-on JFET tranzistory*. 2013.
- [A3] ŠTĚPÁNEK, J., BLAHNÍK, V., DRÁBEK, P., JÁRA, M. *Zapojení regulačních obvodů dvou sériově spojených dvoukvadrantových pulzních měničů s SiC součástkami*. 2013.
- [A4] BLAHNÍK, V., DRÁBEK, P., JÁRA, M., ŠTĚPÁNEK, J. *Simulační testovací software určený pro vstupní měnič pomocných pohonů ve variantě ZPM pracující při kritických podmínkách*. 2013.
- [A5] BLAHNÍK, V., DRÁBEK, P., JÁRA, M., ŠTĚPÁNEK, J. *Simulační program pro testování sériového dvoukvadrantového pulzního měniče o výkonu 22kW*. 2013.
- [A6] DRÁBEK, P., BLAHNÍK, V., JÁRA, M., ŠTĚPÁNEK, J. *Dvoukvadrantový pulzní měnič s high speed IGBT tranzistory H3 a SiC diodami 22kW*. 2013.
- [A7] BLAHNÍK, V., ŠTĚPÁNEK, J., DRÁBEK, P., JÁRA, M. *Stavba laboratorního prototypu 1200V sériového vstupního stabilizátoru napětí 22kW s H3 IGBT*. Západočeská univerzita v Plzni, 2013.
- [A8] JÁRA, M., DRÁBEK, P., BLAHNÍK, V., ŠTĚPÁNEK, J. *Výkonový jednofázový usměrňovač s SiC modulem*. 2013.
- [A9] JÁRA, M., DRÁBEK, P., ŠTĚPÁNEK, J., BLAHNÍK, V. *Silový obvod 22kW SiC dvoukvadrantního měniče*. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2013. 33 s.
- [A10] JÁRA, M., DRÁBEK, P., BLAHNÍK, V., ŠTĚPÁNEK, J. *Silový obvod dvojitého SiC jednofázového střídače*. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2013. 18 s.
- [A11] ŠTĚPÁNEK, J., JÁRA, M., DRÁBEK, P., BLAHNÍK, V. *Elektrické měření laboratorního prototypu 1200V vstupního stabilizátoru napětí pro pomocné pohony s rychlými IGBT spínači*. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2013. 23 s.
- [A12] ŠTĚPÁNEK, J. *Pulzní stabilizátor napětí s rychlými IGBT tranzistory a SiC diodami*. In *Elektrotechnika a informatika 2014. Část 2., Elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2014. s. 73 - 76. ISBN: 978-80-261-0366-0
- [A13] KOMRSKA, T., BLAHNÍK, V., STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., PEROUTKA, Z. *Zařízení pro kompenzaci zemních poruch: Návrh topologie výkonového obvodu*. ZČU v Plzni : Neueden, 2014.

- [A14] STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J. *Preselekce spínacích polovodičových součástek pro měnič 100 kVA*. ZČU v Plzni : Neuveden, 2014.
- [A15] ŠTĚPÁNEK, J., JÁRA, M. Návrh vstupního stabilizátoru napětí. In *Elektrické pohony : XXXIV. konference (ELPO 2015)*. Plzeň: Česká elektrotechnická společnost, 2015. s. 1-8. ISBN: 978-80-02-02592-4
- [A16] ŠTĚPÁNEK, J., JÁRA, M., DRÁBEK, P. Cost-effective solution of input voltage stabilizer of auxiliary drive converter for traction vehicles. *Elektronika ir Elektrotechnika*, 2015, roč. 21, č. 6, s. 18-23. ISSN: 1392-1215
- [A17] STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., KOMRSKA, T. *Základní stavební blok: výkonový měnič a řídicí HW*. ZČU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [A18] ŠTĚPÁNEK, J., STREIT, L., POLÁČEK, L. *HW prototyp řídicí části zařízení pro kompenzaci zemních poruch*. 2016.
- [A19] STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J. *Výkonový měnič - základní stavební blok 150 kVA*. 2016.
- [A20] ŠTĚPÁNEK, J. *Stavba prototypu měničů pro pomocné pohony (galvanickou bariéru)*. Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [A21] ŠTĚPÁNEK, J. *Topologie měničů pro použití v galvanické bariéře*. Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [A22] ŠTĚPÁNEK, J. *Polovodičové součástky SiC a GaN vhodné pro výkonovou elektroniku*. Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [A23] ŠTĚPÁNEK, J. Topologie pomocných pohonů v lehké trakci. In *Elektrické pohony : XXXV. konference (ELPO 2017)*. Plzeň: Česká elektrotechnická společnost ČSVTS, 2017. s. 1-16. ISBN: 978-80-02-02724-9
- [A24] ŠTĚPÁNEK, J. Model pomocných pohonů. In *Elektrické pohony : XXXV. konference (ELPO 2017)*. Plzeň: Česká elektrotechnická společnost ČSVTS, 2017. s. 1-11. ISBN: 978-80-02-02724-9
- [A25] KOMRSKA, T., STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J. Porovnání technologie Si a SiC u výkonových měničů 150 kVA pro energetiku. In *Elektrické pohony : XXXV. konference (ELPO 2017)*. Plzeň: Česká elektrotechnická společnost ČSVTS, 2017. s. 1-4. ISBN: 978-80-02-02724-9
- [A26] ŠTĚPÁNEK, J., DRÁBEK, P. *Výkonový 1200V SiC usměrňovač*. 2017.
- [A27] PEROUTKA, Z., KOMRSKA, T., TALLA, J., BLAHNÍK, V., STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., KOŠAN, T., BEDNÁŘ, B., SKALA, B., KINDL, V., POLÁČEK, L., TURJANICA, P., ŠTENGL, J., BURIAN, P., MICHALÍK, , MOLNÁR, , JÁRA, M., ELIS, L. *Zařízení pro kompenzaci zemních poruch 22/0,4 kV 1,35 MVA*. 2017.

-
- [A28] STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., POLÁČEK, L., KOŠAN, T., JÁRA, M., KOMRSKA, T. *Výkonový polovodičový blok 150 kVA: budící obvody*. ZČU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2017.
- [A29] ŠTĚPÁNEK, J., STREIT, L., KOMRSKA, T., JÁRA, M. *Výkonový polovodičový blok 150 kVA: analýza stejnosměrným proudem*. ZČU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2017.
- [A30] ŠTĚPÁNEK, J., STREIT, L., KOMRSKA, T. Comparison of Si and SiC based power converter module of 150 kVA for power system applications. *Transactions on Electrical Engineering*, 2018, roč. 7, č. 1, s. 10-13. ISSN: 1805-3386
- [A31] KOMRSKA, T., TALLA, J., SKALA, B., KINDL, V., STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., KOŠAN, T., POLÁČEK, L., ŠTENGL, J., PEROUTKA, Z. *Zařízení pro kompenzaci zemních poruch 22/0,4 kV 1,35 MVA*. 2018.
- [A32] STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., POLÁČEK, L., KOŠAN, T., JÁRA, M., KOMRSKA, T. *Budící a měřící obvody výkonových měničů 150 kVA*. 2019.
- [A33] KOMRSKA, T., STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., JÁRA, M. *Experimentální sestava pro analýzu ztrát a chladicího systému výkonových měničů 150 kVA*. 2019.
- [A34] STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., KOMRSKA, T., JÁRA, M., PEROUTKA, Z. DC losses heatsink verification of IGBT converter for power systems. In *USB Proceedings 2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2019)*. Piscataway: IEEE, 2019. s. 798-803. ISBN: 978-1-72813-665-3 , ISSN: 2163-5145
- [A35] KOMRSKA, T., STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J. *Výkonový polovodičový blok 150 kVA: experimentální měření*. ZČU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2019.
- [A36] KOMRSKA, T., STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J. *Experimentální sestava výkonových polovodičových bloků 150 kVA*. 2019.

Ostatní publikace a výstupy studenta

- [B1]. STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., HOŘAN, M. *Budící obvody pro MOSFETový měnič*. 2011
- [B2]. STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J. *MOSFETový měnič pro elektromotokáru*. 2011.
- [B3]. ŠTĚPÁNEK, J. Stavba pulzního měniče s MOSFET tranzistory. In *Elektrotechnika a informatika 2012. Část 2., Elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2012. s. 127-130. ISBN: 978-80-261-0119-2
- [B4]. STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., BEDNÁŘ, B., KUBÍK, , ELIS, L. Electric Kart with LiFeYPO₄ Batteries. In *2012 International Conference on Applied Electronics*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2012. s. 305-308. ISBN: 978-80-261-0038-6 , ISSN: 1803-7232
- [B5]. JÁRA, M., BLAHNÍK, V., DRÁBEK, P., ŠTĚPÁNEK, J. *Jednotka napájecích zdrojů +-15V pro externí čidla LEM LA125-P a LEM LV 25-1000/SP1*. 2013.
- [B6]. ŠTĚPÁNEK, J., BEDNÁŘ, B., STREIT, L., ELIS, L. Elektrická motokára "FeLis". In *Elektrotechnika a informatika 2013. Část 1. Elektrotechnika*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2013. s. 151-154. ISBN: 978-80-261-0233-5
- [B7]. STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., ELIS, L., BEDNÁŘ, B. Electric Kart as a Student Project. In *EPE 13 ECCE Europe*. Brussel: EPE Association, 2013. s. "P.1"- "P.6". ISBN: 978-1-4799-0116-6
- [B8]. JANÍK, D., ŠTĚPÁNEK, J., BEDNÁŘ, B. *Modernizace a implementace tepelného procesu pro průmyslový lis*. Plzeň : KET Katedra technologií a měření, Fel, ZCU, 2013. 21 s.
- [B9]. ŠTĚPÁNEK, J., BEDNÁŘ, B., STREIT, L., ELIS, L. Electric Kart "FeLis" with LiFeYPO₄ Batteries. In *4th International Conference on Clean Electrical Power : Renewable Energy Resources Impact*. New York: IEEE, 2013. s. 151-154. ISBN: 978-1-4673-4429-6
- [B10]. ŠTĚPÁNEK, J., DRÁBEK, P., JÁRA, M. Analýza tepelné izolace diskretních polovodičových součástek v pouzdře TO247. In *Elektrické pohony : XXXIII. konference*. Praha: Česká elektrotechnická společnost, 2013. s. 1-7. ISBN: 978-80-02-02457-6
- [B11]. ŠTĚPÁNEK, J. *Dvoukvadrantový pulzní měnič s MOSFETovými tranzistory v pouzdře DirectFET*. Plzeň : Západočeská univerzita, 2013. 17 s.
- [B12]. DRÁBEK, P., BEDNÁŘ, B., ŠTĚPÁNEK, J. *Vibrační test pružných kontaktů modulu MiniSKiiP*. Ingersoll-Rand Equipment Manufacturing Czech Republic s.r.o., 2013.

- [B13]. JÁRA, M., DRÁBEK, P., BLAHNÍK, V., ŠTĚPÁNEK, J. *Dvojitý jednofázový střídač s SiC JFET prvky 2x10kW*. 2013.
- [B14]. JÁRA, M., DRÁBEK, P., BLAHNÍK, V., ŠTĚPÁNEK, J. *Dvoukanálový driver pro normally-on SiC JFET tranzistory*. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2013. 25 s.
- [B15]. ŠTĚPÁNEK, J., BLAHNÍK, V., JÁRA, M., DRÁBEK, P. *Analýza tepelné izolace diskrétních polovodičových součástek v pouzdře TO247*. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2013. 17 s.
- [B16]. DRÁBEK, P., BEDNÁŘ, B., ŠTĚPÁNEK, J. *Power system of a new generation : power electronic converters*. Ingersoll-Rand Equipment Manufacturing Czech Republic s.r.o., 2013.
- [B17]. DRÁBEK, P., BEDNÁŘ, B., ŠTĚPÁNEK, J. *Power system of a new generation : converter teardown*. Ingersoll-Rand Equipment Manufacturing Czech Republic s.r.o., 2013.
- [B18]. DRÁBEK, P., BEDNÁŘ, B., ŠTĚPÁNEK, J. *Power system of a new generation : modern power electronics devices overview*. Ingersoll-Rand Equipment Manufacturing Czech Republic s.r.o., 2013.
- [B19]. DRÁBEK, P., BEDNÁŘ, B., ŠTĚPÁNEK, J. *Power system of a new generation : power losses calculation of SKiiP39AC12T4V1*. Ingersoll-Rand Equipment Manufacturing Czech Republic s.r.o., 2013.
- [B20]. BRYCHCÍN, J., BEDNÁŘ, B., ŠTĚPÁNEK, J., STREIT, L. *Měnič pro BLDC motor*. 2015.
- [B21]. STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J. *Měřicí interface pro teplotní čidla Pt100*. 2016.
- [B22]. ŠTĚPÁNEK, J., BEDNÁŘ, B. *Analýza maximální možné proudové zatížitelnosti MOSFETového tranzistoru v pouzdře TO-247*. Západočeská univerzita v Plzni, 2017.
- [B23]. BEDNÁŘ, B., ŠTĚPÁNEK, J., KOŠAN, T., DAVID, S., VÁCLAV, D. *Elektronika pro model výtahu řízený pomocí mikroprocesoru a PLC regulátoru*. Západočeská univerzita v Plzni, 2017.
- [B24]. BEDNÁŘ, B., ŠTĚPÁNEK, J., KOŠAN, T., DAVID, S., VÁCLAV, D. *Konstrukční dokumentace pro model výtahu řízený pomocí mikroprocesoru a PLC regulátoru*. Západočeská univerzita v Plzni, 2017.
- [B25]. BLAHNÍK, V., ŠTĚPÁNEK, J., JÁRA, M., TALLA, J. *Ultra-fast charging station for public transport vehicles*. In *Proceedings of the IECON 2017 : 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Piscataway: IEEE, 2017. s. 6658-6662. ISBN: 978-1-5386-1127-2

-
- [B26]. BEDNÁŘ, B., ŠTĚPÁNEK, J., KOŠAN, T., SONNTAG, D., DOLÍVKA, V. *Plexisklová konstrukce modelu výtahu*. 2017.
- [B27]. BEDNÁŘ, B., ŠTĚPÁNEK, J., KOŠAN, T., DOLÍVKA, V., SONNTAG, D. *Řídicí elektronika pro model výtahu*. 2017.
- [B28]. ŠTĚPÁNEK, J., MICHAL, S. *Frekvenční měnič pro napájení asynchronního motoru*. 2018.
- [B29]. DRÁBEK, P., ŠTĚPÁNEK, J. *Výpočet ztrát 3,3kV IGBT IHV modulů*. Západočeská univerzita v Plzni, 2018.
- [B30]. KEHL, Z., ŠTĚPÁNEK, J. *Analýza měniče GE MV6603-27-AA*. Západočeská univerzita v Plzni, 2019.
- [B31]. ŠTĚPÁNEK, J., BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P. Verification of the current load capacity of the MOSFET transistor for low-voltage application using temperature estimation. In *USB Proceedings 2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2019)*. Piscataway: IEEE, 2019. s. 1014-1019. ISBN: 978-1-72813-665-3 , ISSN: 2163-5145

Příloha A:

Seznam publikací vzniklých za běhu projektu TA04020235 (TA ČR – Program ALFA) Zařízení pro kompenzaci zemních poruch do roku 2019

Konference, články

- [TA-1] KOMRSKA, T., STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J. Porovnání technologie Si a SiC u výkonových měničů 150 kVA pro energetiku. In Elektrické pohony : XXXV. konference (ELPO 2017). Plzeň: Česká elektrotechnická společnost ČSVTS, 2017. s. 1-4. ISBN: 978-80-02-02724-9
- [TA-2] BLÁHA, Š., KOMRSKA, T., ŠMÍDL, V., PEROUTKA, Z. Aplikace LQ řízení na paralelní spojení jednofázových měničů. In Elektrické pohony : XXXV. konference (ELPO 2017). Plzeň: Česká elektrotechnická společnost ČSVTS, 2017. s. 1-4. ISBN: 978-80-02-02724-9
- [TA-3] ŠTĚPÁNEK, J., STREIT, L., KOMRSKA, T. Comparison of Si and SiC based power converter module of 150 kVA for power system applications. Transactions on Electrical Engineering, 2018, roč. 7, č. 1, s. 10-13. ISSN: 1805-3386
- [TA-4] KOMRSKA, T., BLAHNÍK, V., STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., PEROUTKA, Z. *Zařízení pro kompenzaci zemních poruch: Návrh topologie výkonového obvodu*. ZČU v Plzni : Neuveden, 2014.
- [TA-5] STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., KOMRSKA, T., JÁRA, M., PEROUTKA, Z. DC losses heatsink verification of IGBT converter for power systems. In *USB Proceedings 2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2019)*. Piscataway: IEEE, 2019. s. 798-803. ISBN: 978-1-72813-665-3 , ISSN: 2163-5145

Výzkumné zprávy

- [TA-6] SKALA, B. Návrh rozpěrných nosníků pro experimentální transformátor. ČEZ Distribuce, a.s., 2017.
- [TA-7] STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J. *Preselekcce spínacích polovodičových součástek pro měnič 100 kVA*. ZČU v Plzni : Neuveden, 2014.

- [TA-8] ŠTĚPÁNEK, J., STREIT, L., KOMRSKA, T., JÁRA, M. Výkonový polovodičový blok 150 kVA: analýza stejnosměrným proudem. ZČU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2017.
- [TA-9] STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., POLÁČEK, L., KOŠAN, T., JÁRA, M., KOMRSKA, T. Výkonový polovodičový blok 150 kVA: budící obvody. ZČU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2017.
- [TA-10] SKALA, B. Autotransformátor v zapojení Zna0. Západočeská univerzita v Plzni, 2017.
- [TA-11] STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., KOMRSKA, T. Základní stavební blok: výkonový měnič a řídicí HW. ZČU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [TA-12] KOMRSKA, T. Zapojení nadřazených řídicích obvodů zařízení pro kompenzaci zemních poruch ve variantě připojené k fázovým vodičům. ZČU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [TA-13] BLAHNÍK, V. Algoritmy řízení a regulace zařízení pro kompenzaci zemních poruch - řešení připojené k fázovým vodičům. Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [TA-14] SKALA, B. Vliv typu jádra transformátoru na netočivou složku - experimenty. Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [TA-15] SKALA, B., KINDL, V., KOMRSKA, T. Kryt transformátoru. Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [TA-16] SKALA, B., KINDL, V., KOMRSKA, T. Rozptylová reaktance transformátoru pro točivou a netočivou složku. Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [TA-17] BLÁHA, Š., KOMRSKA, T., ŠMÍDL, V., PEROUTKA, Z. Aplikace LQ řízení na jednofázový měnič s LCL filtrem. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2016. 30 s.
- [TA-18] KOMRSKA, T., BLAHNÍK, V., TALLA, J. Model kompenzátoru menšího výkonu – uzlová varianta kompenzátoru. ZČU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2015.
- [TA-19] KOMRSKA, T. Matematický model navrženého zařízení pro kompenzaci zemních poruch - kompenzátor připojený k fázovým vodičům. ZČU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2015.
- [TA-20] BLAHNÍK, V. Matematický model zařízení pro kompenzaci zemních poruch - uzlová varianta kompenzátoru. Západočeská univerzita v Plzni, 2015.

- [TA-21] BLÁHA, Š., KOMRSKA, T. Aktivní prostředky pro kompenzaci a řízení toku výkonu v síti. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2015. 30 s.
- [TA-22] STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J. Preselekce spínacích polovodičových součástek pro měnič 100 kVA. ZČU v Plzni : Neuveden, 2014.
- [TA-23] KINDL, V., KAVALÍR, T., KŘÍŽEK, M., SIKÁ, J. Analýza vibrací krytu transformátoru pomocí laserového vibrometru. Západočeská univerzita v Plzni, 2019.
- [TA-24] KOMRSKA, T., GLASBERGER, T., PEROUTKA, Z. Modulátor 4fázových měničů s minimalizací nekonečné normy. ZČU v Plzni : EGE s.r.o., 2014.
- [TA-25] KOMRSKA, T., BLAHNÍK, V., STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., PEROUTKA, Z. Zařízení pro kompenzaci zemních poruch: Návrh topologie výkonového obvodu. ZČU v Plzni : Neuveden, 2014.

Prototypy a Funkční vzorky

- [TA-26] KOMRSKA, T., MATULJAK, I., PEROUTKA, Z. Prototyp pětisloupkového transformátoru. 2015.
- [TA-27] MATULJAK, I., KOMRSKA, T., PEROUTKA, Z. Zapojení nadřazených řídicích obvodů zařízení pro kompenzaci zemních poruch - uzlová varianta kompenzátoru. 2015.
- [TA-28] BLAHNÍK, V. Model kompenzátoru menšího výkonu - uzlová varianta kompenzátoru. 2015.
- [TA-29] BLAHNÍK, V. Zapojení řídicích obvodů zařízení pro kompenzaci zemních poruch – uzlová varianta kompenzátoru. 2015.
- [TA-30] STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J. Výkonový měnič - základní stavební blok 150 kVA. 2016.
- [TA-31] PEROUTKA, Z., KOMRSKA, T., TALLA, J., BLAHNÍK, V., STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., KOŠAN, T., BEDNÁŘ, B., SKALA, B., KINDL, V., POLÁČEK, L., TURJANICA, P., ŠTENGL, J., BURIAN, P., MICHALÍK, , MOLNÁR, , JÁRA, M., ELIS, L. Zařízení pro kompenzaci zemních poruch 22/0,4 kV 1,35 MVA. 2017.
- [TA-32] STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., POLÁČEK, L., KOŠAN, T., JÁRA, M., KOMRSKA, T. Budící a měřící obvody výkonových měničů 150 kVA. 2019.
- [TA-33] KOMRSKA, T., STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J., JÁRA, M. Experimentální sestava pro analýzu ztrát a chladicího systému výkonových měničů 150 kVA. 2019.

- [TA-34] KOMRSKA, T., STREIT, L., ŠTĚPÁNEK, J. Experimentální sestava výkonových polovodičových bloků 150 kVA. 2019.
- [TA-35] KOMRSKA, T., PEROUTKA, Z. Zapojení nadřazených řídicích obvodů zařízení pro kompenzaci zemních poruch ve variantě připojené k fázovým vodičům. 2016.
- [TA-36] KOMRSKA, T., TALLA, J., BLAHNÍK, V., PEROUTKA, Z. Kompenzátor menšího výkonu připojený k fázovým vodičům sítě. 2016.
- [TA-37] BLAHNÍK, V. Zapojení řídicích obvodů zařízení pro kompenzaci zemních poruch pro řešení připojené k fázovým vodičům. 2016.
- [TA-38] ŠTĚPÁNEK, J., STREIT, L., POLÁČEK, L. HW prototyp řídicí části zařízení pro kompenzaci zemních poruch. 2016.