



**FAKULTA
ELEKTROTECHNICKÁ**
ZÁPADOČESKÉ
UNIVERZITY
V PLZNI

NOVÉ TOPOLOGIE POLOVODIČOVÝCH MĚNIČŮ S VYSOKOU ÚČINNOSTÍ

DIZERTAČNÍ PRÁCE

2017

ING. MARTIN JÁRA

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

NOVÉ TOPOLOGIE POLOVODIČOVÝCH MĚNIČŮ S VYSOKOU ÚČINNOSTÍ

DIZERTAČNÍ PRÁCE

k získání akademického titulu doktor

v oboru

Elektronika

Autor:

Ing. Martin Jára

Školitel:

prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.

Datum státní doktorské zkoušky:

10. října 2014

Datum odevzdání práce:

28. června 2017

Prohlášení autora

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě dizertační práci vypracovanou na závěr doktorského studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni. Prohlašuji, že jsem dizertační práci na téma **Nové topologie polovodičových měničů s vysokou účinností** vypracoval samostatně za použití odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu na konci této práce.

V Plzni, 28. června 2017

.....
Ing. Martin Jára

Prohlášení garanta projektu

Tato práce vznikla za podpory projektu CZ.1.05/2.1.00/03.094: Regionální inovační centrum elektrotechniky (RICE), projektu NPU LO016 a projektu MPO FR-TI3/183 jejichž jsem řešitelem. Potvrzuji, že Ing. Martin Jára je hlavním autorem částí, které jsou představeny v této práci.

V Plzni, 28. června 2017

.....
prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.

Poděkování

Děkuji vedoucímu dizertační práce prof. Ing. Zdeňkovi Peroutkovi Ph.D., za cenné rady a připomínky k vypracování dizertační práce. Velký dík rovněž patří ing. Miroslavu Hruškovi Ph.D. ze společnosti Škoda Electric za všestrannou podporu a firmě Infineon Technologies za poskytnutí inženýrských vzorků výkonových modulů s SiC tranzistory. Tato disertační práce vznikla s podporou Evropského fondu pro regionální rozvoj (ERDF) a Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy ČR v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0094: Regionální inovační centrum elektrotechniky (RICE), projektu NPU LO016 a projektu Ministerstva průmyslu a obchodu MPO-FR-TI3/183: Nová generace řídicích systémů a polovodičových výkonových měničů pro trolejbusy.

V Plzni, 28. června 2017

.....
Ing. Martin Jára

Anotace

Tato práce se zabývá vývojem měničů s vysokou účinností a je tématicky zaměřena na oblast vozidel lehké trakce. Především se věnuje měničům pro pomocné pohony trolejbusů a dále systému bezdrátového nabíjení elektrických vozidel.

V první části práce je popsána problematika samotných pomocných pohonů a navržena nová koncepce s rozšířenými funkcemi. Součástí koncepce je výběr topologií jednotlivých měničů a stanovení jejich parametrů. Vysoká účinnost celé struktury je pak umožněna volbou moderních SiC JFET prvků a rezonančních měničů.

V další části je provedena analýza ztrát vybraných polovodičů a odvozeno oteplení jejich kanálu při definovaných podmínkách chlazení. Zároveň byl sestaven experimentální měnič, který umožnil ověření ztrát a účinnosti v topologiích nové koncepce. Dále je uvedeno srovnání s referenčním měničem s Si IGBT technologií. Současně byl vyvinut driver pro SiC JFET prvky s odolností vůči rušení v důsledku vysokých hodnot du/dt a di/dt .

Dalším krokem je návrh a realizace funkčních vzorků, jejichž provedení respektovalo relevantní normy pro drážní vozidla.

Prvním funkčním vzorkem je vstupní stabilizátor trolejového napětí o výkonu 22kW s topologií sériově spojených pulsních měničů s reverzací proudu. Součástí návrhu je diskuze výhod přesazeného a nepřesazeného řízení a návrh řídicího algoritmu. Druhým funkčním vzorkem je izolující měnič o výkonu 2x10kW pracující se spínací frekvencí v oblasti 100kHz.

Právě schopnost vyvinutých měničů pracovat s vysokými spínacími frekvencemi při zachování nízkých ztrát vedlo posléze k jejich nasazení v systému bezdrátového nabíjení vozidel lehké trakce, kterým se zabývá závěrečná část práce.

Klíčová slova

SiC tranzistory, rezonanční měniče, pomocné pohony, drivery, bezdrátové napájení, trolejbus, lehká trakce

Abstract

This thesis is focused on the development of high-efficiency power electronics converters especially in the field of light traction applications. Primarily, it deals with the auxiliary drives of trolleybuses and with the wireless charging system for electric vehicles.

The first part describes the problems of the auxiliary drives themselves and proposes a new concept with enhanced features. Part of the concept is the choice of topology of individual converters and their required parameters. The high efficiency of the entire structure is then enabled by the use of modern SiC JFET power devices and resonant converters.

In the next part, the losses of selected semiconductors are analyzed and the devices temperature rise under defined cooling conditions is estimated. At the same time, an experimental converter was built, which allowed for the losses and efficiency verification in topologies of the new concept. The comparison with the reference converter based on Si IGBT technology is also given. Also, an appropriate SiC JFET driver with high immunity against the switching noise (high du/dt and di/dt) was developed.

The next step is the design and implementation of the functional prototypes with respect to the relevant standards for rail vehicles.

The first functional prototype is the input voltage stabilizer with output power of 22kW which is based on a series-connected bi-directional buck-boost converters. The benefits of interleaved and non-interleaved control schemes are discussed and the proposed control algorithm is presented. The second functional sample is a 2 x 10kW isolating converter operating at a switching frequency around 100kHz.

The ability of the developed inverters to operate at high switching frequencies while maintaining low losses led to their deployment in the wireless charging system intended for light traction vehicles. That is described in the final chapter of this thesis.

Keywords

SiC transistors, resonant converters, auxiliary drives, drivers, wireless power transfer, trolleybus, light traction

Annotation

Die Arbeit befasst sich mit der Entwicklung von Hochwirkungsgrad-Umrichtern und thematisch konzentriert sich auf elektrische Fahrzeuge getriebene von Oberleitung. Vor allem befasst sich die Arbeit mit Umrichtern von Nebenantrieben für O-Busse und induktive Ladesystemen für Elektrofahrzeuge.

Im ersten Teil ist die Problematik der Nebenantriebe beschrieben und ein Vorschlag einer neuen Konzeption mit erweiterten Funktionen ist präsentiert. Die Konzeption beinhaltet Auswahl der Topologien von Umrichtern und Parametrisierung. Der Hochwirkungsgrad der gesamten Struktur ist ermöglicht dank der Auswahl moderner SiC JFET Transistoren und resonant schaltender Umrichter.

Im nächsten Teil ist die Verlustanalyse gewählter Halbleitern durchgeführt und die Kanalerwärmung bei definierten Kühlbedingungen abgeleitet. Gleichzeitig wurde ein Versuchs-Umrichter gebaut, der hat Verifikation des Wirkungsgrads sowie der Verluste der neuen Konzeption ermöglicht. Der Vergleich mit einem Referenz-Umrichter mit Si IGBT Technologie ist präsentiert. Hierbei wurde ein Driver für SiC JFET Transistoren entwickelt, der mit einer hohen Widerstandsfähigkeit gegen du/dt und di/dt Störung disponiert.

Als nächster Schritt ist ein Vorschlag und Realisation von Funktionsmodellen. Ihre Durchführung respektiert die relevanten Normen für Eisenbahnfahrzeuge.

Erstes Funktionsmodell ist ein Input-Stabilisator der Oberleitungsspannung mit Leistung von 22 kW und Topologie der Reihenschaltung von Pulswechselrichter. Das Design beinhaltet Diskussion der Vorteile der vorgeschobenen und normalen Steuerung und Design des Regelalgorithmus. Zweites Funktionsmodell ist ein isolierender Wechselrichter mit Leistung von 2×10 kW tätig bei Schaltfrequenz um 100 kHz.

Die Fähigkeit von entwickelten Umrichtern bei hohen Schaltfrequenzen und niedrigen Verluste zu arbeiten, führte zum Einsatz in induktives Ladesystem. Das induktive Laden ist im letzten Teil der Arbeit diskutiert.

Schlüsselwort

SiC Transistoren, resonant schaltende Umrichter, Nebenantriebe, Driver, induktives Laden, O-Busse, von Oberleitung betriebene Fahrzeuge

Obsah

Seznam symbolů a zkratk	3
1 Úvod	6
2 Současný stav	8
2.1 Pomocné pohony trolejbusu	8
2.2 Systémy bezdrátového přenosu energie pro nabíjení elektrických vozidel . . .	10
3 Cíle práce	13
4 Metodika práce	14
5 Návrh nové koncepce pomocných pohonů	16
5.1 Propustné měniče	16
5.2 Měkce komutované měniče	17
5.3 Rezonanční měniče	18
5.4 Výběr polovodičů	19
5.5 Nové koncepce pomocných pohonů	20
5.6 Dílčí závěr	22
6 Charakterizace vybraných výkonových součástek	23
6.1 Ztráty výkonových modulů	25
6.1.1 Ztráty v izolujícím měniči	25
6.1.2 Ztráty ve vstupním stabilizátoru	27
6.2 Návrh a konstrukce experimentálního měniče	32
6.2.1 Konstrukce silového obvodu	32
6.2.2 Budící obvod SiC JFET spínače	33
6.2.3 Napájecí zdroj	34
6.3 Oteplovací zkouška	35
6.4 Výpočet maximálních teplot kanálu SiC spínačů	37
6.5 Účinnost měničů pro pomocné pohony	38
6.5.1 Střídačový chod měniče s trojúhelníkovými proudy	38
6.5.2 Střídačový chod měniče s rezonanční sítí	40
6.6 Měnič v zapojení pulsního měniče	43

6.7	Dílčí závěr	45
7	Měniče pro pomocné pohony trolejbusu s SiC prvky	47
7.1	Mechanický koncept	47
7.2	Silový obvod měniče 2QC2	48
7.2.1	Výstupní filtr	50
7.2.2	Externí cívka	58
7.2.3	Deska plošných spojů	58
7.2.4	Layout silového obvodu měniče 2QC2	60
7.3	Dvoukanálový driver pro SiC JFET tranzistory	63
7.3.1	Signálové rozhraní	65
7.3.2	Blokovací logika	65
7.3.3	Generování minimálních mrtvých časů	66
7.3.4	Přepěťové ochrany	67
7.3.5	Teplotní ochrana	67
7.3.6	Nadproudová ochrana	68
7.3.7	Budící kanál	69
7.3.8	Napájecí zdroj	70
7.4	Řízení měniče 2QC2	71
7.5	Experimentální ověření funkce měniče	74
7.6	Izolující měnič	80
7.7	Dílčí závěr	81
8	Systém bezdrátového přenosu energie	83
8.1	Vazebný člen	83
8.2	Střídač s SiC prvky SiCv2	87
8.3	Měřicí stanoviště	89
8.4	Experimentální výsledky	90
8.5	Dílčí závěr	94
9	Závěr	95
9.1	Hlavní přínosy práce	97
9.2	Perspektivní směry dalšího výzkumu	97
	Literatura	99
	Seznam autorových publikací	107

Seznam symbolů a zkratek

C_s	sériový kondenzátor
E_{off}	vypínací energie
E_{on}	zapínací energie
f_{SW}	spínací frekvence
f_n	normalizovaná frekvence
f_r	rezonanční frekvence
$I_{(RMS)}$	efektivní hodnota proudu
$I_{C(RMS)}$	efektivní hodnota proudu kondenzátoru
I_f	střední hodnota proudu diodou
I_{in}	střední hodnota vstupního proudu
$I_{L(EXT)}$	proud externí tlumivkou
$i_{L(peak)}$	špičková hodnota proudu
i_{Lr}	okamžitá hodnota proudu cívkou
I_{max}	maximální hodnota proudu
I_{min}	minimální hodnota proudu
$i_{out(peak)}$	špičková hodnota výstupního proudu
i_{out}	okamžitá hodnota výstupního proudu
I_d	střední hodnota proudu
i_L	proud cívkou L
k	návrhový parametr LLC obvodu
k_t	teplotní koeficient odporu kanálu
k_U	napěťový koeficient
L_{EXT}	externí induktor
L_m	magnetizační indukčnost transformátoru
L_r	rozptylová indukčnost transformátoru
L_s	sériová indukčnost

M	napěťový zisk
$mod1$	modulační signál 1
$mod2$	modulační signál
n	poměr transformátoru
P_{cond}	vodivostní ztráty
P_{in}	vstupní výkon
P_{off}	vypínací ztráty
P_{on}	zapínací ztráty
P_{out}	výstupní výkon
P_{tot}	celkové ztráty spínače
P_d	disipovaný výkon
Q	činitel jakosti
Q_C	náboj kondenzátoru
Q_g	náboj hradla
Q_L	napěťové množství
$R_{DS(on)}$	odpor kanálu
R_{EQV}	ekvivalentní zátěž
$R_{TH(h-a)}$	tepelný odpor chladič - okolí
$R_{TH(j-h)}$	tepelný odpor přechod - chladič
R_G	hradlový odpor
T	teplota
T_{amb}	teplota okolí
$T_{ch(max)}$	maximální teplota kanálu
T_{ch}	teplota kanálu
t_{dt}	mrtvý čas
T_{hs}	teplota chladiče
T_{mtc}	teplota NTC prvku
THD_U	total harmonic distortion
U_{Cusm}	
U_{cw}	požadovaná hodnota
$u_{d(p)}$	špičková hodnota napětí
u_{dio}	napětí usměrňovače

$U_{DS()}$	napětí drain-source
U_{DSS}	nominální hodnota napětí drain-source
$U_{GS(th)}$	prahové napětí hradla
$U_{in(FHA)}$	první harmonická vstupního napětí
U_{in}	vstupní napětí
U_{out}	výstupní napětí
U_{sp}	napětí na spínači
U_{zk}	zkušební napětí
u_d	okamžitá hodnota napětí
U_f	úbytek na diodě
u_v	napětí na vnitřních spínačích
z	poměrné sepnutí
Z_0	charakteristická impedance
FHA	first harmonic analysis
NTC	negative temperature coefficient
OCP	overcurrent protection
OTP	overtemperature protection
OVP	overvoltage protection
PWM	pulse width modulation
SiC	silicone carbide
SMD	surface mount device

1 Úvod

Energetická účinnost patří k základním charakteristikám energetických a elektrotechnických zařízení a měničů obecně. Její navyšování vede přirozeně k žádoucím ekonomickým úsporám provozu zařízení. Významným aspektem je rovněž další stupeň volnosti při návrhu nového zařízení či měniče s vyšší účinností, kdy lze zohlednit vyšší spolehlivost a životnost komponent provozovaných při nižší operační teplotě nebo minimalizovat prostředky odvodu ztrátového tepla, a tím snížit hmotnost a zástavbový prostor zařízení.

V oblasti lehké trakce patří právě hmotnost a zástavbový prostor použitých měničů k základním cílovým parametrům při vývoji měničů nové generace, přičemž k faktorům významně ovlivňujícím jejich konstrukční provedení zde patří požadavky na klimatickou odolnost, elektromagnetickou kompatibilitu a odolnost vůči vibracím podle relevantních norem.

Samotné rozměry měničů jsou mimo jiné závislé na velikosti pasivních prvků a chladiče, které jsou dále závislé na spínací frekvenci a velikosti ztrát. Zvyšování spínací frekvence vede sice k žádoucí redukci pasivních komponent, na druhé straně se navyšují spínací ztráty ve výkonových polovodičích, což vede k mohutnějšímu dimenzování chladičů. Tento rozpor lze překonat dvěma základními přístupy:

- Využitím vysokorychlostních součástek s minimálními spínacími ztrátami a s dostatečně vysokou blokovací schopností.
- Implementací některé z technik měkké komutace.

Tato práce se věnuje vývoji měničů pro pomocné pohony trolejbusu s vysokou účinností. Zmíněné pomocné pohony vozidel lehké trakce typicky generují palubní střídavou síť $3 \times 400V_{AC}$ a poskytují funkci nabíječe palubní nízkonapěťové baterie. Výkonová úroveň pomocných pohonů trolejbusu se zpravidla pohybuje v oblasti 20kW - 25kW.

Hlavním předmětem zkoumání jsou zde možnosti zvýšení účinnosti při současném zvýšení spínací frekvence s využitím nejmodernějších SiC polovodičů.

Na základě analýzy současných řešení pomocných pohonů byla po konzultaci s průmyslovým partnerem ¹ zvolena nová koncepce pomocných pohonů a následně byly definovány vstupně-výstupní parametry jednotlivých měničů spolu s jejich topologií.

Současně byl, po provedeném průzkumu trhu, vybrán vhodný SiC výkonový modul pro dané měniče. Vzhledem k tomu, že vybraný modul byl ve stádiu inženýrského vzorku, by-

¹Práce částečně vznikala v rámci projektu MPO FR-TI3/183 "Nová generace řídicího systému a výkonových polovodičových měničů pro trolejbusy", kde byla hlavním řešitelem Škoda Electric, a.s. (ŠELC).

la provedena jeho charakterizace pro použití v měničích pomocných pohonů ve vytipovaných topologiích včetně topologie rezonančního LLC měniče. Pozornost byla věnována především ztrátám a oteplení v podmínkách typických pro prostředí střešní jednotky trolejbusu.

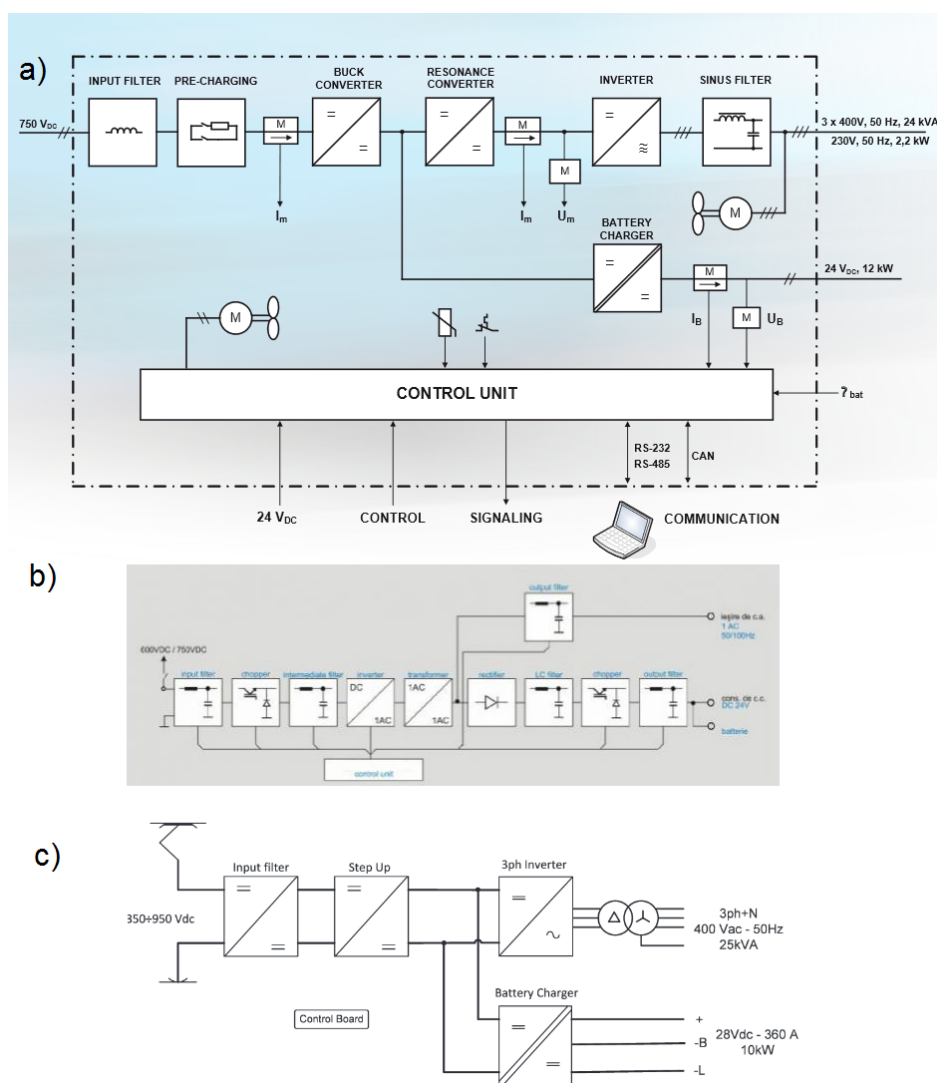
Díky výborným výsledkům charakterizace bylo přistoupeno k realizaci funkčních vzorků měničů s parametry podle nové koncepce s SiC prvky. Konkrétně byl realizován vstupní stabilizátor o výkonu 22kW a střídačová část izolujícího měniče o výkonu 2x10kW. V práci je uveden zjednodušený konstrukční popis měničů a dosažené hodnoty účinnosti.

Aktuálním trendem v současné době je v oblasti vozidel lehké trakce nasazení elektrobusesů případně hybridních vozidel. Jejich efektivní využití je podmíněno účinným systémem nabíjení, přičemž k perspektivním a uživatelsky nejpříjemnějším patří bezdrátové nabíjení. Vysokorychlostní SiC komponenty zde mohou přispívat k dosažení vysokých hodnot účinnosti, jejichž minimální hodnoty jsou dnes předmětem regulace. Závěr práce je proto věnován výsledkům výzkumné činnosti autora v této oblasti.

2 Současný stav

2.1 Pomocné pohony trolejbusu

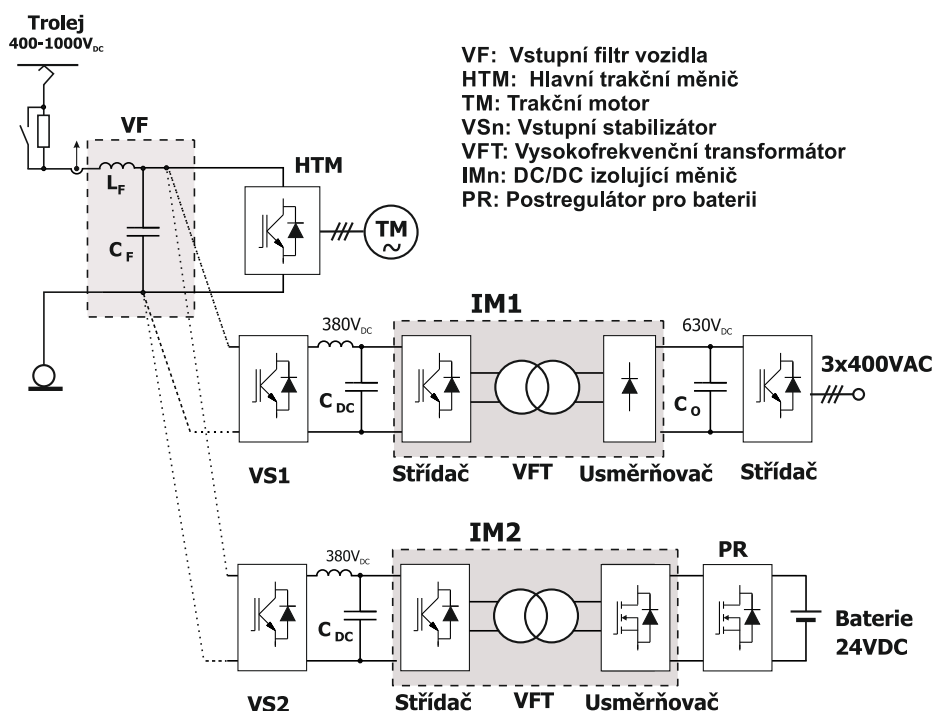
Jak již bylo zmíněno, pomocné pohony trolejbusu slouží především ke generování palubní střídavé sítě a k nabíjení palubní baterie. Případně mohou být doplněny o další výstupy napájející například o napájení jednotky klimatizace salónu, je-li zákazníkem vyžadována. Celá struktura je napájena z trolejového vedení a výstupní napětí musí být galvanicky izolována.



Obr. 2.1: Pomocné pohony lehké trakce - a) Končar [1], b) Indaeltrac [2], c) ABB [3]

Jednotlivá řešení pomocných pohonů vozidel lehké trakce různých výrobců (Škoda Electric, Cegelec, Bombardier, Končar aj.) se vyznačují odlišnými způsoby provedení izolující funkce ve struktuře měničů, jak ukazuje obrázek 2.1. Některými koncepty se dále zabývá [4]. Možné topologie jednotlivých měničů jsou dále krátce nastíněno v kapitole 5.

Jednu z používaných koncepcí průmyslového partnera představuje obrázek 2.2. Vstupem celé struktury pomocných pohonů je stejnosměrný obvod za vstupním LC filtrem VF, který je sdílen s hlavním trakčním pohonem HTM. Napětí stejnosměrného obvodu kolísá v rozsahu $400V_{DC}$ až $1000V_{DC}$ podle napětí troleje. Větev nabíječe a větev generátoru palubní sítě jsou zde odděleny již na této úrovni.



Obr. 2.2: Původní koncept pomocných pohonů trolejbusu

Obě větve obsahují vstupní stabilizátor VS, který snižuje napětí pod dolní rozsah napětí troleje na hodnotu $380V_{DC}$. Je založen na snižujícím pulsním měnič s jedním IGBT tranzistorem a diodou s blokovacím napětím 1700V kvůli nutnosti bezpečně blokovat napětí horního rozsahu troleje. Vzhledem k dynamickým parametrům komponent této napěťové třídy se spínací frekvence pohybuje v oblasti pod 10kHz.

Stabilizátory jsou následovány izolujícími měniči IM, které jsou tvořeny můstkovým jednofázovým střídačem, transformátorem o vhodném poměru a usměrňovačem.

V případě větve generátoru palubní sítě je usměrňovačem diodový můstek. Napětí výstupního stejnosměrného obvodu musí zaručovat dostatečně malou hodnotu činitele zkreslení THD_U generované sítě, proto jeho hodnota přesahuje 620V. Ve střídači a usměrňovači jsou již použity polovodičové součástky s blokovacím napětím 1200V. Izolující měnič

je provozován bez řízení se spínací frekvencí 50kHz a s pevným otevřením 50%. Vzhledem k tomu, že není požadována regulační funkce tohoto měniče, je jeho topologie maximálně zjednodušená, neboť neobsahuje žádnou filtrační cívku. Takové uspořádání však vede k téměř trojúhelníkovému průběhu proudu transformátoru s vysokým obsahem harmonických vyšších řádů a s vysokou RMS hodnotou. Izolující měnič následuje třífázový střídač s dU/dt nebo sinusovým filtrem generují palubní síť $3 \times 400V_{AC}$.

Měnič IM2 slouží k izolaci napětí sítě $+24V_{DC}$. Vzhledem k velikosti proudů je osazen aktivním usměrňovačem s nízkonapěťovými MOSFET tranzistory. Protože je vstupní střídač opět neřízený, poskytuje bateriový management měnič PR s topologií synchronního snižujícího pulsního měniče. S výhodou je pro usměrňovač a regulátor PR použit jeden výkonový modul v zapojení tří půlmůstků. Spínací frekvence je s ohledem na ztráty ve vinutí transformátoru a usměrňovače pod hranicí 20kHz.

Mezi nevýhody existujících struktur pomocných pohonů lze řadit zejména:

- nízkou spínací frekvencí vstupních stabilizátorů ve slyšitelném pásmu a z toho vyplývající nutnost masivních cívek s vysokou indukčností,
- trojúhelníkové proudy izolujících měničů s dopady na oteplování komponent a EMC,
- poměrně velký transformátor pro izolující měniče,
- celkově nízkou účinnost celé struktury v okolí 90%.

2.2 Systémy bezdrátového přenosu energie pro nabíjení elektrických vozidel

Vývoj plně elektrických či hybridních vozidel osobní i hromadné dopravy je v současné době jednoznačným trendem většiny výrobců. K zásadním výhodám patří nízkoemisní provoz, úspora fosilních paliv, možnost rekuperace energie a rovněž samotné dynamické parametry elektrického pohonu. K určitým neduhům těchto vozidel lze řadit nepřipravenost energetické sítě, nízkou energetickou hustotu současných akumulátorů, případně pořizovací cenu.

Zároveň dochází k rychlému vývoji systémů nabíjení elektrických vozidel, které může být provedeno pomocí kabelu či bezdrátově. Druhé jmenované s sebou přináší výrazně vyšší uživatelský komfort a vyšší ochranu před úrazem elektrickým proudem [5].

Kromě statického nabíjení, například v garáži, na konečné stanice apod., jsou v literatuře rovněž popsány systémy dynamického nabíjení [6], kdy je vozidlo nabíjeno i v průběhu jízdy pomocí průběžných cívek umístěných pod povrchem vozovky, nicméně tato varianta je v současnosti spíše akademickým tématem.

V oblasti elektromobility upravuje vzájemnou interoperabilitu, bezpečnost a minimální požadavky na bezdrátový systém vznikající standard SAE 2954 [7]. Předpokládá minimální

účinnost 90% v případě pevné pozice vazebných cívek nebo 85% u systémů s proměnnou vzájemnou pozicí při frekvencích v okolí 85kHz. Výkonové hladiny jsou určeny (obdobně jako u standardu pro kabelové nabíjení) v následujících stupních:

- WPT1 - 3.7kW, pro soukromé/domácí použití
- WPT2 - 7.7kW, pro soukromé/veřejné použití
- WPT3 - 11kW, rychlonabíječky
- WPT4 - 22kW, rychlonabíječky

Je samozřejmé, že se v okolí systému bezdrátového přenosu energie vyskytují vyšší hodnoty magnetické indukce a elektrického pole s různými účinky na lidské tělo [8], [9]. Maximální úrovně vně lidského těla jsou proto předmětem přísných hygienických předpisů (ICNIRP2010 [10]). Tabulka 2.1 shrnuje limity pro veřejné prostředí pro jednotlivá frekvenční pásma. Poslední řádek je relevantní pro systém s cílovými frekvencemi v rozsahu vyšších desítek a stovek kilohertzů.

Tab. 2.1: Referenční úrovně vnějšího elektrického a magnetického pole pro veřejné prostředí

Pásmo	E	H	B
-	[kV/m]	[A/m]	[T]
1 Hz–8 Hz	5	$3.2 \times 10^4 / f^4$	$4 \times 10^{-2} / f^2$
8 Hz–25 Hz	5	$4 \times 10^3 / f$	$5 \times 10^{-3} / f$
25 Hz–50 Hz	5	1.6×10^2	2×10^{-4}
50 Hz–400 Hz	$2.5 \times 10^2 / f$	1.6×10^2	2×10^{-4}
400 Hz–3 kHz	$2.5 \times 10^2 / f$	$6.4 \times 10^4 / f$	$8 \times 10^{-2} / f$
3 kHz–10 MHz	8.3×10^{-2}	21	2.7×10^{-5}

Tabulka 2.2 ukazuje výběr prací uveřejněných v odborné literatuře, ve kterých jsou úspěšně demonstrovány systémy bezdrátového napájení.

Tab. 2.2: Výběr prací z odborné literatury

Rok/zdroj	Výkon	Účinnost	Vzdálenost
2011 [11]	1 kW	88%	30 cm
2011 [12]	60 kW	92%	40 cm
2012 [13]	3.3 kW	90%	18 cm
2013 [14]	180 kW	85%	10 cm
2014 [15]	300/600 kW	83%	3 cm
2015 [16]	6.6 kW	88%	20 cm
2015 [17]	5kW	96.5%	5.2 cm

K hlavním problémům patří dosažení a udržení dostatečně vysoké účinnosti přenosu při velkých a proměnných vzdálenostech, v případě vozidel lehké trakce až 30cm. To úzce

souvisí s optimálním návrhem geometrie samotných vazebných cívek a volbou rezonanční frekvence. Významným omezujícím faktorem pro volbu frekvence jsou zde pak uvedené hygienické limity.

3 Cíle práce

Po posouzení současných řešení měničů pro pomocné pohony s ohledem na požadavky průmyslového partnera a požadavků na vysoce účinné systémy bezdrátového nabíjení vozidel lehké trakce byly stanoveny následující cíle disertační práce:

- Na základě analýzy možných topologických řešení navrhnout strukturu nové generace pomocných pohonů pro trolejbus s využitím vysokorychlostních SiC komponent.
- Po provedeném průzkumu dostupných komponent vybrat SiC výkonový prvek vhodný pro použití v měničích nové koncepce pomocných pohonů.
- Charakterizovat vybraný prvek pro aplikaci v měničích pro pomocné pohony podle zvolené koncepce. To zahrnuje odvození ztrátových modelů prvku v určených topologiích, stanovení oteplení kanálu, návrh budicího kanálu a následné ověření funkce a účinnosti při plném výkonu a napětí pomocí experimentálního měniče.
- Navrhnout a realizovat funkční vzorky vybraný měničů v konstrukčním provedení podle relevantních norem a zvyklostí průmyslového partnera.
- Navrhnout řízení pomocných pohonů (měničové sestavy).
- Navrhnout odpovídající budicí obvod pro použité SiC komponenty s běžnými ochrannými funkcemi a definovaným rozhraním pro řídicí jednotku (driver).
- Navrhnout topologii zapojení a řešení měničů pro bezdrátový přenos energie.
- Postavit funkční vzorky měničů na bázi širokopásmových polovodičů a sestavit kompletní laboratorní model zařízení pro bezdrátový přenos energie.
- Experimentálně doložit funkci bezdrátového přenosu energie s výkonem minimálně 5kW a frekvencí 85 - 250 kHz.

4 Metodika práce

Práce sestává celkem z devíti kapitol. V první kapitole je definována motivace vzniku této práce. V kap. 2 je provedena analýza současného stavu poznání ve zkoumané problematice, přičemž jsou zde též definovány hlavní problémy existujících řešení zkoumaných pomocných pohonů a systému bezdrátového přenosu energie. Na základě provedené analýzy současného stavu poznání jsou následně v kap. 3 definovány hlavní cíle této disertační práce. Vlastní řešení začíná kapitolou 5, kde jsou prezentovány topologické úvahy a následně popsána nová koncepce pomocných pohonů ve dvou variantách se stejnou přidanou funkcionalitou a definovány základní vstupně výstupní parametry jednotlivých měničů a jejich topologie. Dále je proveden výběr perspektivního výkonového modulu, konkrétně modulu FF45R12J1_B11 s SiC JFET tranzistory ochuzovacího typu.

V kapitole 6 je provedena charakterizace vybraného výkonového modulu v měničích pomocných pohonů nové koncepce s funkcí vstupního stabilizátoru a izolujícího měniče. Nejdříve jsou odvozeny ztrátové modely spínačů v obou topologiích a dále jsou uvedeny výsledky oteplovací zkoušky experimentálního měniče, který je rovněž krátce popsán. Experimentálně stanovené hodnoty spolu se ztrátovými modely prokázaly aplikovatelnost vybraného výkonového modulu, který byl ve fázi raných inženýrských vzorků s neúplným datovým listem. Tento závěr spolu s funkcí budícího kanálu byl dále experimentálně ověřen měřením účinnosti zmíněného měniče modelujícího parametry obou topologiích při plném výkonu. Zároveň je demonstrována možnost navýšení účinnosti izolujícího měniče využitím rezonanční sítě typu LLC.

Kapitola 7 se již zabývá vývojem funkčního vzorku vstupního stabilizujícího měniče s SiC JFET spínači v topologii sériově spojených dvoukvadrantových měničů s výstupním výkonem 22kW. Měnič byl navržen s ohledem na požadavky průmyslového partnera týkajících se především relevantních drážních norem a konstrukčního provedení. Kromě základního dimenzování komponent je navrženo řízení s aktivním vyvažováním napětí sériově spojených sekcí a diskutovány možnosti přesazeného a nepřesazeného řízení. Rovněž je popsán nově vyvinutý dvoukanálový driver s řadou ochranných funkcí pro vybrané měniče pomocných pohonů. Následuje velmi stručný popis funkčního vzorku izolujícího měniče pomocných pohonů s topologií dvou jednofázových střídačů pro alternativní variantu pomocných pohonů, jež následně nebyla použita průmyslovým partnerem.

V závěrečné kapitole 8 je demonstrován systém pro bezdrátové nabíjení elektrických vozidel. Použití SiC polovodičů pracujících s frekvencemi 85-250kHz přispělo k účinnosti systému výrazně přesahující požadavky příslušných předpisů.

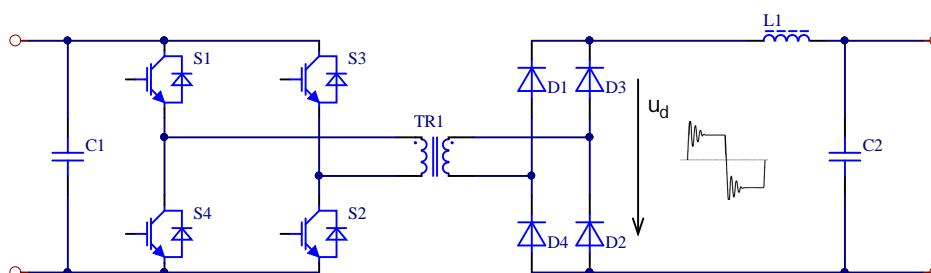
V kapitole 9 jsou popsány hlavní závěry práce, vyjmenovány její přínosy a krátce nastíněny perspektivní směry dalšího výzkumu.

5 Návrh nové koncepce pomocných pohonů

Obecným kritériem pro volbu nové koncepce je jednoduchost, nízký počet řídicích kanálů a čidel a výpočetní náročnost řídicího algoritmu. Snahou je rovněž zvýšení spínací frekvence všech měničů alespoň nad hranici slyšitelnosti a dále pro optimalizaci pasivních prvků. Při hledání vhodného topologického řešení se pozornost zaměřila především na oblast dvojitých propustných měničů, tvrdě i měkce komutovaných variant, a možnost využití nejmodernějších spínacích prvků.

5.1 Propustné měniče

Při pohledu na obrázek 2.2 se nabízí možnost sloučit izolační a regulační funkci měničů VS a IM v jeden měnič. Topologicky nejjednodušší řešení pak poskytují propustné měniče s výstupním LC filtrem podle obrázku 5.1. Při požadavku na co nejvyšší spínací frekvence



Obr. 5.1: Propustný dvojitý měnič

je nutné uvažovat použití 1200V spínačů a topologii měniče založenou na sériovém spojení můstků [18] či hybridních můstků střídače nebo využít tříúrovňové topologie. Nevýhodou všech variant je napěťové namáhání usměrňovače. Špičková hodnota napětí u_d (Obr. 5.1) je při komutaci střídače součtem výstupního obdélníkového napětí transformátoru a tlumených parazitních oscilací. Oscilace vznikají vybuzením rezonančního obvodu, který je tvořen převážně rozptylovou indukčností transformátoru, kapacitou usměrňovače a cívky $L1$. Běžným způsobem jejich tlumení je přidání snubberového obvodu RC, RCD, transilu apod.

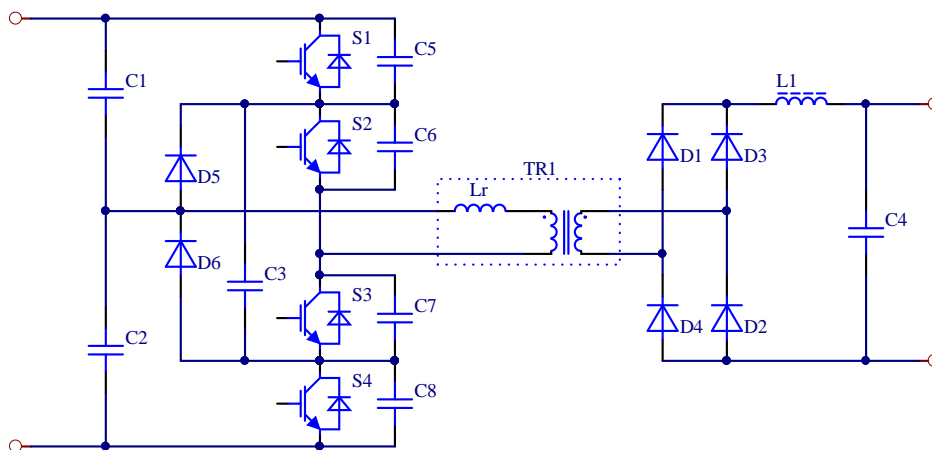
Je-li například uvedený propustný měnič uvažován jako jedna ze dvou sériově spojených sekcí vstupního měniče pomocných pohonů větve generátoru střídavé sítě, jeho vstupní napětí leží v rozsahu poloviny trolejového napětí $200V_{DC}$ až $500V_{DC}$. Dolní rozsah určuje při požadovaném výstupním napětí $U_{out} = 620V_{DC}/2 = 310V_{DC}$ převodový poměr transformá-

toru $n = 310/200 \doteq 1.6$, který při vyšším rozsahu vede k výstupnímu napětí transformátoru 790V. Pro bezpečnou činnost 1200V usměrňovače pak nesmí špičkové napětí u_d přesáhnout hodnotu 1000V, což klade značné nároky na snubber.

Při experimentálním ověření této topologie s měniči [19] a [20] přesáhl disipovaný výkon RCD snubberu hodnotu 120W v pracovním bodu $U_{in} = 450V_{DC}$, $P_{out} = 4kW$, $u_d < 1000V$ a $f_{SW} = 100kHz$. To při cílovém výstupním výkonu 10kW představuje již nepřijatelné snížení účinnosti o 1.2%.

5.2 Měkce komutované měniče

Velký rozsah vstupního napětí je problematický i v případě použití topologií s měkkou komutací. K populárním a topologicky nejjednodušším technikám patří ZVS s fázově posunutou modulací [21],[22], na obrázku 5.2 v provedení s tříúrovňovým půlmůstkem podle [23].



Obr. 5.2: Tříúrovňový půlmůstkový měnič podle [23]

Při fázově posunuté modulaci jsou spínače v rámci dvojic $S1.S4$ a $S2.S3$ modulovány dvěma PWM signály s 50% úhlem otevření, jejichž vzájemná fáze je modulována podle požadavků regulace.

Ve výstupním napětí střídače lze rozeznat aktivní takty $+U_{in}/2$, $-U_{in}/2$ a nulový takt, kdy proud i_{Lr} volně cirkuluje skrze upínací diodu a příslušný spínač $S2$ nebo $S3$. Tento proud, který během nulového vektoru zaniká jen velmi pomalu, je v průběhu mrtvého času využit k přebití kapacity fázového výstupu tak, aby následné sepnutí spínačů proběhlo v době vedení jejich zpětných diod (při nulovém napětí).

Aby k přebití došlo, musí být energie uložená v induktoru ¹ L_r vyšší než energie v kapacitách fázového výstupu, což znamená, že k měkké komutaci dochází v horní části výkonového rozsahu měniče. Na počátku každého aktivního taktu musí proud i_{Lr} změnit

¹Často jde o úmyslně zvýšený rozptyl transformátoru.

polaritu, což trvá konečný čas závislý na U_{in} a L_r a počáteční velikosti i_{L_r} . Během této doby nedochází k přenosu výkonu na sekundární stranu a přenosová funkce měniče se mění dle [23] na tvar:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{z}{2n} - \frac{4f_{SW}L_rI_{out}}{U_{in}n^2}, \text{ kde } n = n_{prim}/n_{sec} \quad (5.1)$$

Pravý člen rovnice (5.1) představuje ztrátu střídý oproti tvrdě komutované verzi. Je zřejmé že při snaze o rozšíření rozsahu měkké komutace zvyšováním L_r se ztráta zvyšuje, což může vést ke ztrátě regulovatelnosti měniče, kdy programované poměrné sepnutí je maximální, nicméně výstupní napětí je nižší a závislé na výstupu.

S napěťovými a výkonovými parametry $U_{in} = 400V_{DC} - 1000V_{DC}$ a $P_{out} = 10kW$ vstupního měniče pro větev generátoru vychází při spínací frekvenci 30kHz maximální hodnota rozptylové indukčnosti v okolí $5\mu H$. Podle simulací tato hodnota přibližně odpovídá hraničnímu stavu, kdy v nejnepříznivějším stavu při $z_{MAX} = 0.95$ je výstupní napětí na požadované hladině. Při dvojnásobném výstupním proudu výstupní napětí klesá o 10%, což by stále vyhovovalo přetížitelnosti měniče. Nicméně rozsah měkké komutace s takto malou indukčností L_r vychází pouze na 25% horního výkonového rozsahu. Další přehled měkce komutovaných tříúrovňových měničů pro tuto aplikaci lze nalézt v [24].

Topologiemi měkké komutace aplikovatelné pouze na vstupní pulsní měnič VS v případě, kdy není stabilizující a izolující funkce sloučena v jediném měniči, se zabývá zpráva [25]. Ke komplikacím zde obecně patří proměnná spínací frekvence, vyšší počet aktivních a pasivních komponent, obvody snímání průchodu proudu nulou, případně vývoj napětí až $2U_{in}$ na některých komponentách obvodu.

5.3 Rezonanční měniče

Rezonanční měniče se vyznačují sinusovými průběhy pracovních proudů nebo napětí a jejich spínače obvykle dosahují měkké komutace. Frekvenčně modulované rezonanční měniče se obecně vyznačují schopností regulovat pouze v omezeném rozsahu vstupního napětí [26]. V odborné literatuře je popsáno několik přístupů vedoucích k jeho rozšíření založené na adaptivním přepínání dvou- a tříúrovňového režimu [27], změnu převodu transformátoru přídatnými vinutími a spínači [28] a zařazení stabilizujícího předstupně [29].

Užití LLC rezonanční topologie v měniči s čistě izolující funkcí s malým rozsahem vstupního napětí je často používaným způsobem izolace stejnosměrného napětí [30], [31], [32]. Pokud není vyžadována přesná regulace výstupního napětí, je možné navrhnout rezonanční síť tak, aby napěťový přenos při dané spínací frekvenci byl přibližně konstantní pro celý rozsah výstupních proudů.

5.4 Výběr polovodičů

Navýšení spínací frekvence a redukci hmotnosti pasivních komponent bez poklesu účinnosti je možné dosáhnout použitím nejmodernějších vysokorychlostních spínačů s polovodiči s velkou šířkou zakázaného pásma [33], [34], [35], [36]. V oblasti 1200V spínačů jsou běžně dostupné pouze tranzistory na bázi SiC, které se díky svým materiálovým vlastnostem [37], [38], vyznačují oproti Si součástkám především:

- Vyššími operačními teplotami nad 200 °C díky trojnásobně větší šířce zakázaného pásma. Omezujícím faktorem je způsob pouzdření [39], [40].
- Nižším specifický $R_{DS(ON)}$. Desítnásobně vyšší elektrická pevnost materiálu umožňuje mnohem tenčí drift vrstvy tranzistorů, tj. při stejné ploše čipu a stejném blokovacím napětí může být odpor vrstvy teoreticky až 300x nižší.
- Vyšší dosažitelnou spínací frekvencí díky rychlým spínacím dějům.
- Velmi malými zotavovacími ději diod.

Nabídka těchto komponent se neustále rozrůstá a v současné době jsou SiC spínací součástky k běžně komerčně dostupné od většiny hlavních výrobců polovodičů [41]. Rovněž se v nabídkách objevují tranzistory na bázi GaN, jejichž blokovací napětí ovšem obvykle nepřesahuje 650V. V literatuře jsou však již popsány spínače s blokovacím napětím 1200V a odporem kanálu pod 10mΩ [42], a to i se strukturou vertikálního trench MOSFETu [43]. Nověji se v literatuře objevují práce věnované spínačům na bázi diamantu, který se vyznačuje násobně vyššími hodnotami elektrické pevnosti, tepelné vodivosti, pohyblivosti děr a vodivosti typu P. V [44] je demonstrován laterální p-FET spínač s blokovacím napětím přes 1600V a zároveň demonstrována funkce vertikálního trench p-MOSFETu na bázi diamantu. Kromě využití diamantu jako samotného polovodiče se objevují návrhy hybridních struktur, kde je diamantová vrstva využívána k odvodu tepla z GaN tranzistoru [45], případně plní i další role [46].

Nicméně v době průzkumu trhu byla stále ještě nabídka silně omezena především na diskrétní pouzdra. Výběr z dostupných 1200V SiC tranzistorů udává tabulka 5.1.

Tab. 5.1: Přehled dostupných SiC tranzistorů

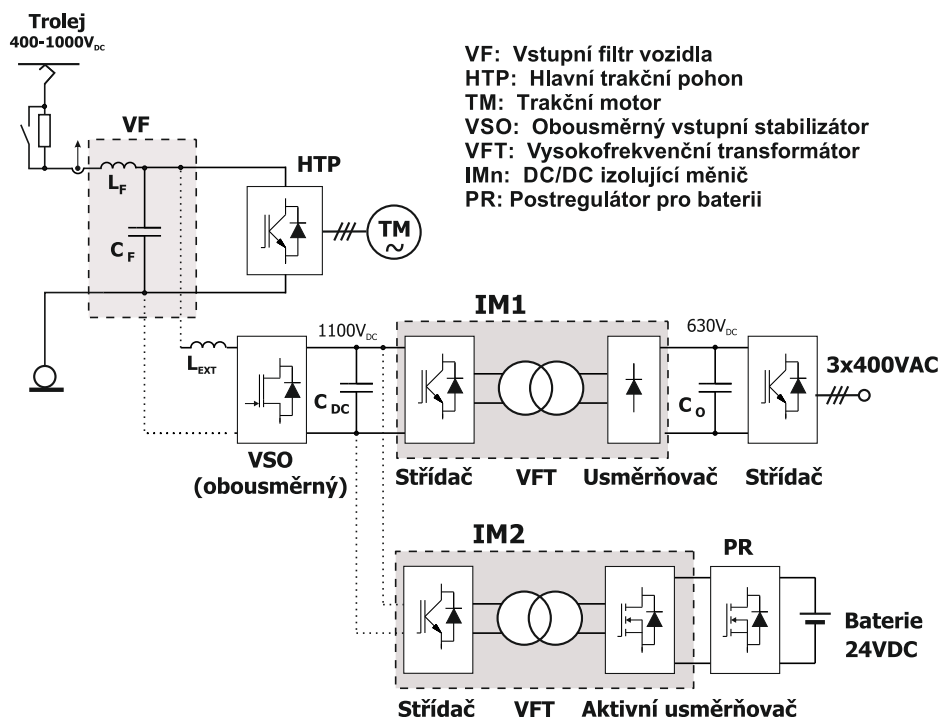
Název	Technologie	Pouzdro	$R_{DS(on)}$	Q_g	$U_{GS(th)}$	Úrovně hradla	Výrobce
CMF20120D	MOSFET	TO-247	80mΩ	23.8nC	2.5V	+20V, -5V	CREE
SJEP120R100	obohacovací JFET	TO-247	100mΩ	30nC	1V	+15V, -10V	SemiSouth
SJDP120R085	ochuzovací JFET	TO-247	85mΩ	30nC	-5V	+15V, -15V	SemiSouth
IJY120R10XT1	ochuzovací JFET	TO-247	100mΩ	65nC	-13.5V	0V, -19V	Infineon
FF30R12W1J1	ochuzovací JFET	EasyDUAL	25mΩ	195nC	-13.5V	0V, -19V	Infineon

Jediný bezpotenciálový výkonový modul ², alespoň ve stádiu inženýrského vzorku, zde představuje modul FF30R12W1J1 od firmy Infineon s půlmůstkovou topologií. Jeho další nespornou výhodou je existující řešení buzení ochuzovacího JFET tranzistoru ve formě budícího obvodu 1EDI30J12Cx, které kromě efektivního buzení také řeší nežádoucí vodivý stav spínače při nenapájeném driveru (viz. kapitola 6.2.2).

Pro posouzení vlastností SiC diod v můstkovém usměrňovači dvojitinného propustného měniče byla provedena srovnávací analýza [20] rychlé Si diody s měkkým zotavením DSEC30-12A (IXYS) a SiC Schottky diody CSD20120 (CREE). V topologii podle obrázku 5.1 výsledky ukazují nižší ztráty SiC diody přibližně od spínací frekvence 20kHz. Při frekvenci 100kHz pak rozdíl ztrát celého usměrňovače činil 28%. Jedinými dostupnými SiC Schottky diodami ve výkonovém modulu představovaly moduly série APTDCxxH12 od firmy MicroSEMI.

5.5 Nové koncepce pomocných pohonů

Na základě naznačených úvah a provedených experimentů byly v součinnosti s průmyslovým partnerem zvoleny dvě varianty koncepce pomocných pohonů nové generace.



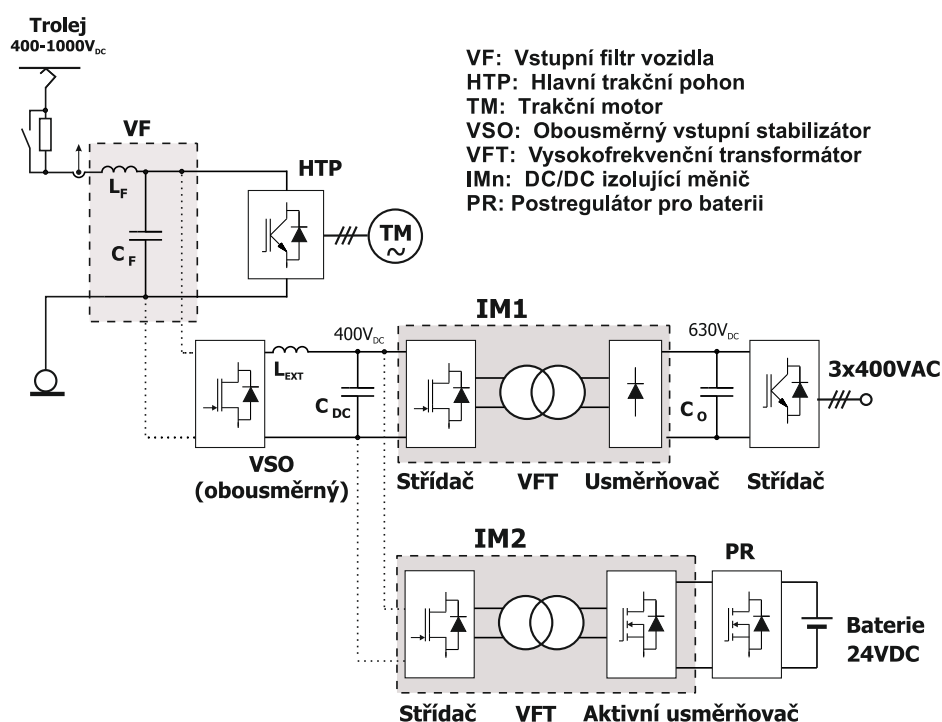
Obr. 5.3: Varianta A nové koncepce pomocných pohonů

²Např. odborné publikace firmy SemiSouth uvádí pouze studii modulového řešení s SiC tranzistory, kde jsou parazitní oscilace v paralelních hradlových obvodech paralelně zapojených čipů potlačovány vhodně umístěnými RC články [47].

Varianta A je zobrazena na obrázku 5.3 a kterou lze oproti koncepci z obrázku 2.2 shrnout v bodech:

- Bylo zachováno rozdělení měničů se stabilizující a izolující funkcí.
- Stabilizaci trolejového napětí poskytuje jediný měnič VSO s topologií sériově spojených dvoukvadrantových zvyšujících pulsních měničů s výstupním napětím $1100V_{DC}$ a spínací frekvencí minimálně 30kHz. Výstupní výkon je 22kW.
- Izolační funkci obou větví poskytují rezonanční měniče IM1 a IM2, jejichž střídače využívají 1700V IGBT s frekvencí alespoň 20kHz. Výstupní výkon každého měniče je 10kW.
- Měnič VSO a IM2 jsou obousměrné.

Variantu B představuje obrázek 5.4:



Obr. 5.4: Varianta B nové koncepce pomocných pohonů

Tato varianta se odlišuje od předchozí varianty tím, že trolejové napětí je stabilizováno na dolní rozsah měničem VSO s topologií sériově spojených snižovacích pulsních měničů. Následné měniče IM1 a IM2 pak mohou používat 1200V tranzistory a dosahovat spínacích frekvencí 100kHz a více.

Hlavními funkčními výhodami obou variant jsou:

- Možnost přednabíjení stejnosměrného obvodu hlavního pohonu HTP z palubní baterie 24V díky dvoukvadrantovému režimu vstupního stabilizátoru VSO a izolujícího měniče IM2.
- Možnost napájení generátoru třífázové sítě například při přejezdech izolovaných úseků troleje.
- Nouzové napájení hlavního pohonu při krátkodobých výpadcích troleje.

5.6 Dílčí závěr

Na základě nastíněných úvah o topologiích jednotlivých měničů pomocných pohonů byla zvolena nová koncepce pomocných pohonů trolejbusu ve dvou variantách. Zároveň byly definovány vstupně-výstupní parametry měničů a jejich topologie.

Obě varianty přinášejí funkční výhody díky dvoukvadrantním měničům mezi palubní baterií $+24V_{DC}$ a vstupním stejnosměrným obvodem vozidla.

Rychlé SiC tranzistory lze obecně aplikovat v obou variantách ve vstupním stabilizujícím měniči VSO a ve variantě B i ve střídačové části izolujících měničů. Nicméně volba diskretních komponent by vedla k vysokému počtu paralelních tranzistorů. Proto jako perspektivní polovodičový prvek pro realizaci funkčních vzorků měničů pomocných pohonů nové generace byl vybrán výkonový modul FF45R12J1_J11.

V dalších částech práce je pozornost věnována především následujícím dvěma měničům s těmito moduly:

1. Zvyšující vstupní stabilizátor VSO varianty A:

Vstupní napětí	$U_{in} = 400 - 1000V_{DC}$
Výstupní napětí	$U_{out} = 1100V_{DC}$
Výstupní výkon	$P_{out} = 22kW$
Spínací frekvence	$f_{SW} = 30kHz$
Topologie	sériové spojení dvoukvadrantových SiC pulsních měničů

2. Izolující měnič IM1 varianty B:

Vstupní napětí	$U_{in} = 400V_{DC}$
Výstupní napětí	$U_{out} = 630V_{DC}$
Výstupní výkon	$P_{out} = 10kW$
Spínací frekvence	$f_{SW} = 100kHz$
Topologie	SiC JFET můstkový střídač, transformátor, SiC usměrňovač

6 Charakterizace vybraných výkonových součástek

Výkonové moduly FF45R12J1_B11 s SiC ochuzovacími JFET tranzistory v lisovacím pouzdru Easy1B firmy Infineon patří k nejranějším dostupným bezpotenciálovým modulům s SiC spínači. Jejich inženýrské vzorky byly postupně uvolňovány v několika verzích:

1. První generací byl inženýrský vzorek s typovým označením FF30R12J1_B11 a s typovým proudem 30A. Validace modulu proběhla právě s těmito vzorky včetně stavby experimentálního měniče SiCv1.
2. Druhou generací byl inženýrský vzorek s typovým označením FF45R12J1_B11 a s typovým proudem 45A. Šlo o přetypování první generace beze změny počtu paralelních čipů spínače, pouze byl posílen fázový výstup modulu o další pin. S těmito vzorky byl realizován funkční vzorek vstupního stabilizátoru (kapitola 7).
3. Před uvedením modulu na trh byl přidán pin do sourcu v Kelvinově spojení k omezení vlivu parazitních indukčností na napěťové namáhání upínací diody D_{CL} v budícím obvodu (Kap. 6.2.2).

Modul obsahuje půlmůstek, ve kterém je každý spínač tvořen trojicí paralelních ochuzovacích SiC JFET v sérii s paralelní dvojicí Si PMOSFET tranzistorů s následujícími parametry:

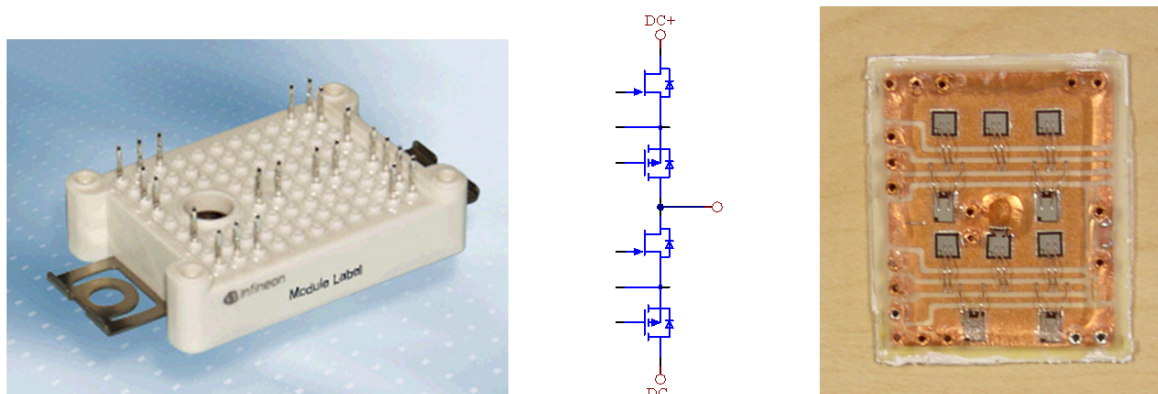
Parametry SiC JFET tranzistorů (trojice paralelních čipů):

Jmenovité napětí	$U_{DSS} = 1200V$
Jmenovitý proud	$I_D = 45A$
Odpor kanálu	$R_{DS(on)} = 25m\Omega$ při $T_{ch} = 25^\circ C$
Max. teplota kanálu	$T_{ch(max)} = 150^\circ C$

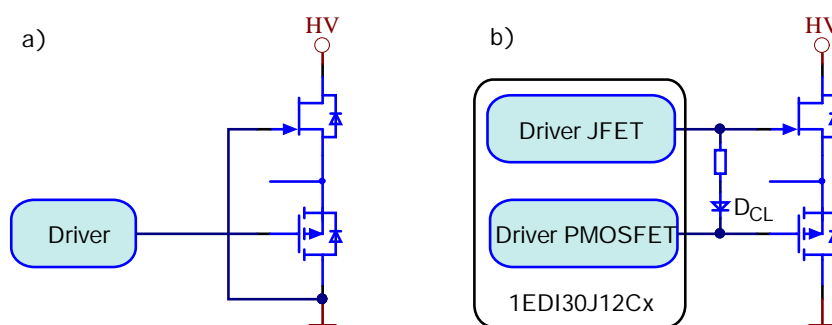
Parametry Si PMOSFET tranzistorů (paralelní dvojice):

Nominální napětí	$U_{DSS} = 30V$
Nominální proud	$I_D = 60A$
Odpor kanálu	$R_{DS(on)} = 1.7m\Omega$ při $T_{ch} = 25^\circ C$
Max. teplota kanálu	$T_{ch(max)} = 150^\circ C$

Při zapojení ochuzovacího SiC JFET tranzistoru v sérii s Si nízkonapěťovým PMOSFET tranzistorem, kdy je hradlo JFETu spojeno se sourcem PMOSFETu a řízení je prová-



Obr. 6.1: Výkonový modul FF30R12J_B11, schématická značka a vnitřní zapojení



Obr. 6.2: Klasické cascode zapojení (a), řešení firmy Infineon (b)

děno hradlem PMOSFETu (tzv. cascode zapojení [48]), se celá struktura chová jako spínač blokující napětí i při ztrátě hradlovacího signálu.

Spínání takového spínače však ve srovnání s přímým řízením JFET tranzistoru však přináší několikanásobné zvýšení potřebného náboje hradla [49], může docházet ke ztrátě říditelnosti dU/dt kvůli ztrátě zpětnovazebního účinku Millerovy kapacity [50] a samotné použití PMOSFETu přináší zvýšení parazitních indukčností v hradlovém obvodu JFET.

Řešení dodávané výrobcem modulů spočívá v oddělení budící kanálů pro JFET a PMOSFET tranzistor, jak ukazuje obrázek 6.2 b). Oba kanály jsou integrovány v obvodu 1EDI30J12Cx. PMOSFET zůstává otevřen během činnosti driveru a nijak svými parazitními kapacitami a zotavovacími ději neovlivňuje spínání JFET tranzistoru. V případě ztráty napájení driveru a během startu se uplatňuje upínací dioda D_{CL} a vytváří klasickou cascode strukturu (Obr. 6.2 a))

Vzhledem k omezením plynoucím z nedostatečných informací k vybranému modulu byl zvolen následující postup jeho charakterizace pro jeho aplikaci v cílových měničích:

1. Základní výpočet ztrát v cílových měničích podle kapitoly 5.
2. Návrh a konstrukce experimentálního měniče, s chlazením odpovídajícím poměrům ve střešní jednotce trolejbusu.
3. Oteplovací zkouška experimentálního měniče k určení teplotní závislosti $R_{DS(on)}$, oteplení čipů a teplotních impedancí celé sestavy měniče.
4. Výpočet maximální teploty kanálu JFET spínačů v cílových měničích při daném způsobu chlazení.
5. Ověření účinnosti a činnosti budících kanálů experimentálního měniče zapojeného v cílových topologiích.

6.1 Ztráty výkonových modulů

V této kapitole jsou analyzovány ztráty výkonového modulu v aplikacích nové koncepce pomocných pohonů z kapitoly 5.5.

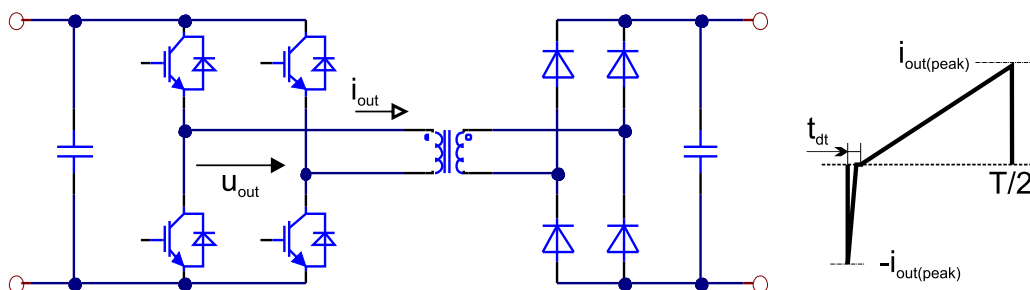
6.1.1 Ztráty v izolujícím měniči

V zapojení izolujícího měniče IM1 varianty B pomocných pohonů (kapitola 5.5) je obdélníkové výstupní napětí U_{out} měniče transformované transformátorem TR1 po usměrnění připojeno na kondenzátor C_{usm} vybíjený proudem zátěže. Výsledný proud střídače i_{out} je pak limitován pouze podélnou impedancí transformátoru a rozdílem napětí U_{out} a $U_{C_{usm}}$. Jeho průběh je přibližně trojúhelníkový a ve střední hodnotě je roven proudu I_{in} (Obr. 6.3). Špičkový proud $i_{out(peak)}$ pak lze přibližně vyjádřit:

$$i_{out(peak)} = 2I_{in} = 2 \frac{P_{in}}{U_{in}(1 - 2 * f_{SW}t_{dt})} \quad (6.1)$$

kde t_{dt} je mrtvý čas střídače. Výraz v závorce jmenovatele zohledňuje rozdíl mezi střední hodnotou vstupního proudu I_{in} a střední hodnotou kladného trojúhelníkového průběhu proudu spínačem vlivem mrtvého času t_{dt} dle obrázku 6.3.

Průběhy na obrázku 6.11 dokumentují, že k zapnutí spínačů dochází s nízkou strmostí zapínaného proudu. Naopak při vypínání spínače vypínají maximální proud $i_{out(peak)}$. Z hlediska dynamických ztrát je tedy tato topologie izolujících měničů méně vhodná pro spínače typu IGBT, které se obecně vyznačují vyššími vypínacími ztrátami v důsledku proudového chvostu. Zapínací ztráty SiC spínačů zde odpovídají disipaci energie uložené v jejich výstupních kapacitách. K sepnutí dochází v době mrtvého času, kdy dochází k parazitním oscilacím



Obr. 6.3: Základní topologie a proudový průběh spínače izolujícího měniče

výstupní části střídače. Jejich amplituda je však omezena vstupním napětím, které je tak maximálním možným napětím spínače v okamžiku sepnutí. Zapínací a vypínací ztráty spínače vyjadřují vztahy (6.2) a (6.3)

$$P_{on} = k_U E_{on(0A)} f_{SW} \quad (6.2)$$

$$P_{off} = k_U E_{off(i_{out(peak)})} f_{SW} \quad (6.3)$$

kde k_U je napěťový koeficient a E_{on} resp. E_{off} jsou zapínací a vypínací energie podle datového listu. Vodivostní ztráty při uvažovaném trojúhelníkovém proudu spínače lze vyjádřit vztahem

$$P_{cond} = k_t R_{RDS(on)} I_{(RMS)}^2 = k_t R_{DS(on)} \frac{0.5 - t_{dt} f_{SW}}{3} i_{out(peak)}^2 \quad (6.4)$$

kde k_t je teplotní koeficient odporu kanálu a $R_{DS(on)}$ je odpor kanálu při 25 °C. Vliv ztrát zpětné diody v době mrtvého času není významný vzhledem ke krátké době vedení, kterou lze vyjádřit jako

$$t_{dio} = \frac{L_r i_{out(peak)}}{U_{in}} \quad (6.5)$$

Volt-ampérová charakteristika diody v datovém listu chybí, je uvedeno pouze propustné napětí při jmenovitém proudu. Proto je možné její ztráty vyjádřit jen hrubě. Dosazením (6.5) je možné ztráty diody vyjádřit:

$$P_{dio} = U_f I_{f(AVG)} = U_f \frac{i_{out(peak)} t_{dio}}{2T} = U_f \frac{i_{out(peak)}^2 L_r f_{SW}}{2U_{in}} \quad (6.6)$$

Dosazením následujících hodnot, odpovídajících maximálnímu zatížení měniče IM1 nové koncepce pomocných pohonů, do vztahů (6.2), (6.3), (6.4) a (6.6) lze získat celkové ztráty jednoho spínače. Mrtvý čas t_{dt} byl zvolen tak, aby byl delší než vypočtený čas vedení

diody t_{dio} podle (6.5) pro $L_r = 2\mu H$, což je typická hodnota transformátoru pro uvažované frekvence a proudy ¹.

$$U_{in} = 400V \text{ vstupní napětí}$$

$$P_{in} = 10500W \text{ vstupní příkon}$$

$$k_U = 400V/600V = 0.33 \text{ napěťový koeficient}$$

$$R_{DS(on)} = 36.2m\Omega \text{ maximální odpor spínače při } 25^\circ C$$

$$k_t = 2 \quad \text{odhad teplotního koeficientu } R_{DS(on)} \text{ při } 125^\circ C$$

$$t_{dt} = 350ns \quad \text{mrtvý čas}$$

Výsledky pro různé spínací frekvence shrnuje tabulka 6.1. Celkové ztráty jednoho spínače udává sloupec $P_{tot} = P_{on} + P_{off} + P_{cond} + P_{dio}$. Ztráty střídače pak odpovídají čtyřnásobku této hodnoty.

Tab. 6.1: Ztráty spínače ve střídači s trojúhelníkovými proudy

f_{SW} [kHz]	$i_{out(peak)}$ [A]	E_{off} [mJ]	P_{on} [W]	P_{off} [W]	P_{cond} [W]	P_{dio} [W]	P_{tot} [W]
50	54.40	1.80	6.667	6.00	34.51	1.48	48.66
100	56.45	1.83	13.333	12.20	35.81	3.19	64.53
150	58.66	1.91	20.000	19.00	37.21	5.16	81.37
200	61.05	2.03	26.667	27.07	38.73	7.45	99.91
250	63.64	2.10	33.333	35.00	40.37	10.12	118.83

6.1.2 Ztráty ve vstupním stabilizátoru

Vstupní stabilizující měnič VSO nové koncepce pomocných pohonů obou variant (kapitola 5.5) je založen na sériovém spojení pulsních měničů. Při analýze ztrát je možné uvažovat pouze jednu sekci s polovičním vstupním napětím. V tomto případě jsou sledovány čtyři pracovní body s nejnižším a nejvyšším vstupním napětím v režimu zvyšujícím i snižujícím při maximálním zatížení.

Pro samotné vyjádření ztrát řízeného spínače zůstávají v platnosti vztahy (6.2) a (6.3). K určení vodivostních ztrát je nutné modifikovat vztah (6.4) pro trapézovitý průběh proudu s hodnotou filtrační indukčnosti a frekvence jako parametry. Při předpokládaném komplementárním řízení spínačů a nepřerušovaných proudech, jsou meze proudového trapézoidu obou spínačů totožné, liší se poměrným sepnutím.

Meze lze vyjádřit u zvyšovacího měniče pomocí střední hodnoty vstupního proudu a zvlnění proudu cívky:

¹Podle parametrů poptaných transformátorů u firem Elfis, Tronic a Skybergtech.

$$I_{min,max} = I_{in} \mp \Delta I = \frac{P_{in}}{U_{in}} \mp \frac{U_{in}z}{2L_r f_{SW}} \quad (6.7)$$

Dosazením do výrazu pro vodivostní ztráty s využitím vztahu pro RMS hodnotu trapézoidu vychází tvar:

$$\begin{aligned} P_{cond} = k_t R_{RDS(on)} I_{(RMS)}^2 &= k_t R_{DS(on)} \left(\sqrt{\frac{i_{min}^2 + i_{max}^2 + i_{min}i_{max}}{3}} z \right)^2 \\ &= k_t R_{DS(on)} \left[\left(\frac{P_{in}}{U_{in}} \right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{zU_{in}}{2L_r f_{SW}} \right)^2 \right] z' \end{aligned} \quad (6.8)$$

Pro výpočet ztrát řízeného spínače je parametr $z' = z$, pro komplementární spínač je nutné dosadit $z' = 1 - z$. Obdobně pro snižující měnič:

$$I_{min,max} = I_{in}/z \mp \Delta I = \frac{P_{in}}{U_{in}z} \mp \frac{(U_{in} - U_{out})z}{2L_r f_{SW}} \quad (6.9)$$

$$P_{cond} = k_t R_{RDS(on)} I_{(RMS)}^2 = k_t R_{DS(on)} \left[\left(\frac{P_{in}}{U_{in}z} \right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{(U_{in} - U_{out})z}{2L_r f_{SW}} \right)^2 \right] z' \quad (6.10)$$

Ztráty vedením diod jsou opět malé, neboť k nim dochází pouze během mrtvého času v taktu komplementárního spínače v obou režimech měniče. Vzhledem k dynamickým vlastnostem spínačů může být mrtvý čas nastaven v okolí 100ns. Při zanedbání změny amplitudy v průběhu tohoto intervalu je možné určit ztráty jako:

$$P_{dio} = U_f I_f = U_f (I_{min} + I_{max}) t_{dt} f_{SW} \quad (6.11)$$

Parametry sledovaných pracovních bodů při uvažování jedné sekce měniče s polovičním vstupním napětím a polovičním výkonem shrnuje tabulka 6.2.

Tab. 6.2: Parametry pracovních bodů pulsního měniče

Bod	P_{in} [kW]	U_{in} [V]	U_{out} [V]	z [-]	k_U [-]	k_t [-]	$R_{DS(on)}$ [mΩ]	t_{dt} [ns]	V_f [V]
A	11	200	550	0.64	0.92	2	36.3	100	3.5
B	11	500	550	0.09	0.92	2	36.3	100	3.5
C	11	210	200	0.95	0.35	2	36.3	100	3.5
D	11	500	200	0.4	0.83	2	36.3	100	3.5

Tab. 6.3: Ztráty spínačů ve zvyšujícím pulsním měniči - pracovní bod A

L_r [μ H]	f_{SW} [kHz]	P_{on} [W]	P_{off} [W]	P_{cond1} [W]	P_{tot1} [W]	P_{dio} [W]	P_{cond2} [W]	P_{tot2} [W]
250	20	7.0	5.8	155.1	168.0	0.8	88.6	89.4
250	30	22.8	5.8	140.7	169.3	1.2	80.4	81.5
250	40	32.1	7.4	140.2	179.7	1.5	80.1	81.6
250	50	41.5	9.0	140.0	190.4	1.9	80.0	81.9
250	60	50.8	10.6	139.8	201.3	2.3	79.9	82.2
250	70	60.2	12.2	139.8	212.1	2.7	79.9	82.6
500	20	16.1	3.7	140.2	160.0	0.8	80.1	80.9
500	30	25.4	5.3	139.8	170.5	1.2	79.9	81.1
500	40	34.8	6.9	139.7	181.4	1.5	79.8	81.4
500	50	44.1	8.5	139.7	192.3	1.9	79.8	81.7
500	60	53.4	10.1	139.6	203.2	2.3	79.8	82.1
500	70	62.8	11.7	139.6	214.1	2.7	79.8	82.5
1000	20	17.4	3.5	139.7	160.5	0.8	79.8	80.6
1000	30	26.7	5.1	139.6	171.4	1.2	79.8	80.9
1000	40	36.1	6.7	139.6	182.3	1.5	79.8	81.3
1000	50	45.4	8.3	139.6	193.3	1.9	79.8	81.7
1000	60	54.8	9.9	139.6	204.2	2.3	79.8	82.1
1000	70	64.1	11.5	139.6	215.2	2.7	79.8	82.5

Následující tabulky 6.3 až 6.6 udávají ztráty jednotlivých spínačů v daných bodech při různých hodnotách indukčnosti L_r a spínací frekvence f_{SW} . Sloupce P_{tot1} a P_{tot2} zobrazují celkové ztráty spodního a horního spínače výkonového modulu.

Tab. 6.4: Ztráty spínačů ve zvyšujícím pulsním měniči - pracovní bod B

L_r [μ H]	f_{SW} [kHz]	P_{on} [W]	P_{off} [W]	P_{cond1} [W]	P_{tot1} [W]	P_{dio} [W]	P_{cond2} [W]	P_{tot2} [W]
250	20	5.61	1.55	3.24	10.4	0.31	32.35	32.7
250	30	8.92	2.24	3.21	14.4	0.46	32.10	32.6
250	40	12.25	2.93	3.20	18.4	0.62	32.01	32.6
250	50	15.58	3.62	3.20	22.4	0.77	31.97	32.7
250	60	18.92	4.31	3.20	26.4	0.92	31.95	32.9
250	70	22.26	5.00	3.19	30.5	1.08	31.94	33.0
500	20	6.12	1.46	3.20	10.8	0.31	32.01	32.3
500	30	9.46	2.16	3.20	14.8	0.46	31.95	32.4
500	40	12.80	2.85	3.19	18.8	0.62	31.93	32.5
500	50	16.14	3.54	3.19	22.9	0.77	31.92	32.7
500	60	19.49	4.24	3.19	26.9	0.92	31.91	32.8
500	70	22.83	4.93	3.19	30.9	1.08	31.91	33.0
1000	20	6.40	1.42	3.19	11.0	0.31	31.93	32.2
1000	30	9.74	2.12	3.19	15.1	0.46	31.91	32.4
1000	40	13.09	2.81	3.19	19.1	0.62	31.91	32.5
1000	50	16.43	3.50	3.19	23.1	0.77	31.90	32.7
1000	60	19.78	4.20	3.19	27.2	0.92	31.90	32.8
1000	70	23.12	4.89	3.19	31.2	1.08	31.90	33.0

Tab. 6.5: Ztráty spínačů ve snižujícím pulsním měniči - pracovní bod C

L_r [μ H]	f_{SW} [kHz]	P_{on} [W]	P_{off} [W]	P_{cond1} [W]	P_{tot1} [W]	P_{dio} [W]	P_{cond2} [W]	P_{tot2} [W]
250	20	7.0	1.3	208.9	217.1	0.8	10.4	11.2
250	30	10.6	1.9	208.9	221.3	1.2	10.4	11.6
250	40	14.1	2.5	208.9	225.5	1.5	10.4	12.0
250	50	17.7	3.1	208.9	229.7	1.9	10.4	12.4
250	60	21.3	3.7	208.9	233.8	2.3	10.4	12.8
250	70	24.8	4.3	208.9	238.0	2.7	10.4	13.1
500	20	7.1	1.2	208.9	217.2	0.8	10.4	11.2
500	30	10.6	1.9	208.9	221.4	1.2	10.4	11.6
500	40	14.2	2.5	208.9	225.5	1.5	10.4	12.0
500	50	17.8	3.1	208.9	229.7	1.9	10.4	12.4
500	60	21.3	3.7	208.9	233.9	2.3	10.4	12.8
500	70	24.9	4.3	208.9	238.1	2.7	10.4	13.1
1000	20	7.1	1.2	208.9	217.2	0.8	10.4	11.2
1000	30	10.7	1.8	208.9	221.4	1.2	10.4	11.6
1000	40	14.2	2.5	208.9	225.6	1.5	10.4	12.0
1000	50	17.8	3.1	208.9	229.8	1.9	10.4	12.4
1000	60	21.4	3.7	208.9	233.9	2.3	10.4	12.8
1000	70	24.9	4.3	208.9	238.1	2.7	10.4	13.1

Tab. 6.6: Ztráty spínačů ve snižujícím pulsním měniči - pracovní bod D

L_r [μ H]	f_{SW} [kHz]	P_{on} [W]	P_{off} [W]	P_{cond1} [W]	P_{tot1} [W]	P_{dio} [W]	P_{cond2} [W]	P_{tot2} [W]
250	20	12.5	3.8	89.1	105.4	0.8	133.7	134.4
250	30	21.0	5.2	88.3	114.6	1.2	132.5	133.7
250	40	29.5	6.7	88.1	124.2	1.5	132.1	133.6
250	50	38.0	8.1	87.9	134.1	1.9	131.9	133.8
250	60	46.5	9.6	87.9	143.9	2.3	131.8	134.1
250	70	55.0	11.1	87.8	153.9	2.7	131.8	134.5
500	20	14.7	3.3	88.1	106.2	0.8	132.1	132.9
500	30	23.2	4.8	87.9	115.9	1.2	131.8	133.0
500	40	31.7	6.3	87.8	125.8	1.5	131.7	133.3
500	50	40.2	7.7	87.8	135.7	1.9	131.7	133.6
500	60	48.7	9.2	87.8	145.7	2.3	131.6	134.0
500	70	57.2	10.6	87.8	155.6	2.7	131.6	134.3
1000	20	15.9	3.1	87.8	106.8	0.8	131.7	132.5
1000	30	24.4	4.6	87.8	116.7	1.2	131.6	132.8
1000	40	32.9	6.0	87.7	126.7	1.5	131.6	133.2
1000	50	41.4	7.5	87.7	136.6	1.9	131.6	133.5
1000	60	49.9	9.0	87.7	146.6	2.3	131.6	133.9
1000	70	58.4	10.4	87.7	156.5	2.7	131.6	134.3

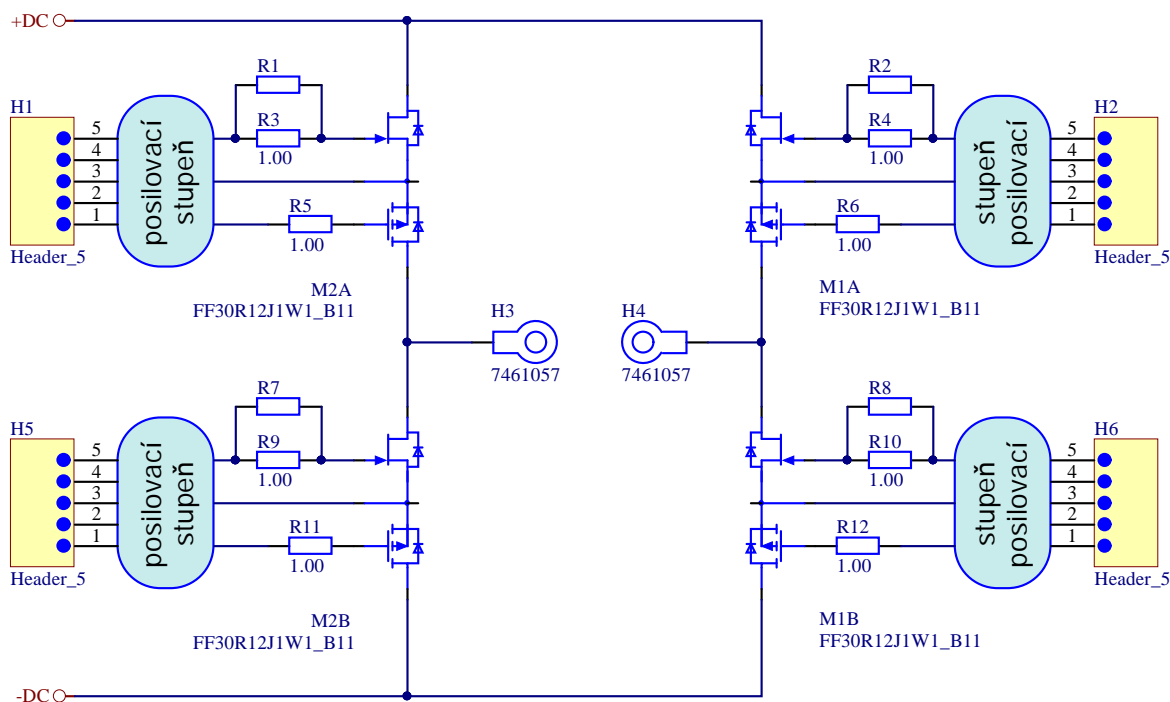
6.2 Návrh a konstrukce experimentálního měniče

Pro vlastní charakterizaci modulu byl vyvinut experimentální měnič s topologií jednofázového můstkového střídače SiCv1. Měnič slouží především k určení přenosových charakteristik v topologiích střídače a pulsního měniče s paralelním chodem modulů, přenositelného výkonu, účinnosti a oteplení. Vzhledem k tomu, že se jedná o JFET spínače ochuzovacího typu, jejich použití vedlo k vývoji vlastního driveru. Zároveň bylo nutné v průběhu ožívování měniče řešit problematiku vlastního rušení měniče, což vedlo posléze ke konstrukci dodatečného napájecího zdroje s účinným způsobem stínění.

Základní vlastností měniče je definovaný způsob chlazení, odpovídající svým výkonem podmínkám ve střešní jednotce trolejbusu. Konkrétně bylo chlazení provedeno montáží silového obvodu na chladič THHT 44 00020, který je při provozu měniče profukován vzduchem s rychlostí 7-8m/s (stanoveno po konzultaci s průmyslovým partnerem).

6.2.1 Konstrukce silového obvodu

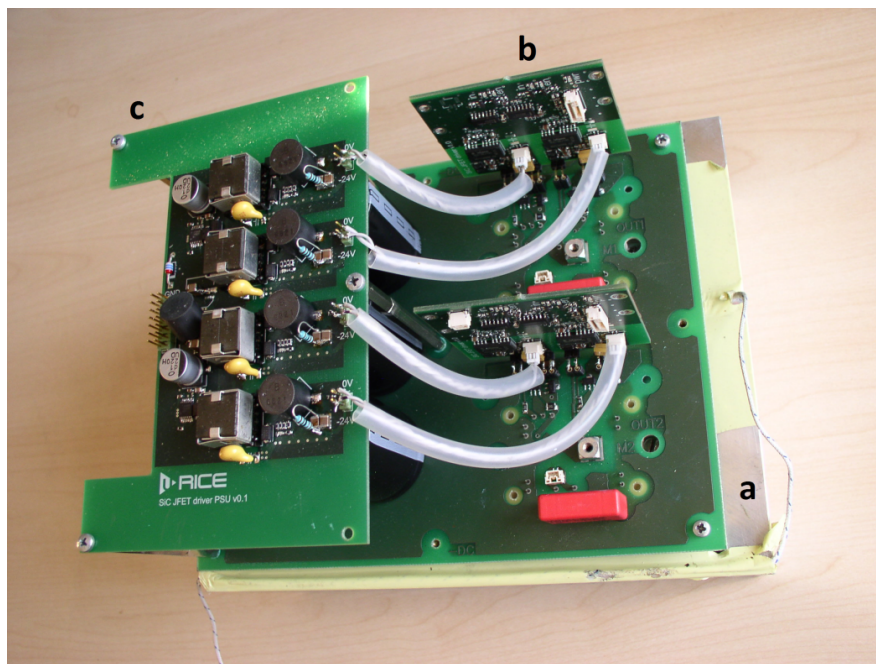
Silový obvod, jehož základní část je zobrazena na obrázku 6.4, obsahuje vstupní kapacitní banku o celkové kapacitě $705\mu F$, posilovací tranzistorové stupně obvodu hradla a hradlové odpory v antipulsním SMD provedení.



Obr. 6.4: Silová část měniče SiCv1

Při návrhu layoutu byla maximální pozornost věnována sendvičové struktuře výkonových plání. K dalšímu omezení komutačního přepětí slouží polypropylenové kondenzátory

umístěné v těsné blízkosti výkonových modulů. Samotná deska plošných spojů o rozměrech 195x152mm je vyrobena ze substrátu FR4, tloušťky 1.5mm s oboustranným plátováním mědí o tloušťce 105μm. Povrchová úprava je realizována galvanickým pocínováním v souladu s aplikačním doporučením pro montáž lisovacích pouzder výkonových modulů [51] a lisovacích konektorů [52].

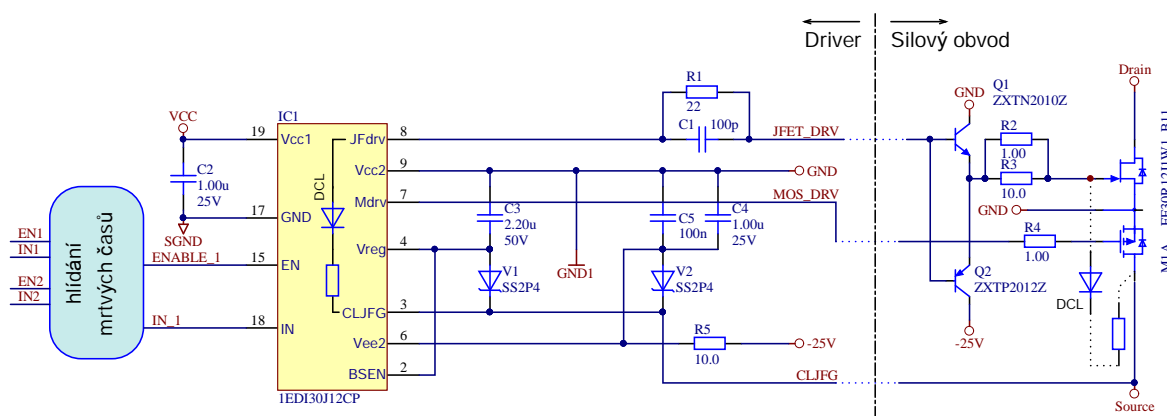


Obr. 6.5: Experimentální měnič pro charakterizaci SiC výkonového modulu, a) silový obvod, b) drivery, c) napájecí zdroj.

6.2.2 Budící obvod SiC JFET spínače

Vzhledem k nestandardním budícím úrovním ochuzovacích SiC JFET spínačů bylo nutné vyvinout nový driver. Samotný budící kanál (Obr.6.6) je založen na obvodu 1EDI30J12CP firmy Infineon, který poskytuje galvanické oddělení řídicích signálů a podporuje řízení dvojice JFET a PMOSFET tranzistorů v dané konfiguraci, nicméně jeho výstupní obvody nejsou schopny dodat proud do hradla více než 2A. Z toho důvodu jsou na desce silového obvodu umístěny již zmíněné posilovací stupně hradlového signálu pro každý ze čtyř spínačů. Posilovací stupně využívají dvojici vysokorychlostních bipolárních tranzistorů v osvědčeném totem-pole [53] zapojení. Experimentálně byla ověřena jejich bezproblémová činnost až do spínacích frekvencí 500kHz s oteplením pod 50 °C.

Zapojení budícího kanálu vychází z doporučení firmy Infineon pro plovoucí budící kanály s izolovaným napájením. Ke své činnosti vyžaduje napájecí napětí $-21V_{DC}$ až $-25V_{DC}$, které je vnitřním regulátorem obvodu 1EDI30J12CP stabilizováno na úroveň -19V pro hradlový signál. Je-li driver fyzicky zapojen do desky silového obvodu, chovají se spínače jako obo-



Obr. 6.6: Budící kanál driveru SiCv1

hacovací typ díky upínacím diodám $V1$, $V2$ a D_{CL} [49]. V tomto konkrétním zapojení je pin CLJFG stále připojen k drainu pomocného P-MOSFET tranzistoru a při reverzním startu² je využívána vnitřní upínací dioda obvodu 1EDI30J12CP. Tento přístup není v novějších materiálech firmy Infineon doporučován, kvůli napětovému namáhání diody při vypínání spínače způsobenému parazitními indukčnostmi modulu. Nověji je nutné přidat upínací diodu D_{CL} a rezistor mezi hradlo a vyhrazený source pin³ JFET tranzistoru [54], jak je zobrazeno na obrázku 6.6 vpravo.

Kromě základní funkce buzení výkonových spínačů driver dále poskytuje obvody hlídání minimálních mrtvých časů s možností nastavení, vstup externího blokování a indikaci stavu driveru.

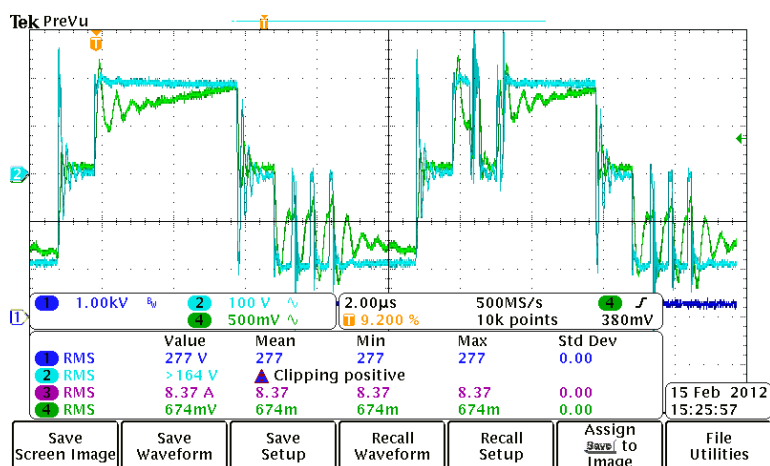
6.2.3 Napájecí zdroj

Měnič SiC se dvěma drivery vyžaduje ke správnému chodu pět navzájem izolovaných napájecích napětí (5V a 4x-25V). V počátečních fázích ožívování měniče však vlivem jeho vlastní činnosti docházelo k silnému zarušování externích napájecích zdrojů vlivem vysokých strmostí napěťových hran dU/dt spínačů, které při hodnotě hradlového odporu $R_G = 2.2\Omega$ dosahovaly hodnot $36kV/\mu s$. V krajním případě docházelo k falešným sepnutím spínačů, jak dokumentuje Obr. 6.7.

Proto vznikla potřeba urychleně vyvinout vlastní, dostatečně odolný čtyřkanálový zdroj 4x-25V. Z obvodového hlediska byl tento zdroj realizován jako dvoutranzistorový propustný měnič pracující s pevnou střídou 50% bez zpětné vazby. Pro správnou činnost je předpokládáno stabilizované napájecí napětí zdroje rozmezí $23 - 25V_{DC}$. Zdroj je založen na dvou integrovaných obvodech LM5015 s integrovanými spínacími tranzistory. Každý obvod pracuje do dvou paralelně řazených transformátorů sestavených z jader EP13 N87 s

²Situace, kdy je v silovém obvodu připojeno napětí, zatímco driver zůstává bez napájení.

³Pozdější změna pouzdra výkonového modulu oproti zde použitým inženýrským vzorkům



Obr. 6.7: Falešná sepnutí střídače při napětí $U_{in} = 200V$ a výstupním výkonu $P_{out} = 1.4kVA$

poměrem vinutí 7:15. Vinutí jsou vinuta slotově tak, aby parazitní kapacita mezi vinutími byla co nejmenší a byl tak dostatečně potlačen vývin souhlasných rušivých proudů. Pro další zvýšení odolnosti měniče vůči rušení byl dále přidán obvod s LC filtrem v napájení pro potlačení souhlasného rušení a provedeno vhodné stínění signálových a napájecích kabelů.

6.3 Oteplovací zkouška

Vzhledem k nedostatku dat v datovém listu raných verzí výkonového modulu bylo nutné provést oteplovací zkoušku měniče, z jejíchž výsledků by bylo možné odhadovat operační teploty polovodičů. K tomuto účelu byl měnič SiCv1 osazen moduly s termočlánkem upevněným přímo na čip JFET tranzistoru, které poskytl výrobce.

Takto osazený měnič byl poté protékán stejnosměrným proudem, zatímco všechny spínače byly trvale sepnuté. V ustálených bodech s různými hodnotami proudu byly odečítány následující veličiny:

I_d	celkový proud
U_{sp}	úbytek napětí na spínači
T_{amb}	teplota okolí
T_{hs}	teplota chladiče
T_{ntc}	teplota NTC rezistoru (přepočítaná)
T_{ch}	teplota čipu

Na základě těchto naměřených hodnot byly spočítány následující parametry:

P_d	ztráty jednoho spínače
$R_{DS(on)}$	odpor kanálu spínače (JFET + MOSFET)

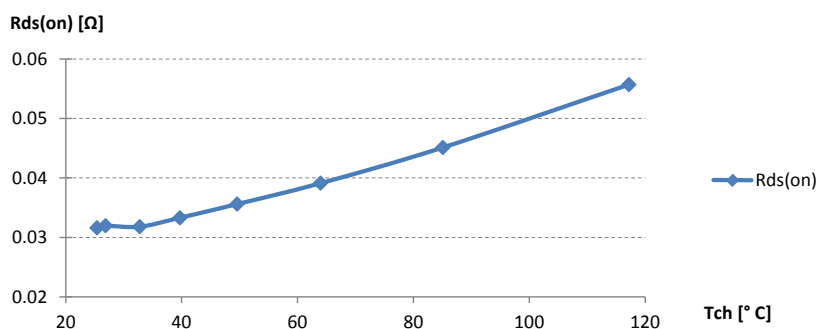
$R_{TH(j-h)}$ tepelný odpor mezi čipem a chladičem

$R_{TH(h-a)}$ tepelný odpor chladiče

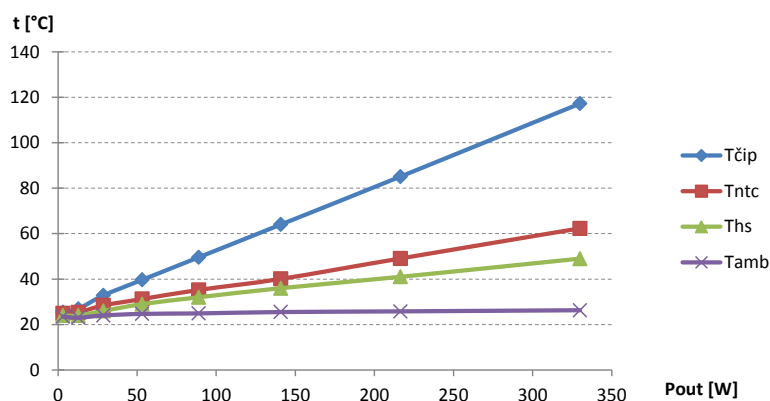
Výsledky shrnuje tabulka 6.7 a grafy na Obr.6.8 a Obr. 6.9.

Tab. 6.7: Orientační oteplovací zkouška

I_d	U_{sp}	T_{amb}	T_{hs}	T_{ntc}	T_{ch}	P_d	$R_{DS(on)}$	$R_{TH(j-h)}$	$R_{TH(h-a)}$
[A]	[V]	[°C]	[°C]	[°C]	[°C]	[W]	[Ω]	[K/W]	[K/W]
10.0	0.316	23.5	24.0	25.0	25.4	0.8	0.032	1.772	0.158
20.0	0.639	23.0	24.0	25.4	26.9	3.2	0.032	0.908	0.078
30.0	0.954	24.0	26.0	28.4	32.8	7.2	0.032	0.950	0.070
40.0	1.332	24.7	29.0	31.2	39.7	13.3	0.033	0.803	0.081
50.0	1.775	24.9	32.0	35.2	49.6	22.3	0.036	0.793	0.080
60.0	2.347	25.5	36.0	40.1	64.0	35.2	0.039	0.795	0.075
69.3	3.142	25.8	41.0	49.1	85.1	54.1	0.045	0.810	0.070
77.0	4.348	26.3	49.0	62.3	117.2	82.5	0.056	0.815	0.069



Obr. 6.8: Závislost $R_{DS(on)}$ JFET spínačů na teplotě kanálu T_{ch}



Obr. 6.9: Naměřené teploty čipu T_{ch} , NTC T_{ntc} , chladiče T_{hs} a okolí T_{amb} na celkovém ztrátovém výkonu měniče $4P_d$.

Vzhledem k přesnostem a zaokrouhlovacím chybám použitých přístrojů jsou naměřená data spíše orientační v oblasti malých proudů, kde malé nepřesnosti měření teplot způsobují velké nepřesnosti výsledků. Nicméně hodnoty $R_{TH(j-h)} \doteq 0.81K/W$ a $R_{TH(h-a)} \doteq 0.071K/W$ z nižších řádků tabulky lze považovat za vypovídající.

6.4 Výpočet maximálních teplot kanálu SiC spínačů

Pomocí vypočtených hodnot ztrátových výkonů jednotlivých spínačů ve vybraných topologiích z kapitol 6.1.1 a 6.1.2 a zjištěných hodnot teplotních impedancí z předchozí kapitoly lze zjistit maximální střední teplotu kanálu tranzistoru podle vztahu 6.12.

$$T_{ch} = P_d(R_{TH(j-h)} + R_{TH(h-a)}) + T_{amb} \quad (6.12)$$

Pro izolující měnič pak jsou teploty kanálu zobrazeny v tabulce 6.8. Teplota okolí byla stanovena na typickou hodnotu $T_{amb} = 55^\circ C$ a rozumí se jí teplota ovzduší. Z tabulky je zřejmé, že teplota kanálu při spínací frekvenci 100kHz - 150kHz poskytuje dostatečnou rezervu pro případné zvýšení teploty chladícího vzduchu, například podle polohy měniče ve vzduchovém kanálu střešní jednotky.

Tab. 6.8: Teploty kanálu spínačů izolujícího měniče.

f_{SW}	P_d	$R_{TH(j-h)}$	$R_{TH(h-a)}$	T_{amb}	T_{ch}
50	48.7	0.81	0.071	55	97.9
100	64.5	0.81	0.071	55	111.9
150	81.4	0.81	0.071	55	126.7
200	99.9	0.81	0.071	55	143.0
250	118.8	0.81	0.071	55	159.7

V případě vstupního stabilizátoru je situace kritičtější, neboť v pracovním bodu C (tabulka 6.2) při spínací frekvenci 30kHz dosahuje ztráta řízeného spínače 221W a teplota kanálu se pak blíží k $250^\circ C$.

Proto je nutné přistoupit k paralelnímu řazení výkonových modulů, díky čemuž, při ideálním rozvážení proudů jednotlivými moduly, hodnoty ztrát a teplot kanálu poklesnou podle tabulky 6.9 do bezpečných hodnot. Tabulka obsahuje ztráty jednotlivých spínačů v modulu P_{tot1} a P_{tot2} získané výpočtem z kapitoly 6.1.1 pro poloviční proudy.

Tab. 6.9: Teploty kanálu spínačů vstupního stabilizátoru s paralelní dvojicí modulů.

<i>Bod</i>	P_{tot1}	T_{ch}	P_{tot2}	T_{ch}
A	48.4	97.6	20.7	71.7
B	8.9	62.8	8.3	61.7
C	57.8	105.9	3.2	57.6
D	34.2	85.1	33.7	82.3

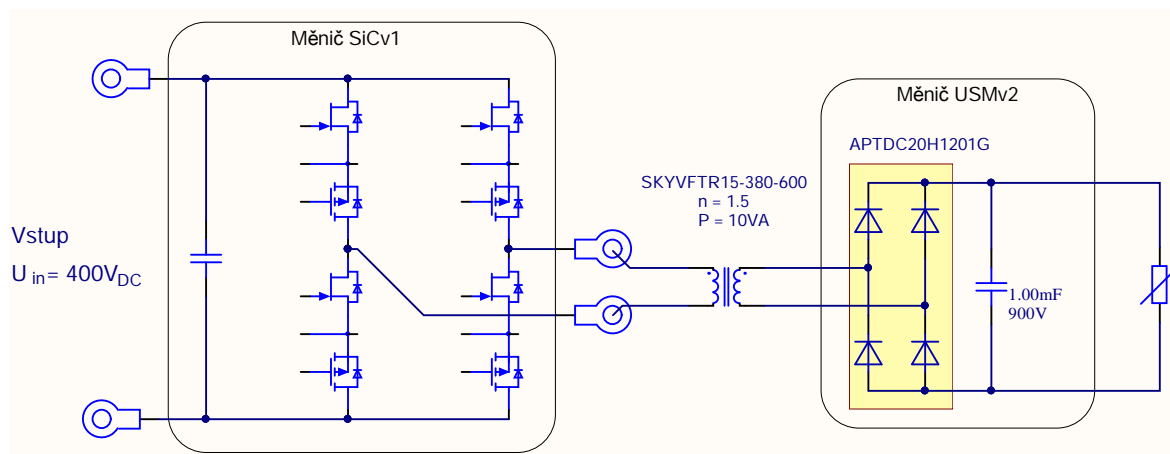
6.5 Účinnost měničů pro pomocné pohony

6.5.1 Střídačový chod měniče s trojúhelníkovými proudy

Z nové koncepce pomocných pohonů varianty B (kapitola 5.5) vyplývají cílové parametry měniče pracujícího jako izolující měnič ve větvi generátoru palubní sítě:

Vstupní napětí	$U_{in} = 400V_{DC}$
Výstupní výkon	$P_{out} = 10kW$
Spínací frekvence	$f_{SW} = 100kHz$

Ve střídačovém chodu byl experimentální měnič zapojen v obvodu podle obrázku 6.10. Vzhledem k vysokým požadovaným spínacím frekvencím byl jako usměrňovač použit měnič s SiC diodovým modulem APTDC20H1201G firmy Microsemi, který je více popsán v [55].



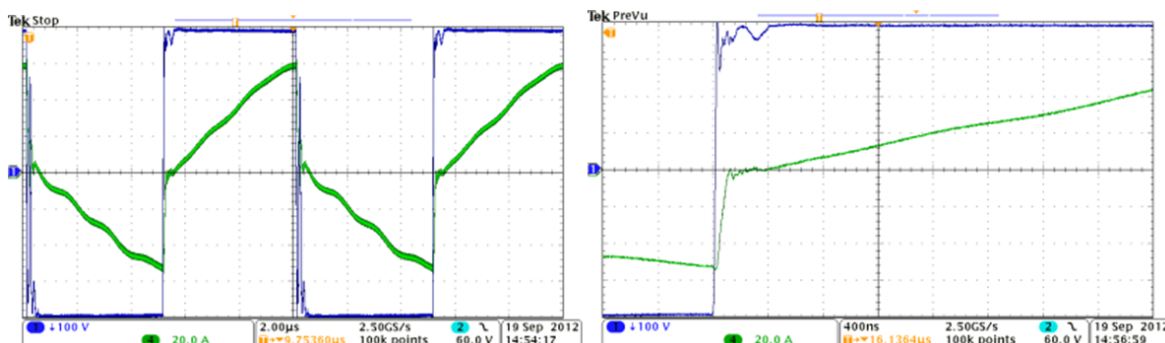
Obr. 6.10: Izolující měnič pro pomocné pohony

Transformátor je typu SKYVFTR15-380-600 navržený a dodaný firmou Skybergtech s následujícími parametry:

převod	$n = 1.5$
magnetizační indukčnost	$L_m = 211\mu H$ (měřeno s rozpojenou sekundární stranou)

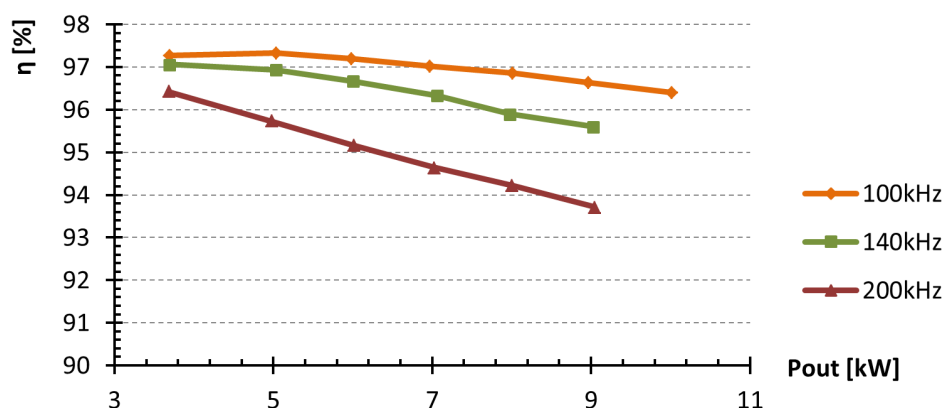
rozptylová indukčnost $L_r = 1.3\mu H$ (měřeno se zkratovanou sekundární stranou)
 spínací frekvence $f_{SW} = 100kHz - 200kHz$

Obrázek 6.10 zobrazuje výstupní proud a napětí střídače při výkonu 10kW, který potvrzuje zjednodušené modelování proudu spínačů v kapitole 6.1.1.



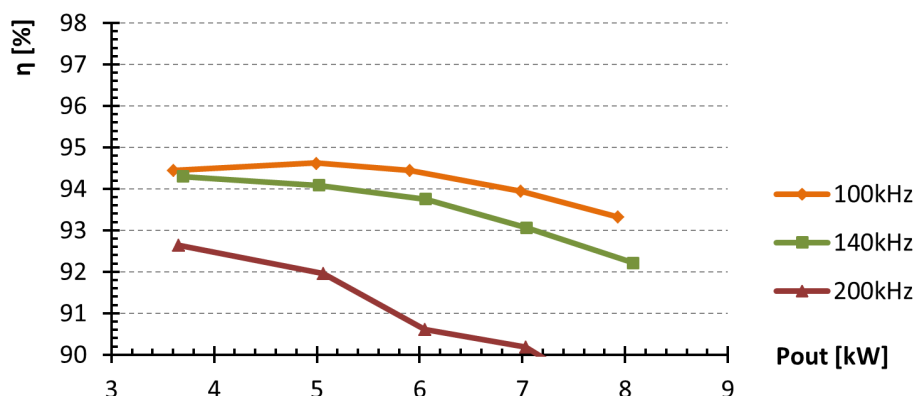
Obr. 6.11: Primární proud a napětí transformátoru při $P_{out} = 10kW$ CH1 (modrá): primární napětí u_{out} [100V/d]; CH4 (zelená): primární proud i_{out} [20AV/d];

Celková účinnost izolujícího měniče v rozsahu výstupního výkonu do 10kW při spínacích frekvencích od 100kHz do 200kHz je znázorněna na obrázku 6.12. Při frekvenci 100kHz se účinnost udržuje na úrovni vyšší než 96% v celém rozsahu výstupního výkonu, přičemž do 7kW je účinnost vyšší než 97%.



Obr. 6.12: Celková účinnost izolujícího měniče s SiC JFET měničem SiCv1

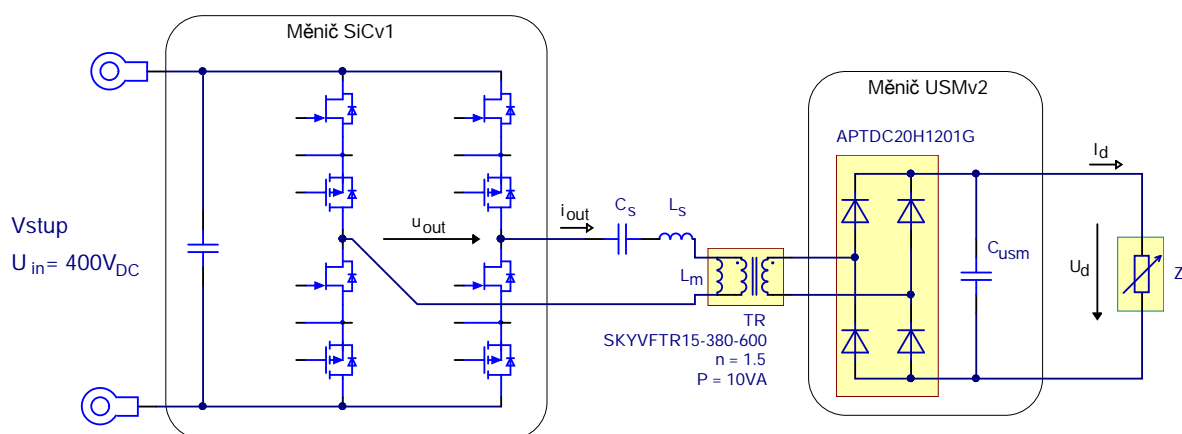
Současně s testováním SiC JFET měniče byl rovněž testován referenční Si IGBT střídač [19] v totožné sestavě izolujícího měniče. Spínač tohoto měniče tvoří paralelní dvojice rychlých tranzistorů typu IKW40N120H3 firmy Infineon. Celkové hodnoty účinnosti (Obr. 6.13) zde dosahují výrazně nižších hodnot. Při výstupním výkonu 7kW se účinnost blíží k pouze 94%. Při daných podmínkách chlazení nebylo možné tento měnič zatěžovat nad hodnotu výstupního výkonu 8kW.



Obr. 6.13: Celková účinnost izolujícího měniče s Si IGBT tranzistory.

6.5.2 Střídačový chod měniče s rezonanční sítí

Další možností navýšení účinnosti izolujícího měniče představuje využití techniky rezonančních měničů. V tomto případě je výstup měniče SiCv1 doplněn o cívku L_s a kondenzátor C_s tak, aby s indukčnostmi transformátoru SKYVFTR15-380-600 tvořily rezonanční síť typu LLC (Obr. 6.14). Měnič LLC se obecně vyznačuje při splnění určitých podmínek měkkou komuta-



Obr. 6.14: Izolující měnič pro pomocné pohony s LLC sítí

ci spínačů i diod usměrňovače a harmonickými průběhy proudu. Obvyklou metodou analýzy měničů tohoto typu je metoda analýzy první harmonické (FHA) [56], která je založena na zjednodušujícím předpokladu, že přenos výkonu měničem je spjat s první harmonickou napětí a proudů. Obdélníkový napěťový průběh vytvářený střídačem je nahrazen harmonickým zdrojem o napětí první harmonické $U_{in(FHA)}$ obdélníku, zatímco zátěž Z včetně usměrňovače je modelována ekvivalentním odporem R_{EQV} , jehož velikost je odvozena pomocí ekvivalence stejnosměrného a střídavého disipovaného výkonu. Měniče, za předpokladu frekvenční modulační, pak lze analyzovat jako kmitavý obvod napájený zdrojem harmonického napětí s proměnou frekvencí f_{SW} .

Při vhodné volbě LLC sítě je možné dosáhnout dobrých regulačních vlastností. Metody optimálního návrhu jsou dobře popsány v řadě publikací [57], [58], nicméně v dané aplikaci je vyžadován spíše konstantní napěťový přenos při pevné frekvenci v celém rozsahu zátěže, tak aby nebylo nutné měnič regulovat.

Napěťový přenos M v závislosti na spínací frekvenci tohoto obvodu lze vyjádřit následujícím vztahem podle [59]:

$$M = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + k + \frac{k}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (6.13)$$

$$k = \frac{L_s}{L_m}, \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}, \quad f_n = \frac{f_{SW}}{f_r}, \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}},$$

$$R_{EQV} = \frac{8}{\pi^2} Z, \quad Q = \frac{Z_0}{n^2 R_{EQV}}$$

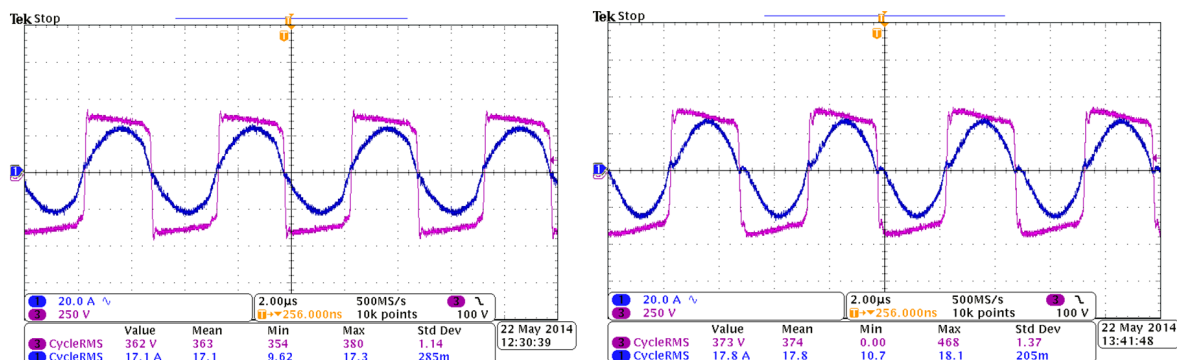
kde	k	návrhový parametr
	f_r	rezonanční frekvence sériového pólu
	f_n	normalizovaná spínací frekvence
	Z_0	charakteristická impedance
	Q	činitel jakosti obvodu

Ze vztahu 6.13 vyplývá, že požadovaným vlastnostem jednotkového přenosu vyhovuje stav kdy $f_{SW} = f_r$ a pravý člen denominátoru, který zahrnuje proměnou zátěž, je roven nule. Z praktického hlediska je vhodné pevnou spínací frekvenci umístit v sousedství f_r , tak aby vlivem stárnutí rezonančních komponent nedocházelo k přechodu z nadrezonanční oblasti do podrezonanční či naopak. V těchto oblastech se liší průběhy proudů (Obr. 6.15) [60] a po přechodu z jedné oblasti do druhé může dojít ke zvýšení ztrát.

Tab. 6.10: Hodnoty rezonančních komponent

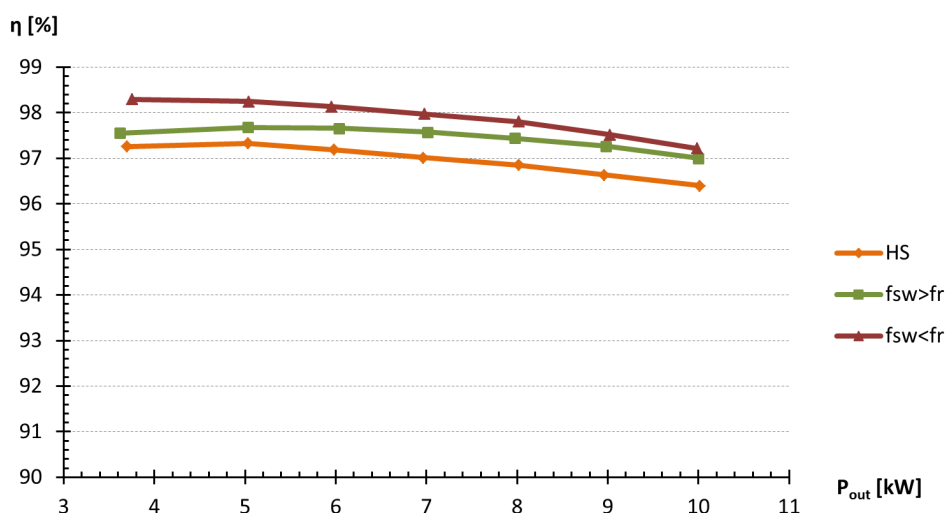
Oblast	f_{SW} [kHz]	L_s [μ H]	L_m [μ H]	C_s	f_r [kHz]
$f_{SW} > f_r$	100	16	217	200	89
$f_{SW} < f_r$	100	16	217	130	110
$f_{SW} > f_r$	200	3	217	250	184
$f_{SW} < f_r$	200	4	217	140	184

K posouzení činnosti izolujícího měniče byly navrženy rezonanční sítě pro spínací frekvence 100kHz a 200kHz, tak aby rezonanční frekvence ležely přibližně ve vzdálenosti 7-10% nad a pod spínací frekvencí a bylo tak možné sledovat chování v nadrezonanční i podrezonanční oblasti frekvenční charakteristiky (Tab. 6.10). Návrhový parametr k byl zvolen dostatečně nízký tak, aby výstupní napětí v závislosti na zátěži kolísalo maximálně o 3%. Zároveň byly splněny základní podmínky měkké komutace.

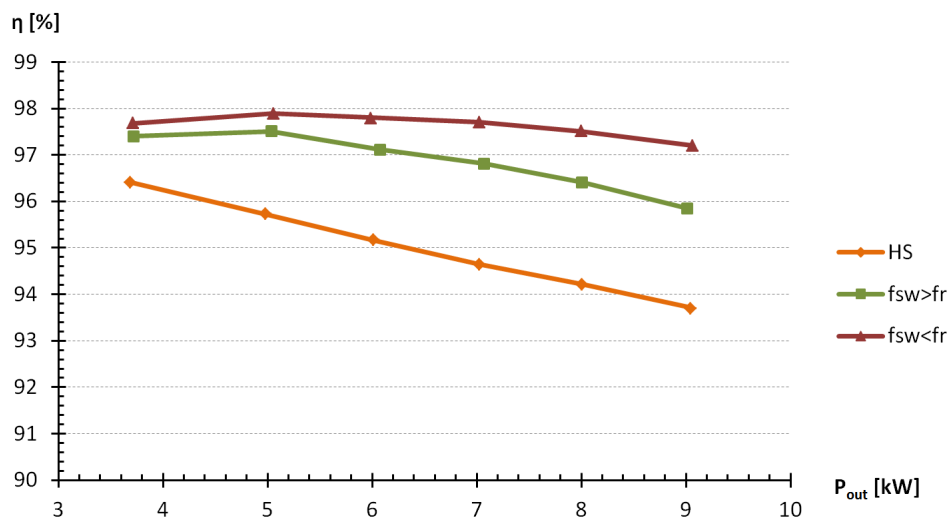


Obr. 6.15: Proud a napětí transformátoru v nadrezonanční (vlevo) a podrezonanční (vpravo) oblasti

Výsledné hodnoty účinnosti izolujícího měniče při vstupním napětí $U_{in} = 400V_{DC}$ a zátěži v rozsahu do 10kW jsou zobrazeny na Obr. 6.16 pro $f_{SW} = 100kHz$ a 6.17 pro $f_{SW} = 200kHz$. Křivky označené jako HS (hard-switching) jsou výsledky tvrdě spínané varianty měniče z předchozí kapitoly. Získaná data dokazují, že při spínací frekvenci 100kHz je možné navýšit účinnost použitím LLC rezonanční sítě o 0.5%-1%, přičemž nárůst je výraznější v podrezonanční oblasti. Účinnost se pohybuje nad 98% v rozsahu do cca 6.5kW přenášeného výkonu. Při zdvojnásobení spínací frekvence na 200kHz dochází k mírnému poklesu, nicméně v podrezonanční oblasti se účinnost stále drží nad 97% až do 9kW přenášeného výkonu s relativně plochou charakteristikou, zatímco v nadrezonanční oblasti účinnost klesá strměji. Tento jev lze vysvětlit eliminací zapínacích ztrát díky spínání v nule napětí (ZVS) a potlačení vypínacích ztrát díky nízké hodnotě vypínaného proudu. Za těchto podmínek zdvojnásobení spínací frekvence při zachování zhruba stejně velké RMS hodnoty proudu, a tím i vodivostních ztrát, nedejde k dramatickému poklesu účinnosti.



Obr. 6.16: Celková účinnost izolujícího měniče s LLC sítí při $f_{SW} = 100kHz$

Obr. 6.17: Celková účinnost izolujícího měniče s LLC sítí při $f_{SW} = 200kHz$

6.6 Měnič v zapojení pulsního měniče

Měnič SiCv1 lze provozovat rovněž jako dvoukvadrantový pulsní měnič s paralelním řazením obou výkonových modulů (Obr. 6.18). V tomto zapojení měnič tvoří jednu ze sériově řazených sekcí vstupního stabilizátoru pomocných pohonů podle koncepce (kapitola 5.5). Měnič byl testován ve snižujícím i zvyšujícím režimu s následujícími parametry:

Zvyšující režim

Vstupní napětí $U_{in} = 200 - 500V_{DC}$ (polovina trolejového napětí)

Výstupní napětí $U_{out} = 550V_{DC}$

Snižující režim

Vstupní napětí $U_{in} = 200 - 500V_{DC}$ (polovina trolejového napětí)

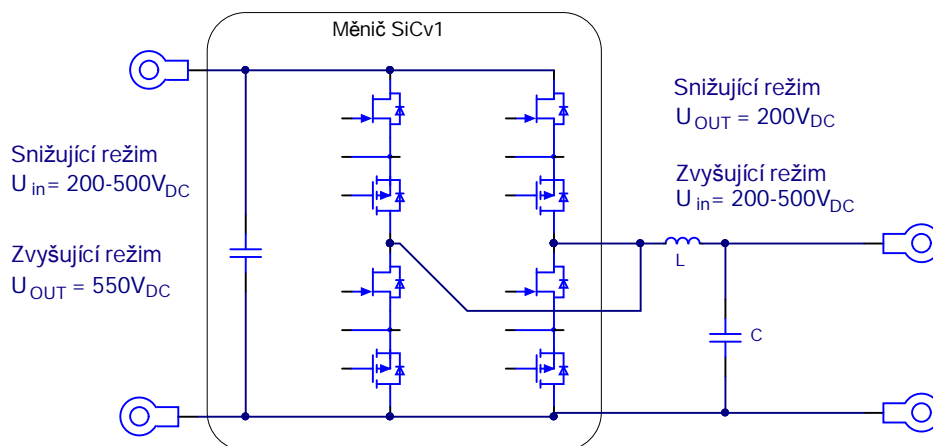
Výstupní napětí $U_{out} = 200V_{DC}$

Výstupní výkon $P_{out} = 12kW$

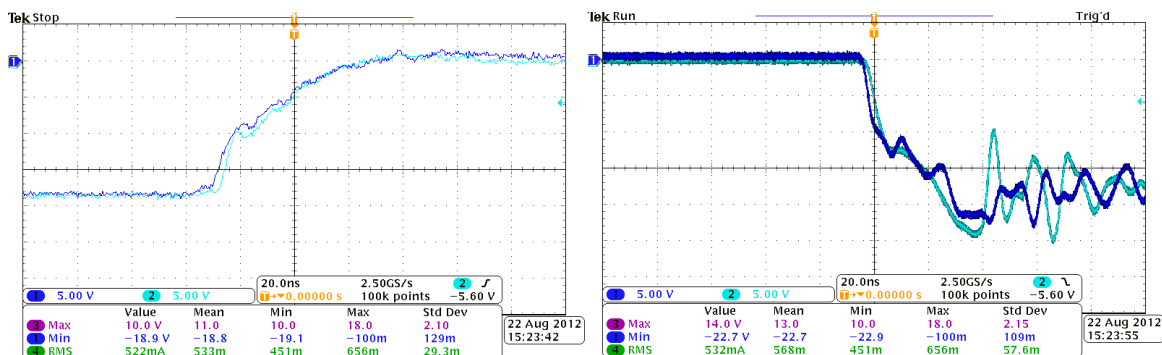
Spínací frekvence $f_{SW} = 30kHz$

Indukčnost $L = 900\mu H, 50A_{RMS}$ (typ 65003144 firmy Tronic)

Při paralelním zapojení modulů jsou příslušné výstupy z jediného driveru přivedeny paralelně na tranzistorové posilovací stupně obou modulů. Rozdíl v dobách propagace hradlových signálů ve dvojici paralelně zapojených JFET tranzistorů v obou modulech, je téměř neznamatelný (Obr. 6.19). Horní a dolní spínače jsou řízeny komplementárně s malým mrtvým časem (100ns), tak aby sepnutý kanál komplementárního tranzistoru přebíral proud a snižoval tak ztráty v reverzním směru.

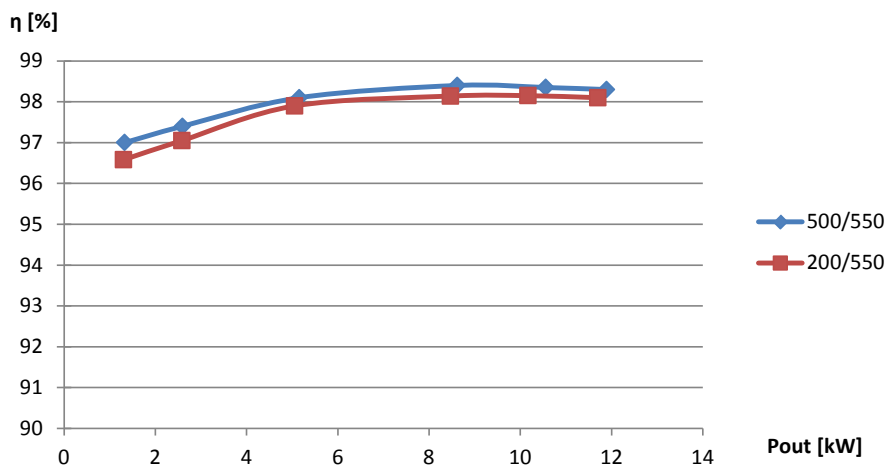


Obr. 6.18: Dvoukvadrantový pulzní měnič s SiCv1

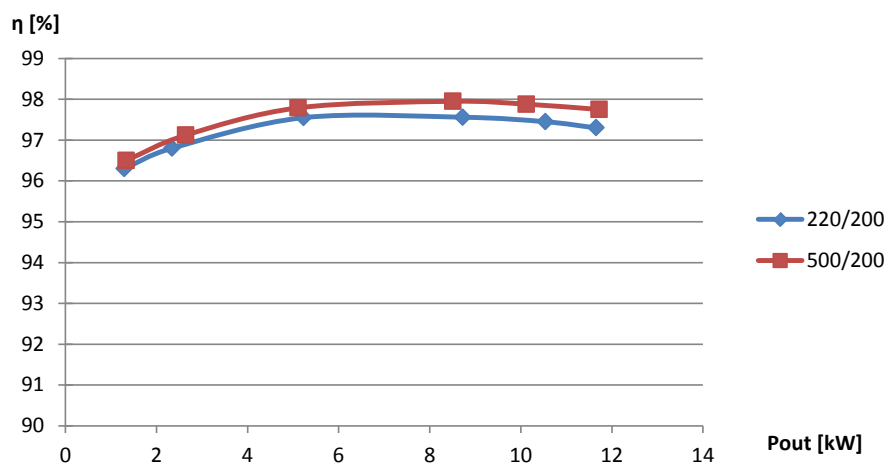


Obr. 6.19: Hradlové signály paralelně pracujících JFET spínačů [5V/d], časová základna: 20ns/d

Výsledné hodnoty účinnosti jsou zobrazeny na obrázcích 6.20 pro zvyšující režim a 6.21 pro snižující režim. Jednotlivé křivky účinnosti jsou v těchto grafech pojmenovány podle vstupního a výstupního napětí (tj. 500/550 znamená $U_{in} = 500V$, $U_{out} = 550V$).



Obr. 6.20: Účinnost měniče SiCv1 v zapojení zvyšujícího pulsního měniče



Obr. 6.21: Účinnost měniče SiCv1 v zapojení snižujícího pulsního měniče

6.7 Dílčí závěr

Parametrická analýza ztrát výkonového modulu FF45R12J1_J11 prokázala možnost využití modulu v měničích nové koncepce pomocných pohonů. V případě izolujícího měniče s topologií můstkového střídače s trojúhelníkovými proudy jsou spínací frekvence v řádu nižších stovek kHz při přenášeném výkonu 10kW dosažitelné. V okolí spínací frekvencí 100kHz je poměr vodivostních a spínacích ztrát vyrovnaný, při vyšších frekvencích dominují vypínací ztráty.

U vstupního izolujícího měniče je viditelný výrazný vliv vstupního trolejového napětí a režimu měniče (zvyšující / snižující) nejen na celkové ztráty, ale i na rozložení ztrát v rámci spínačů jednoho modulu.

K určení realistických oteplovacích poměrů měničů byl navržen a realizován experimentální měnič s topologií jednofázového můstkového střídače s definovaným způsobem chlazení, emulujícím podmínky střešní jednotky. Měnič byl založen na raných inženýrských vzorcích výkonového modulu s termočlánkem upevněným přímo na čipu SiC JFET tranzistoru.

Experimentálně stanovené hodnoty tepelných impedancí a teplotní závislosti odporu kanálu spínačů byly následně využity k výpočtům teplot kanálu v cílových aplikacích. Z nich vyplývá nutnost paralelního řazení dvojice výkonových modulů pro vstupní stabilizující měnič varianty A.

Současně s návrhem experimentálního měniče byl vyvinut driver pro SiC JFET s budícím kanálem pro vysoké spínací frekvence. Vzhledem k vysokým hodnotám du/dt a di/dt SiC spínačů byly rovněž řešeny otázky odolnosti driveru vůči rušení a vhodného napájení.

Výsledné hodnoty účinnosti izolujícího měniče varianty B při experimentálním ověření se spínací frekvencí 100kHz přesahují hodnotu 97% v rozsahu do 7kW výstupního výkonu

a při plném výkonu 10kW účinnost klesá k hodnotě 96.4%. Při spínací frekvenci 200kHz účinnost vlivem dominantních vypínacích ztrát téměř lineárně klesá k 93% při 10kW.

Pro porovnání s Si IGBT technologií jsou uvedeny výsledky měniče s vysokorychlostními IGBT. Při frekvenci 100kHz je zde účinnost o 3% a více nižší. S vyšší frekvencí klesá pod 90% a zároveň už dochází k limitaci přenositelného výkonu.

Daší zvýšení účinnosti je demonstrováno aplikací rezonanční sítě typu LLC. Dramatické snížení vypínacích ztrát v této topologii vede k nárůstu účinnosti o 0.5% až 1% c celém rozsahu výkonu.

V podrezonanční oblasti se spínací frekvencí 200kHz je účinnost vyšší než 97%, a dokonce vyšší než tvrdě spínaná varianta se spínací frekvencí 100kHz.

Účinnost pulsního snižujícího a zvyšujícího měniče představujícího polovinu vstupního stabilizujícího měniče varianty A byla změřena pomocí stejného měniče s paralelním zapojením modulů. Při spínací frekvenci 30kHz a výstupním výkonu od 4kW do 12kW se účinnost pohybuje mezi 97.3% do 98.4% v obou režimech, přičemž ve zvyšovacím režimu vykazuje až o 0.5% vyšší hodnoty v souladu s předchozí analýzou.

7 Měniče pro pomocné pohony trolejbusu s SiC prvky

Klíčové požadavky kladené na vstupní měnič pro pomocné pohony nové generace vyplývající z technické specifikace projektu a úvah uvedených v předchozích kapitolách, lze shrnout v následujících bodech:

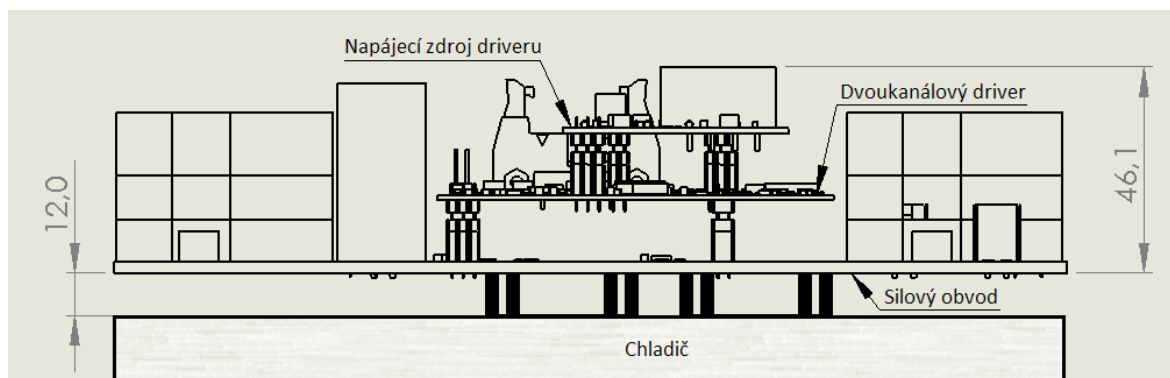
Vstupní napětí	$U_{in} = 400 - 1000V_{DC}$
Výstupní napětí	$U_{out} = 1100V_{DC}$
Výstupní výkon	$P_{out} = 22kW$
Spínací frekvence	$f_{SW} = 30kHz$
Topologie	sériové spojení dvoukvadrantových pulsních měničů
Řízení	nepřesazené
Chlazení	vzduchem, nucené, proudění $7 - 8m/s$
Zkušební napětí	$U_{zk} = 4000V_{AC}$ (50Hz/1minuta)
Přepěťová kategorie	OV2
Prostor	PD2

Z kapitoly 6 vyplývá nutnost paralelního řazení dvojice modulů pro daný přenášený výkon. Samotné použití těchto modulů s elektrickou pevností pouze $2500V_{DC}$ navzdory požadavkům příslušných drážních norem na trolejbusy, bylo umožněno pomocí izolační technologie "Blue Technology" firmy Austerlitz [61], kterou průmyslový partner využívá ve svých střešních jednotkách. Tato technologie dovoluje vytvořit izolační bariéru s pevností 10kV a více přímo v chladiči mezi hliníkovým plátem, ke kterému jsou upevněny výkonové moduly, a vlastním tělem chladiče.

7.1 Mechanický koncept

Mechanický koncept vychází z konzultací s průmyslovým partnerem, kdy byly zdůrazněny požadavky na kompaktnost měniče a nízkou výšku, tak aby nad měnič bylo možné konstrukčně umístit další patro s převodníky napětí a svorkovnicí jako součást konstrukčního bloku střešní jednotky. Proto je koncept celého měniče založen na sendvičové struktuře tvořené deskou silového obvodu, nově vyvinutými dvoukanalovými drivery a jejich napájecími

zdroji, jak ukazuje Obr. 7.1. Ty jsou umístěny ve vrstvách nad sebou ve vzdálenosti 15mm. Samotná deska silového obvodu je upevněna k chladiči pomocí šesti montážních otvorů a 12mm/M4 kovovými distančními sloupky. Každý ze čtveřice výkonových modulů je připevněn k PCB čtyřmi šrouby a na chladič je fixován pomocí svých pérových úchytů v souladu s aplikačními doporučeními [51]. Driver je připevněn k silovému obvodu pomocí pěti plastových distančních sloupků 15mm/M3. Napájecí zdroj driveru je obdobně připevněn k driveru pomocí čtyř distančních sloupků 15mm/M3.



Obr. 7.1: Mechanická sestava měniče 2QC2

Hmotné komponenty výkonového obvodu jsou umístěny mimo desku silového obvodu. Externí cívka je umístěna zcela mimo konstrukční blok měniče, zatímco výstupní kondenzátor je připevněn k chladiči konstrukčního bloku. Tento koncept byl posléze ověřen vibračními zkouškami na zkušebně Škoda JS.

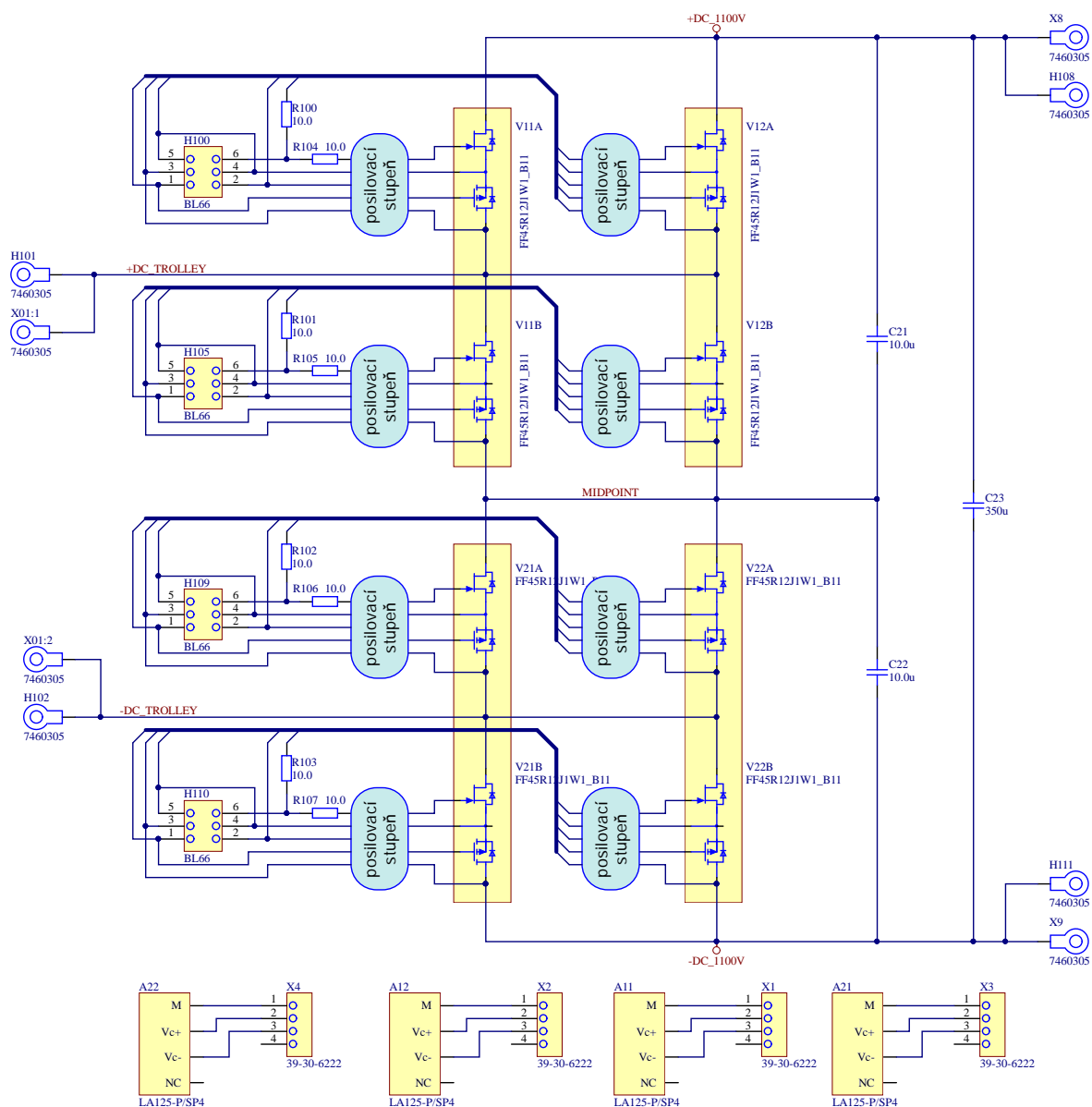
7.2 Silový obvod měniče 2QC2

Jak již bylo zmíněno, silový obvod vychází ze zvolené topologie sériově spojených dvoukvadrantových pulsních měničů a je založen na SiC JFET modulech FF45R12W1J1 od firmy Infineon (V_{11} , V_{22} , V_{21} , V_{12}). Jeho schéma zapojení je uvedeno na obrázku 7.2.

Rozhraní pro drivery je realizováno sadou dvouřadých dutinkových konektorů, které přivádějí napájecí a řídicí signály pro hradlové obvody, připojují vnitřní NTC rezistor výkonových modulů a snímají napětí drain-source příslušných tranzistorů pro nadproudovou ochranu.

K vyvažování napětí na jednotlivých sériově řazených pulsních měničích slouží kondenzátory C_{21} a C_{22} .

U všech vstupních i výstupních svorek měniče jsou k dispozici pozice pro proudové převodníky typu LA125 firmy LEM. Díky tomu lze indikovat některé poruchové stavy komparací hodnot z páru převodníků ze vstupní nebo výstupní strany měniče. Pro regulaci postačuje pouze snímání vstupního proudu pomocí A_{11} nebo A_{21} .



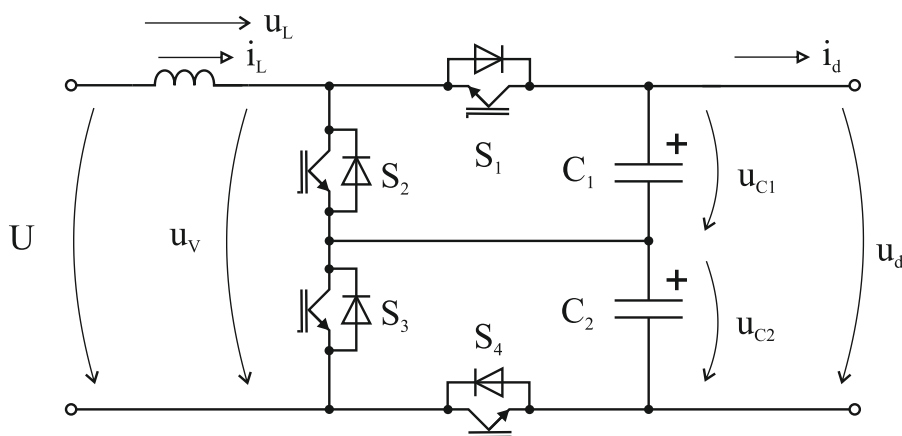
Obr. 7.2: Schéma silové části měniče 2QC2

Pro zajištění správného chodu SiC JFET spínačů bylo nutné posílit hradlový signál posilovacím stupněm pro každý JFET tranzistor. Tento stupeň je tvořen dvojicí rychlých bipolárních tranzistorů v zapojení totem-pole, blokovacím kondenzátorem a hradlovým odporem jak již bylo popsáno v kapitole 6.2.2. Na vstupu každého posilovače musí být vložen rezistor, který tlumí oscilace rezonančního tanku vytvořeného spojením vstupů dvou posilovačů při paralelním řazení výkonových modulů.

7.2.1 Výstupní filtr

Spínání dvou sériově spojených pulsních měničů může být současné (tzv. jednofázové) nebo přesazené o polovinu periody spínání (dvoufázové). Volba řízení určuje nároky na vstupní filtr (cívku) a výstupní filtr (kondenzátor).

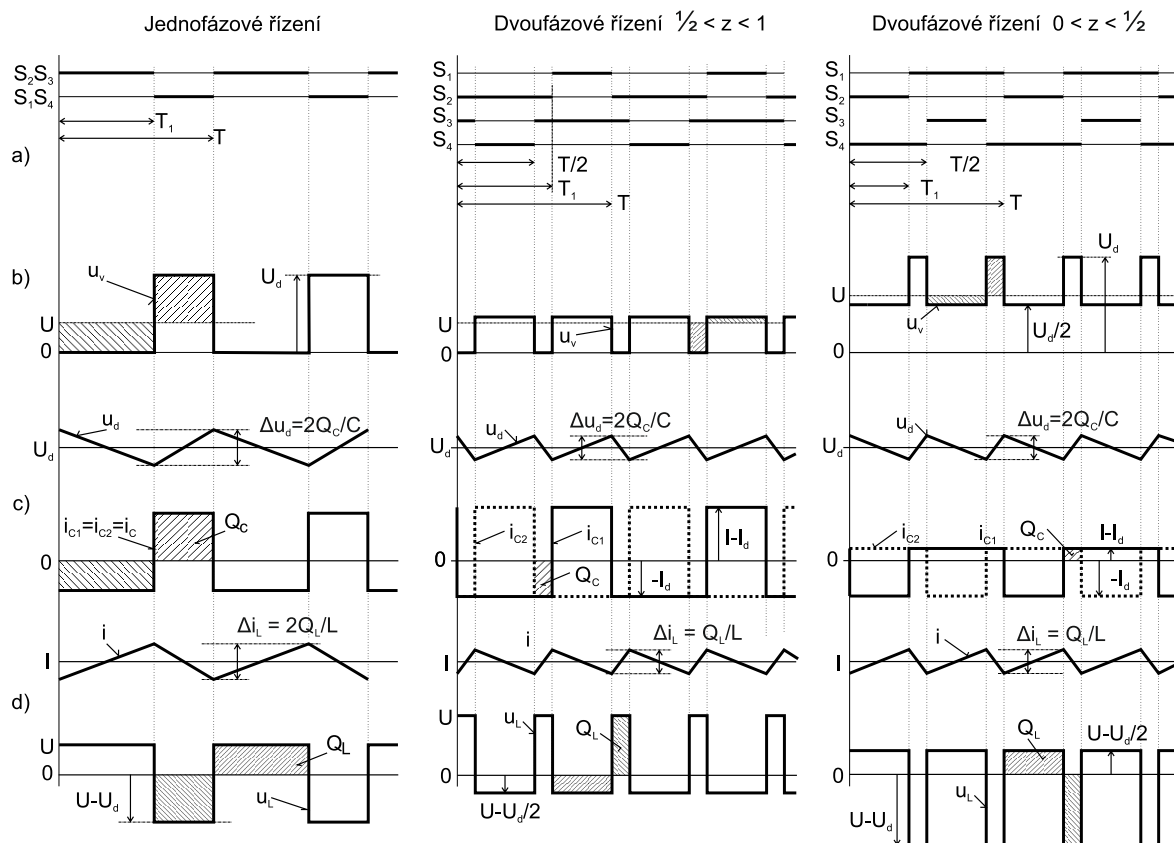
Zjednodušené obvodové schéma je na Obr. 7.3. Vstupní napětí měniče U_{in} (trolej MHD $400V - 950V$) je při analýze uvažováno prakticky vyhlazené. Výstupní napětí u_d je stabilizováno na střední hodnotu $U_d = 1100V_{DC}$. Pro jeho vyhlazení slouží kapacity C_1 a C_2 . Vstupní tlumivka L je nezbytná pro zvyšovací funkci měniče. Vyhlazuje vstupní proud měniče i .



Obr. 7.3: Sériový zvyšující pulsní měnič

Ve zvyšujícím režimu měniče jsou řízeny spínače S_2 , S_3 . Zbývající spínače jsou funkční při zpětném chodu. Výstupní filtr měniče je řešen jako kapacitní dělič napětí. Rovnoměrné rozložení napětí na něm (a tím i na polovodičových součástkách) se docílí nepatrným rozvažováním poměrného sepnutí součástek S_2 a S_3 . Toto rozvažování je v následující analýze rovněž zanedbáno.

Uvažuje se zatížení výstupu měniče cca $22kW$. Tomu při stabilizovaném napětí $U_d = 1100V_{DC}$ odpovídá velikost výstupního proudu měniče $I_d = 20A$. Rozkmit střídavé složky pocházející z činnosti případných následujících měničů pomocných pohonů je při analýze rovněž zanedbán.



Obr. 7.4: Proudové a napěťové poměry při jednofázovém a dvoufázovém řízení

7.2.1.1 Jednofázová varianta

Jednofázová varianta se vyznačuje současným spínáním S_2 a S_3 . Stabilizace napětí U_d při proměnném U se provádí řízením poměrného sepnutí z součástí S_2 a S_3 .

Spínací diagram jednofázové varianty je na obrázku 7.4 a) vlevo, z něho odvozené průběhy jsou dále v částech b), c) a d). Průběhy u_v , i_c , u_L jsou odvozeny s uvažováním $C \rightarrow \infty$, $L \rightarrow \infty$. Z takto odvozených veličin jsou pak určeny průběhy okamžitých hodnot u_d a i s respektováním konečných hodnot C a L . Závislost $U(z)$ vychází z průběhu u_v v sekci b). Střední hodnota průběhu u_v musí být rovna hodnotě U :

$$U = \frac{1}{T}(T - T_1)U_d \rightarrow U = U_d(1 - z) \quad \text{kde } z = T_1/T \quad (7.1)$$

Rozkmit Δu_d střídavé složky průběhu u_d je naznačen části c) obrázku 7.4. Je určen nábojem Q_C vyměňovaným kapacitami C_1 a C_2 . Náboj Q_C lze určit z průběhu i_c :

$$Q_C = T_1 I_d \quad (7.2)$$

Kapacity C_1 a C_2 jsou při přebíjení spojeny v sérii. Jejich výsledná kapacita je přitom $C/2$. Periodické výměně náboje odpovídá rozkmit Δu_d střídavé složky průběhu u_d :

$$\Delta u_d = \frac{2Q_C}{C} \quad (7.3)$$

S využitím vztahů (7.2) a pro úpravu (7.3) a zavedením $f = 1/T$ vychází:

$$\frac{fC\Delta u_d}{2I_d} = z \quad (7.4)$$

nebo též dosazením za z podle (7.1):

$$\frac{fC\Delta u_d}{2I_d} = 1 - \frac{U}{U_d} \quad (7.5)$$

Rozkmit Δi střídavé složky průběhu i je naznačen v části d). Je určen napěťovým množstvím Q_L , které se vyměňuje na tlumivce L :

$$Q_L = UT_1 \quad (7.6)$$

Pro rozkmit střídavé složky Δi platí:

$$\Delta i = \frac{Q_L}{L} \quad (7.7)$$

Úpravou posledního vztahu s využitím (7.1) a (7.6) vychází:

$$\frac{fL\Delta i}{U_d} = z(1 - z) \quad (7.8)$$

Závislost (7.8) je parabolická. Vrchol paraboly vychází při z_{ex} :

$$\frac{d[z(1 - z)]}{dz} = 0 \quad \rightarrow \quad z_{ex} = \frac{1}{2} \quad (7.9)$$

Dosazením z_{ex} do vztahu (7.8) vychází:

$$\left(\frac{fL\Delta i}{U_d} \right)_{max} = \frac{1}{4} \quad (7.10)$$

7.2.1.2 Dvoufázová varianta v oblasti $\frac{1}{2} < z < 1$

Dvoufázová varianta se vyznačuje přesazeným spínáním součástí S_2 a S_3 o půl periody T . Při analýze je však třeba rozlišovat dvě pracovní oblasti poměrného sepnutí z podle jeho velikosti. Spínací diagram i příslušné průběhy napětí a proudů jsou uvedené opět na obrázku 7.4. Uprostřed se průběhy týkají situace, kdy $\frac{1}{2} < z < 1$, zatímco pravá část popisuje průběhy při $0 < z < \frac{1}{2}$.

V prvním případě se rozkmit Δu_d střídavé složky průběhu u_d opět určí z velikosti Q_C . Ta je naznačena v prostřední části obrázku 7.4 c). Zde lze snadno určit tento náboj v intervalu překrytí stavů sepnutí součástí $S2$ a $S3$. Oba kapacitory $C1$ a $C2$ jsou v tomto intervalu nabíjeny rozdílem proudů $I - I_d$. Náboj Q_C v tomto případě vychází:

$$Q_C = I_d \left(T_1 - \frac{T}{2} \right) \quad (7.11)$$

Při kapacitě $C/2$ sériové kombinace kapacitorů $C1$ a $C2$ pak opět platí (7.3). Tento vztah lze s využitím (7.11) upravit na tvar:

$$\frac{f C \Delta u_d}{2 I_d} = z - \frac{1}{2} \quad (7.12)$$

Závislost (7.12) je graficky znázorněna na obrázku 7.5. Rozkmit Δi střídavé složky průběhu i je naznačen na obrázku 7.4 d) uprostřed. Je určen příslušným napěťovým množstvím Q_L , vyznačeným na tomtéž obrázku. Jeho velikost je:

$$Q_L = U \left(T_1 - \frac{T}{2} \right) \quad (7.13)$$

Úpravou (7.7) s využitím (7.1) a (7.13) vychází:

$$\frac{f L \Delta i}{U_d} = z \left(\frac{3}{2} - z \right) - \frac{1}{2} \quad (7.14)$$

Závislost (7.14) je parabolická a vrchol vychází při z_{ex} :

$$\frac{d \left[z \left(\frac{3}{2} - z \right) \right]}{dz} = 0 \quad \rightarrow \quad z_{ex} = \frac{3}{4} \quad (7.15)$$

Dosazením (7.15) do (7.14) se získá:

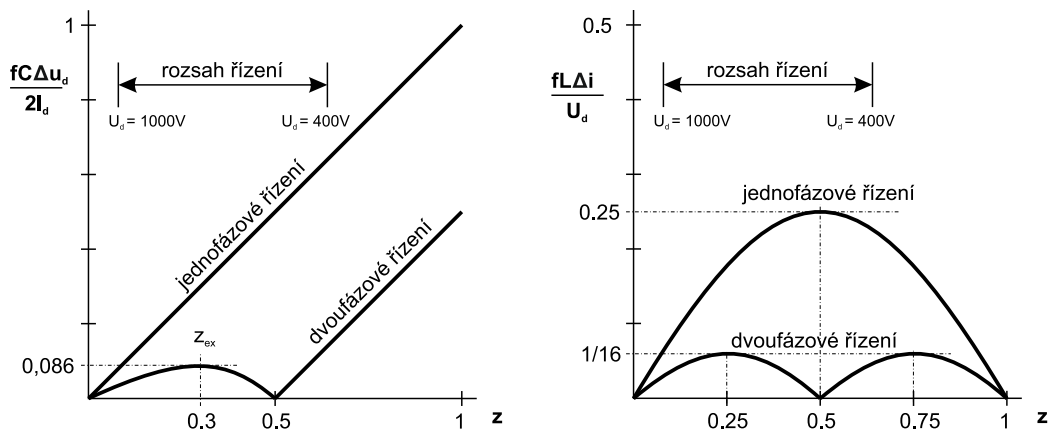
$$\left(\frac{f L \Delta i}{U_d} \right) = 1/16 \quad (7.16)$$

Grafické znázornění vztahu (7.14) je uvedeno na obrázku 7.5.

7.2.1.3 Dvoufázová varianta v oblasti $0 < z < 1/2$

Spínací diagram a příslušné proudové a napěťové poměry jsou uvedeny na pravé části obrázku 7.5. Rozkmit Δu_d střídavé složky průběhu u_d se obdobně určí z velikosti Q_C . Ta je naznačena v pravé části c). Zde lze snadno určit tento náboj v intervalu překrytí stavů sepnutí součástí $S2$ a $S3$. Oba kapacitory $C1$ a $C2$ jsou v tomto intervalu nabíjeny rozdílem proudů $I - I_d$. Náboj Q_C v tomto případě vychází:

$$Q_C = (I - I_d) \left(\frac{T}{L} - T_1 \right) \quad (7.17)$$

Obr. 7.5: Funkce $\Delta u_d(z)$ a $\Delta i(z)$

Využitím vztahu (7.17) ve výrazu (7.3) dosazením za I podle vztahů (7.1) se získá

$$\frac{fC\Delta u_d}{2I_d} = \frac{z(1-2z)}{2(1-z)} \quad (7.18)$$

Maximum funkce (7.18) nastává při z_{ex} , které vychází z rovnice:

$$\frac{d}{dz} \left[\frac{z(1-2z)}{2(1-z)} \right] = 0 \rightarrow z_{ex} = 1 - \sqrt{\frac{1}{2}} \doteq 0.293 \quad (7.19)$$

Zavedením výsledku (7.19) do vztahu (7.18) vychází:

$$\left(\frac{fC\Delta u_d}{2I_d} \right)_{max} \doteq 0.086 \quad (7.20)$$

Závislost (7.18) je graficky znázorněna na obrázku 7.5. Rozkmit Δi střídavé složky průběhu i je naznačen na obrázku 7.4 d) vpravo, a to spolu s příslušným napěťovým množstvím:

$$Q_L = \left(\frac{T}{2} - T_1 \right) (U_d - U) \quad (7.21)$$

Ze vztahů (7.7) a (7.21) vychází po úpravě s využitím (7.1):

$$\frac{fL\Delta i}{U_d} = z \left(\frac{1}{2} - z \right) \quad (7.22)$$

Závislost (7.22) je opět parabolická. Vrchol paraboly vychází z rovnice:

$$\frac{d}{dz} \left[\frac{z}{2} - z^2 \right] = 0 \rightarrow z_{EX} = \frac{1}{4} \quad (7.23)$$

Tab. 7.1: Parametry simulace

Pracovní body		Bod A	Bod B
Vstupní napětí	U	400V	900V
Výstupní napětí	U_d	1100V	1100V
Výstupní výkon	P_{out}	22kW	22kW
Poměrné sepnutí	z	0.6363	0.1818
Celková kapacita filtru	C	350 μ F	350 μ F
Vstupní tlumivka	L	900 μ H	900 μ H

Využitím (7.23) ve vztahu (7.22) vychází

$$\left(\frac{f L \Delta i}{U_d} \right)_{max} = \frac{1}{16} \quad (7.24)$$

Závislost (7.22) je znázorněna na obrázku 7.5.

7.2.1.4 Proudové zatížení výstupních kondenzátorů

Mezi klíčové parametry při volbě kondenzátorů patří rovněž jejich proudové zatížení přispívající k oteplení kondenzátoru a jeho degradaci. Obvykle je toto zatížení vyjádřeno jako RMS hodnota protékajícího proudu. Za již uvedené podmínky $C \rightarrow \infty$, $L \rightarrow \infty$ lze proud kondenzátoru považovat za pravoúhlý a vyjádřit jeho hodnotu jako:

$$I_{C(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left\{ \begin{array}{l} (0; zT) : -I_d^2 \\ (zT; T) : (I - I_d)^2 \end{array} \right\} dt} = \sqrt{I_d^2 z + (I - I_d)^2 (1 - z)} \quad (7.25)$$

Tento vztah je platný pro obě varianty řízení. Při reálných parametrech přechází pravoúhlý průběh na trapézoidní. Při srovnatelných hodnotách obvodových prvků pak lze předpokládat nepatrně menší zatížení při dvoufázové variantě vlivem menšího zvlnění proudu tlumivkou Δi .

7.2.1.5 Simulační ověření

K ověření výše uvedených vztahů byla provedena simulace měniče pro obě varianty řízení. Parametry komponent obvodu a ověřované pracovní body shrnuje tabulka 7.1.

Výsledky simulace, tj. rozkmit střídavé složky proudu tlumivkou Δi , rozkmit střídavé složky napětí výstupního kondenzátoru Δu_d a RMS hodnota proudu výstupního kondenzátoru $I_{C(RMS)}$ spolu s hodnotami kalkulovanými podle (7.4), (7.8), (7.12), (7.14), (7.18), (7.22) a (7.25) pak ukazuje tabulka 7.2.

Tab. 7.2: Parametry simulace

Pracovní bod	A 400V/1100V			
Řízení	jednofázové		dvoufázové	
Hodnoty	simulované	kalkulované	simulované	kalkulované
Δi	9.427A	9.428A	2.019A	2.020
Δu_d	1.212V	1.212V	0.260V	0.260
$I_{C(RMS)}$	26.612A	26.485A	26.452A	26.485A
Pracovní bod	B 950V/1100V			
Řízení	jednofázové		dvoufázové	
Hodnoty	simulované	kalkulované	simulované	kalkulované
Δi	6.060A	6.060A	2.357A	2.357A
Δu_d	0.346V	0.346V	0.135V	0.135V
$I_{C(RMS)}$	9.561A	9.428A	9.448A	9.428A

Hodnoty vykazují shodu rozkmitu střídavých složek Δi a Δu_d . Hodnoty proudového zatížení kondenzátorů se od vypočtené liší v pozorovaných bodech maximálně o méně než 0.2A. Výsledky rovněž dokumentují jednoznačné výhody dvoufázového řízení. Snížené hodnoty rozkmitu střídavých složek proudu tlumivkou Δi a výstupního napětí Δu_d spolu se zdvojnásobením jejich první harmonické umožňují optimálnější návrh pasivních komponent obvodu. Dvoufázové řízení však nemá výraznější vliv na proudové zatížení kondenzátorů.

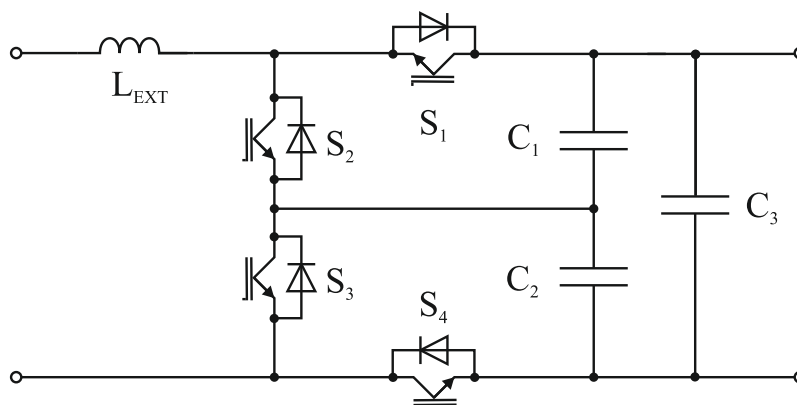
7.2.1.6 Dimenzování výstupního filtru

Nižší střídavé složky Δi a Δu_d s dvojnásobnou frekvencí při přesazeném mohou přispívat k nižším ztrátám pasivních prvků, případně lze snížit indukčnost a kapacitu při stejných hodnotách střídavých složek. Nicméně při stejné celkové kapacitě výstupního filtru je při přesazeném řízení nutné použít kondenzátory $C1$ a $C2$ s dvojnásobnou kapacitou. Jejich napěťová odolnost musí z bezpečnostních důvodů stejná jako při jednofázové variantě a jejich proudové zatížení je také téměř stejné (viz Tab. 7.2), což vede k téměř čtyřnásobnému objemu výstupního filtru. Tyto úvahy vedly k realizaci varianty s jednoduchým řízením s výstupním filtrem podle obrázku 7.6.

Vyrovňovací kondenzátory $C1$ a $C2$ s malou kapacitou v řádu jednotek μF slouží k dynamickému vyrovnávání napětí na jednotlivých pulsních měničích při nesoučasném chodu spínačů $S2$ a $S3$. Kondenzátor $C3$ je hlavním výstupním kondenzátorem.

7.2.1.7 Vyrovňovací kondenzátory

Jedním z parametrů kondenzátoru je maximální trvale přípustná hodnota dU_C/dt , která nepřímo charakterizuje pulsní zatížení kondenzátoru. Je-li sepnut některý ze spínačů $S2$ a $S2$



Obr. 7.6: Sériový zvyšující pulsní měnič s jednoduchým řízením

dříve či později než druhý, vyvažovací kondenzátory jsou přebíjeny proudem cívky, jehož hodnota je dána především pracovním bodem měniče a indukčností cívky. Velikost proudu cívky i_L lze považovat po dobu přebíjení Δt (reálně desítky nanosekund) za konstantní. Změnu napětí na vyvažovacím kondenzátoru při nejméně příznivých podmínkách ¹ a při extrémním zpoždění sepnutí spínačů $\Delta t = 1\mu s$, lze pak vyjádřit následovně:

$$\Delta U_C = \frac{i_L \Delta t}{C_{21} + C_{22}} = \frac{59.7A * 1\mu s}{10\mu F + 10\mu F} \doteq 3.3V \quad (7.26)$$

Z toho vyplývá hodnota $dU_C/dt = 3V/\mu s$. Ve fázi návrhu byla rovněž provedena simulace sériového pulsního měniče [62], kdy byl řídicí puls pro jednu sekci postupně prodlužován, čímž byl simulován stav mnohem nepříznivější, než je reálné kolísání okamžiků sepnutí tranzistorů jednotlivých sekcí. Výsledné hodnoty respektující konečně malé hodnoty parazitních rezistorů byly nepatrně menší než uvedený výpočet. Zároveň byla sledována RMS hodnota proudu $I_{C(RMS)}$, která nepřesáhla $3A_{RMS}$. Výsledky umožňují použití běžných polypropylénových kondenzátorů, konkrétně byl vybrán polypropylenový kondenzátor typu MHBS555100JJSD od firmy ICEL [63] s maximální hodnotou $dU_C/dt = 31V/\mu s$ a s povoleným proudem $8.5A_{RMS}$ pro oteplení $+5^\circ C$.

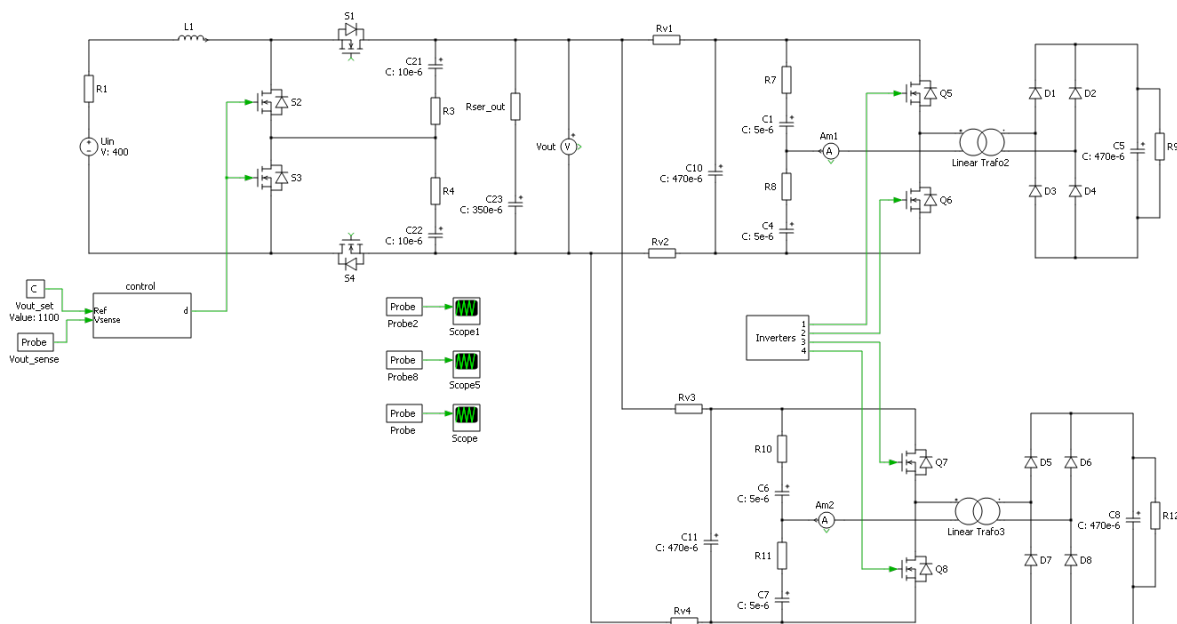
7.2.1.8 Výstupní kondenzátor

K určení parametrů výstupního kondenzátoru C_{23} byla provedena simulace (Obr. 7.7) dvoukvadrantového pulsního měniče se dvěma následnými rezonančními střídači, které jsou součástí nově vyvinuté struktury měničů pro pomocné pohony.

Výsledky ukázaly nejvyšší zatížení kondenzátoru C_{23} při vstupním napětí $U_{in} = 400V_{DC}$ a výstupním výkonu $P_{out} = 22kW^2$. Citlivostní analýza v tomto bodu dále odhali-

¹ Maximální přebíjecí proud je dosažen při $U_{in} = 400V_{DC}$ a $P_{out} = 22kW$. Špičkový proud cívkou je součet $i_{L(peak)} = I_{in} + \Delta i/2 = 59.7A$, kde I_{in} je $P_{out}/U_{in} = 55A$ a $\Delta i = 9.471A$ z Tab. 7.2.

² Při výstupním napětí $U_{out} = 1100V_{DC}$, spínací frekvenci $f_{SW} = 30kHz$ a s cívkou s indukčností $L_1 = 500\mu H$.



Obr. 7.7: Simulace k určení zatížení kondenzátoru výstupního kondenzátoru

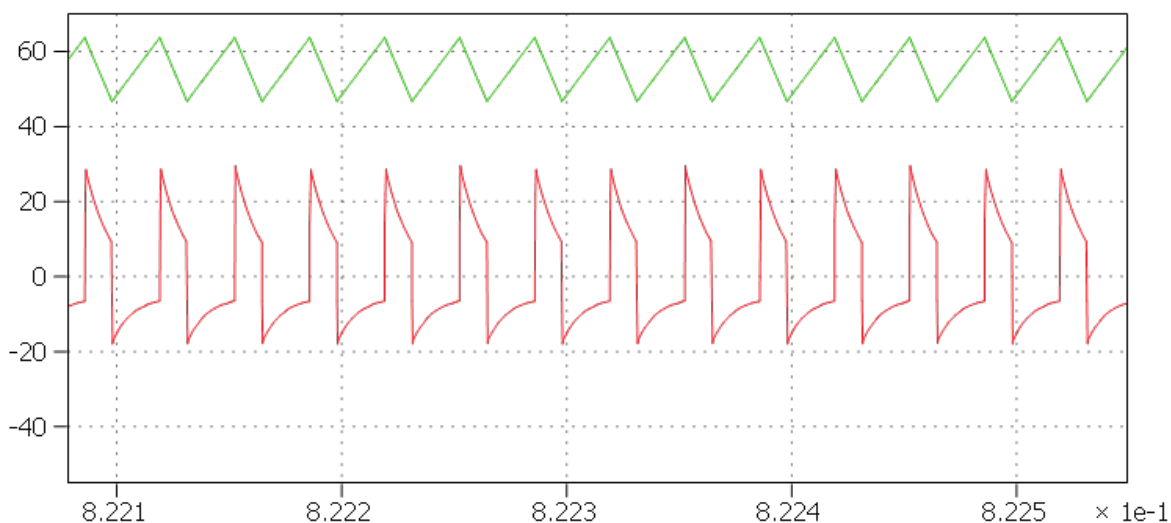
la značný vliv odporů $Rv1 - 4$ simulujících odpor konektorů a vodičů silového vedení mezi blokem vstupního měniče a rezonančních střídačů ve střešní jednotce na RMS hodnotu proudu výstupního kondenzátoru [62]. Naopak fázové posunutí sériových rezonančních měniče nevedlo v simulaci ke znatelným dopadům na proud výstupního kondenzátoru. Obrázek 7.8 dokumentuje situaci při fázovém posunu řízení střídačů o 90° a odporu silových vodičů $20\text{m}\Omega$, kdy proud $i_{C23(RMS)}$ dosahoval hodnoty $13.9A_{RMS}$. Na základě těchto simulací a rozměrových úvah byl poptán zákaznický kondenzátor s kapacitou $350\mu\text{F}$, $U_{NOM} = 1300\text{V}$, $I_C = 25A_{RMS}$ u externího dodavatele.

7.2.2 Externí cívka

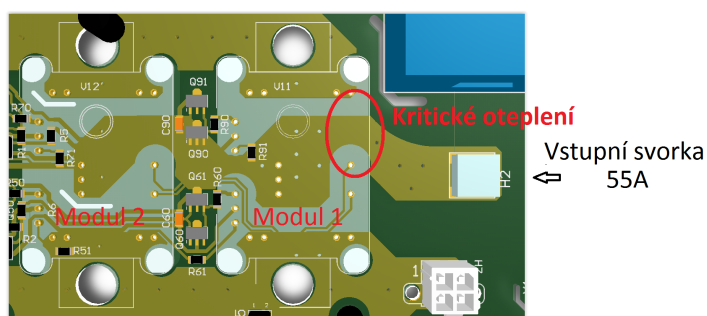
Vyvíjený funkční vzorek měniče 2QC2 byl testován s tlumivkami o indukčnostech $500\mu\text{H}$ a 1.8mH s nominálními proudy přesahující $55A_{RMS}$. Parametry finální cívky pro novou generaci pomocných pohonů byly v době stavby a testování funkčního vzorku předmětem jednání s externím dodavatelem. Následně, ve fázi industrializace, byly její parametry optimalizovány s ohledem na EMC a pracovní teploty. Je vhodné zmínit, že problémy s oteplením souvisely s požadavkem na dvojitou izolaci tlumivky.

7.2.3 Deska plošných spojů

K připojení silových vodičů slouží presfitové konektory typu 7460305 od firmy Würth. Konektor je schopen podle teplotního deratingu [64] schopen přenést ustálený proud 55A při teplotě 112°C , což je bezpečně nad operačními teplotami ve střešní jednotce.



Obr. 7.8: Proud cívku i_{L1} a kondenzátorem $i_{C23(RMS)}$ při fázovém posunu řízení střídačů o 90° a odporu silových vodičů $R_{vn} = 20m\Omega$



Obr. 7.9: Místo kritické oteplení PCB

S ohledem na proudové hustoty byl stackup finální verze desky plošných spojů silového obvodu tvořen FR-4 jádrem tloušťky $0.51mm$ s mědí $2 \times 105\mu m$ a dále oboustranně naplácovanou mědí $140\mu m$ pomocí pre-pregů $2 \times 1080 + 1 \times 7628$. Kritické místo proudové hustoty leží v oblasti fázového vývodu prvního z paralelních modulů, jak ukazuje obrázek 7.9. V tomto místě při maximálním výkonu $P_{out} = 22kW$ a minimálním vstupním napětí $U_{in} = 400V_{DC}$ dosahuje proudová hustota $40A/mm^2$. V uvedeném čtyřvrstevném PCB klesá na hodnotu $16A/mm^2$ a lokální oteplení v uvedeném místě nebylo pozorovatelné termokamerou.

7.2.3.1 Nízkonapěťové obvody

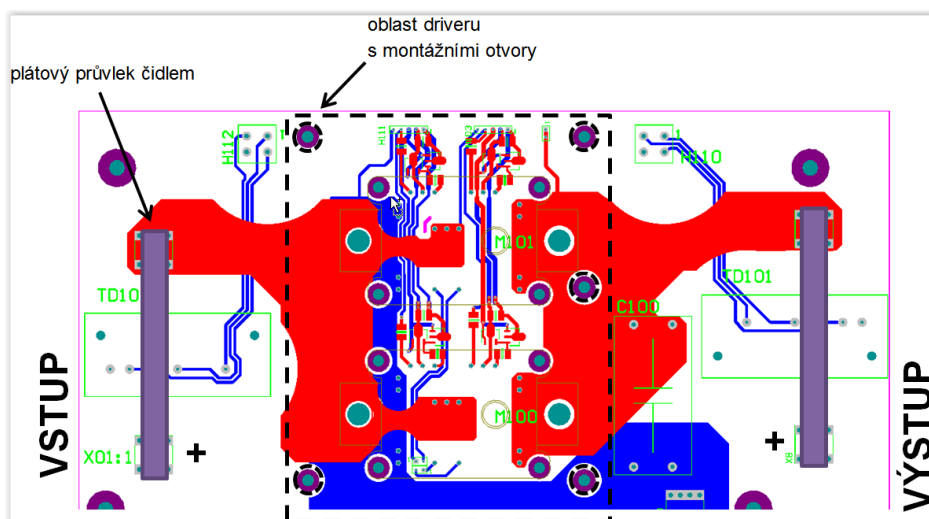
Nízkonapěťové obvody hradel výkonových spínačů byly převzaty z kapitoly 6.2.2. Čidla proudu jsou typu LA 125-P/SP4 od firmy LEM s nominálním proudem $125A$, s převodem $1:2000$ a s izolační pevností minimálně $4500V_{RMS}$.

7.2.4 Layout silového obvodu měniče 2QC2

Měnič 2QC2 byl od počátku navrhován v souladu s konceptem koordinace izolace trolejbusu vycházející z ČSN EN 50124. Umístění měniče ve finální aplikaci za vstupní LC filtr ve střešní jednotce určuje prostor PD2 a přepěťovou kategorii OV2. Tomu v souladu s požadavky izolační koncept střešní jednotky odpovídají povrchové izolační vzdálenosti 17.8mm a vzdušné izolační vzdálenosti 14mm . Tyto limity se vztahují ke vzdálenostem mezi výstupy proudových čidel a ostatními částmi obvodu. Izolační vzdálenosti v těchto částech, kde pracovní napětí přidružených obvodů dosahuje maximálně 550V jsou delší než 4mm . Pro dodržení uvedených požadavků bylo nutné na desku umístit řadu prořezů se zřetelem k dobré mechanické fixaci a odolnosti vůči vibracím. Vzdálenost motivu k okraji desky je větší než 1.27mm a umístění padů je od okraje větší než 2.54mm .

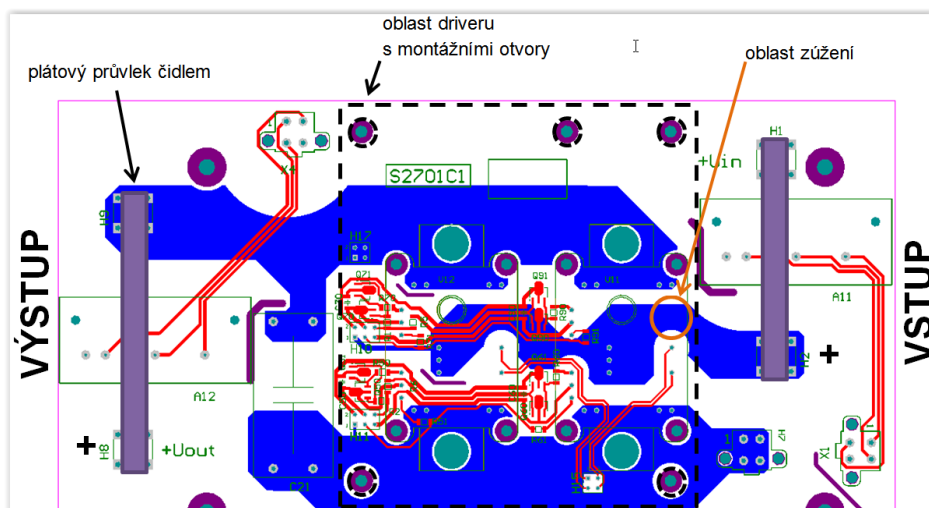
Původně byly připraveny tři verze layoutu. První verze byla optimalizována na podélný rozměr (příčný byl dán rozměrem konstrukčního bloku a stanoven na maximálně 210mm), nicméně cenou za tuto optimalizaci byly značně úzké vodivé spoje v důsledku množství montážních děr a požadovaných izolačních vzdáleností.

Obrázky 7.10 a 7.11 zobrazují druhou a třetí verzi layoutu. Celkový návrh je podélně přibližně symetrický, proto je zobrazena pouze polovina layoutu s jedním pulsním měničem. Zásadní výhodou druhé varianty je, že střední (fázové) vývody modulů jsou připojeny ke vstupním svorkám samostatně, což snižuje proudovou hustotu v zúžených oblastech daných rozložením pinů výkonového modulu.



Obr. 7.10: Druhá varianta layoutu měniče 2QC2

Ve třetí variantě jsou všechny silové signály rozvedeny pouze ve spodních vrstvách, zatímco horní vrstva je vyhrazena pro nízkonapěťové signály, což přispívá ke zvýšení spolehlivosti plošného spoje. Nevýhodou je úzké hrdlo v proudově nejvíce zatěžených spojích, kdy celý vstupní proud (55A) prochází úsekem o šířce přibližně 6mm . Současně dochází k



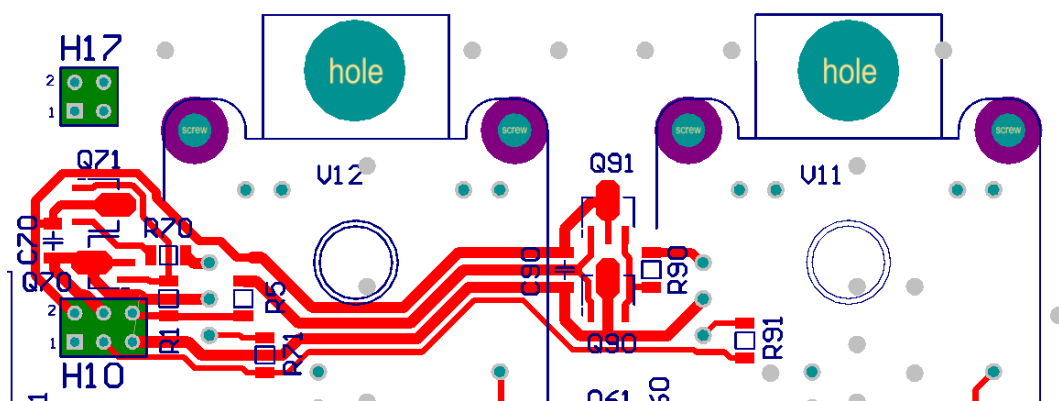
Obr. 7.11: Třetí varianta layoutu měniče 2QC2

nerovnoměrné distribuci proudu mezi paralelními moduly, protože paralelně spojené středy výkonových modulů jsou spojeny se společnou impedancí a tento efekt musí kompenzovat vliv kladného teplotního součinitele $R_{DS(on)}$.

Po posouzení přínosů obou variant byla pro konečný návrh vybrána varianta číslo tři, zejména díky důslednějšímu oddělení silové a nízkonapěťové části.

7.2.4.1 Layout posilovacího stupně

Konečný layout budících obvodů na DPS silového obvodu je zobrazen na 7.12. Napájení a budící signály jsou přivedeny konektorem H10. Konektor H17 slouží k připojení poteciálu drainu JFET tranzistoru k nadproudové ochraně driveru.

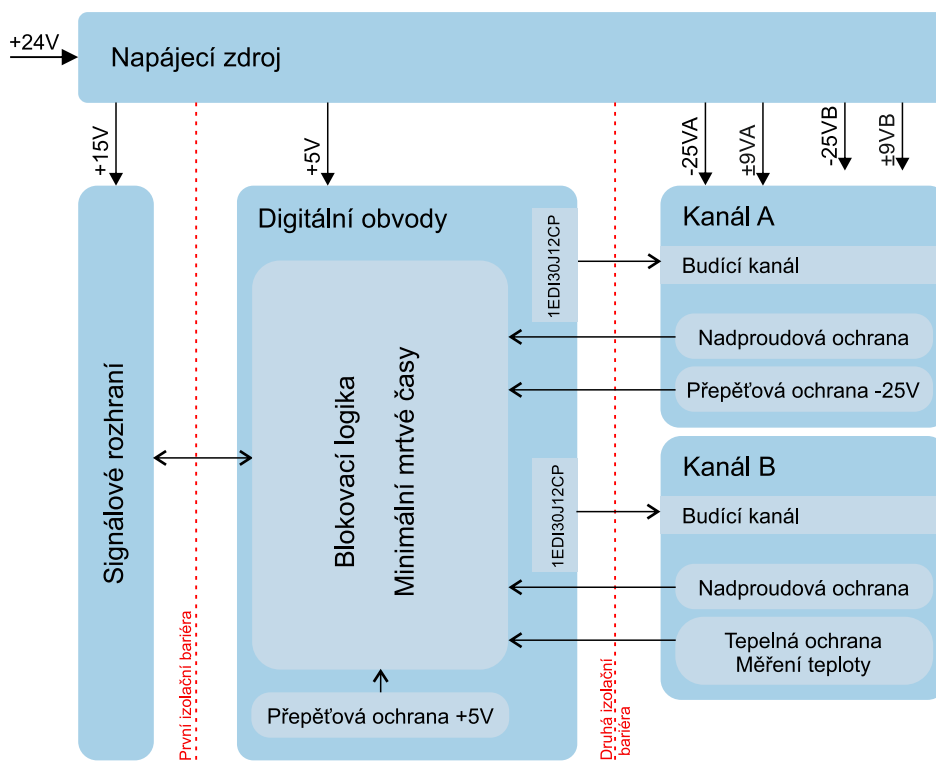


Obr. 7.12: Třetí varianta layoutu měniče 2QC2

Na obrázku 7.12 lze rozeznat rozdělené bázové odpory $R1$ a $R5$. Dále je dobře patrné oddělení GND potenciálů (JFET emitorů) obou modulů $V11$ a $V12$, které jsou připojeny na pinech 4 a 5 konektorů $H10$. Tyto potenciály jsou spojeny až na straně driveru u jeho výstupního blokujícího kondenzátoru. Tato opatření zajistila bezproblémové buzení paralelních spínačů bez pozorovatelných oscilací či přehřívání budících obvodů.

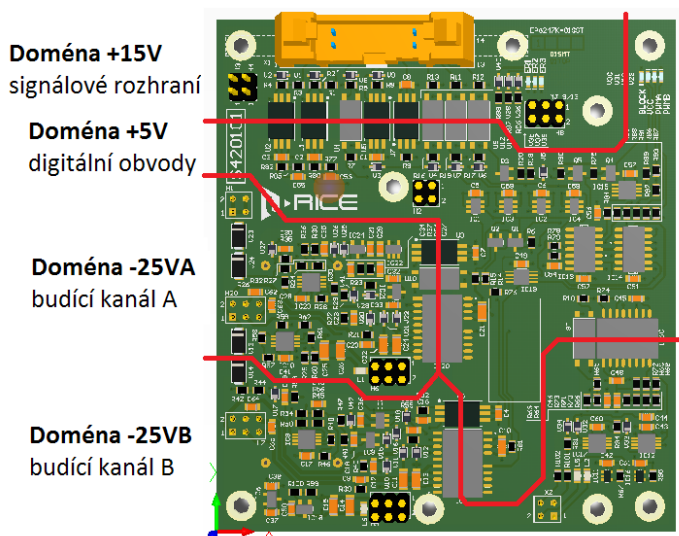
7.3 Dvoukanálový driver pro SiC JFET tranzistory

Integrální součásti měniče 2QC2 jsou přirozeně drivery budící paralelní dvojici výkonových modulů. Jejich provedení vychází z dohodnutého mechanického konceptu, kladoucího důraz na kompaktní provedení s nízkou výškou (kapitola 7.1). Z tohoto důvodu jsou drivery umístěny horizontálně nad silovým obvodem. Vzhledem k možnému zástavbovému prostoru pro driver, který obecně odpovídá ploše dvou paralelně zapojených výkonových modulů a požadavku na jednostrannou montáž součástek na DPS, byl napájecí zdroj pro driver umístěn na separátním DPS nad vlastním drivrem. Zdroj, driver a silový obvod jsou navzájem upevněny distančními sloupky 15mm/M3 tak, aby byla zajištěná požadovaná odolnost vůči vibracím. Elektrické vertikální propojení je provedeno pomocí distančních pinových lišt. Stackup desky driveru a jeho napájecího zdroje je založen na jádře $2 * 35\mu\text{m}$ tloušťky 1.2mm a vnějších Cu plátech $18\mu\text{m}$ připlátovaných vždy dvěma prepregy 1080.



Obr. 7.13: Blokové schéma driveru pro 2QC2

Na obrázku 7.13 je zobrazeno blokové schéma driveru. Kvůli požadavku na izolační pevnost mezi řídicím systémem a silovým obvodem bylo nutné vytvořit dvě izolační bariéry neboť elektrická pevnost použitého budícího obvodu 1EDI30J12CP je pouze $2500V_{AC}$. Driver proto obsahuje čtyři vzájemně izolované napěťové domény - vstupní signálové rozhraní, vnitřní digitální obvody a dva budící kanály A a B (viz Obr. 7.14).



Obr. 7.14: Napěťové domény driveru

Izolační vzdálenosti mezi jednotlivými doménami vycházejí z rozměrů nejužších součástí přes bariéru (izolátory ACPL-P484). Vzdálenost mezi doménami $+5V$ a $+15V$ je minimálně $6.35mm$, stejně jako vzdálenost mezi $+5V$ a $-25VA$ nebo $-25VB$. Mezi doménami $-25VA$ a $-25VB$ je minimální vzdálenost alespoň $4.45mm$. V součtu tak vzdálenosti mezi signálovým rozhraním a budícími kanály vyhovují normě ČSN50124.

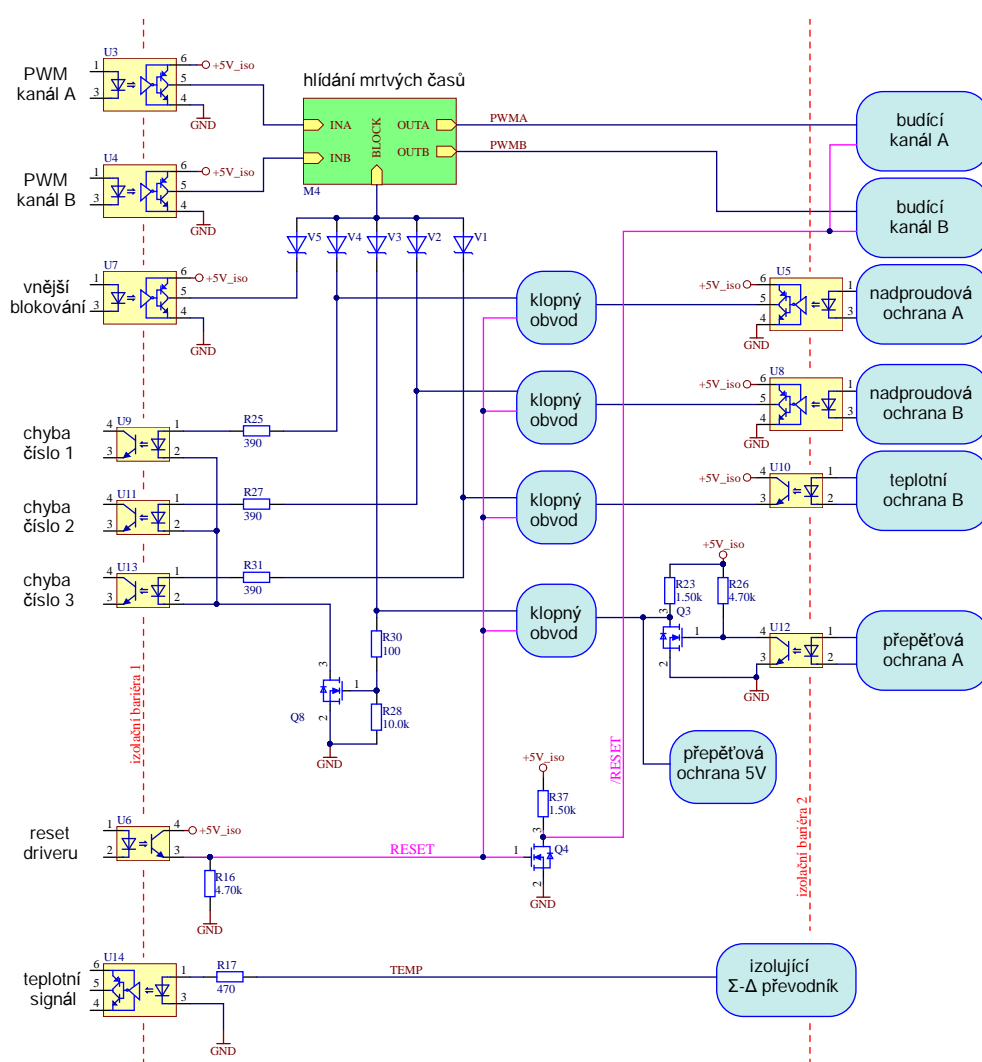
V blokovém schématu lze rozeznat následující bloky:

- Signálové rozhraní pracující s $15V$ vstupními signály.
- Blokovací logika tj. obvody zajišťující bezpečný stav driveru chybovém stavu, včetně indikace původu řídicí jednotce
- Obvod generující minimální mrtvé časy.
- Přepětová a podpětová ochrana napájení blokovací logiky.
- Teplotní ochrana a měření vnitřní teploty výkonových modulů. Ochranu vždy vybavuje modul s vyšší vnitřní teplotou. Hodnota okamžité vyšší teploty přenášena do řídicí jednotky pomocí izolujícího A/D převodníku. Obvody jsou umístěny v doméně $-25VB$.
- Budící kanály výkonových spínačů (kanál A a B).
- Přepětová a podpětová ochrana napájení budícího kanálu. Vzhledem k prostorovým možnostem je snímána pouze hodnota napětí kanálu A.
- Nadproudová ochrana budících kanálů.

7.3.1 Signálové rozhraní

Signálové rozhraní pracuje se signály se standardní úrovní 15V. Vysokorychlostní PWM signály jsou převáděny do +5V domény blokovací logiky přes první izolační bariéru pomocí rychlých digitálních izolátorů. Pomalejší signály (chybové, resetovací a povolovací) jsou izolovány pomocí levnějších optočlenů. Stav chybových signálů, jejichž kombinace určuje původ poruchy, indikuje trojice LED diod. Izolátory i optočleny byly vybrány s ohledem na jejich odolnost vůči souhlasnému rušení, vznikajícímu v důsledku vysokých strmostí napěťových hran v silovém obvodu.

7.3.2 Blokovací logika



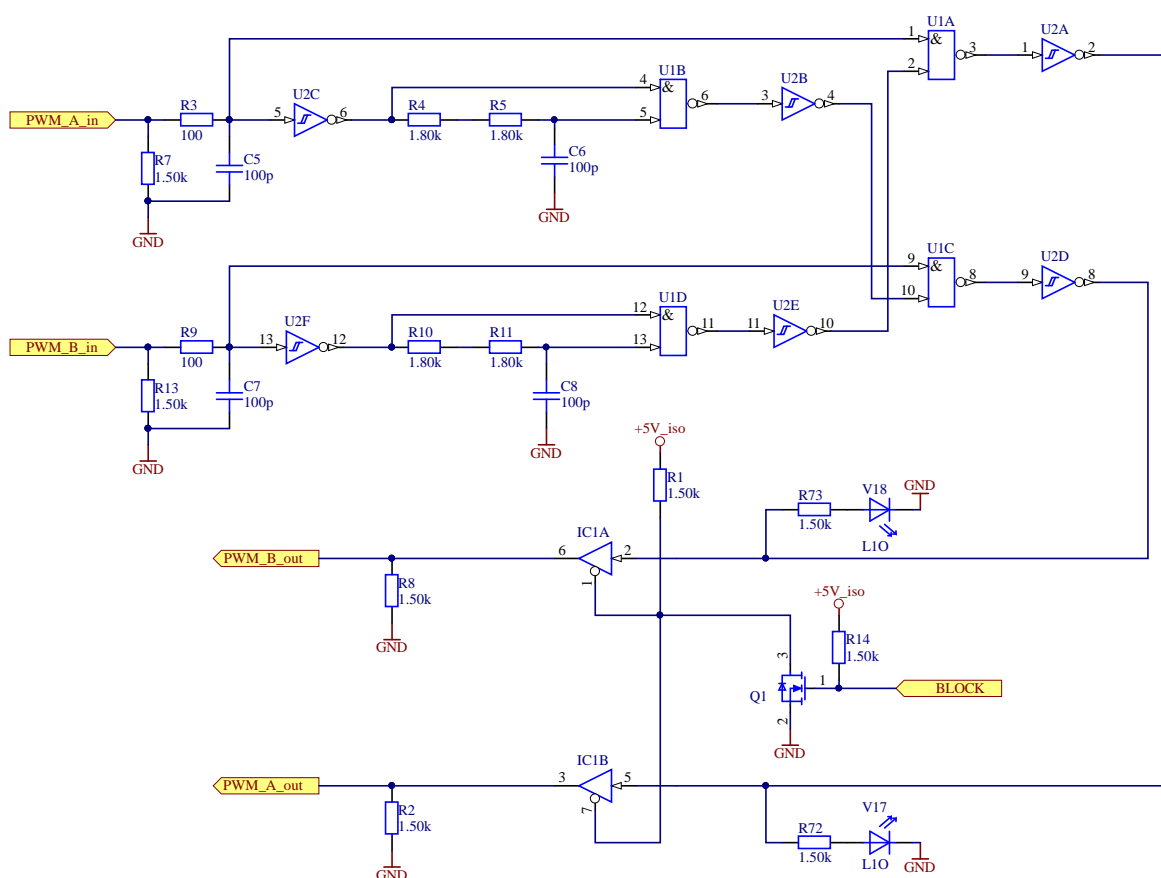
Obr. 7.15: Zapojení blokovací logiky

Vnitřní blokovací logika (Obr. 7.15) slouží k blokování řídicích signálů v případě aktivního stavu některé z ochran. Veškeré obvody jsou napájeny z +5V napěťové domény. K

realizaci požadované funkce byla použita čtveřice klopných obvodů typu D. Každý je připojen k výstupu některé z ochran (2xOCP, OVP, OTP). Pokud ochrana signalizuje chybu (log. „1“) byť jen po krátkou dobu je výstup příslušného klopného obvodu překlopen do log. „0“ a napětí ve společném uzlu diod V1 až V5 klesne z 5V na 0.4V, čímž jsou řídicí PWM signály odpojeny od vstupu řídicích budících obvodů (uvnitř naznačeného schématického bloku M4).

Aby mohla být obnovena činnost driveru po zablokování, je nutné, aby pominula příčina chybového stavu. Poté je třeba přivést puls na signál RESET o délce alespoň $1\mu s$, čímž dojde k resetu klopných obvodů. Stav řídicích PWM signálů, aktivní blokování driveru a přítomnost +5V napájení je signalizováno příslušnými LED diodami. Po startu driveru tj. po přivedení napájecích napětí je driver zablokován³ a je nutné jej resetovat.

7.3.3 Generování minimálních mrtvých časů



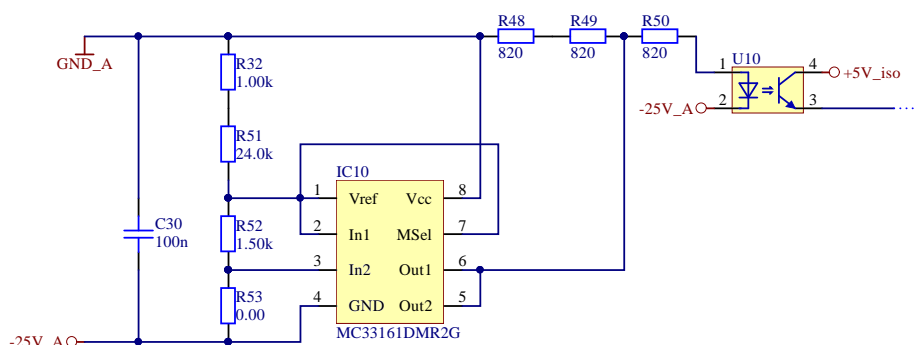
Obr. 7.16: Obvod generování mrtvých časů

K zajištění vyšší bezpečnosti driveru byl implementován obvod generování minimálních mrtvých časů (Obr. 7.16). Je založen na osvědčeném zapojení NAND a NOR logic-

³Jedná se o bezpečný stav měniče s vypnutými prvky

kých hradel, ve kterém je minimální mrtvý čas definován dvěma RC články $R + R5/C6$ a $R10 + R11/C8$. Při hodnotách dle obrázku jsou minimální mrtvé časy nastaveny v okolí $215ns$.

7.3.4 Přepětové ochrany



Obr. 7.17: Zapojení přepětové ochrany

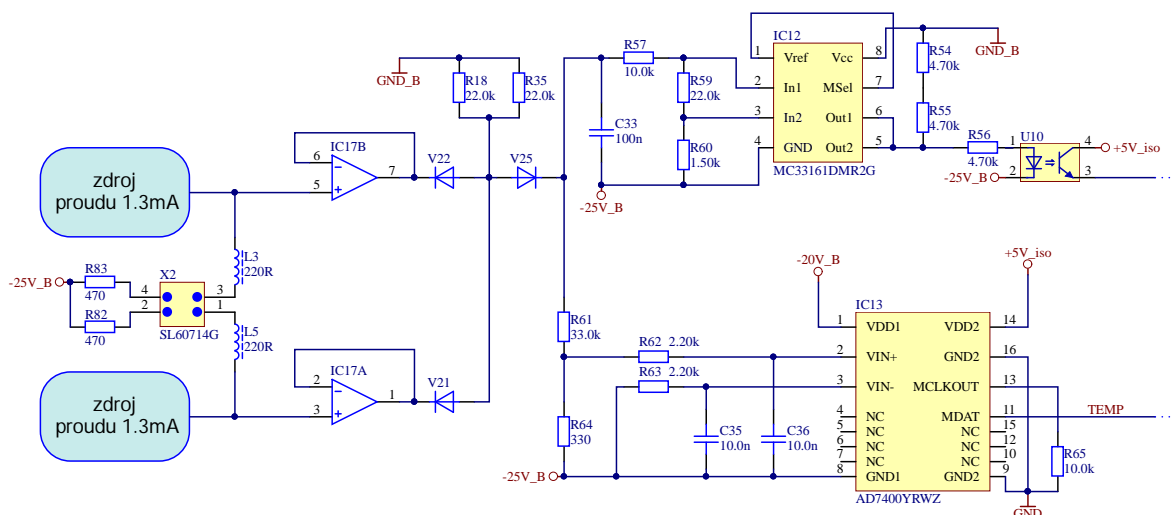
Obvody napěťových ochrany v doménách 5V a kanálu A jsou založeny na dvojitém napěťovém monitoru MC33161, který je zapojen jako okénkový diskriminátor tak, aby bylo detekováno podpětí i přepětí. Zapojení ochrany v doméně +5V je zobrazeno na Obr. 7.17. Vybavovací úrovně jsou tomto případě nastaveny pro rozsah $4.5V - 5.5V$. U ochrany v budícím kanálu A jsou příslušné úrovně $20.3V$ a $24.8V$. Tyto hodnoty byly zvoleny s ohledem na regulační schopnosti použitého zdroje v rozsahu pracovních teplot $-40^{\circ}C$ až $75^{\circ}C$ a s předpokladem stabilizovaného napájecího napětí zdroje $24V$.

7.3.5 Teplotní ochrana

Součástí driveru je obvod pro měření teploty (Obr. 7.18) na vnitřním NTC rezistoru výkonového modulu. Protože byl od počátku primárně vyvíjen pro použití s paralelní kombinací výkonových modulů, dokáže snímat hodnoty ze dvou NTC rezistorů a pro následné měření vybrat méně příznivou hodnotu.

Obvod obsahuje dva zdroje proudu. NTC prvky jsou připojeny k driveru pomocí konektoru X2 a oba jsou protékány měřícím proudem o velikosti $1.3mA$. Úbytek napětí vytvořený na NTC a R83 (příp. R82) je přivedeno na emitorové sledovače a pomocí diodové logiky je vybráno napětí s nižší hodnotou. Odpory R83 a R82 udržují předpětí, které zajišťují správnou funkci operačních zesilovačů, protože se nejedná o operační zesilovače typu rail to rail. Vybrané napětí je přivedeno na okénkový diskriminátor IC12, který v případě přehřátí zablokuje driver. Napětí je rovněž přivedeno na vstup $\Sigma-\Delta$ převodníku IC13, jehož výstupem je izolovaný signál s nosnou frekvencí $10MHz$.

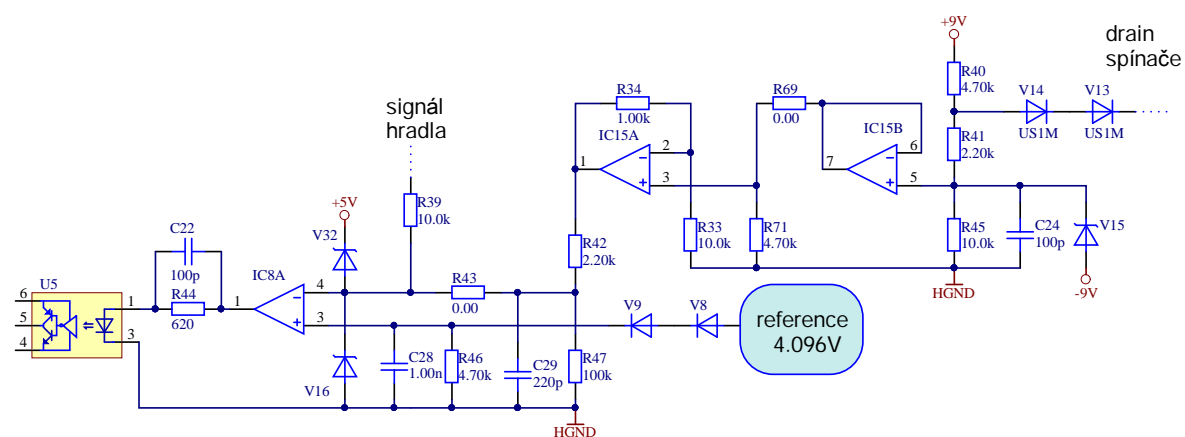
Se zobrazenými hodnotami komponent dochází k aktivaci ochrany při teplotě NTC v okolí $95^{\circ}C$.



Obr. 7.18: Zapojení teplotní ochrany

7.3.6 Nadproudová ochrana

Každý budící kanál je vybaven jednoduchou nadproudovou ochranou, která snímá napětí drain-source buzeného prvku a v případě překročení určité hladiny v době sepnutí prvku zablokuje driver [65].



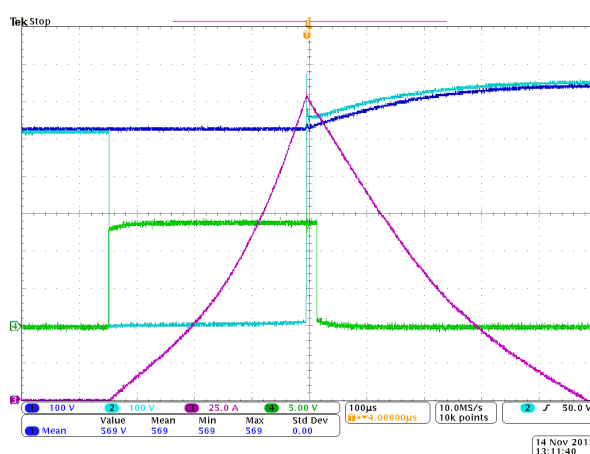
Obr. 7.19: Zapojení nadproudové ochrany

Snímané napětí drain-source je kladné vůči source elektrodě tranzistoru při kladném směru proudu, zatímco napájecí napětí driveru je záporné (nominálně $-25V$). Proto pro napájení těchto ochran poskytuje napájecí zdroj symetrické napětí $\pm 9V$ pro každý kanál, které umožňuje chod použitých operačních zesilovačů.

Drain-source napětí výkonového spínače je snímáno pomocí dvou vysokonapěťových diod s nízkou kapacitou a přes napěťový dělič je přivedeno na emitorový sledovač následovaný neinvertujícím zesilovačem. Jeho výstup zesilovače je opět přes dělič přiveden na vstup komparátoru *IC7*. Zároveň je toto napětí klíčováno hradlovacím signálem JFET tranzistoru

pomocí $R39$. Je-li tranzistor vypnut, je $R39$ připojen k potenciálu $-19V$ a napětí na vstupu komparátoru je bezpečně sníženo pod překlápěcí úroveň. Na druhý vstup komparátoru je přivedeno referenční napětí $4.096V$ snížené o úbytky na diodách $V8$ a $V9$ sloužících k teplotní kompenzaci.

Aby nedocházelo k prodloužení reakční doby ochrany, byl vybrán rychlý komparátor LM7219, který však ke své činnosti vyžaduje napájecí napětí $+5V$. RC články zahrnující $C24$ a $C29$ slouží k nastavení dostatečného zpoždění signálu, tak aby nedocházelo k falešným aktivacím ochrany při komutaci výkonového spínače. S aktuálními obvodovými součástkami reaguje ochrana při proudech⁴ $155A$ až $202A$ v rozsahu teplot $-40^{\circ}C$ až $95^{\circ}C$. Vybavovací čas je kratší než $0.5\mu s$.



Obr. 7.20: Vybavení nadproudové ochrany, CH1 (modrá): napětí výstupního kondenzátoru [100V/d], CH2 (světle modrá): napětí vstupních svorek měniče [100V/d], CH3 (fialová): vstupní proud měniče [25A/d], CH4 (zelená): řídicí PWM puls [5V/d]

Na obrázku 7.20 je zobrazeno vybavení ochrany v situaci, kdy je na spínače přiveden příliš dlouhý puls. Vstupní proud (kanál 3) narůstá podle měkké saturační charakteristiky vstupní cívky až k hodnotě $202A$. Poté jsou vnitřní spínače vypnuty ochranou a proud komutuje do výstupního kondenzátoru (kanál 1), což způsobuje nárůst jeho napětí v pravé části obrázku. Napětí na spínačích, tj. na vstupních svorkách měniče 2QC2, dosahuje v okamžiku vypnutí hodnoty pouze $680V$ při napětí zdroje $525V$. Toto 30% přepětí lze považovat za poměrně bezpečné vzhledem k tomu, že je vypínán maximální poruchový proud a budící obvod nedisponuje možností měkkého či dvoustupňového vypnutí poruchového proudu.

7.3.7 Budící kanál

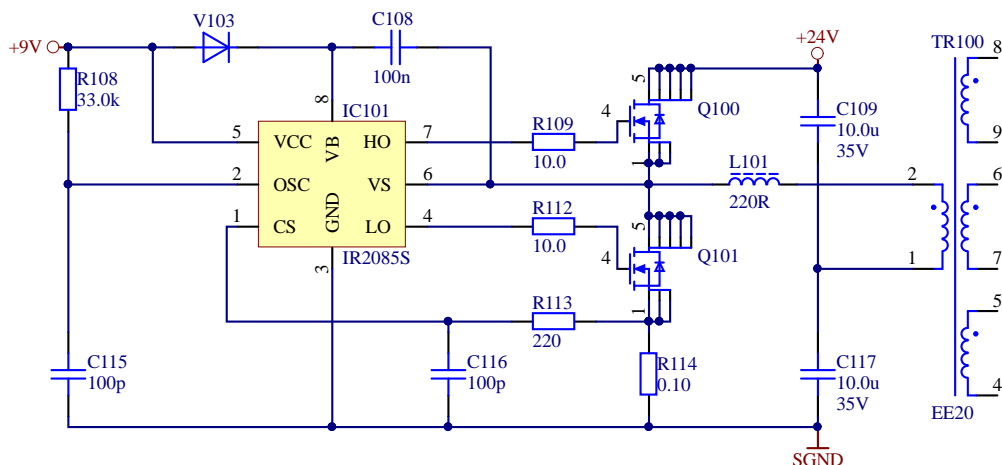
Budící signál byl převzat beze změn z předchozí generace SiC JFET driveru, který je dostatečně popsán v kapitole 6.2.2.

⁴Maximální proud jednoho modulu je $120A$ dle specifikace pouzdra

7.3.8 Napájecí zdroj

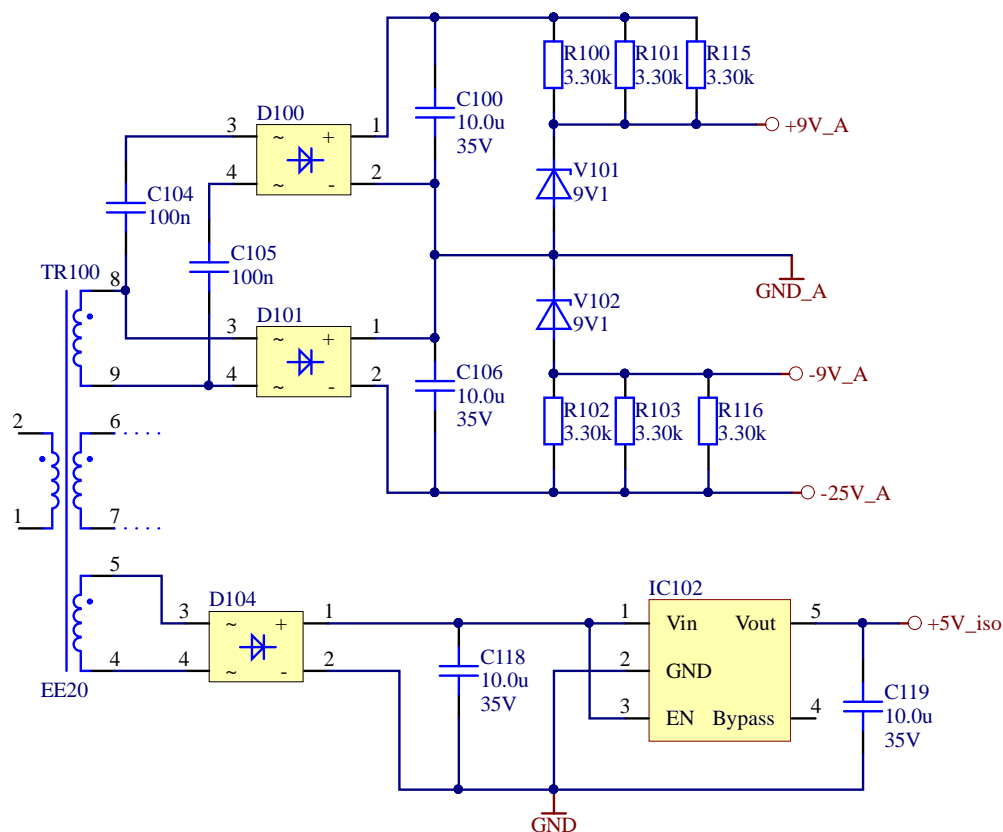
Z předchozích kapitol vyplývá, že driver potřebuje ke své činnosti devět napájecích hladin ve čtyřech navzájem izolovaných napěťových doménách. K tomuto účelu byl navržen napájecí zdroj založený na obvodu IR2085S (Obr. 7.21). Tento obvod řídí půlmůstek s pevnou střídou 50% a umožňuje zvolit frekvenci a proudové omezení.

Zdroj využívá zákaznický transformátor firmy Tronic s elektrickou pevností $4000V_{RMS}$ mezi primární stranou a napěťovými doménami budících kanálů. Doména $+5V$ blokovací logiky má definovanou pevnost vůči ostatním doménám $2500V_{RMS}$. Díky tomu zdroj splňuje požadavky na elektrickou pevnost. Nicméně pro dosažení normou stanovených povrchových vzdáleností bylo nutné vybrat speciální kostru Wz 7958/1ST od firmy Weisser GmbH pro jádro EE2020/6.1/1ST. Vzhledem k tomuto omezení pak byla spínací frekvence zvolena na 220kHz. Zdroj je napájen ze stabilizovaného rozvodu $24V$ ve střešní jednotce. Stabilizace v úzkém rozsahu $23V - 25V$ je nutná, neboť jde o zdroj bez zpětné vazby.



Obr. 7.21: Primární strana zdroje driveru

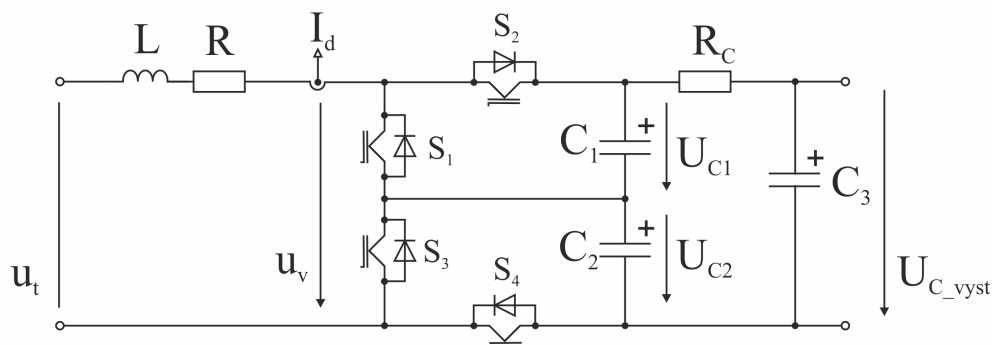
Zdroj obsahuje tři sekundární strany pro jednotlivé domény logiky $+5V$ a budících kanálů. Usměrňovače v sekundárních obvodech domén budících kanálů využívají nábojové pumpy a a napěťové stabilizátory se Zenerovými diodami tak, aby bylo možné generovat symetrická napětí $\pm 9V$ pro nadproudové ochrany a napětí pro budící kanál $-25V$ z jednoho vinutí, jak ukazuje Obr. 7.22. Napájení pro signálové rozhraní není izolované a je vytvořeno běžným lineárním stabilizátorem přímo ze vstupního napětí $+24V$. Sekundární strana pro doménu blokovací logiky $+5V$ obsahuje pouze usměrňovač a lineární stabilizátor.



Obr. 7.22: Sekundární strana zdroje driveru

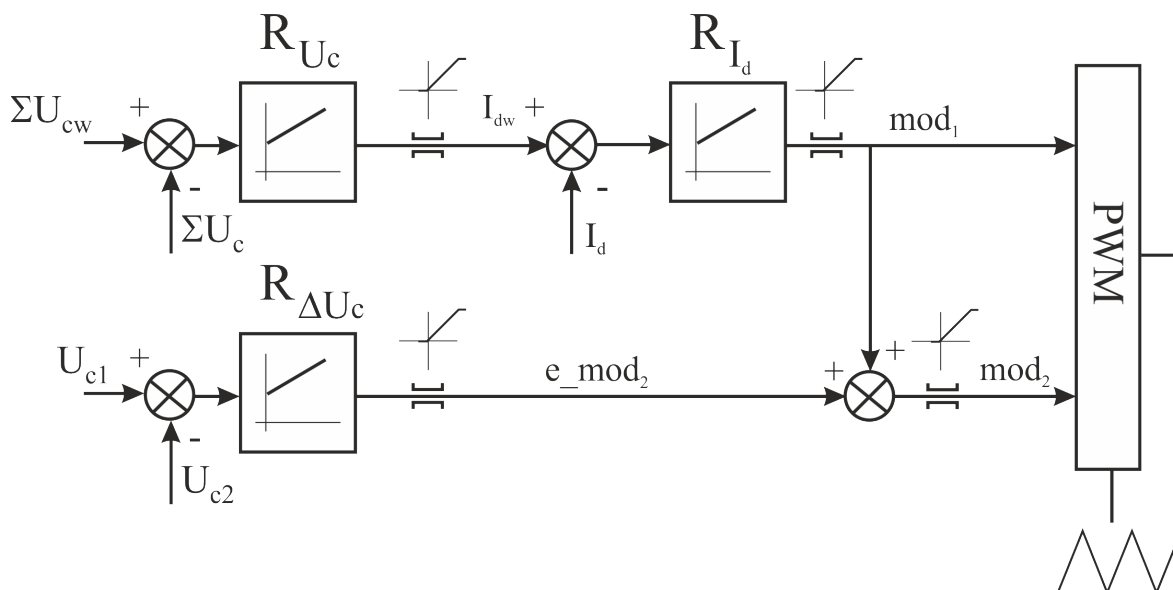
7.4 Řízení měniče 2QC2

Návrhem řízení se podrobněji zabývá několik zpráv, na kterých autor dizertace spolupracoval, a které se věnují návrhu základní regulační struktury [66], problematice přerušovaných proudů [67], citlivostní analýze [68] a tranzientním stavům [69].



Obr. 7.23: Zjednodušené schéma měniče

Pro simulační ověření navrženého řízení bylo zavedeno zjednodušené schéma měniče podle obrázku 7.23 s následujícími parametry:



Obr. 7.24: Základní regulační struktura podle [66]

u_t	650V	napájecí ss. napětí
f_{SW}	30kHz	spínací frekvence
L	1.8mH	indukčnost vstupního filtru
R	0.1Ω	odpor indukčnosti vstupního filtru
$C_1 = C_2$	10μF	kapacita vyrovnávacích kondenzátorů
C_3	1mF	výstupní kapacita měniče
R_c	0.01Ω	parazitní odpor mezi kondenzátory
U_{cw}	1100V	požadovaná velikost výstupního napětí
i_z	0A – 20A	výstupní proud
I_d		vstupní proud měniče proud

Navržené řízení je představeno na obrázku 7.24. Jedná se o strukturně jednoduchou, avšak robustní regulaci, kde je za pomoci PI regulátoru R_{U_c} řízena suma napětí na obou kondenzátorech U_c ($U_c = U_{c1} + U_{c2}$). Výstupem z regulátoru R_{U_c} je hodnota požadovaného proudu I_{dw} , která vstupuje do podřazené regulační smyčky proudu. Rozdíl mezi skutečným proudem měniče I_d a požadovaným proudem I_{dw} vstupuje do PI regulátoru R_{I_d} , jehož výstupem je již přímo modulační signál mod_1 pro PWM modulátor pulsního měniče tvořeného prvky S_3 a S_4 . Tato struktura je doplněna o další PI regulátor, který řeší rozvážení napětí na jednotlivých kondenzátorech. Modulační signál mod_2 , který řídí prvky S_1 a S_2 je vytvořen součtem signálu mod_1 a korekčního signálu e_mod_2 . Tento signál je výstupem z regulátoru $R_{\Delta U_c}$, který reguluje rozdíl napětí na jednotlivých vyvažovacích kondenzátorech (U_{c1} a U_{c2}) na nulu.

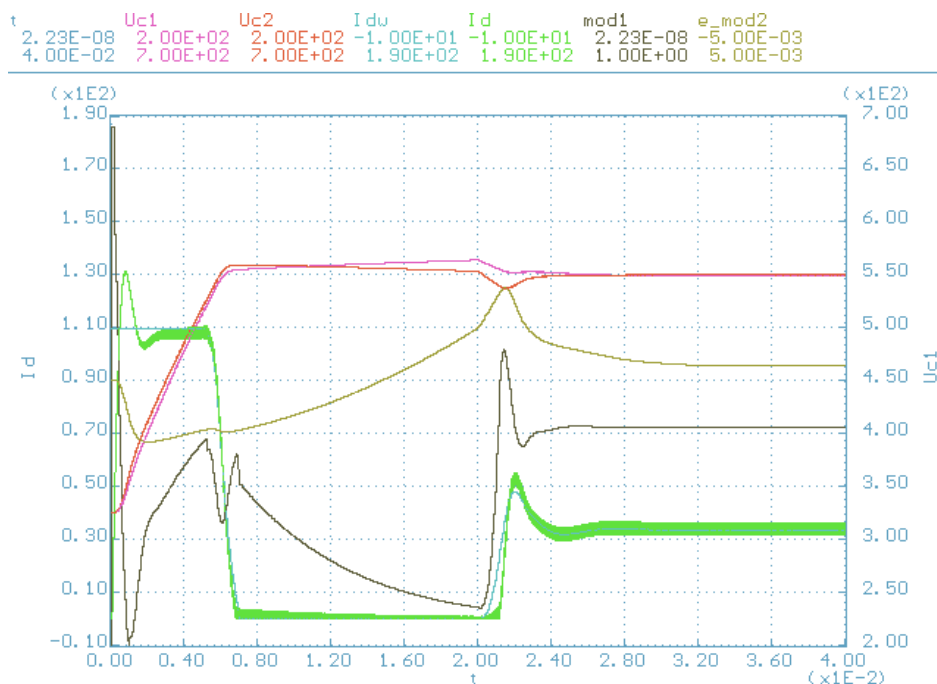
Výhoda navržené regulace spočívá ve spolehlivém balancování napětí na jednotlivých kondenzátorech, při zachování rychlé dynamiky celé regulace. Při simulačním ověření funkce navrženého řízení bylo použito následující nastavení regulátorů:

R_{Uc}	$\Sigma U_{cw} = 1100V; K_{Uc} = 2; T_{Uc} = 0,0008s$	omezení 0A–110A
R_{Id}	$K_{Id} = 0.01; T_{Id} = 0.0004s$	omezení 0 – 1
$R_{\Delta Uc}$	$K_{\Delta Uc} = 0.0001; T_{\Delta Uc} = 0.01s$	omezení 0 – 1

Vlastnosti a chování navržené regulace měniče jsou k vidění na simulačním výsledku na obrázku 7.25. Rozvážení jednotlivých sekcí měniče bylo simulováno rozdílnými kapacitami $C1 = 10\mu F$ a $C2 = 7\mu F$. V čase od $0s$ do $0.02s$ je vidět chování měniče během startu, kdy je měnič na výstupu bez zatížení ($i_Z = 0A$). V době $0.02s$ dojde ke skokovému zatížení měniče výkonem $22kW$ (jako zátěž je v simulaci použit konstantní zdroj proudu $i_Z = 20A$). Z obrázku je vidět bezproblémové balancování napětí na jednotlivých kondenzátorech.

Pro vylepšené chování měniče v oblasti velmi nízké až nulové zátěže bylo navrženo několik variant řízení [67]. Ty vycházejí z obrázku 7.24 a doplňují jej o nulování sumace regulátoru R_{Id} při dosažení určité hodnoty výstupního napětí, anti-windup vazbu omezovače regulátoru napětí R_{Uc} do sumace regulátoru proudu R_{Id} , případně zavádí zpětnou vazbu s proporčním regulátorem k omezení modulačního signálu *mod1*.

Varianta s nulováním sumace regulátoru R_{Id} byla následně implementována ve funkčním vzorku měniče 2QC2 pro potřeby oteplovací zkoušky a testování přechodových jevů při skokových změnách zátěže a napětí na zkušebně.

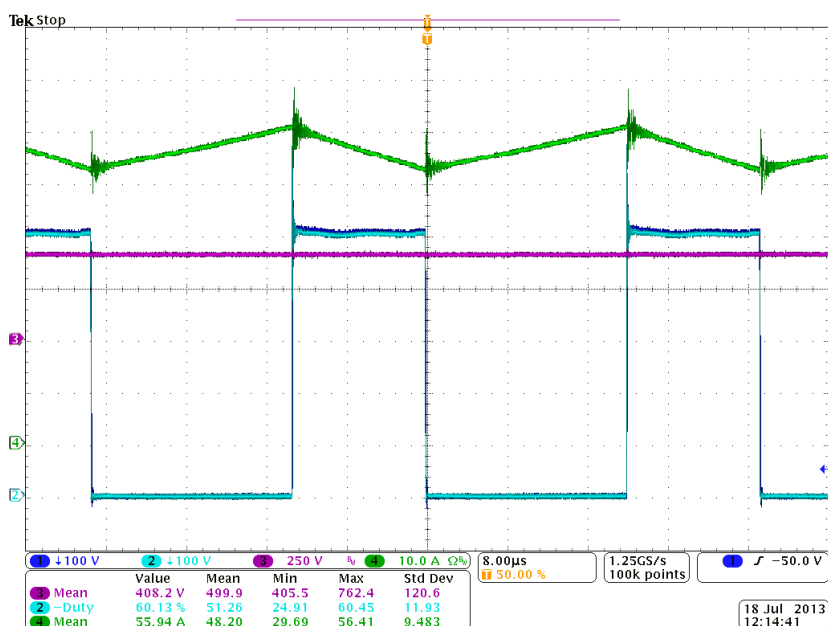


Obr. 7.25: Start měniče a následné plné zatížení při $C1 = 10\mu F$ a $C2 = 7\mu F$ (modeluje rozvážení sériových sekcí měniče), CH2 (fialová): U_{C1} – napětí na kondenzátoru $C1$ [50V/d], CH3 (oranžová): U_{C2} – napětí na kondenzátoru $C2$ [50V/d], CH4 (modrá): I_{dw} - požadovaný proud proudového regulátoru [20A/d], CH5 (zelená): I_d skutečný proud měniče [20A/d], Ch6 (černá): $mod1$ – modulační signál pro PWM [0.1/d] Ch7 (okrová): e_mod2 - korekční PWM signál [0.1/d]

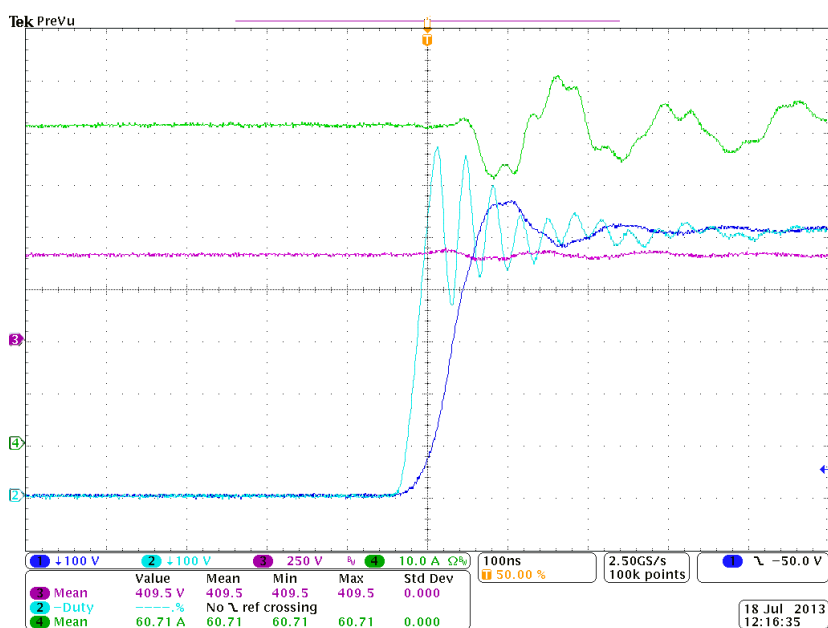
7.5 Experimentální ověření funkce měniče

Následující oscilogramy na obrázcích 7.26 až 7.34 zobrazují průběhy proudu cívkou L_{EXT} a napětí na vnitřních tranzistorech měniče (tj. na spínačích V11B a V21A dle Obr. 7.2) v pracovních bodech s maximální zátěží při vstupním napětí $400V_{DC}$, $750V_{DC}$ a $950V_{DC}$. Použitá externí cívka měla indukčnost $900\mu H$. Měnič pracoval se spínací frekvencí 30kHz.

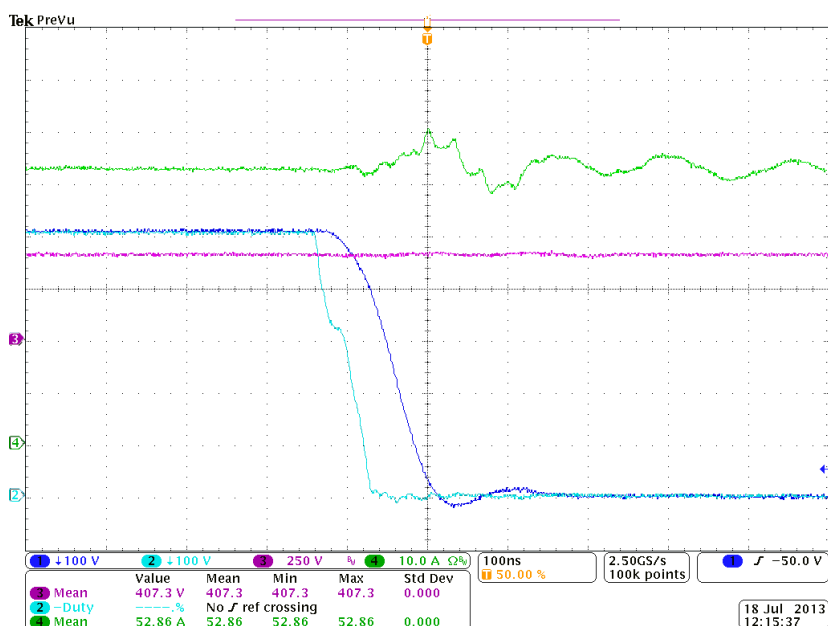
Účinnost měniče, zahrnující ztráty externí cívky, je zobrazena na obrázku 7.35. Vrcholu 98.5% dosahuje při zátěži 22kW a maximálním napětí troleje $U_{in} = 950V_{DC}$. V případě nízkého napětí troleje přesahuje účinnost hranici 97.5% v rozsahu výstupních výkonů nad 5kW.



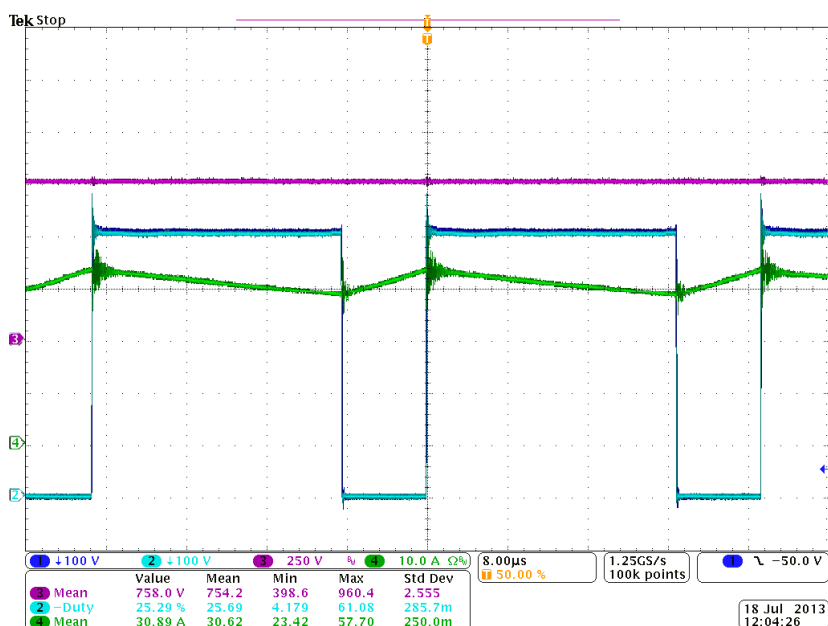
Obr. 7.26: Průběhy při nominálním vstupním napětí $U_{in} = 400V_{DC}$, $U_{out} = 1100V_{DC}$, $P_{out} = 22kW$, CH1 (modrá): $U_{DS(V11B)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH2 (tyrkysová): $U_{DS(V21AB)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH3 (fialová): U_{in} - vstupní napětí měniče [250V/d], CH4 (zelená): $I_{L(EXT)}$ proud externí cívku [10A/d], časová základna $8\mu s/d$



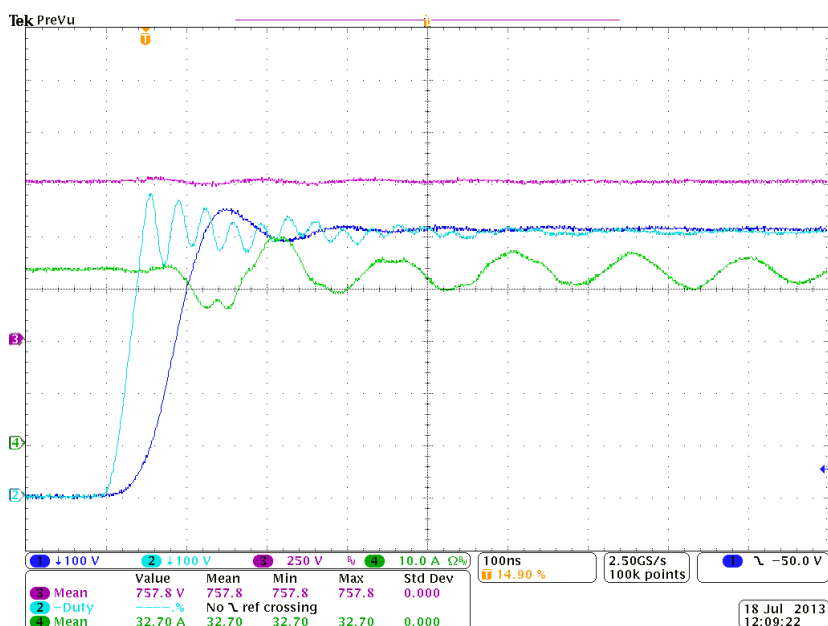
Obr. 7.27: Detail vypnutí vnitřních spínačů měniče při $U_{in} = 400V_{DC}$, $U_{out} = 1100V_{DC}$, $P_{out} = 22kW$, CH1 (modrá): $U_{DS(V11B)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH2 (tyrkysová): $U_{DS(V21AB)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH3 (fialová): U_{in} - vstupní napětí měniče [250V/d], CH4 (zelená): $I_{L(EXT)}$ proud externí cívku [10A/d], časová základna $100ns/d$



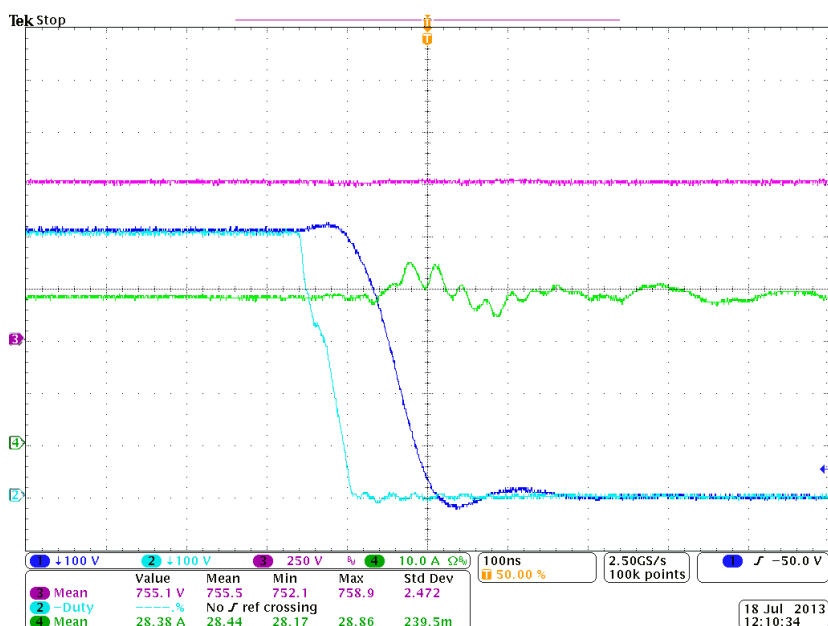
Obr. 7.28: Detail sepnutí vnitřních spínačů měniče při $U_{in} = 400V_{DC}$, $U_{out} = 1100V_{DC}$, $P_{out} = 22kW$, CH1 (modrá): $U_{DS(V11B)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH2 (tyrkysová): $U_{DS(V21AB)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH3 (fialová): U_{in} - vstupní napětí měniče [250V/d], CH4 (zelená): $I_{L(EXT)}$ proud externí cívku [10A/d], časová základna 100ns/d



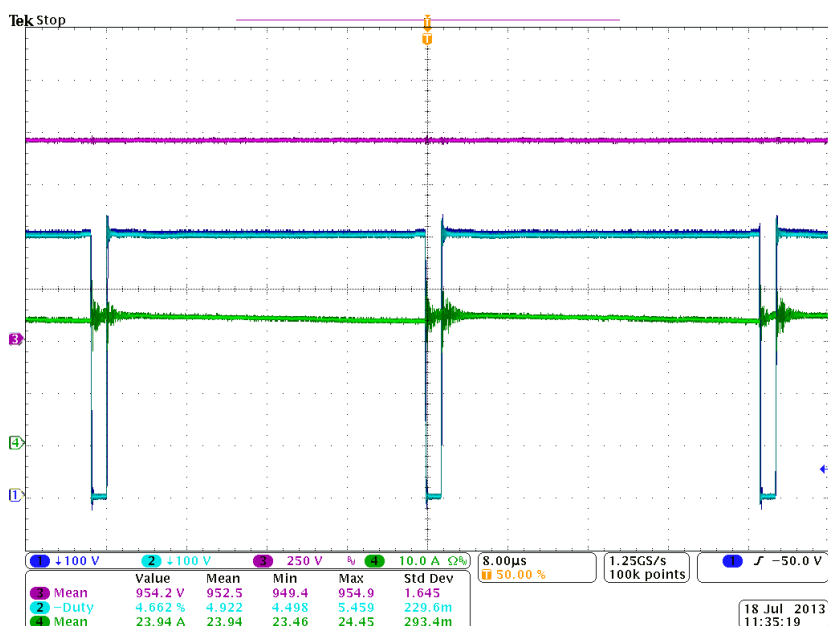
Obr. 7.29: Průběhy při nominálním vstupním napětí $U_{in} = 750V_{DC}$, $U_{out} = 1100V_{DC}$, $P_{out} = 22kW$, CH1 (modrá): $U_{DS(V11B)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH2 (tyrkysová): $U_{DS(V21AB)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH3 (fialová): U_{in} - vstupní napětí měniče [250V/d], CH4 (zelená): $I_{L(EXT)}$ proud externí cívku [10A/d], časová základna 8µs/d



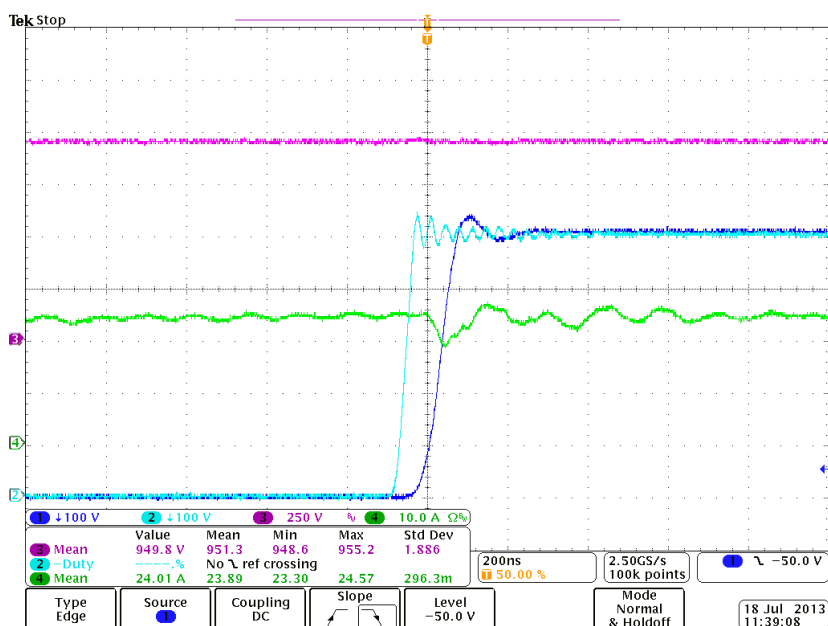
Obr. 7.30: Detail vypnutí vnitřních spínačů měniče při $U_{in} = 750V_{DC}$, $U_{out} = 1100V_{DC}$, $P_{out} = 22kW$, CH1 (modrá): $U_{DS(V11B)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH2 (tyrkysová): $U_{DS(V21AB)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH3 (fialová): U_{in} - vstupní napětí měniče [250V/d], CH4 (zelená): $I_{L(EXT)}$ proud externí cívku [10A/d], časová základna 100ns/d



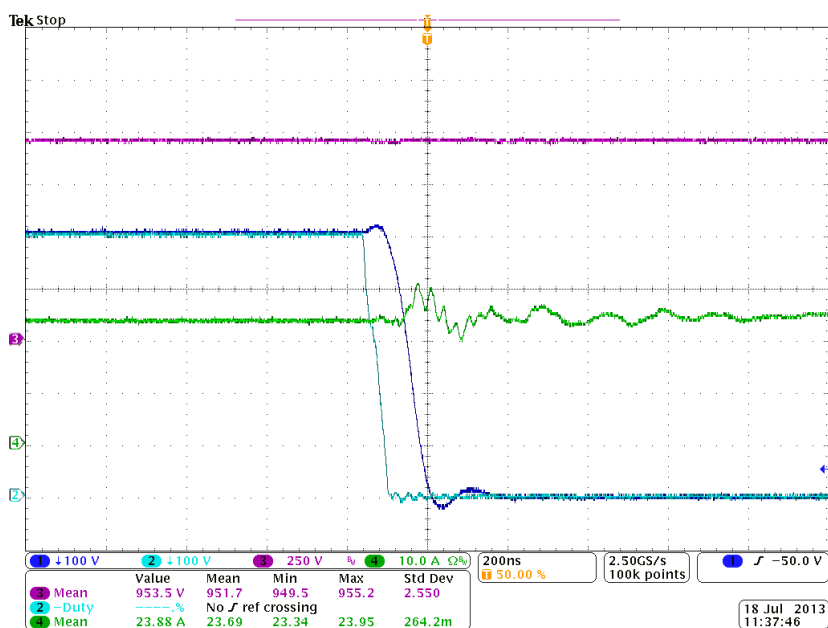
Obr. 7.31: Detail sepnutí vnitřních spínačů měniče při $U_{in} = 750V_{DC}$, $U_{out} = 1100V_{DC}$, $P_{out} = 22kW$, CH1 (modrá): $U_{DS(V11B)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH2 (tyrkysová): $U_{DS(V21AB)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH3 (fialová): U_{in} - vstupní napětí měniče [250V/d], CH4 (zelená): $I_{L(EXT)}$ proud externí cívku [10A/d], časová základna 100ns/d



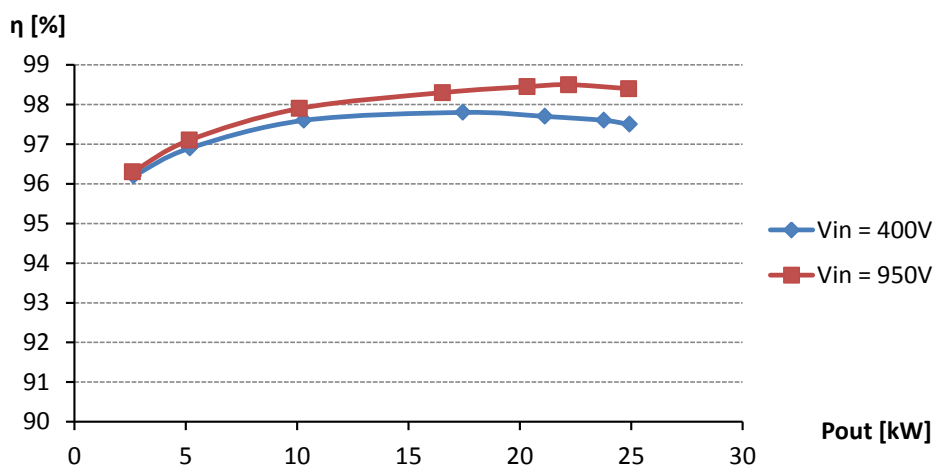
Obr. 7.32: Průběhy při nominálním vstupním napětí $U_{in} = 950V_{DC}$, $U_{out} = 1100V_{DC}$, $P_{out} = 22kW$, CH1 (modrá): $U_{DS(V11B)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH2 (tyrkysová): $U_{DS(V21AB)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH3 (fialová): U_{in} - vstupní napětí měniče [250V/d], CH4 (zelená): $I_{L(EXT)}$ proud externí cívku [10A/d], časová základna $8\mu s/d$



Obr. 7.33: Detail vypnutí vnitřních spínačů měniče při $U_{in} = 950V_{DC}$, $U_{out} = 1100V_{DC}$, $P_{out} = 22kW$, CH1 (modrá): $U_{DS(V11B)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH2 (tyrkysová): $U_{DS(V21AB)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH3 (fialová): U_{in} - vstupní napětí měniče [250V/d], CH4 (zelená): $I_{L(EXT)}$ proud externí cívku [10A/d], časová základna $200ns/d$



Obr. 7.34: Detail sepnutí vnitřních spínačů měniče při $U_{in} = 950V_{DC}$, $U_{out} = 1100V_{DC}$, $P_{out} = 22kW$, CH1 (modrá): $U_{DS(V11B)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH2 (tyrkysová): $U_{DS(V21AB)}$ – napětí drain-source spínače V11B [100V/d], CH3 (fialová): U_{in} - vstupní napětí měniče [250V/d], CH4 (zelená): $I_{L(EXT)}$ proud externí cívkou [10A/d], časová základna 200ns/d



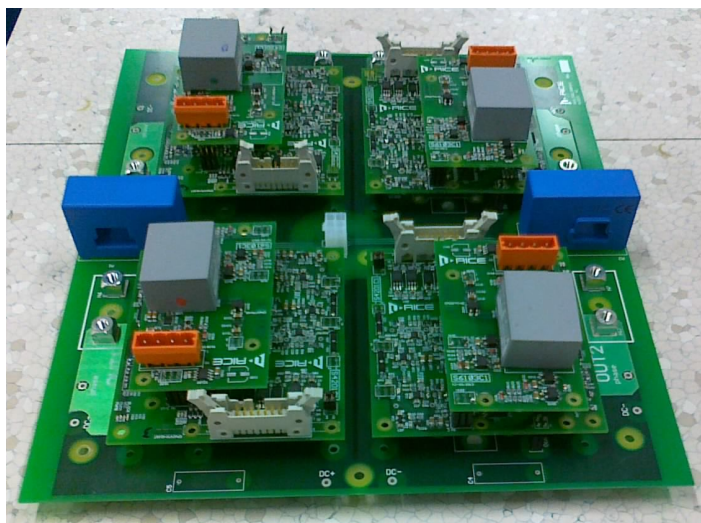
Obr. 7.35: Účinnost měniče 2QC2

7.6 Izolující měnič

Varianta B nové koncepce pomocných pohonů (kapitola 5.5) předpokládá dvojici izolujících měničů, které by oddělovaly stabilizované napětí $400V_{DC}$ pro generátor palubní sítě a nabíječ baterie. Vzhledem k tomu, že vstupní stabilizátor je řešen jako samostatný konstrukční blok, byla zvažována možnost umístit na sousední blok ve střešní jednotce dvojici střídačů izolujících měničů. Za tímto účelem byl navržen funkční vzorek měniče JPS2 opět s výkonovými moduly FF45R12J1_B11.

Mechanický koncept vychází z konstrukce měniče vstupního stabilizátoru. Koncept celého měniče je tedy založen na sendvičové struktuře tvořené deskou silového obvodu dvojitého střídače a driverem s napájecím zdrojem uložených ve vrstvách nad sebou ve vzdálenosti 15mm s obdobnou mechanickou fixací (Obr. 7.36). Návrh desky plošného spoje respektuje totožné požadavky na izolační vzdálenosti a je použit i stejný stackup.

Topologicky se jedná o dvojici můstkových jednofázových střídačů se společným vstupním kondenzátorem. Ten je vzhledem ke své velikosti umístěn vně DPS, nicméně zůstává součástí konstrukčního bloku měniče. Každý z JFET spínačů je vybaven posilovacím stupněm popsáným v kapitole 6.2.2. Oba fázové výstupy jsou opatřeny proudovým čidlem LEM LA125/SP4.



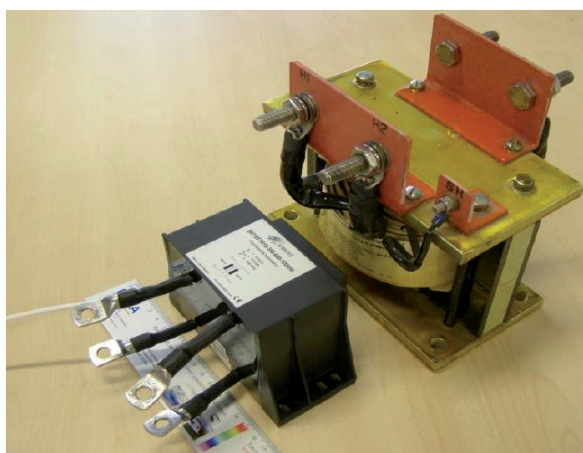
Obr. 7.36: Měnič JPS2 s osazenými drivery bez chladiče

Měnič využívá drivery z kapitoly 7.3, ačkoliv jejich použití si vynutilo nárůst plochy silového obvodu, protože každý driver zabírá plochu dvou výkonových modulů, k jejichž řízení v paralelním zapojení byl určen.

Základní charakteristiky každého ze střídačů odpovídají měniči SiCv1 z kapitoly 6.2, bližší vývoj ve větví nabíječe byl zastaven, neboť v době výroby měniče byla varianta B pomocných pohonů zcela opuštěna. Měnič dále sloužil např. ke srovnávacím oteplovacím zkouškám transformátorů. Mimo jiné byla porovnána účinnost izolujícího měniče s transfor-

mátorem BEY13 z původní konstrukce izolujícího měniče se spínací frekvencí 50kHz a nového transformátoru SKYVFTR15-380-600 s frekvencí 100kHz. Z výsledků publikovaných v [70] vyplývá

- účinnosti měničů se v mezním bodě $P_{out} = 11kW$ téměř neliší, nárůst vypínacích ztrát střídače s transformátorem SKYVFTR15-380-600 kompenzují vyšší ztráty BEY13
- ztráty SiC usměrňovače se nemění se zdvojnásobením frekvence
- navýšení spínací frekvence je výhodné z hlediska zástavbového prostoru, neboť objem transformátoru SKYVFTR15-380-600 je více než třikrát menší než objem transformátoru BEY13 (Obr. 7.37)



Obr. 7.37: Transformátory izolujícího měniče BEY13 (vpravo) a SKYVFTR15-380-600 (vlevo)

7.7 Dílčí závěr

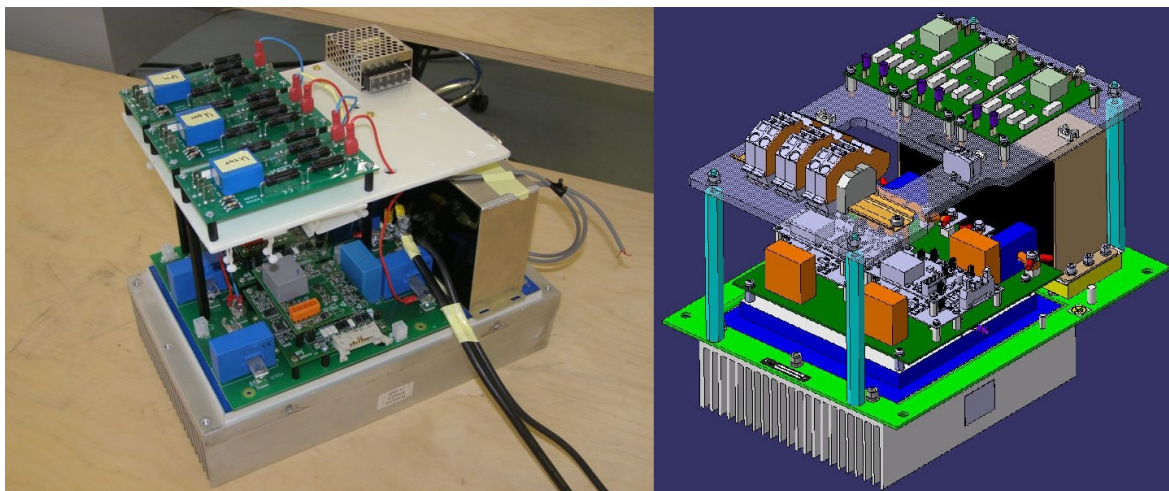
V této kapitole je popsána konstrukce funkčních vzorků měničů pro pomocné pohony trolejbusu s nejmodernějšími SiC prvky. Hlavní část byla věnována měniči vstupního stabilizátoru trolejového napětí s výstupním výkonem 22kW a výstupním napětí $1100V_{DC}$, který byl následně zvolen průmyslovým partnerem pro novou střešní jednotku trolejbusu.

Konstrukce funkčních vzorků od počátku vycházela z požadavků relevantních norem pro drážní vozidla tak, aby následná industrializace proběhla s minimem úsilí. Funkční vzorek vstupního stabilizátoru úspěšně splnil podmínky zkoušek, které zahrnovaly oteplovací zkoušku, testování skoků v zátěži a napětí a částečně klimatické testy. Nová střešní jednotka SJ10 s industrializovaným měničem pak úspěšně prošla homologací a typovými zkouškami. Následně byla nasazena ve 12-ti a 18-ti metrových trolebusech řady 26Tr, 27Tr, 30Tr and 31Tr [71].

Výsledné hodnoty účinnosti, které dosahují až 98.5%, spolu s výsledky oteplovacích zkoušek vedly posléze partnera ke zvýšení trvalého jmenovitého výkonu na 25kW při spínací frekvenci 30kHz.

Nedílnou součástí funkčních vzorků jsou rovněž nově vyvinuté drivery pro použité JFET tranzistory ochuzovacího typu, které obsahují řadu ochranných funkcí.

V závěru kapitoly je pak krátce zmíněn funkční vzorek izolujícího měniče pro variantu B, od které však bylo v průběhu vývoje upuštěno.



Obr. 7.38: Funkční vzorek měniče 2QC2 (vlevo), konstrukční model ŠELC (vpravo)

8 Systém bezdrátového přenosu energie

Dlouhodobým výzkumným záměrem ZČU je vývoj bezdrátového systému přenosu pro elektrická vozidla lehké trakce. Cílem projektu je systém s přenášeným výkonem 50kW, vyhovující hygienickým předpisům ICNIRP2010 s malým zástavbovým prostorem. Předmětem zkoumání je chování systému ve frekvenčním rozsahu 80kHz (SAE 2954) až 250kHz.

Zkušenosti a cenné znalosti, které autor získal při vývoji měničů se SiC pro pomocné pohony, byly následně využity při výzkumu nových měničů pro uvedený systém bezdrátového přenosu elektrické energie.

Tato práce popisuje dosažené výsledky úvodní fáze projektu, zejména pak navrženou první generaci zařízení s SiC měniči a postavené automatizované měřicí stanoviště. Přenášený výkon laboratorního modelu celého systému v této fázi je 5kW v uvedeném frekvenčním rozsahu.

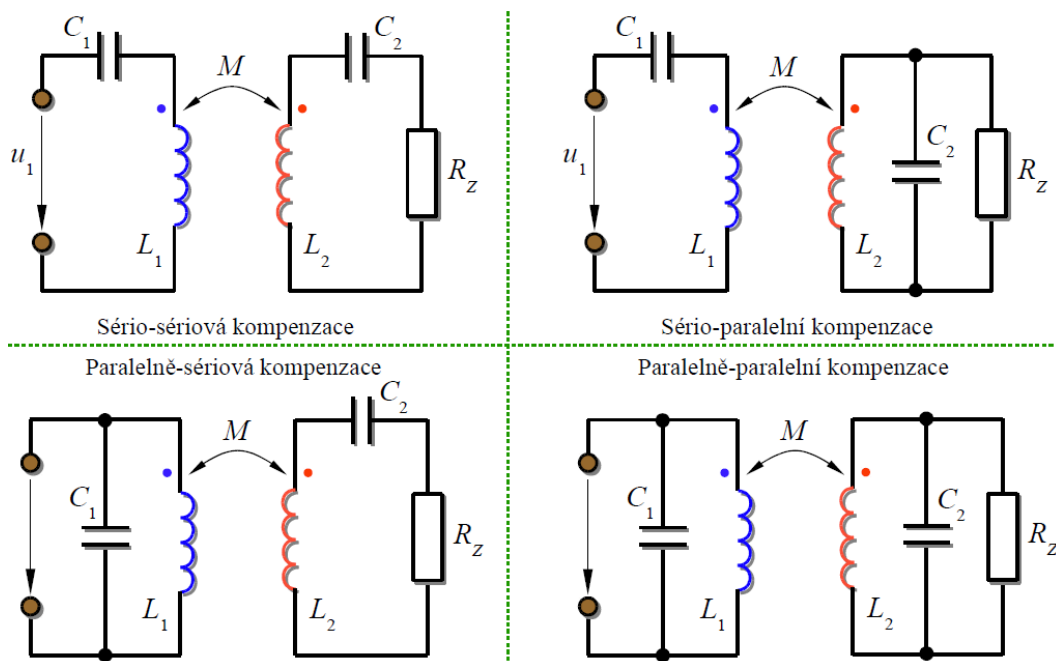
8.1 Vazebný člen

Základním prvkem systému bezdrátového přenosu energie je pár vazebných cívek. Jejich návrh je detailně popsán v [72]. Jedná se o planární cívky čtvercového tvaru navržené pro maximální indukčnost s ohledem na vliv proximity efektu a parazitní kapacity závitů v pevně daném rozměru 0.5x0.5m. Kvůli pracovním frekvencím v rozsahu do 250kHz jsou vodiče cívek tvořeny vysokofrekvenčním lankem s 2200 vodiči o průměru 0.078mm tak, aby byl minimalizován vliv povrchového efektu. Indukčnost výsledné cívky pak je 145.6 μ H a odpor vinutí 0.45 Ω .

V aplikacích bezdrátového nabíječe elektrických vozidel je nutné uvažovat poměrně značné vzdálenosti vazebných cívek v řádu desítek centimetrů. Takové uspořádání vykazuje malou hodnotu činitele vazby κ a značné úbytky na rozptylových indukčnostech, které je třeba kompenzovat. Základní metodou kompenzace je využití rezonančních kondenzátorů, přičemž lze rozeznat čtyři základní konfigurace, jak ukazuje obrázek 8.1. Jednotlivé konfigurace se liší polohou kompenzačního kondenzátoru vůči příslušné cívce (sériově-sériová varianta až paralelně paralelní varianta).

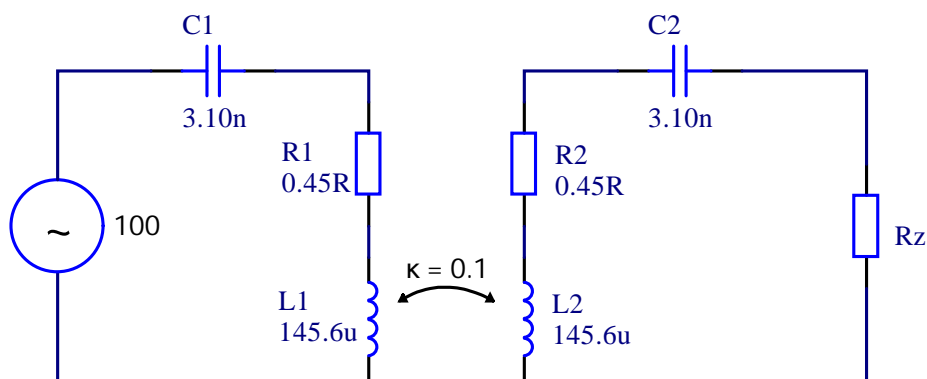
Vlastnosti jednotlivých konfigurací byly analyzovány s parametry uvedených cívek doplněných o kompenzační kondenzátory $C1 = C2 = 1.5nH$ ¹, s činitelem vazby $\kappa = 0.1$ při napájení harmonickým napětím $100V_{RMS}$.

¹Hodnota z řady E12 umístující rezonanční frekvenci v blízkosti 250kHz.



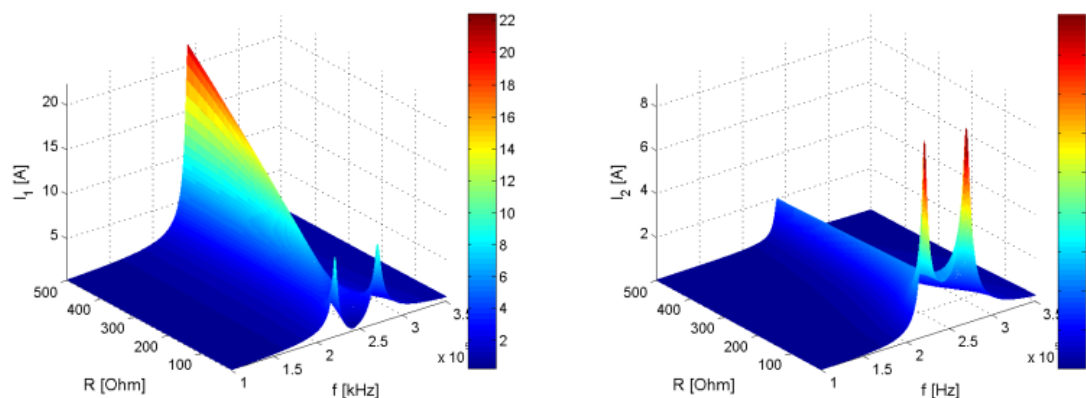
Obr. 8.1: Způsoby kompenzace rozptylové vazby [73]

Následující obrázky ukazují chování systému při sériově-sériové kompenzaci se zapojením podle obrázku 8.2. Rozbor ostatních variant kompenzace včetně příslušných modelů lze nalézt v [72] a [73].



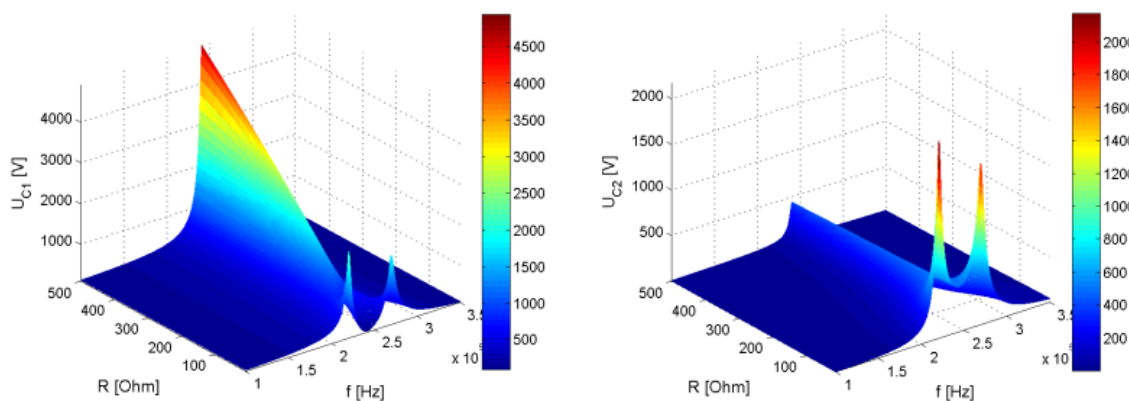
Obr. 8.2: Zapojení obvodu pro simulaci

Z obrázku 8.3 je zřejmé, že pro nízké zatěžovací odpory (cca do 50Ω) systém vykazuje dvě výrazné rezonanční frekvence. Se zvýšením zatěžovacího odporu klesá vliv sekundárního kondenzátoru a systém se pak více jeví jako obvod s jedním kondenzátorem. Průběh sekundárního proudu při vyšších zátěžných odporech je při rezonanční frekvenci téměř konstantní.



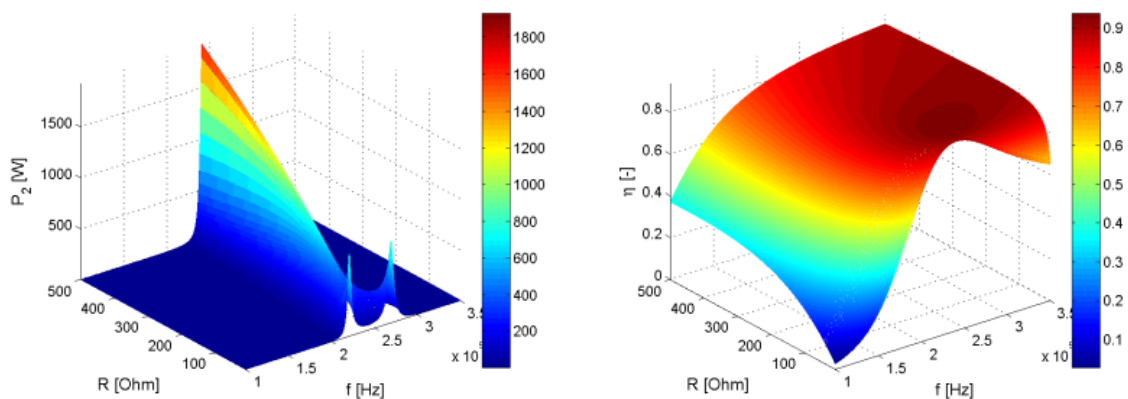
Obr. 8.3: Proud vysílací cívku L1 (vlevo) a přijímací cívku L2 (vpravo).

Obrázek 8.4 dokumentuje nutnost použití vysokonapěťových kondenzátorů pro kompenzační kondenzátory, především pak pro primární kondenzátor při přenosu v okolí sériové rezonanční frekvence. Proto byly použity vysoce jakostní a vysokonapěťové keramické kondenzátory PD200 firmy Vishay (nebo podobné) určené pro radiotechnické aplikace.



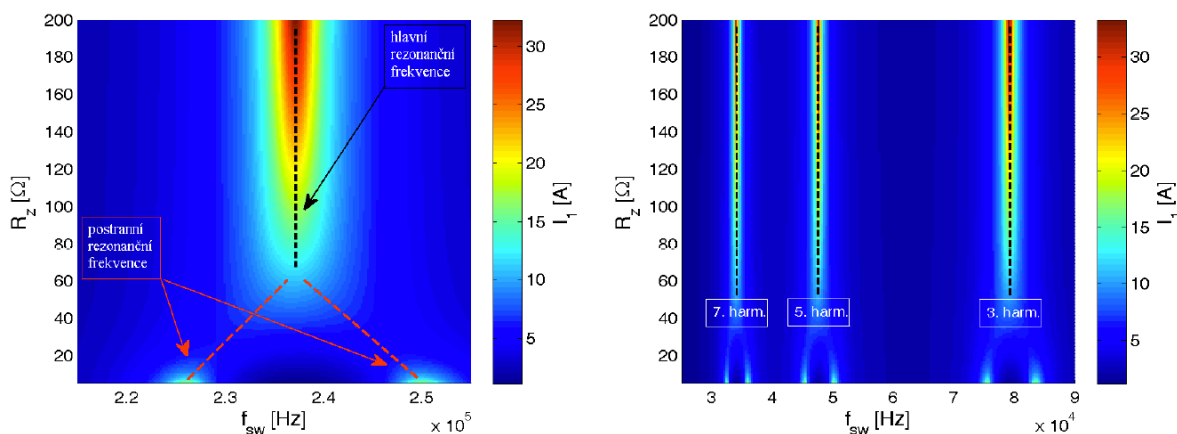
Obr. 8.4: Napětí kompenzačního kondenzátoru C1 (vlevo) a C2 (vpravo).

Dodávaný výkon a celkovou účinnost přenosu ukazuje obrázek 8.5. Oblast maximální účinnosti se při sériové rezonanční frekvenci pohybuje v nízkých hodnotách zátěže (Obr. 8.5 vpravo), nicméně přenášený výkon se zvyšuje právě se stoupající zátěží (Obr. 8.5 vlevo). Hodnota účinnosti se však v blízkém okolí sériové rezonanční frekvence snižuje s rostoucí zátěží velmi pozvolna.



Obr. 8.5: Výkon dodávaný do zátěže (vlevo) a účinnost přenosu (vpravo).

Vysokou frekvenční selektivitu demonstruje obrázek 8.6, který zobrazuje proud vysílací cívky při napájení systému napětím s obsahem harmonických frekvencí.



Obr. 8.6: Proud vysílací cívky L_1 při obdélníkovém napájení - základní harmonická (vlevo); 3., 5., 7. harmonická (vpravo). [73]

Celkové porovnání všech variant kompenzace shrnuje tabulka 8.1. Sério-sériová kompenzace se při malých hodnotách κ chová jako zdroj proudu, přičemž umožňuje do zátěže dodat v porovnání s ostatními topologiemi vyšší výkon. Nevýhodou je minimální překryv pracovních oblastí s maximálním výkonem a účinností systému. Sério-paralelní kompenzace zde nepřináší žádné zásadní provozní výhody, jediný rozdíl spočívá ve vyšších hodnotách optimální zátěže. Na rozdíl od předchozího řešení se obvod chová jako zdroj napětí. Konfi-

Tab. 8.1: Porovnání klíčových vlastností jednotlivých kompenzačních topologií [73].

Typ zdroje	Kompenzační topologie			
	S-S	S-P	P-S	P-P
	Proudový	Napěťový	Napěťový	Proudový
Výkon dodaný do zátěže	Vyšší	Vyšší	Nižší	Nižší
Překryv maximální účinnosti a výkonu	Ne	Ne	Částečný	Částečný
Velikost optimální zátěže	Nižší	Vyšší	Nižší	Vyšší
Frekvenční citlivost systému	Vyšší	Vyšší	Nižší	Nižší

gurace s paralelní kompenzací primární (vysílací) strany neumožňuje přenos dostatečných výkonů.

8.2 Střídač s SiC prvky SiCv2

Vzhledem k vynikajícím vlastnostem experimentálního měniče SiCv1 (kapitola 6.2) z hlediska účinnosti a dosažitelných frekvencí vznikla následně jeho další varianta pro systém bezdrátového napájení.

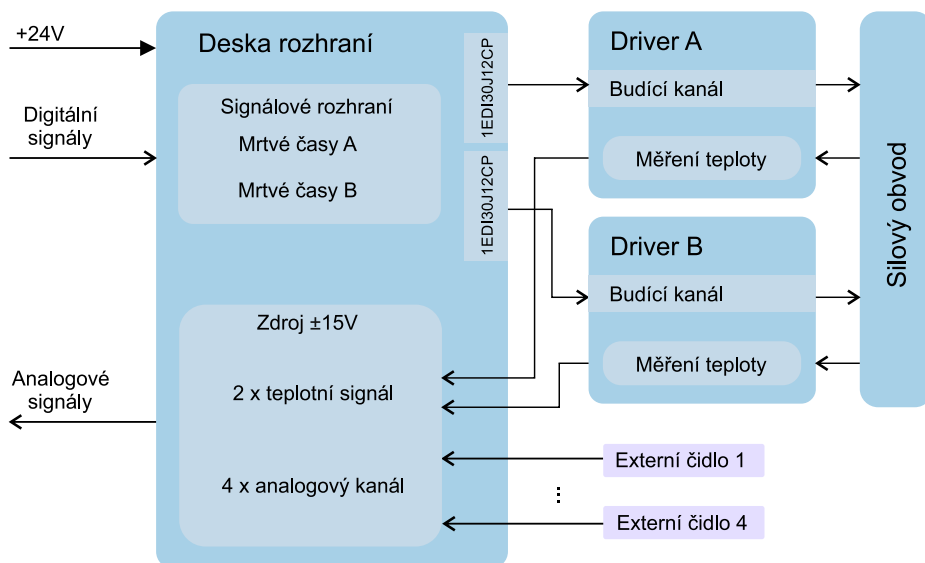
Nový měnič byl navrhován s ohledem na maximální jednoduchost připojení k řídicím obvodům, manipulaci a měření. Základní specifikace vychází oteplovacích zkoušek měniče SiCv1 a při montáži na totožný chladič byla pro obecné laboratorní užití stanovena následovně:

vstupní napětí	$U_{in} = 1000V_{DC}$ maximálně.
disipovaný výkon	$P_d = 400W$ při daném chlazení a $T_{amb} \doteq 25^\circ C$
spínací frekvence	$f_{SW} = 500kHz$ maximálně, vyšší hodnoty nebyly testovány
chlazení	vzduchem, nucené, rychlost $7m/s$, chladič THHT 44 0020

Měnič (Obr. 8.7) se skládá ze silového obvodu, dvojice zjednodušených driverů a desky rozhraní, jak ilustruje blokové schéma na obrázku 8.7. Silový obvod obsahuje dvojici výkonových SiC JFET modulů a čtveřici polypropylenových kondenzátorů o celkové kapacitě $160\mu F$ s napěťovou odolností nad $1300V_{DC}$. V těsné blízkosti modulů je možné osadit snubberové keramické kondenzátory CeraLinkTM od firmy TDK². Emitorový proud jednoho z modulů, bez hradlové složky, lze snímat pomocí rezistoru ze série CSM3637³ od firmy Vishay. Snímaný signál je z desky silového obvodu vyveden pomocí SMA konektoru. V případě, kdy není využívám je možné jej nahradit širokou Cu fólií připájenou na odmaskovaných plochách obvodu. Na desce silového obvodu je dále umístěn vybíjecí odpor a zkušební očky pro snadnější

² Jedná se o speciální snubberové keramické kondenzátory pro stejnosměrné meziobvody vysokorychlostních polovodičů [74].

³ Rezistory pro snímání proudu s teplotním odporovým činitelem až $10ppm/^\circ C$, indukčností pod $5nH$ a nízkým tepelným šumem



Obr. 8.7: Blokové schéma měniče SiCv2

připojení napěťových sond. Pokud je požadován provoz v topologii pulsního měniče, je možné osadit silový konektor v blízkosti emitorů spodních spínačů, tak aby výkonový LC filtr byl snadno připojitelný bez vzniku nežádoucích smyček.

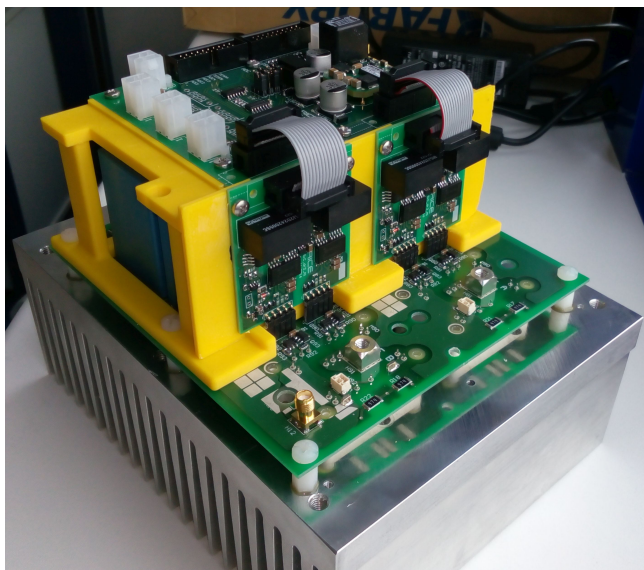
Drivery obsahují pouze vlastní budící kanál popsany v kapitole 6.2.2 a obvod snímání teploty výkonového modulu ⁴. Napájení budících kanálů zajišťuje izolující napájecí zdroj MGJ2D242005SC s vysokou odolností vůči du/dt .

Součástí měniče je také deska rozhraní, která zajišťuje několik funkcí:

- tvarování vstupních digitálních obvodů s úrovní 5V nebo 15V
- generování mrtvých časů pro obě dvojice PWM signálů s možností přemostění
- izolované napájení analogových externích čidel $\pm 15V$ se zatížením až 0.4A, zemní potenciály digitální a analogové části mohou být propojeny propojkou
- připojení až čtyř externích analogových čidel, deska je vybavena čtveřicí pozic pro zatěžovací odpory v případě čidel s proudovým výstupem
- každý analogový kanál lze osadit příslušným RC nebo LC filtrem
- převádí oba Σ - Δ teplotní signály na analogové veličiny

Zásadní výhodou při použití měniče v prostředí laboratoří ZČU je přímé připojení měniče dvojicí plochých kabelů k řídicí platformě MLC kit, která je zde nejrozšířenějším vývojovým nástrojem.

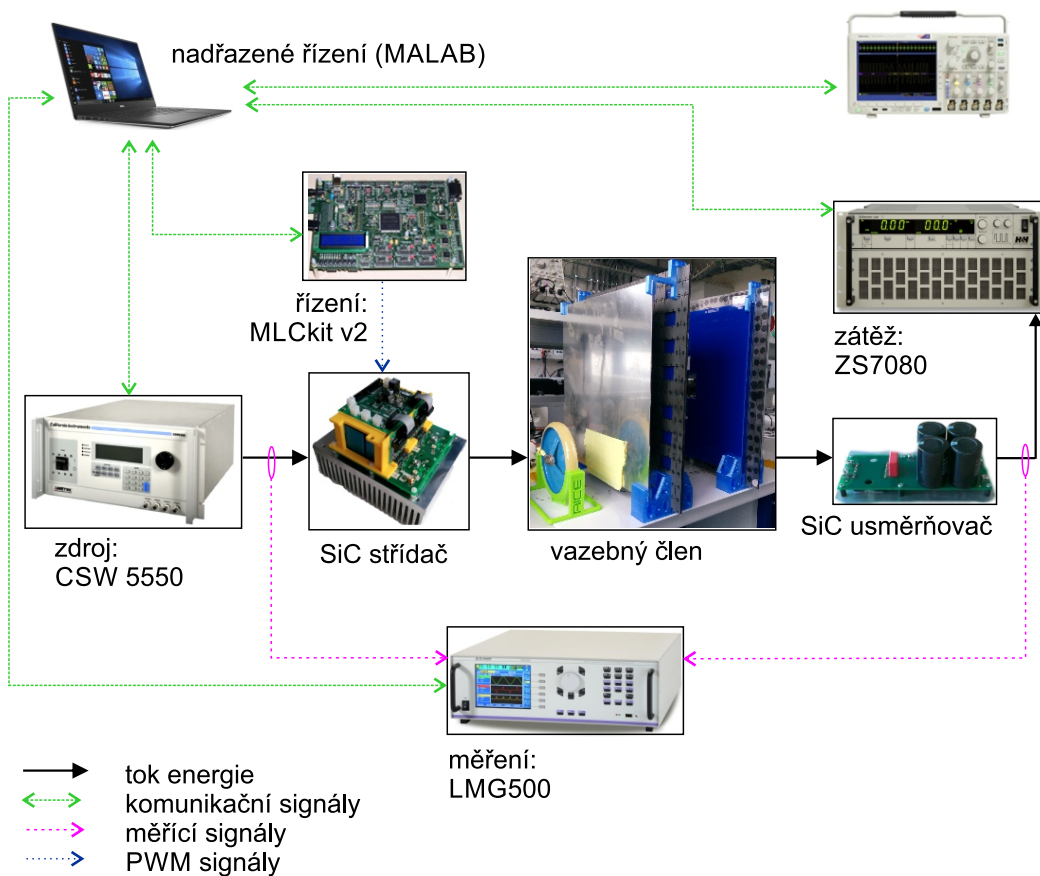
⁴Podobný obvod jako v kapitole 7.3.5, tj. úbytek na vnitřním NTC modulu způsobený konstantním proudem je snímán a přenášen do řídicí jednotky pomocí izolujícího Σ - Δ převodníku.



Obr. 8.8: Sestava měniče SiCv2

8.3 Měřicí stanoviště

Blokové schéma zapojení testovacího a měřicího stanoviště je uvedeno na obrázku 8.9.



Obr. 8.9: Měřicí sestava pro systém bezdrátového přenosu

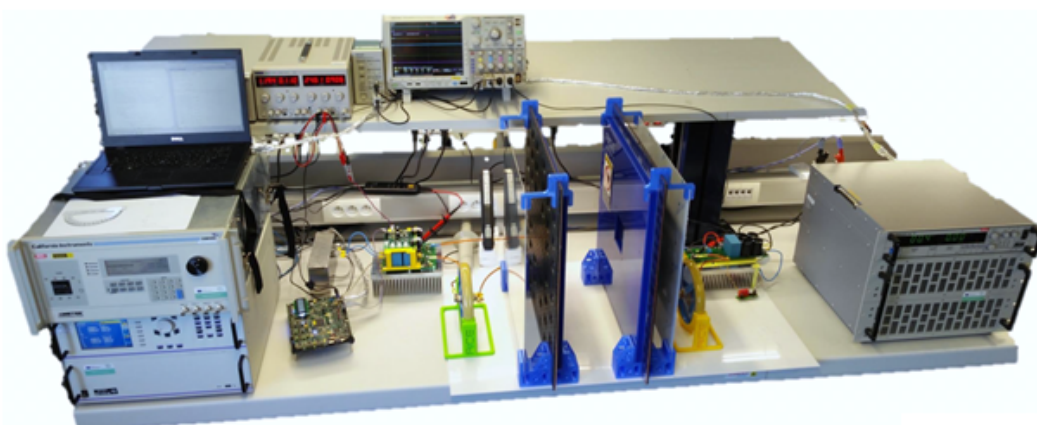
Celé experimentální zařízení pro výzkum bezdrátového přenosu energie je napájeno z programovatelného zdroje California Instruments CSW5500 o výkonu 5.5kW. Jako zátěž je využita elektronická zátěž Höcherl & Hackl HS7080, která pracuje s napětím do 800V a výkonem do 7kW. Celkovou účinnost sestavy střídač, vazebný člen a usměrňovač měří na stejnosměrných stranách přesný analyzátor výkonu firmy ZES LMG500.

Střídač je řízen řídicí jednotkou MLCkitv2 [75], ve které je implementován komunikační protokol obdobný SCPI. Všechny přístroje v uvedené sestavě včetně osciloskopu jsou řízeny počítačem v prostředí Matlabu. V tomto uspořádání je tak možné provádět plně automatizovaná měření velkého množství pracovních bodů.

8.4 Experimentální výsledky

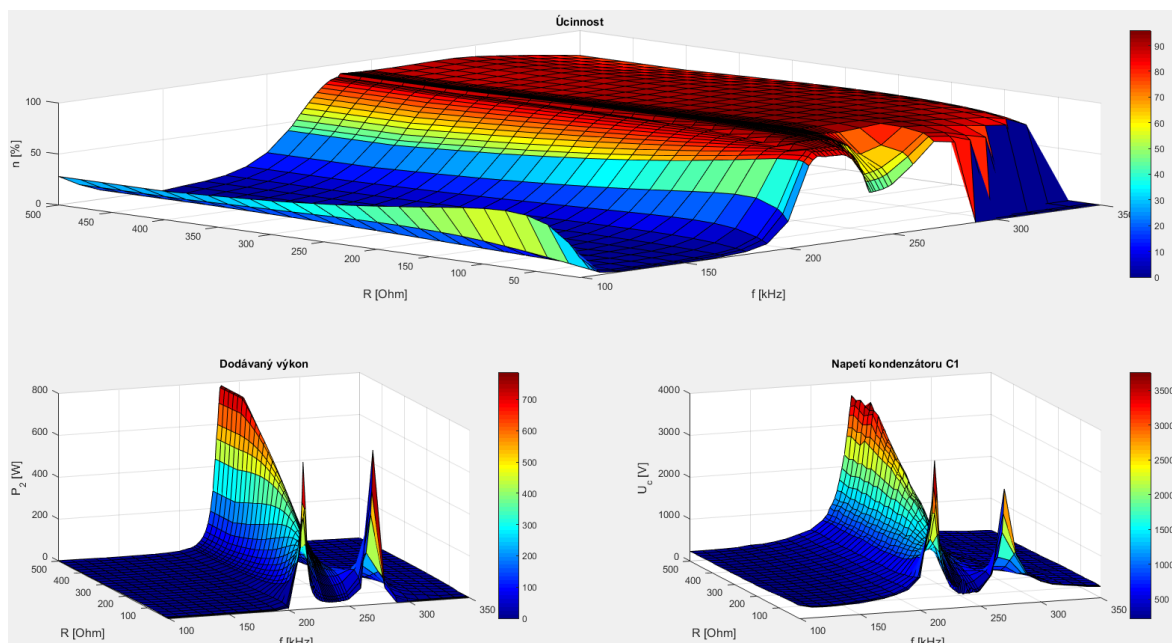
Sestavené pracoviště pro výzkum bezdrátového přenosu energie s výše popsány komponentami je zobrazeno na obrázku 8.10.

V úvodní fázi projektu byla pozornost věnována funkci automatizovaného měření a přenosu výkonu na vzdálenost 15cm až 25cm v oblasti vyšších spínacích frekvencí v okolí 250kHz. Vzhledem k dostupným vysokonapěťovým kondenzátorům byla sériová rezonanční frekvence v 235kHz.

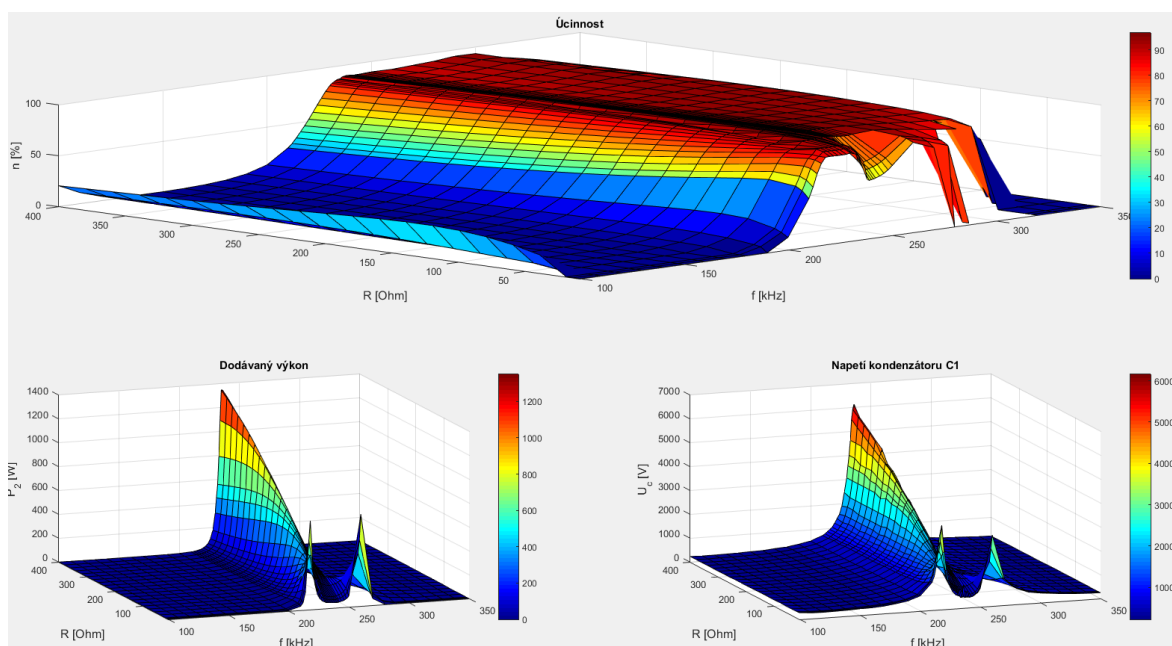


Obr. 8.10: Laboratorní model bezdrátového přenosu energie o výkonu 5kW

Obrázky 8.11, 8.12 a 8.13 dokumentují výsledky měření se sériově-sériovou kompenzací při vstupním napětí 100V s proměnnou zátěží a spínací frekvencí pro různé vzdálenosti vazebných cívek.

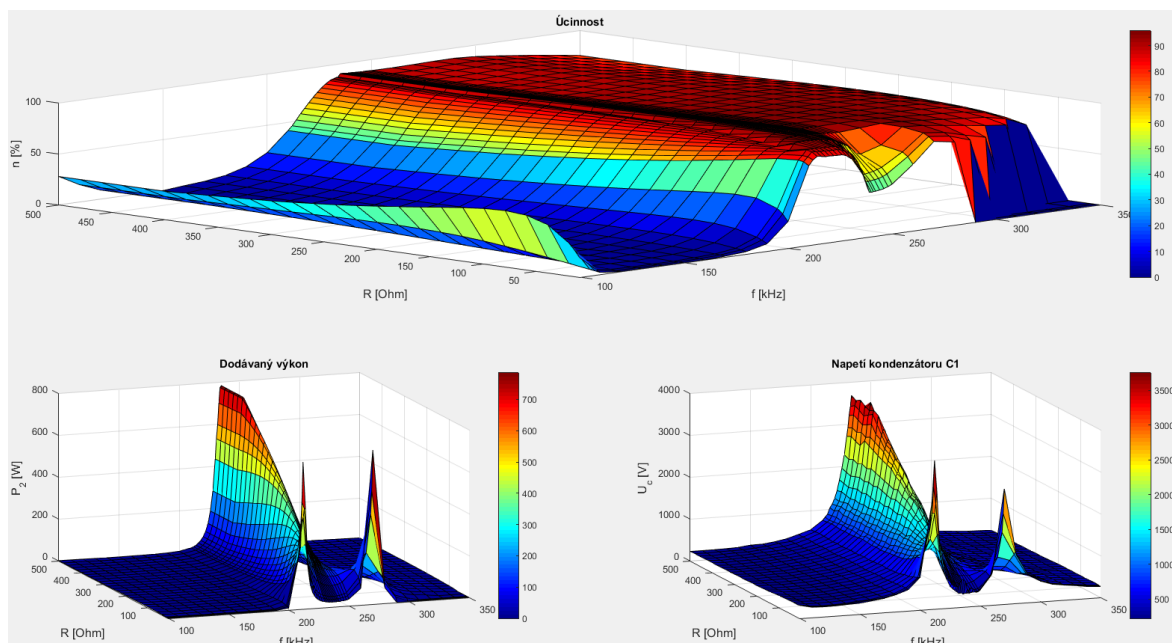


Obr. 8.11: Účinnost, přenášený výkon a napětí kondenzátoru C1 při napájecím napětí 100V a vzdálenosti 15cm

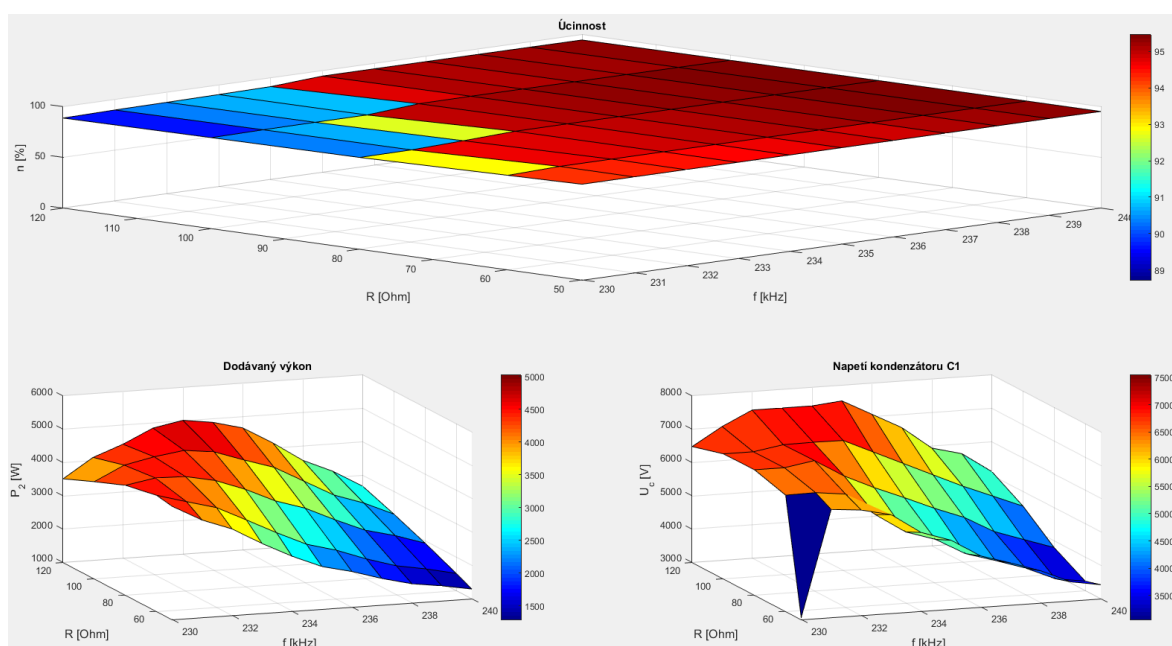


Obr. 8.12: Účinnost, přenášený výkon a napětí kondenzátoru C1 při napájecím napětí 100V a vzdálenosti 20cm

Na obrázku 8.14 jsou pak výsledky měření při vstupním napětí 275V a vzdálenosti 25cm v užším frekvenčním rozsahu s přenášeným výkonem až 5kW a účinností nad 95%. Kompletní výsledky pro všechny čtyři základní kompenzace jsou shrnuty v [76].



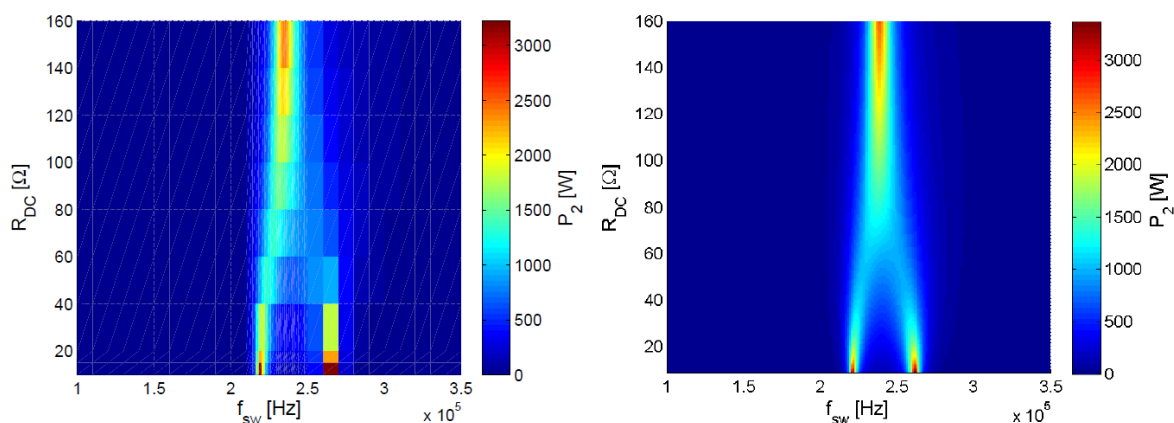
Obr. 8.13: Účinnost, přenášený výkon a napětí kondenzátoru C1 při napájecím napětí 100V a vzdálenosti 25cm



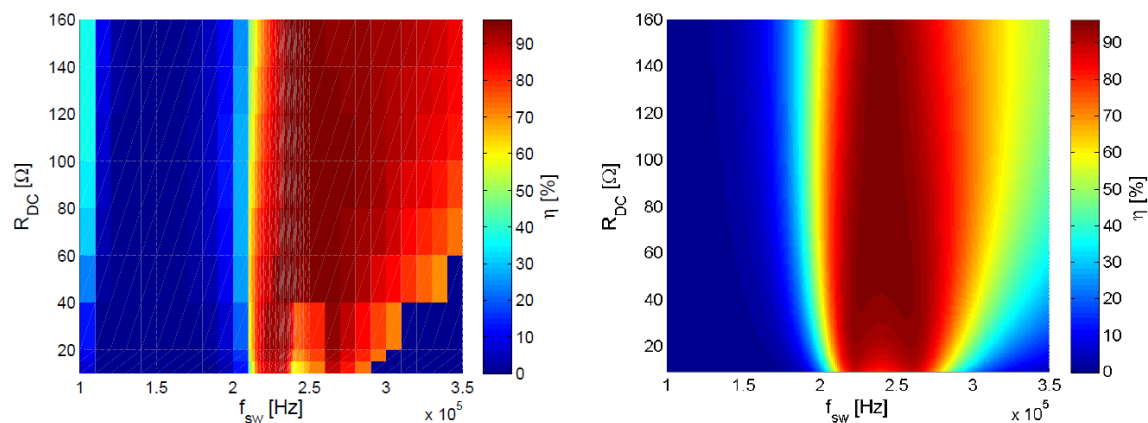
Obr. 8.14: Účinnost, přenášený výkon a napětí kondenzátoru C1 při napájecím napětí 270V a vzdálenosti 25cm

Dobrou shodu naměřených hodnot se simulačními předpoklady ukazují obrázky 8.15 a 8.16, které porovnávají naměřený a simulovaný přenášený výkon a účinnost při vzdálenosti 20cm a vstupním napětí 200V.

V [73] je dále detailně popsán způsob elektromagnetického stínění, které umožňuje bezpečný provoz (podle doporučení ICNIRP2010) tohoto systému jako bezdrátové nabíjecí



Obr. 8.15: Porovnání naměřených hodnot (vlevo) a simulace (vpravo) přenášeného výkonu při vzdálenosti 20cm a $U_{in} = 200V$.

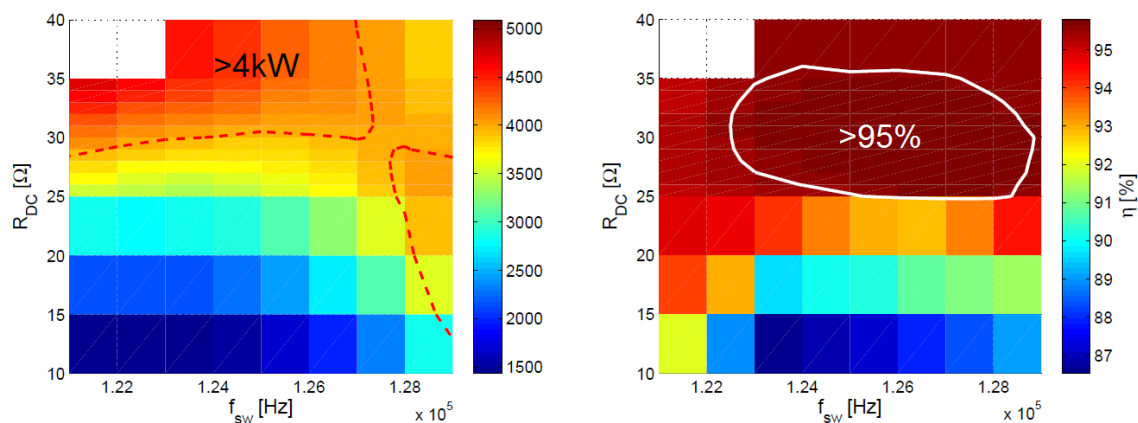


Obr. 8.16: Porovnání naměřených hodnot (vlevo) a simulace (vpravo) účinnosti při vzdálenosti 20cm a $U_{in} = 200V$.

stanice kategorie WPT 1 podle standardu SAE J2954. Kvůli jednoduššímu stínění byla v tomto případě sériová rezonanční frekvence umístěna v okolí 123kHz.

Obrázek 8.17 ukazuje průnik oblasti přenášeného výkonu nad 4kW a oblasti účinnosti vyšší než 95.7%. Standard SAE J2954 WPT 1 požaduje účinnost celého nabíjecího řetězce alespoň 90% pro systém přenosu s fixní polohou vazebných cívek a nejméně 85% pro systém s proměnnou polohou při přenášeném výkonu 3,7kW. Popsaný systém tak přesahuje požadavky standardu s dostatečnou rezervou pro ztráty spjaté s bateriovým managementem.⁵

⁵Tato otázka není předmětem řešení v úvodní fázi projektu.



Obr. 8.17: Výkon na zátěži a účinnost systému ve vzdálenosti 20 cm. [73]

8.5 Dílčí závěr

V této kapitole byl popsán návrh a realizace experimentálního stanoviště pro výzkum bezdrátového přenosu energie s limitním přenášeným výkonem 5kW daným použitou instrumentací. Pro dosažení vyšších spínacích frekvencí až do okolí 250kHz byly úspěšně vyvinuty SiC měniče s rozhraním pro snadnou integraci do testovacího a měřícího řetězce.

Samotný systém bezdrátového přenosu s navrženými vazebnými cívkami dosahuje účinnosti přes 95% při přenášeném výkonu 5kW a frekvenci v oblasti 235kHz (sériová rezonanční frekvence systému).

Zároveň bylo na tomto systému demonstrováno [73] účinné elektromagnetické stínění pro frekvence 123kHz a 235kHz podle doporučení ICNIRP2010.

9 Závěr

Práce se zabývá vývojem měničů s vysokou účinností, které jsou určeny především pro aplikace v dopravní technice.

V první části se práce věnuje problematice pomocných pohonů trolejbusu. Na základě posouzení stávajících struktur pomocných pohonů byla navržena nová koncepce vyznačující se rozšířenými funkcemi, k nimž patří především možnost přednabíjení stejnosměrného obvodu hlavního pohonu z palubní baterie, schopnost nouzového pojezdu při výpadcích trolejového napětí a řada dalších funkcí vozidla, které nebylo dosud možné realizovat. Návrh nové koncepce v kapitole 5.5 zahrnuje rovněž výběr topologie jednotlivých měničů a definování jejich vstupně-výstupních parametrů a volbu vhodných polovodičových prvků.

Vysoká účinnost celé struktury je pak umožněna výběrem moderních SiC JFET prvků a volbou měkce komutované topologie rezonančních měničů.

V souladu s novou koncepcí byla dále věnována pozornost vývoji funkčních vzorků -

- vstupního stabilizátoru trolejového napětí v topologii sériově spojených pulsních zvyšujících měničů s možností obousměrného chodu o výkonu 22kW při spínací frekvenci 30kHz,
- izolujících měničů o výkonu 10kW v tvrdě komutované variantě s trojúhelníkovými proudy a ve variantě s rezonanční sítí se spínací frekvencí 100kHz a více.

Nejdříve však bylo nutné charakterizovat vybrané polovodičové prvky pro danou aplikaci, neboť k dispozici byly na počátku vývoje pouze rané inženýrské vzorky jednoho z prvních dostupných výkonových modulů s SiC tranzistory s nedostačujícím datovým listem. Zároveň se jednalo o tranzistory SiC JFET tranzistory ochuzovacího typu, které vyžadují netradiční úroveň budícího signálu.

Za tímto účelem byl navrhnut a sestaven experimentální měnič s topologií jednofázového střídače s dvojicí výkonových modulů. Výsledky provedené oteplovací zkoušky stejnosměrným proudem spolu s analýzou ztrát a následným výpočtem oteplení kanálu ve zmíněných topologiích potvrdilo aplikační možnosti vybraného výkonového modulu. Nicméně výsledky také naznačily nutnost paralelního řazení dvojice výkonových modulů v případě vstupního stabilizátoru.

Dále byla provedena řada měření ke stanovení účinnosti cílových měničů. Pro funkci izolujícího měniče byl experimentální měnič zapojen jako střídač spolu s transformátorem a SiC diodovým usměrňovačem. Pro napodobení podmínek vstupního stabilizátoru pracoval

experimentální měnič jako pulsní měnič s paralelním chodem výkonových modulů, což plně odpovídá jedné sekci cílové topologie. Výsledky lze shrnout v následujících bodech:

- Při spínací frekvenci 100kHz přesahuje účinnost tvrdě komutovaného izolujícího měniče hodnotu 97% v rozsahu do 7kW výstupního výkonu a při plném výkonu 10kW účinnost klesá k hodnotě 96.4%.
- Při spínací frekvenci 200kHz účinnost vlivem dominantních vypínacích ztrát téměř lineárně klesá k 93% při 10kW.
- Účinnost referenčního Si IGBT měniče je při frekvenci 100kHz o 3% a více nižší. S vyššími frekvencemi klesá pod 90%.
- Aplikací rezonanční sítě LLC s dosažením měkké komutace dochází k nárůstu účinnosti o 0.5% až 1% v celém výkonovém rozsahu v důsledku snížení vypínacích ztrát.
- V podrezonanční oblasti se spínací frekvencí 200kHz je účinnost vyšší než 97%, a zároveň vyšší než tvrdě spínaná varianta se spínací frekvencí 100kHz.
- Případě vstupního stabilizátoru při spínací frekvenci 30kHz a výstupním výkonu od 4kW do 12kW se účinnost pohybuje mezi 97.3% do 98.4% ve zvyšujícím i snižujícím chodu.
- Vyšší hodnoty účinnosti o 0.5% vykazuje zvyšující režim díky nižším proudům a vodičovostních ztrát.

Současně s návrhem experimentálního měniče byl vyvinut driver pro SiC JFET s budícím kanálem pro vysoké spínací frekvence, který prokázal ve svém konstrukčním provedení odolnost vůči rušení v důsledku vysokých hodnot du/dt a di/dt SiC spínačů.

Dalším krokem (kapitola 7) pak je návrh a realizace funkčních vzorků vstupního stabilizátoru a izolujícího měniče. Součástí návrhu je diskuze výhod přesazeného a nepřesazeného řízení a návrh jednoduchého řídicího algoritmu. Pro buzení prvků bylo původní řešení driveru experimentálního měniče doplněno o řadu ochranných funkcí zahrnující také teplotní, nadproudové a přepětové ochrany. Konstrukce obou vzorků včetně driveru respektuje relevantní normy pro drážní vozidla a konstrukční zvyklosti průmyslového partnera.

Na základě úspěšného splnění podmínek zkoušek, zahrnujících oteplovací zkoušku, testování skoků v zátěži a napětí a klimatické testy, průmyslový partner (Škoda Electric, a.s.) následně zvolil funkční vzorek vstupního stabilizátoru pro následnou industrializaci.

Nová střešní jednotka SJ10 s industrializovaným měničem pak po příslušné homologaci a typových zkouškách byla nasazena v trolejbusích řady 26Tr, 27Tr, 30Tr a 31Tr.

Samotná střešní jednotka SJ10 získala titul ČEEP 2013 v kategorii C2 - Inovace a Doprava [77], přičemž využití nejmodernějších SiC komponent a vysoká účinnost byly uvedeny jako jeden z hlavních bodů.

Vzniklý SiC střídač byl dále adaptován pro systém bezdrátového přenosu energie nabíječe elektrických vozidel. Nový měnič se stal součástí plně automatizovaného testovacího a měřicího stanoviště, jehož funkce byla ukázána při přenášeném výkonu 5kW a frekvenci rezonanční kompenzace 235kHz. Za těchto podmínek systém vykazoval účinnost 95.2% při vzdálenosti 25cm a 97.3% při 15cm.

Pro tento systém s rezonanční kompenzací v okolí 120kHz bylo posléze vyvinuto elektromagnetické stínění, které splňuje hygienické limity ICNIRP2010 a zachovává účinnost nad 95% při vzdálenosti 20cm [73].

9.1 Hlavní přínosy práce

- Návrh nové koncepce pomocných pohonů pro vozidla lehké trakce, především pak pro trolejbusy.
- Kompletní návrh výkonového obvodu, driverů a elektroniky i algoritmů řízení měničů.
- Zvládnutí technologie a postavení prototypů nové generace pomocných pohonů, zejména plně SiC vstupního stabilizátoru a izolujících měničů na bázi Si IGBT i SiC JFET.
- Provedení kompletní experimentální studie, včetně vyhodnocení všech klíčových elektrických, tepelných i účinnostních parametrů řešení.
- Vyvinutá nová generace pomocných pohonů byla úspěšně průmyslovým partnerem industrializována a sériově nasazena u trolejbusů ŠKODA řady 26Tr, 27Tr, 30Tr a 31Tr.
- Získané zkušenosti a nové znalosti z vývoje měničů se širokopásmovými polovodiči byly autorem následně využity při výzkumu technologie pro bezdrátový přenos energie. Autor v rámci tohoto projektu provedl návrh plně SiC měničů (na primární i sekundární straně), tyto měniče postavil a podílel se na rozsáhlých experimentech na postaveném výzkumném pracovišti pro studium bezdrátového přenosu energie pro dopravní techniku.

9.2 Perspektivní směry dalšího výzkumu

V návaznosti na výsledky dosažené v této disertační práci, spatřuji především následující perspektivní směry dalšího výzkumu:

- Kompaktní měniče s vysokou hustotou výkonu, komplexní optimalizace elektromagnetického návrhu všech aktivních i pasivních komponent, vč. EMC filtrů.
- Výzkum a aplikace nových polovodičů, zejména prvků založených na GaN, případně na nově se objevujících materiálech.

- Měniče s vysokým stupněm vestavěné inteligence integrující výkonové, sensorové, řídicí, komunikační a diagnostické obvody v jednom pouzdře.
- Ve výzkumu bezdrátového přenosu energie je primárním cílem dosažení plánovaného výkonu 50 kW.

Literatura

- [1] KONČAR - ELECTRONICS AND INFORMATICS INC. *KONTRAC GP170DC Propulsion converter for tramways*. [cit. 10.1.2013]. Dostupný z WWW: <http://www.koncar-inem.hr/wp-content/uploads/2016/04/KONTRAC-Converters.pdf>.
- [2] INDAELTRAC SRL. *CS-2 - Static converter for auxiliary power supply for trams and trolleys*. [cit. 10.1.2013]. Dostupný z WWW: <http://www.indaeltrac.com/produse-indaeltrac-actionari-industriale-tractiune-electricen.php?p=53>.
- [3] ABB S.P.A. *BORDLINE M30 DC750V Auxiliary converter for light rail vehicles*. [cit. 10.1.2013]. Dostupný z WWW: <https://search-ext.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=9AKK106103A8687&LanguageCode=en&DocumentPartId=&Action=Launch>.
- [4] 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. 6, č. 5, s. 18–23. Dostupný z WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2013.2265380>. ISSN 1392-1215.
- [5] SU, W., EICHI, H., ZENG, W., CHOW, M. Y. *A Survey on the Electrification of Transportation in a Smart Grid Environment*. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*. 2012, roč. 8, č. 1, s. 1–10. Dostupný z WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/TII.2011.2172454>. ISSN 1551-3203.
- [6] VILLA, J., SALLÁN, J., LLOMBART, A., SANZ, J. *Design of a high frequency Inductively Coupled Power Transfer system for electric vehicle battery charge*. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*. 2009, roč. 86, č. 3, s. 353–363. Dostupný z WWW: <http://dx.doi.org/10.1016/j.apenergy.2008.05.009>. ISSN 0306-2619.
- [7] SAE INTERNATIONAL. *Standards.sae*. [cit. 10.1.2013]. Dostupný z WWW: <http://standards.sae.org/wip/j2954/>.
- [8] CHALLIS, L. J. *Mechanisms for interaction between RF fields and biological tissue*. *Bioelectromagnetics*. 2005, s. S98–S106. Dostupný z WWW: <http://dx.doi.org/10.1002/bem.20119>.

-
- [9] ITIS. *Tissue Frequency Chart*. [cit. 10.1.2013]. Dostupný z WWW: <https://www.itis.ethz.ch/virtual-population/tissue-properties/database/tissue-frequency-chart/>).
- [10] ICNIRP. *ICNIRP GUIDELINES FOR LIMITING EXPOSURE TO TIME - VARYING ELECTRIC AND MAGNETIC FIELDS (1Hz–100kHz)*. [cit. 10.1.2013]. Dostupný z WWW: <http://www.icnirp.org/cms/upload/publications/ICNIRPLFgdl.pdf>).
- [11] HORI, Y. *Novel EV society based on motor, capacitor, wireless; Application of electric motor, supercapacitors, and wireless power transfer to enhance operation of future vehicles*. In *2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications*. 2012, s. 3–8. Dostupný z WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/IMWS.2012.6215827>).
- [12] GEHM, R. *Inductive charging get sgreen flag. Truck and bus engineering online, SAE international*. 2011.
- [13] KESLER, M. *Highly resonant wireless power transfer: safe, efficient, and over distance. WiTricityCorp*. 2013.
- [14] PHYS.ORG. *Wireless power transfer technology for high capacity transit*. [cit. 10.1.2013]. Dostupný z WWW: <https://phys.org/news/2013-02-wireless-power-technology-high-capacity.html>).
- [15] BUSINESS KOREA. *Wirelessly Charged High-speed Train Successful in Test Run*. [cit. 10.1.2013]. Dostupný z WWW: <http://www.businesskorea.co.kr/english/news/sciencetech/4766-wireless-train-wirelessly-charged-high-speed-train-successful-test-run>).
- [16] LEE, J. Y., HAN, B. M. *A Bidirectional Wireless Power Transfer EV Charger Using Self-Resonant PWM*. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015, roč. 30, č. 4, s. 1784–1787. Dostupný z WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2014.2346255>). ISSN 0885-8993.
- [17] BOSSHARD, R., KOLAR, J. W., MÜHLETHALER, J. et al. *Modeling and η - α -Pareto Optimization of Inductive Power Transfer Coils for Electric Vehicles*. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2015, roč. 3, č. 1, s. 50–64. Dostupný z WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/JESTPE.2014.2311302>). ISSN 2168-6777.
- [18] ASD. *Power supply device for electromotive railcar*. : US patent č. US20010012207A1, 2001.
- [19] DRÁBEK, P. *Stavba prototypu primárního měniče pomocných pohonů*. ZCU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2011.
-

-
- [20] DRÁBEK, P. *Stavba prototypu sekundárního měniče pomocných pohonů*. ZCU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2011.
- [21] MCGRATH, B. P., HOLMES, D. G., MCGOLDRICK, P. J., MCIVER, A. D. *Design of a Soft-Switched 6-kW Battery Charger for Traction Applications*. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2007, roč. 22, č. 4, s. 1136–1144. Dostupný z WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2007.900458>). ISSN 0885-8993.
- [22] CANALES, F., BARBOSA, P., LEE, F. C. *A zero-voltage and zero-current switching three-level DC/DC converter*. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2002, roč. 17, č. 6, s. 898–904. Dostupný z WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2002.805609>). ISSN 0885-8993.
- [23] CANALES, F., BARBOSA, P. M., BURDIO, J. M., LEE, F. C. *A zero voltage switching three-level DC/DC converter*. In *INTELEC. Twenty-Second International Telecommunications Energy Conference (Cat. No.00CH37131)*. 2000, s. 512–517. Dostupný z WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/INTLEC.2000.884297>).
- [24] JÁRA, M. *Analýza možných topologických struktur pro pomocné pohony a nabíječe vozové baterie - možnosti využití tříúrovňového pŕlmŕstku*. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2011.
- [25] JÁRA, M. *Analýza možných topologických struktur pro pomocné měniče a nabíječe vozové baterie - měkce komutující snižující měnič*. Plzeň : Škoda electric, 2011.
- [26] KAZIMIERCZUK, Marian, CZARKOWSKI, Dariusz. *Resonant Power Converters, 2nd Edition*. 2011. ISBN ISBN: 978-0-470-90538-8.
- [27] COCCIA, A., CANALES, F., BARBOSA, P., PONNALURI, S. *Wide input voltage range compensation in DC/DC resonant architectures for on-board traction power supplies*. In *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. 2007, s. 1–10. Dostupný z WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/EPE.2007.4417709>).
- [28] CANALES, F., BARBOSA, P., AGUILAR, C., LEE, F. C. *A high-power-density DC/DC converter for high-power distributed power systems*. In *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*. 2003, s. 11–18 vol.1. Dostupný z WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/PESC.2003.1218267>).
- [29] COCCIA, A., CANALES, F., RINIKER, H. R. et al. *Very high performance AC/DC/DC converter architecture for traction power supplies*. In *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. 2009, s. 1–11.
- [30] ALEMDAR, Ü. Ş., KEYSAN, O. *Design and implementation of an unregulated DC-DC transformer (DCX) module using LLC resonant converter*. In *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*. 2016, s. 1–6. Dostupný z WWW: (<http://dx.doi.org/10.1049/cp.2016.0156>).
-

-
- [31] ZHAO, C., WEISS, M., MESTER, A. et al. *Power electronic transformer (PET) converter: Design of a 1.2MW demonstrator for traction applications*. In *International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*. 2012, s. 855–860. Dostupný z WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/SPEEDAM.2012.6264496>).
- [32] GU, D. J., ZHANG, Z., WU, Y. et al. *High efficiency LLC DCX battery chargers with sinusoidal power decoupling control*. In *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2016, s. 1–7. Dostupný z WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/ECCE.2016.7855149>).
- [33] OZPINECIL, B., TOLBERT, L. M., ISLAM, S. K. *Silicon carbide power device characterization for HEVs*. In *Power Electronics in Transportation, 2002*. 2002, s. 93–97. Dostupný z WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/PET.2002.1185555>).
- [34] TIWARI, S., MIDTGÅRD, O. M., UNDELAND, T. M. *Comparative evaluation of a commercially available 1.2 kV SiC MOSFET module and a 1.2 kV Si IGBT module*. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2016, s. 1093–1098. Dostupný z WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/IECON.2016.7793961>).
- [35] BARRERA-CARDENAS, R., ISOBE, T., MOLINAS, M. *Comparative study of semiconductor devices based on a meta-parameterised approach: SiC MOSFET vs Si IGBT technologies*. In *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. 2016, s. 3384–3391. Dostupný z WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/IPEMC.2016.7512838>).
- [36] KIM, Taekyun, JANG, Minsoo, AGELIDIS, V. G. *Comparative thermal performance evaluation of SiC MOSFETs and Si MOSFET for 1.2 kW 300 kHz DC-DC boost converter as a solar PV pre-regulator*. In *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*. 2014, s. 3933–3937. Dostupný z WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/IPEC.2014.6870064>).
- [37] TOLBERT, Leon, OZPINECI, Burak, ISLAM, Kamrul, CHINTHAVALI, Madhu. *Wide Bandgap Semiconductors for Utility Applications*. In *Power and Energy Systems*. 2003, s. 3933–3937.
- [38] BALIGA, B. J. *Power semiconductor device figure of merit for high-frequency applications*. *IEEE Electron Device Letters*. 1989, roč. 10, č. 10, s. 455–457. Dostupný z WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/55.43098>). ISSN 0741-3106.
- [39] WANG, Y., DAI, X., LIU, G. et al. *Status and Trend of SiC Power Semiconductor Packaging*. In *2015 16th International Conference on Electronic Packaging Technology*
-

- (ICEPT). 2015, s. 396–402. Dostupný z WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/ICEPT.2015.7236613>).
- [40] YIN, L., CHEN, C. P., KAPUSTA, C., GHANDI, R. *Electronic packaging of SiC MOSFET-based devices for reliable high temperature operation*. In *2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*. 2015, s. 1170–1173. Dostupný z WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/ISCAS.2015.7168847>).
- [41] SEMICONDUCTOR TODAY. *SiC power market growing at CAGR of 19 to 2021 as it spreads to more applications*. [cit. 10.1.2013]. Dostupný z WWW: <http://www.semiconductor-today.com/features/PDF/semiconductor-today-june-july2016-SiC-power.pdf>).
- [42] MOENS, P., BANERJEE, A., COPPENS, P., DECLERCQ, F., TACK, M. *AlGaIn/GaN power device technology for high current (100+ A) and high voltage (1.2 kV)*. In *2016 28th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*. 2016, s. 455–458. Dostupný z WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/ISPSD.2016.7520876>).
- [43] OKA, T., INA, T., UENO, Y., NISHII, J. *Over 10 a operation with switching characteristics of 1.2 kV-class vertical GaN trench MOSFETs on a bulk GaN substrate*. In *2016 28th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*. 2016, s. 459–462. Dostupný z WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/ISPSD.2016.7520877>).
- [44] KAWARADA, H., YAMADA, T., XU, D. et al. *Diamond MOSFETs using 2D hole gas with 1700V breakdown voltage*. In *2016 28th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*. 2016, s. 483–486. Dostupný z WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/ISPSD.2016.7520883>).
- [45] VOLCHEK, V., HA, D. Dinh, STEMPITSKY, V., TRUNG, T. T. *Suppression of the self-heating effect in AlGaIn-GaN high electron mobility transistor by diamond heat sink layers*. In *2016 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*. 2016, s. 264–267. Dostupný z WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/ATC.2016.7764785>).
- [46] ZHANG, Y., PALACIOS, T., TEO, K. H. *GaN HEMTs with multi-functional p-diamond back-barriers*. In *2016 28th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*. 2016, s. 107–110. Dostupný z WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/ISPSD.2016.7520789>).
- [47] SCHRADER, R., BONDARENKO, V., SHERIDAN, D., CASADY, J. *1200V Enhancement mode SiC VJFET Power Modules*. In *PCIM Europe 2011; International Exhi-*

- tion and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2011, s. 215–219.
- [48] BALIGA, J. *Composite circuit for power semiconductor switching*. : US patent č. 4663457, 1987.
- [49] DOMES, D., ZHANG, X. *CASCADE LIGHT - Normally-on JFET stand alone performance in a normally-off cascode circuit*. In *PCIM Europe 2012; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2012, s. 286–290.
- [50] SIEMIENIEC, Ralf, NÖBAUER, Gerhard, DOMES, Daniel. *Stability and performance analysis of a SiC-based cascode switch and an alternative solution*. *Microelectronics Reliability*. 2012, roč. 52, č. 3, s. 509–518. Special section on International Seminar on Power Semiconductors 2010. Dostupný z WWW: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0026271411005208>. ISSN 0026-2714.
- [51] INFINEON TECHNOLOGIES AG. *Assembly and Mounting Instructions for Easy Press-FIT Modules*. [cit. 2.10.2012]. Dostupný z WWW: http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Mounting_Instructions_Easy_PressFIT-AN-v02_03-EN.pdf?fileId=db3a30431ed1d7b2011ef425e7c75c5c.
- [52] WURTH ELEKTRONIK. *PowerOne intelligent systems*. [cit. 10.1.2013]. Dostupný z WWW: <https://powerelement.we-online.de/download/file/25478>.
- [53] TEXAS INSTRUMENTS. *Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits*. [cit. 10.1.2013]. Dostupný z WWW: <http://www.ti.com/lit/ml/slua618/slua618.pdf>.
- [54] INFINEON TECHNOLOGIES. *FF45R12W1J1B11 DMLS Pin*. [cit. 10.1.2013]. Dostupný z WWW: <http://www.infineon.com/>.
- [55] JÁRA, M., DRÁBEK, P., BLAHNÍK, V., ŠTĚPÁNEK, J. *Výkonový jednofázový usměrňovač s SiC modulem*. : 2013.
- [56] STEIGERWALD, R. L. *A comparison of half-bridge resonant converter topologies*. In *1987 2nd IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. 1987, s. 135–144. Dostupný z WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/APEC.1987.7067142>.
- [57] FRÍVALDSKÝ, M., KANDRÁČ, J., ŠPÁNIK, P. *Optimized design of the main circuit of LLC converter for high frequency application*. In *2010 International Conference on Applied Electronics*. 2010, s. 1–4.
- [58] KHOOBROO, E., ASHRAFINIA, B., AKHBARI, M. *Optimal design of LLC resonant converter with improved controllability*. In *The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014)*. 2014, s. 396–401. Dostupný z WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/PEDSTC.2014.6799407>.

- [59] ST. *LLC resonant half-bridge converter design guideline*. [cit. 10.1.2013]. Dostupný z WWW: (http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/31/fb/59/5e/93/8c/42/b9/CD00143244.pdf/files/CD00143244.pdf/jcr:content/translations/en.CD00143244.pdf).
- [60] ON SEMICONDUCTOR. *Basic Principles of LLC Resonant Half Bridge Converter and DC/Dynamic Circuit Simulation Examples*. [cit. 10.1.2013]. Dostupný z WWW: (<http://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9408-D.PDF>).
- [61] AUSTERLITZ ELECTRONIC GMBH. *Specific adhesive and coating technique for the insulated bonding of AL-mounting plates to aluminum heat sinks*. [cit. 2.10.2012]. Dostupný z WWW: (<http://austerlitz-electronic.de/en/heat-sinks/blue-technology/>).
- [62] JÁRA, M., DRÁBEK, P., ŠTEPÁNEK, J., BLAHNÍK, V. *Silový obvod 22kW SiC dvoukvadrantního menice*. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2013.
- [63] ICEL S.R.L. *MHBS - Metallized polypropylene film capacitor MKP*. [cit. 2.10.2012]. Dostupný z WWW: (<http://www.icel.it/wp-content/uploads/2015/10/20-MHBS-Ed3-Rev2-9-2015.pdf>).
- [64] WURTH ELEKTRONIK GMBH. *Press-Fit technology*. [cit. 2.10.2012]. Dostupný z WWW: (http://www.we-online.de/web/en/electronic_components/produkte_pb/application_notes/powerelemente.php).
- [65] DUBOIS, F., RISALETTO, D., BERGOGNE, D. et al. *Active protections for normally-on SiC JFETs*. In *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*. 2011, s. 1–10.
- [66] BLAHNÍK, V. *Regulace stabilizátoru napětí pro pomocné pohony (úvodní studie)*. ZCU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [67] BLAHNÍK, V. *Simulace vstupního menice pomocných pohonů a analýza chování při minimálním zatížení*. ZCU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [68] BLAHNÍK, V. *Citlivostní analýza vstupního menice pomocných pohonů při změně vstupní indukčnosti a vzorkovací frekvence řízení*. ZCU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [69] BLAHNÍK, V. *Simulační test vstupního menice pomocných pohonů při rychlých změnách napájecího napětí*. ZCU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [70] HRUSKA, M., JARA, M. *High Frequency Hard-Switching Isolating DC-DC Converter for Auxiliary Power Supply for Trolleybuses*. In *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2014, s. 1–8.

-
- [71] HRUSKA, M., JARA, M. *High Efficiency and High Power Density Boost / Buck Converter with SiC JFET Modules for Advanced Auxiliary Power Supplies in Trolleybuses*. In *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2016, s. 1–6.
- [72] KINDL, V., DRÁBEK, P., KAVALÍR, T., JÁRA, M. *Možnosti kompenzace rezonanční vazby systému bezkontaktního nabíjení elektrických vozidel*. Západočeská univerzita v Plzni. 2015.
- [73] L. KINDL. *Problematika systémů bezdrátového přenosu energie*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2017.
- [74] TDK. *CeraLink - Capacitors for fast-switching semiconductors*. [cit. 10.1.2013]. Dostupný z WWW: (<https://en.tdk.eu/tdk-en/1054426/products/product-catalog/ceramic-capacitors/ceralink-capacitors>).
- [75] T. KOŠAN. *MLC interface - vývojový kit pro víceúrovňové měniče s procesorem a FPGA*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2012. výzkumná zpráva č.: 22190-010-2012.
- [76] ZAVŘEL, M. *Základní měření na systému WPT*. Západočeská univerzita v Plzni. 2016.
- [77] TOP EXPO CZ S.R.O. *Ceský energetický a ekologický projekt, stavba a inovace roku 2013*. [cit. 2.10.2012]. Dostupný z WWW: (<http://www.top-expo.cz/ceep-2013/>).

Seznam autorových publikací

Seznam autorových článků v časopisech (chronologicky)

- [A1] BHAJANA, V., DRÁBEK, P., JÁRA, M. *Performance evaluation of LLC resonant full bridge DC-DC converter for auxiliary systems in traction*. In *Revue Roumaine des Sciences Techniques Serie Electrotechnique et Energetique*. : 2015, s. 79–88.
- [A2] ŠTĚPÁNEK, J., JÁRA, M., DRÁBEK, P. *Cost-effective solution of input voltage stabilizer of auxiliary drive converter for traction vehicles*. In *Elektronika ir Elektrotechnika*. : 2015, s. 18–23.
- [A3] BHAJANA, V., DRÁBEK, P., JÁRA, M., BEDNÁŘ, B. *New modification of a single phase AC-AC matrix converter with auxiliary resonant circuits forac locomotives*. In *Revue Roumaine des Sciences Techniques. Serie Électrotechnique et Énergétique*. : 2016, s. 73–77.

Seznam autorových publikací prezentovaných na mezinárodních konferencích (chronologicky)

- [A4] BHAJANA, V., DRÁBEK, P., JÁRA, M., BEDNÁŘ, B. *A novel ZCS single phase matrix converter for traction applications*. In *The 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14 ECCE EUROPE)*. Brusel : EPE Association, 2014, pp. P.1–P.8. ISBN 978-1-4799-3015-9.
- [A5] BLAHNÍK, V., JÁRA, M., PEROUTKA, Z., TALLA, J., MATULJAK, I. *Control of H-bridge Power Inverter with LCL Filter*. In *Applied Electronics*. Plzeň : University of West Bohemia - Faculty of Electrical Engineering, 2014, pp. 135–138. ISBN 978-80-261-0276-2.
- [A6] KOŠAN, T., JÁRA, M., JANÍK, D., PEROUTKA, Z. *Complete development platform for multi-level converters and complex control algorithms*. In *Proceedings of the 16th International Conference on Mechatronics : Mechatronika 2014*. Brno : Brno University of technology. Faculty of Mechanical Engineering, 2014, pp. 152–157. ISBN 978-80-214-4816-2.

- [A7] KOŠAN, T., JÁRA, M., BLAHNÍK, V., PEROUTKA, Z. *A universal configurable sinusoidal modulator for H-bridge based converters implemented in FPGA*. In *Proceedings of the 20th International Conference on Applied Electronics 2015 (APPEL 2015)*. Piscataway : IEEE, 2015, pp. 111–114. ISBN 978-80-261-0385-1.
- [A8] JÁRA, M., BLAHNÍK, V. *Cost-effective medium-power charging station for public transport vehicles*. In *International Conference on Applied Electronics (AE 2016) : proceedings*. Piscataway : IEEE, 2016, pp. 103–106. ISBN 978-80-261-0601-2.
- [A9] BURIAN, P., BROULIM, P., GEORGIEV, V., JARA, M., BERGMANN, B. *Ethernet Embedded Readout Interface for Timepix3*. In *19th International Workshop on Radiation Imaging Detectors*. : 2017.

Seznam autorových publikací prezentovaných na českých konferencích (chronologicky)

- [A10] JÁRA, M. *Vývoj hlavního zdroje mikroprocesorové řídicí desky systému REMCS*. In *Elektrotechnika a informatika 2011. Část 2., Elektronika*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2011, s. 47–50. ISBN 978-80-261-0015-7.
- [A11] JÁRA, M. *12kW SiC měnič pro pomocné pohony trolejbusu*. In *Elektrotechnika a informatika 2012. Část 2., Elektronika*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2012, s. 80–83. ISBN 978-80-261-0119-2.
- [A12] 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.
- [A13] 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.

Seznam autorových funkčních vzorků (chronologicky)

- [A14] JÁRA, M. *1200V střídač s SiC moduly*. : 2011.
- [A15] JÁRA, M. *Digitální izolátor s izolovaným napětím*. : 2011.
- [A16] JÁRA, M. *Modulární zdroj pro systém REMCS*. : 2011.
- [A17] JÁRA, M. *Spínaný zdroj pro měřicí systém*. : 2011.

- [A18] JÁRA, M. *1200V střídač s IGBT moduly*. : 2012.
- [A19] JÁRA, M. *Rozhraní pro SKHI10 drivery*. : 2012.
- [A20] JÁRA, M., POLÁČEK, L. *Open interface modul OIF01*. : 2012.
- [A21] POLÁČEK, L., JÁRA, M. *Direct Interface modul DIF01*. : 2012.
- [A22] TURJANICA, P., JÁRA, M. *REMCS backplane modul BPF01/B*. : 2012.
- [A23] DRÁBEK, P., BLAHNÍK, V., JÁRA, M., ŠTĚPÁNEK, J. *Dvoukvadrantový pulzní měnič s high speed IGBT tranzistory H3 a SiC diodami 22kW*. : 2013.
- [A24] JÁRA, M., BLAHNÍK, V. *PSU01 zdrojová karta pro modulární řídicí systém REMCS*. : 2013.
- [A25] JÁRA, M., BLAHNÍK, V., DRÁBEK, P., ŠTĚPÁNEK, J. *22kW dvoukvadrantní sériový měnič s SiC prvky*. : 2013.
- [A26] JÁRA, M., BLAHNÍK, V., DRÁBEK, P., ŠTĚPÁNEK, J. *Dvoukanálový driver pro SiC normally-on JFET tranzistory*. : 2013.
- [A27] 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.
- [A28] JÁRA, M., DRÁBEK, P., BLAHNÍK, V., ŠTĚPÁNEK, J. *Dvojitý jednofázový střídač s SiC JFET prvky 2x10kW*. : 2013.
- [A29] JÁRA, M., DRÁBEK, P., BLAHNÍK, V., ŠTĚPÁNEK, J. *Výkonový jednofázový usměrňovač s SiC modulem*. : 2013.
- [A30] ŠTĚPÁNEK, J., BLAHNÍK, V., DRÁBEK, P., JÁRA, M. *Zapojení regulačních obvodů dvou sériově spojených dvoukvadrantových pulzních měničů s SiC součástkami*. : 2013.
- [A31] JÁRA, M., KOŠAN, T., BLAHNÍK, V. et al. *Model trakčního měniče lokomotivy nové generace se středofrekvenčním transformátorem*. : 2014.
- [A32] JÁRA, M. *Drivers for low-power modular power electronics converter*. : 2015.
- [A33] POLÁČEK, L., JÁRA, M., PUŠMAN, L., BURIAN, P. *Prototype of the core modules of the modular control HW and ECU*. : 2015.
- [A34] PUŠMAN, L., POLÁČEK, L., JÁRA, M., BURIAN, P. *Přípravek pro ověření vlastností izolačního převodníku ACPL-C797*. : 2015.

- [A35] BROULÍM, P., BURIAN, P., GEORGIEV, V., JÁRA, M. *Ethernet embedded readout interface for Timepix3*. : 2016.
- [A36] JÁRA, M. *Drivers for medium-voltage modular power electronics converter*. : 2016.
- [A37] JÁRA, M. *Drivers for wide band-gap devices*. : 2016.
- [A38] JÁRA, M. *Střídač s GaN tranzistory*. : 2016.
- [A39] JÁRA, M. *Vstupní měnič pro pomocné pohony s izolační funkcí*. : 2016.
- [A40] KINDL, V., KAVALÍR, T., JÁRA, M. *Přijímací a vysílací systém pro výkonový přenos energie*. : 2016.

Seznam autorových výzkumných zpráv (chronologicky)

- [A41] JANOUŠ, Š., JÁRA, M. *Analýza možných topologických struktur pro pomocné měniče a nabíječe vozové baterie -nanokrystalické materiály*. Plzeň : Škoda electric, 2011.
- [A42] JANOUŠ, Š., JÁRA, M. *Analýza možných topologických struktur pro pomocné pohony a nabíječe vozové baterie - analýza nabíječe ZIVAN NG3*. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2011.
- [A43] JÁRA, M. *Analýza možných topologických struktur pro pomocné měniče a nabíječe vozové baterie - měkce komutující snižující měnič*. Plzeň : Škoda electric, 2011.
- [A44] JÁRA, M. *Analýza možných topologických struktur pro pomocné pohony a nabíječe vozové baterie - možnosti využití tříúrovňového půlmůstku*. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2011.
- [A45] JÁRA, M. *Návrh a stavba hardwarového rozhraní pro SKHI-10 drivery*. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2012.
- [A46] JÁRA, M. *Stavba laboratorního prototypu 1200V střídače s rychlými IGBT spínači*. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2012.
- [A47] JÁRA, M. *Stavba laboratorního prototypu 1200V střídače s SiC JFET spínači*. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2012.
- [A48] KOŠAN, T., JÁRA, M. *Rozšiřující modul PWM výstupů s FPGA pro MLC interface*. Plzeň : Západočeská univerzita, 2012.
- [A49] 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.

- [A50] JÁRA, M., DRÁBEK, P., BLAHNÍK, V., ŠTĚPÁNEK, J. *Dvoukanálový driver pro normally-on SiC JFET tranzistory*. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2013.
- [A51] JÁRA, M., DRÁBEK, P., BLAHNÍK, V., ŠTĚPÁNEK, J. *Silový obvod dvojitého SiC jednofázového střídače*. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2013.
- [A52] JÁRA, M., DRÁBEK, P., ŠTĚPÁNEK, J., BLAHNÍK, V. *Silový obvod 22kW SiC dvoukvadrantního měniče*. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2013.
- [A53] ŠTĚPÁNEK, J., BLAHNÍK, V., JÁRA, M., DRÁBEK, P. *Analýza tepelné izolace diskrétních polovodičových součástí v pouzdře TO247*. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2013.
- [A54] 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.
- [A55] JÁRA, M., DRÁBEK, P. *Topologie trakčního měniče lokomotivy nové generace se středofrekvenčním transformátorem*. : Západočeská univerzita v Plzni, 2014.
- [A56] JÁRA, M., KOŠAN, T., DRÁBEK, P., BLAHNÍK, V. *Model trakčního měniče lokomotivy nové generace se středofrekvenčním transformátorem malého výkonu*. : Západočeská univerzita v Plzni, 2014.
- [A57] POLÁČEK, L., TURJANICA, P., JÁRA, M. et al. *Specification of the modular control hardware and ECU (DV008)*. : Západočeská univerzita v Plzni, 2014.
- [A58] VONDRÁŠEK, F., JÁRA, M. *Stabilizační pulsní měnič - studie vlivu řízení na komponenty vstupního a výstupního filtru*. : Západočeská univerzita v Plzni, 2014.
- [A59] BLAHNÍK, V., JÁRA, M., PEROUTKA, Z. *Přehledová studie nabíjecích stanic pro elektrická vozidla lehké trakce (2015)*. : Západočeská univerzita v Plzni, 2015.
- [A60] JÁRA, M., PEROUTKA, Z. *Drivers for low-power modular power electronics converter - popis výstupu*. : Západočeská univerzita v Plzni, 2015.
- [A61] KINDL, V., DRÁBEK, P., KAVALÍR, T., JÁRA, M., KINDL, V. *Možnosti kompenzace rezonanční vazby systému bezkontaktního nabíjení elektrických vozidel*. : Západočeská univerzita v Plzni, 2015.
- [A62] KINDL, V., DRÁBEK, P., KAVALÍR, T., JÁRA, M., KINDL, V. *Vlastnosti vybraných vazeb bezkontaktního přenosu energie při zatížení zdrojem napětí*. : Západočeská univerzita v Plzni, 2015.
- [A63] DRÁBEK, P., JÁRA, M., OLŠÁK, D., PEROUTKA, Z., PEROUTKA, Z. *3,3kV trakční měnič s IGBT tranzistory v XHP modulech*. : Západočeská univerzita v Plzni, 2016.

- [A64] JÁRA, M., DRÁBEK, P. *Vstupní stabilizátor napětí pro pomocné pohony - konstrukční popis*. : Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [A65] MOLNÁR, J., VONDRÁŠEK, F., DRÁBEK, P. et al. *Degradace výkonových polovodičů vlivem projektového přepětí*. ZČU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [A66] STEJSKAL, M., BEDNÁŘ, B., JÁRA, M. *Proudové sondy pro osciloskopy v rozsahu 500A RMS a 2-5kA RMS pro pásmo 1MHz*. ZČU v Plzni : Západočeská univerzita v Plzni, 2016.

Seznam autorových kapitol v knihách (chronologicky)

- [A67] MICHALÍK, J., BLAHNÍK, V., JÁRA, M., DRÁBEK, P. *Power electronics: advanced theory*. : 2014.
- [A68] VONDRÁŠEK, F., GLASBERGER, T., FOŘT, J., JÁRA, M., MICHALÍK, J. *Výkonová elektronika. Sv. 3, Měniče s vlastní komutací a bez komutace. Část 2, Měniče kmitočtu a střídavého napětí*. : 2017. ISBN 978-80-261-0688-3.

Seznam autorova softwaru (chronologicky)

- [A69] BLAHNÍK, V., DRÁBEK, P., JÁRA, M., ŠTĚPÁNEK, J. *Simulační program pro testování sériového dvoukvadrantového pulzního měniče o výkonu 22kW*. 2013.
- [A70] 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.