



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

DC-DC MĚNIČ PRO PALUBNÍ DOBÍJENÍ ELEKTROMOBILU

DC-DC CONVERTER FOR ONBOARD CHARGING OF ELECTRIC VEHICLES

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Miroslav Holub

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Martin Folprecht

BRNO 2019

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**
Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Miroslav Holub

ID: 173655

Ročník: 2

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

DC-DC měnič pro palubní dobíjení elektromobilu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Proveďte literární rešerši současného stavu problematiky dobíjení elektromobilů.
2. Navrhněte vhodné řešení vstupního usměrňovače s ohledem na korekci účinníku.
3. Vyberte vhodnou topologii DC-DC měniče, proveďte návrh silové části měniče včetně magnetických obvodů. Dále také navrhněte řídicí obvody měniče.
4. Realizujte dílčí část vstupního usměrňovače a proveďte ověření jeho vlastností.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka M.: Magnetické jevy a obvody. VUTIUM, Brno, 2011.
- [2] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.1. Skriptum, FEKT, VUT Brno.
- [3] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.2. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 22.5.2019

Vedoucí práce: Ing. Martin Folprecht

Konzultant:

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem DC-DC měniče pro palubní dobíjení elektromobilu. Vyhotovený měnič bude převážně sloužit pro dobíjení trakčního akumulátoru v laboratoři, zabývající se vývojem systémů pro elektromobily. Výstupní napětí zdroje bude regulovatelné v rozsahu 200 – 450 V, dle konfigurace nabíjeného akumulátoru. Maximální výstupní proud je stanoven na 7,5 A. Zdroj bude napájen z běžné elektrické sítě, proto bylo při jeho konstrukci nutné zohlednit i otázku korekce účinníku. Značná část této práce je tedy věnována popisu problematiky korekce účinníku a dále návrhu a realizaci takového zařízení. Pro dosažení nižších celkových ztrát a tedy i možnou minimalizaci zařízení, bylo voleno spínacích prvků na bázi karbidu křemíku. Mimo využití v laboratoři má zhotovený měnič sloužit k demonstrativnímu srovnání zastavěného objemu při volbě moderních polovodičů ve srovnání se staršími technologiemi

Abstract

This master thesis deals with design of DC-DC converter for onboard charging of electric vehicle. Developed converter will mainly be used for charging stationary traction battery in laboratory. Output voltage of this charger will be adjustable by user in between 200 V and 450 V depending on the current charged battery configuration. Output current limit is set at 8 A. Since the converter will be supplied from standard household socket, the problem of power factor correction must be solved during the design. That is because a large part of this thesis is focused on describing the problematics of power factor correction. After that, active PFC module is designed, completed and performance of this module is verified. To achieve low overall losses and thus be able to keep small volume of the system, modern switching components based on Silicon Carbide were preferred. Beside laboratory use, completed system will be used to emphasize volumetric difference between onboard chargers based on old versus modern switching components.

Klíčová slova

korekce účinníku, PFC, moderní polovodiče, dobíjení elektromobilu, karbid křemíku

Keywords

Power factor correction, PFC, modern semiconductors, electric vehicle charging,
Silicon Carbide

Bibliografická citace:

HOLUB, Miroslav. *DC-DC měnič pro palubní dobíjení elektromobilu*. Brno, 2019. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/117402>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Martin Folprecht.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma DC-DC měnič pro palubní dobíjení elektromobilu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 22. května 2019

.....

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Martinu Folprechtovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: 22. května 2019

.....

podpis autora

Obsah

1	Úvod.....	1
2	Současný stav problematiky.....	3
2.1	Veřejné rychlonabíjecí stanice v ČR.....	3
2.2	Standardy dobíjecích rozhraní.....	4
2.2.1	CHAdEMO.....	4
2.2.2	Combined Charging System (CCS).....	4
2.2.3	Mennekes Typ 2.....	6
2.3	Význam dobíjení pomocí palubní nabíječky.....	7
2.4	Příklad palubní nabíječky 3,6 kW	8
2.5	Současný vývojový trend pro palubní nabíječky	10
3	Návrh usměrňovače s korekcí účinníku	11
3.1	Problematika účinníku odebíraného proudu	11
3.2	Pasivní topologie korekce účinníku	14
3.3	Aktivní topologie korekce účinníku.....	17
3.3.1	APFC z hlediska režimu proudu v hlavní tlumivce.....	18
3.3.2	APFC z hlediska použití můstkového usměrňovače.....	20
3.4	Zvolení topologie PFC pro realizaci	24
3.5	Návrh APFC.....	25
3.5.1	Schéma zapojení silové části	25
3.5.2	Dimenzování jednotlivých součástí	25
3.5.3	Dimenzování diod.....	34
3.5.4	Ověření vhodnosti zvoleného společného chladiče SiC diod a můstkového usměrňovače.	35
3.6	Návrh řídicích obvodů APFC.....	36
3.7	Budiče výkonových tranzistorů APFC.....	37
4	DC-DC měnič.....	38
4.1	Přehled možných topologií pro realizaci.....	38
4.1.1	Klasické propustné DC-DC měniče.....	38
4.1.2	Propustné měniče s měkkým spínáním.....	40
4.1.3	Blokující měniče	40
4.1.4	Spolupráce více měničů	41
4.2	Volba topologie pro navrhovaný DC-DC měnič	43

4.3	Návrh DC-DC měniče ve zvolené topologii	44
4.3.1	Určení nezbytných vstupních parametrů pro návrh.....	44
4.3.2	Návrh impulzních transformátorů.....	45
4.3.3	Výpočet ztrát tranzistorů DC-DC měniče.....	52
4.3.4	Dimenzování primárních nulových diod	53
4.3.5	Dimenzování sekundárních usměřňovacích diod	54
4.3.6	Dimenzování sekundární nulové diody	55
4.3.7	Návrh výstupního LC filtru.....	56
4.4	Výpočet předpokládané účinnosti navrženého DC-DC měniče.....	59
4.5	Návrh řídicích obvodů měniče	60
5	Realizace a ožívování APFC	61
5.1	Realizace zařízení.....	61
5.2	Ožívování modulu APFC	64
5.3	Měření účinnosti a účinníku odběru na modulu APFC.....	69
6	Závěr	72

Seznam obrázků

Obr. 2-1 Mapa umístění veřejných rychlo-dobíjecích stanic v okolí města Brna (převzato z [1]).....	3
Obr. 2-2 Technické parametry nabíjecí stanice Veefil 350 kW (převzato z [9]).....	5
Obr. 2-3 Štítek nabíjecího stojanu Tritium Veefil 350 kW (převzato z [10]).....	5
Obr. 2-4 Rozložení Combo 2 konektoru a jeho Typ 2 části (převzato a doplněno [11])	6
Obr. 2-5 Vývoj životnosti akumulátoru v závislosti na nabíjecím proudu a zvoleném umístění pracovního cyklu (převzato a přeloženo [12])	7
Obr. 2-6 Palubní nabíječka 3,6 kW pro vozy VW a realizovaný PFC modul	9
Obr. 2-7 Detail silové části OBC 3,6 kW	10
Obr. 3-3-1 Odběr můstkového usměrňovače s vyhlazovacím kondenzátorem (převzato z [15])	11
Obr. 3-2 Spektrum odebíraného proudu (převzato a upraveno [15]).....	12
Obr. 3-3 Principiální schéma pasivního PFC.....	14
Obr. 3-4 Spektra odebíraného proudu pasivního PFC (převzato a upraveno [17]) .	15
Obr. 3-5 Principiální schéma pasivního PFC s SRO	15
Obr. 3-6 Spektrum odebíraného proudu pasivního PFC se SRO (převzato a upraveno [17])	16
Obr. 3-7 Typické řády vyšších harmonických pro vícepulzní usměrňovače a odpovídající hodnoty THD (převzato [16])	17
Obr. 3-8 Principiální schéma AFPC s můstkovým usměrňovačem.....	20
Obr. 3-9 Příklad APFC bez můstkového usměrňovače	22
Obr. 3-10 Principiální zapojení topologie Totem Pole	23
Obr. 3-11 Magnetizační charakteristika materiálu jádra (převzato a doplněno [21])	28
Obr. 3-12 Realizovaná tlumivka.....	30
Obr. 3-13 Průběžná změna střídy tranzistoru v APFC (převzato [34])	31
Obr. 3-14 Průběhy proudu tranzistorem a diodou v APFC (převzato [34])	32
Obr. 3-15 Oteplení chladiče Aavid 7109DG v závislosti na ztrátovém výkonu (převzato a upraveno [23]).....	33
Obr. 3-16 Sestava tranzistoru a SMD chladiče Aavid 7109DG	34

Obr. 3-17	Náhradní schéma dle tepelně elektrických analogií	35
Obr. 3-18	Zjednodušené schéma zapojení integrovaného obvodu řízení APFC	36
Obr. 3-19	Schéma zapojení budiče s IO 1EDC60H12AH.....	37
Obr. 4-1	Základní zapojení dvojčinného propustného měniče (převzato z [19])	38
Obr. 4-2	Základní zapojení jednočinného měniče (převzato z [19])	40
Obr. 4-3	Základní zapojení blokujícího měniče (převzato z [19])	41
Obr. 4-4	Možnosti konfigurace modulárního systému (převzato [28])	43
Obr. 4-5	Základní schéma zvolené topologie pro návrh (převzato z [19]).....	44
Obr. 4-6	Řez jádru jednoho transformátoru	49
Obr. 4-7	Rozložení vinutí v navrhovaném transformátoru.....	51
Obr. 4-8	Pokles relativní permeability jádra KE77-26A (převzato a doplněno [33])	58
Obr. 4-9	Kaskádní regulační struktura – podřízená proudová, nadřízená napěťová smyčka (převzato z [19])	60
Obr. 5-1	3D model navržené DPS budících obvodů	61
Obr. 5-2	3D model navržené DPS řídicích obvodů	61
Obr. 5-3	3D model navržené DPS silových obvodů – pohled shora	62
Obr. 5-4	3D model navržené DPS silových obvodů – pohled zdola	62
Obr. 5-5	Osazený modul APFC pohled shora.	63
Obr. 5-6	Osazený modul APFC pohled zdola	64
Obr. 5-7	Budící signál na hradle tranzistoru.....	65
Obr. 5-8	Detail připojení sondy při měření napětí u_{gs}	65
Obr. 5-9	Detail náběžné hrany u_{gs} – lze pozorovat Millerův jev	66
Obr. 5-10	Detail sestupné hrany u_{gs}	66
Obr. 5-11	Detail signálu na bočníku	67
Obr. 5-12	Signál z bočníku	67
Obr. 5-13	Detail náběžné hrany u_{DS} při vypínání tranzistoru, proud zátěže 3,5 A ..	68
Obr. 5-14	Napětí u_{DS} , výstupní napětí 308 V, proud do zátěže 0,6 A	68
Obr. 5-15	Naměřená závislost účinnosti a účinníku na velikosti zátěže APFC	69
Obr. 5-16	Příklad naměřených hodnot přístrojem Norma 5000 – příkon 300W	70
Obr. 5-17	Záznam průběhu odebíraného proudu.....	70
Obr. 5-18	Tabulka spektra odebíraného proudu při příkonu 1kW	71
Obr. 5-19	Výkonovým analyzátozem vypočtená účinnost	71

Seznam tabulek

Tabulka 2-1 Ceník jednorázového dobíjení s registrací [2][3][4]	3
Tabulka 3-1: Přehled topologií APFC z dle režimu vedení proudu (přepřacováno z [15])	18
Tabulka 3-2 Důležité parametry tranzistoru C3M0065090J [22].....	31
Tabulka 4-1 Shrnutí návrhových parametrů DC-DC měniče	45
Tabulka 4-2 Shrnutí návrhových parametrů impulzních transformátorů	46
Tabulka 4-3 Přehled důležitých parametrů jádra Lj T8020-CF297 [29]	47
Tabulka 4-4 Důležité parametry zvolených primárních nulových diod [31].....	54
Tabulka 4-5 Parametry zvolených sekundárních usměřňovacích diod [32].....	55
Tabulka 4-6 Přehled dílčích výpočtových ztrát navrženého DC-DC měniče.....	59

Seznam symbolů a zkratek

B_{max}	[T]	Maximální hodnota magnetické indukce
B_r	[T]	Remanentní hodnota magnetické indukce
$\cos(\theta_1)$	[-]	Účinitel pro první harmonickou proudu
d_{i1j}	[m]	Vnitřní průměr toroidního jádra transformátoru dc dc měniče
d_{o1j}	[m]	Vnější průměr toroidního jádra transformátoru dc dc měniče
$f_{spín}$	[Hz]	Spínací frekvence dc dc měniče
f_{tlum}	[Hz]	Pracovní frekvence tlumivky LC filtru
h_{1j}	[m]	Výška jednoho jádra transformátoru
$I_{výst}$	[A]	Výstupní proud měniče
k_{pcu}	[-]	Činitel plnění mědi
l_{ef1j}	[m]	Efektivní délka siločáry toroidního jádra transformátoru dc dc měniče
L_σ	[T]	Rozptylová indukčnost
S_{Fe1j}	[m ²]	Průřez sloupku jádra transformátoru dc dc měniče
s_{max}	[-]	Maximální střída dc dc měniče
So_{1j}	[m ²]	Průřez okna jádra transformátoru dc dc měniče
u_2	[V]	Sekundární napětí obecně (časově proměnná hodnota)
U_{vst}	[V]	Vstupní napětí
$U_{výst}$	[V]	Výstupní napětí
V_{e1j}	[V]	Objem jádra transformátoru dc dc měniče
$I_{D0,šp}$	[A]	Špičkový proud primární nulovou diodou
$I_{D02,ef}$	[A]	Efektivní proud sekundární nulovou diodou
I_{Def}	[A]	Efektivní proud diodou
$I_{Dstř}$	[A]	Střední proud diodou
$I_{vst,šp}$	[A]	Špičková hodnota vstupního proudu
$I_{\mu max}$	[A]	Špičková hodnota magnetizačního proudu
L_{min}	[T]	Minimální hodnota indukčnosti
L_r	[T]	Rezonanční indukčnost
N	[-]	Počet závitů obecně
N_1	[-]	Počet primárních závitů
N_2	[-]	Počet sekundárních závitů
N_{tl}	[-]	Počet závitů tlumivky LC filtru
$P_{\check{c}}$	[W]	Činný výkon

<i>PZ1D_vod</i>	[W]	Ztrátový výkon vodivostními ztrátami na jedné diodě
<i>PZ4D_vod</i>	[W]	Ztrátový výkon vodivostními ztrátami na čtyřech diodách
<i>Pzj,m</i>	[W]	Měrné ztráty v jádře
<i>Pztr,1tr</i>	[W]	Ztrátový výkon na jednom transformátoru dc dc měniče
<i>Pztr,tr_spín</i>	[W]	Ztráty na tranzistoru vlivem spínání
<i>Pztr,tr_vod</i>	[W]	Ztráty na tranzistoru vodivostní
<i>Rcu</i>	[Ω]	Odpor vinutí
<i>Rcu,tl</i>	[Ω]	Odpor vinutí tlumivky
<i>Rdif</i>	[Ω]	Diferenciální odpor
<i>RθHA</i>	[K/W]	Tepelný odpor chladiče do okolí
<i>Rθjc,diody</i>	[K/W]	Tepelná odpor z přechodu na pouzdro diody
<i>Rθjc,můstek</i>	[K/W]	Tepelná odpor z přechodu na pouzdro můstkového usměrňovače
<i>σ</i>	[A/m ²]	Proudová hustota

AC	Alternating Current (střídavý proud)
APFC	Active power factor correction (aktivní korekce účinníku)
BOP	Brown Out Protection (ochrana při výpadku síťového napájení)
bridgeless	Zapojení bez můstkového usměrňovače
CCS	Combined Charging System (dobíjecí standard)
CrCM	Critical Conduction Mode (režim na mezi spojitých proudů)
DC	Direct Current (stejnoseměrný proud)
DCM	Discontinuous Conduction Mode (režim přerušovaného proudu)
DoD	Depth of Discharge (hloubka cyklu akumulátoru)
EMI	Electro Magnetic Interference
GaN	Gallium nitride (nitrid galia)
CHAdMO	Charge de Move (pohyb nábojem - název dobíjecího standardu)
IEC	International Electrotechnical Commission
IGBT	Insulated gate bipolar transistor
IO	Integrovaný obvod
MnZn	Manganato - Zinečnatý (ferit)
MOSFET	Metal oxide semiconductor field-effect transistor
OBC	Onboard Charger (palubní nabíječka)
PF	Power Factor (účinník)
PFC	Power factor correction (korekce účinníku)
PWM	Pulse Width Modulation (pulzně šířková modulace)
RFID	Radio Frequency Identification (identifikace po rádiové frekvenci)

SiC	Silicon carbide (karbid křemíku)
SMD	Surface Mounted Device (součástka pro povrchovou montáž)
SoC	State of Charge (stav nabití akumulátoru)
THD	Total harmonic distortion
TP	Totem Pole (topologie korekce účinníku s H můstkem)
VF	Vysokofrekvenční

1 ÚVOD

V posledním desetiletí jsme svědky znovu rostoucí snahy elektrifikace v osobní ale i hromadné silniční dopravě. Po prvních elektrických vozech konstruovaných již na počátku 20. století byla elektrifikovaná bateriová doprava až do 90. let na pozadí. V 90. letech 20. století však opět rostla snaha elektrifikovat osobní vozy za účelem snížení emisí v dopravě, tato snaha byla ovšem navzdory původní politické podpoře (zejména Kalifornie, USA) znovu potlačována a elektrické vozy v testovacím provozu byly hromadně šrotovány jak v USA, tak na Evropském kontinentu. Současné emisní limity, převážně takzvané průměrné flotilové emise pro firemní portfolio všech nabízených vozů, však předepisují automobilkám natolik nízké hodnoty, že jsou postupně nuceny prodávat čistě elektrické vozy. Trh s elektromobily se tak stává největším v automobilové historii.

Naprostá většina nyní vyráběných elektrických vozů je vybavena konektorem pro rychlé dobíjení trakční baterie pomocí stacionárních nabíjecích DC stanic. Všechny moderní elektromobily jsou však vybaveny také palubní nabíječkou (OBC), která umožňuje jejich pomalé nabíjení z běžné střídavé sítě. Jmenovité příkony palubních nabíječek se pohybují v rozmezí 2,5 až 22 kW. S ohledem na tyto hodnoty, a ve spojení s rychle rostoucím počtem těchto vozů na silnicích, tak vzniká z pohledu elektrické sítě nová energeticky velmi významná skupina spotřebičů.

Vzhledem k budoucímu potencionálně velkému množství odebírané elektrické energie pro nabíjení elektrických vozidel, je zapotřebí klást důraz na kvalitu nabíječkami odebíraného proudu a také na jejich účinnost. Palubní nabíječka je trvale součástí vozu, je tedy dále nezbytné zajistit její kompaktní a robustní design. K dosažení kompaktního designu palubní nabíječky je vedle vhodného systému chlazení nezbytná volba vysoké spínací frekvence měničů. Jelikož na primární i sekundární straně palubní nabíječky dosahuje napětí řádově stovek voltů, je při současném požadavku na vysoký kmitočet spínání velmi vhodné volit pro konstrukci moderní spínací prvky s velkou šířkou zakázaného pásma. Z na trhu dostupných součástek na bázi karbidu křemíku (SiC) či nitridu galia (GaN) jsou vzhledem k vyšším průrazným napětím, a nižší ceně, v současnosti vhodnější spínací prvky SiC.

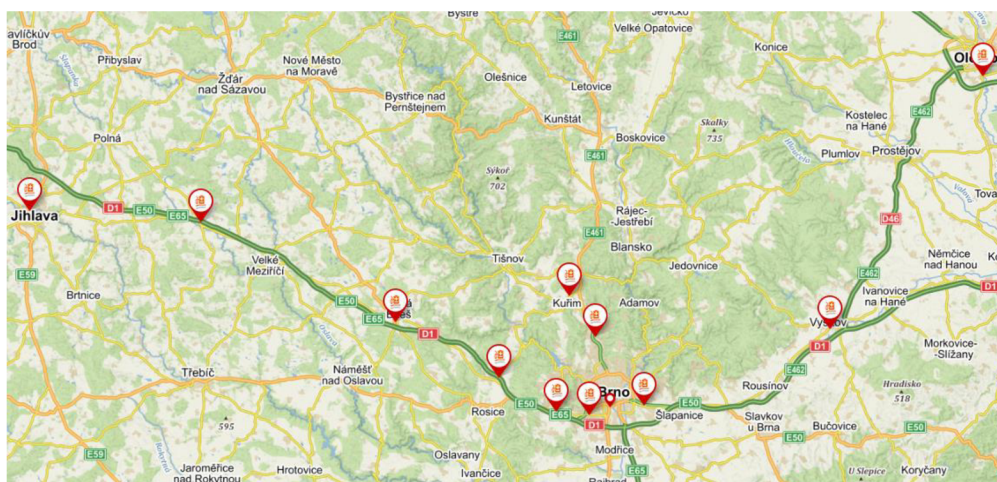
Pro dosažení vysokého účinníku odebíraného proudu je nezbytné provést vhodná opatření. Použití samotného dvoucestného, případně šesti-pulzního usměrňovače pouze

společně s vyhlazovacím kondenzátorem se již jeví pro tyto příkony jako zcela nedostatečné. Modul aktivní korekce účinníku (APFC) se tedy stává nezbytnou součástí každé palubní nabíječky. Obsahem této diplomové práce je tedy konstrukce takového modulu, a dále návrh následného DC-DC měniče.

2 SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

2.1 Veřejné rychlonabíjecí stanice v ČR

Veřejné dobíjecí stanice v České republice jsou budovány převážně distribučními společnostmi. Dalšími budovateli infrastruktury jsou pak velké obchodní řetězce. Minoritní zástup mají menší soukromé subjekty. Na obrázku 2-1 níže je mapa okolí města Brna s vyznačenými dobíjecími stanicemi, které jsou určeny pro rychlé stejnosměrné dobíjení.



Obr. 2-1 Mapa umístění veřejných rychlo-dobíjecích stanic v okolí města Brna (převzato z [1])

Platba za odebranou elektrickou energii probíhá většinou přes kreditní systém distributora pomocí RFID čipu nebo mobilní aplikaci. Pouze v některých případech je možná platba kreditní kartou bez jakékoliv registrace. Cena za dobíjení se liší podle lokality a provozovatele dobíjecí stanice. Poblíž velkých nákupních center bývá jako součást firemního marketingu dobíjení zdarma. Ceny za jednorázové dobíjení na stanicích předních českých distribučních společností shrnuje tabulka 2-1.

Tabulka 2-1 Ceník jednorázového dobíjení s registrací [2][3][4]

Distributor	Platba za 1 kWh [Kč] vč. DPH		Platba za 1 min [Kč] vč. DPH		Stálá platba za čip / účet [Kč] vč. DPH
	AC	DC	AC	DC	
E.ON	3,00		0,00		0,00
ČEZ	0,00		1,80	9,00	0,00
PRE	3,03		0,24 (120 min zdarma)		145,20 / rok

2.2 Standardy dobíjecích rozhraní

Soudobé nabíjecí stanice bývají vybaveny až třemi konektory. Používají se 2 standardy pro stejnosměrné dobíjení, jeden pro dobíjení výhradně střídavým proudem.

2.2.1 CHAdeMO

CHAdeMO je standard pro stejnosměrné dobíjení vyvinutý v Japonsku, je tedy využíván převážně automobilkami Nissan a Mitsubishi. Standard CHAdeMO 1.0 umožňuje dobíjení proudem až 125 A s výstupním napětím do 500 V. Nabíjecí stanice jsou však výkonově omezeny na maximálně 50 kW [5].

V roce 2016 byla uveřejněna revize protokolu na verzi 1.2, kdy bylo umožněno zvýšení dobíjecího proudu na 400 A při zachování maximálního napětí 400 V. Dále v roce 2017 byl představen standard verze 2.0, jenž zvyšuje napětí na 1000 V a umožňuje tak dobíjení výkonem až 400 kW. Podle listu certifikovaných dobíjecích stanic [5] byly k 9.11.2018 vyvinuty pouze 2 typy stanic s výkonem 90 kW.

2.2.2 Combined Charging System (CCS)

CCS je standard, jenž vznikl jako výsledek snažení Evropské asociace výrobců automobilů o sjednocení dobíjecích standardů. V rámci jednoho dobíjecího konektoru umístěného na voze je možné provádět jak stejnosměrné rychlonabíjení, tak střídavé dobíjení pomocí palubní nabíječky vozu. V současnosti používaný konektor pro CCS dobíjení se nazývá Combo 2 a vznikl rozšířením konektoru pro AC dobíjení (Typ 2 viz níže) o DC silové vodiče[6].

Směrnice Evropského parlamentu 2014/94/EU definuje požadavky na technické specifikace nově budované vysoce výkonné dobíjecí stanice. Tato směrnice přímo vyžaduje instalaci dobíjecího konektoru typu Combo 2 [7].

Standard CCS 1.0 umožňuje dobíjení proudem až 200 A při napětí až 500 V s výkonovým omezením do 80 kW.

Standard CCS 2.0 jenž už je na rozdíl od pozdějších revizí standardu CHAdeMO běžně implementován, rozšiřuje možnosti na až 500 A dobíjecího proudu, až 1000 V napětí s výkonovým omezením 350 kW. Dobíjecí kabely pro CCS 2.0 musí být vybaveny kapalinovým chlazením. V listopadu 2016 byla uzavřena dohoda mezi automobilkami Ford, Mercedes, Audi, Porsche a BMW o budování společné sítě dobíjecích stanic se

standardem CCS 2.0. Síť dobíjecích stanic je nazvána IONITY a krom zmíněných výrobců automobilů je financována z 20 % z fondů EU [8]. Cílem je vybudovat 400 stanic po státech EU včetně České republiky a to převážně při nejvytíženějších dálničních koridorech. Výstupní parametry nabíjecích stanic IONITY mají být: napětí 200 V – 920 V, maximální výstupní proud 500 A, výkonové omezení 350 kW. V současné době není žádný elektromobil, který by takový dobíjecí výkon mohl využít.

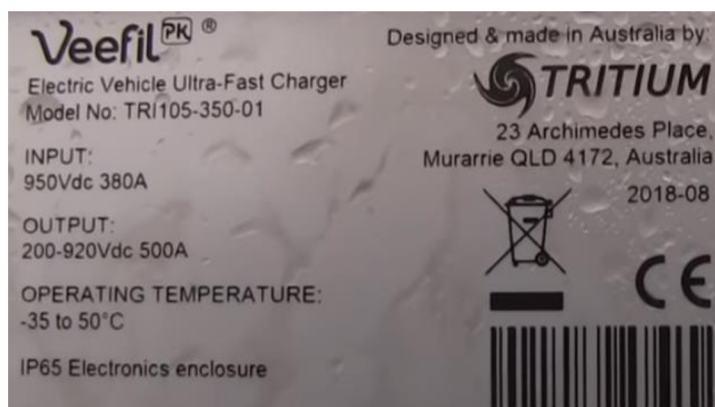
Jedním ze současných výrobců 350 kW stanic je australská společnost Tritium Pty Ltd. Výňatek z technické dokumentace nabíjecí stanice Veefil zmíněné společnosti je na obrázku 2-2.

USER UNIT

CONNECTOR	CCS Type 1 & 2 CHAdeMO (optional 2 nd) Single or dual cable option
UPGRADEABLE	Up to 475kW
OUTPUT VOLTAGE	Up to 920V @500A
OUTPUT CURRENT	Up to 500A
IP RATING	IP65 User Unit
EFFICIENCY	98.5%
OPERATING TEMPERATURE	-35°C to 50°C
CREDIT CARD READER	Optional (screen optional)
DIMENSIONS	1998(H) x 980(W) x 525(D) mm

Obr. 2-2 Technické parametry nabíjecí stanice Veefil 350 kW (převzato z [9])

Zmíněná účinnost 98,5 % dle obrázku 2-2 náleží pouze samotné uživatelské části, tedy dobíjecímu stojanu, jenž obsahuje pouze snižující měnič, uživatelské rozhraní, dobíjecí kabel a chlazení. Stojan je napájen z přilehlé externí měničny, jenž má vlastní trafostanici. Napájení samotného nabíjecího stojanu je realizováno již stejnosměrně na napětí 950 V viz štítek dobíjecího stojanu na obrázku 2-3.



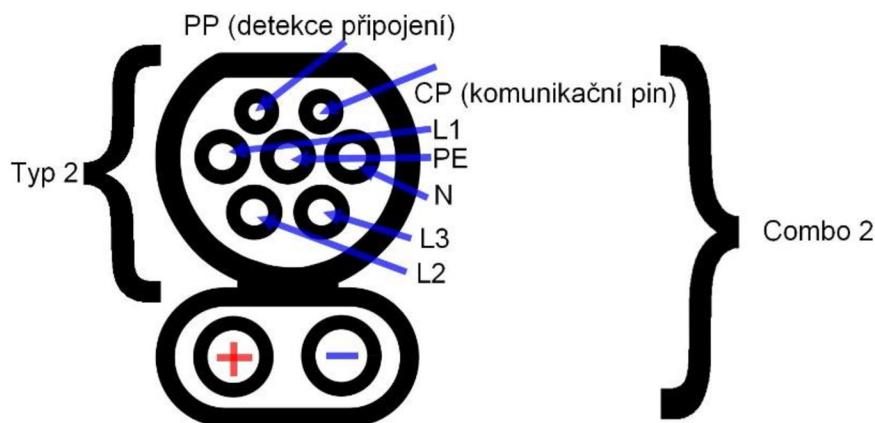
Obr. 2-3 Štítek nabíjecího stojanu Tritium Veefil 350 kW (převzato z [10])

2.2.3 Mennekes Typ 2

Typ 2 je konektor pro připojení vozidla k běžné střídavé síti, nabíjení palubní baterie pak obstarává palubní nabíječka. Konektor typ 2, je přímo součástí konektoru Combo 2 viz kapitola 2.2.1. Je-li vůz vybaven dobíjením přes standard CCS, celý konektor Combo 2 je využit pro rychlodobíjení na stejnosměrných nabíjecích stanicích a jeho Typ 2 část pro nabíjení přes palubní nabíječku. Odpadá tak vybavení vozidla více dobíjecími konektory, jako je tomu z pravidla u vozidel využívajících CHAdeMO standard.

Konektor typ 2 dle normy IEC 62196 dovoluje maximální střídavé napětí 480 V a maximální proud 63 A každou fází (případně až 70 A při využití pouze jedné fáze. Standardně jsou však fázové svorky pouze pod sdruženým napětím 400 V a nabíjecí stanice je jištěna na 16 A, 32 A nebo 63 A. Maximální dobíjecí výkon je tak přibližně 43 kW, běžněji však pouze 22 kW či 11 kW na většině stanic. Rozložení konektoru Combo 2 a jeho Mennekes Typ 2 části znázorňuje obrázek 2-4.

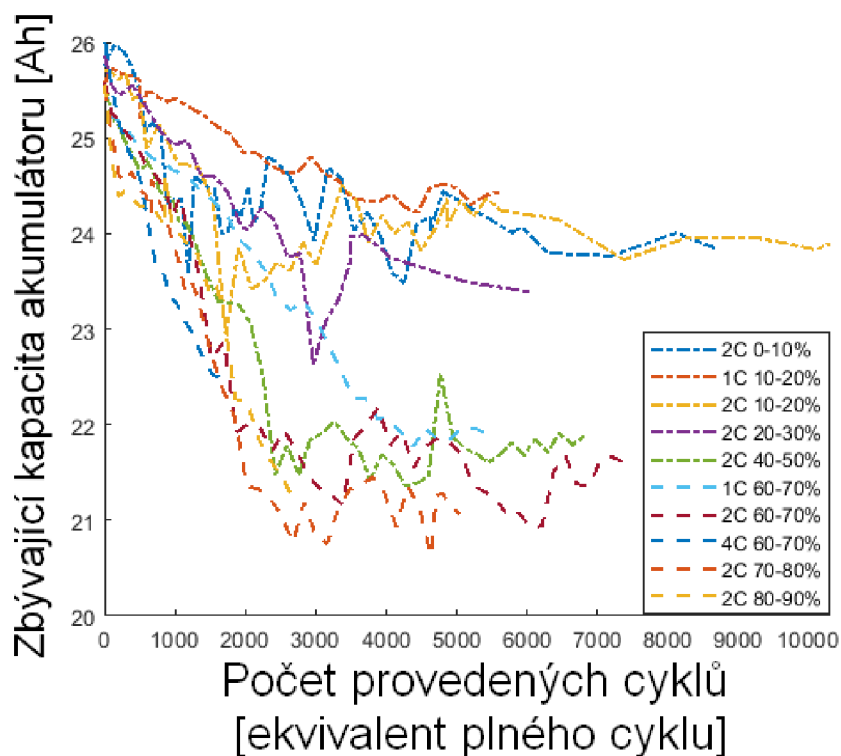
Konektor dle tohoto standardu užívají i starší Evropské vozy značky Tesla Motors, tato automobilka využívá konektor Typ 2 i v konfiguraci pro stejnosměrné dobíjení na svých dedikovaných dobíjecích stanicích Tesla Supercharger. Užitím svorek L1 a L2 pro kladné stejnosměrné napětí a svorek L3 a N pro záporné. Maximální stejnosměrné napětí je pak omezeno na 480 V a proud na 300 A, tedy 150 A každým vodičem. Vodiče těchto dobíjecích stanice jsou stejně jako vodiče pro CCS 2.0 vybavovány kapalinovým chlazením. Od roku 2019 přechází i vozy této automobilky postupně na standard CCS.



Obr. 2-4 Rozložení Combo 2 konektoru a jeho Typ 2 části (převzato a doplněno [11])

2.3 Význam dobíjení pomocí palubní nabíječky

Dobíjení střídavým proudem je vždy realizováno přes palubní nabíječku, jak již bylo uvedeno v kapitole 2.2.3 výše. Dobíjecí výkon není tak v případě veřejných dobíjecích stanic většinou limitován nabíjecím stojanem ale výkonem palubní nabíječky. Přestože při dobíjení DC proudem není palubní nabíječka do procesu nijak zapojena, bez její instalace by se žádný vůz neobešel. Důvodů pro střídavé nabíjení je mnoho, například možnost dobíjení v domácnosti přes noc, v zaměstnání, v hotelech či u restaurací. Ve všech těchto případech je instalace stejnosměrné nabíjecí stanice většinou příliš finančně náročná. Rychlé DC nabíjení navíc snižuje životnost akumulátorů. Vzhledem k velkým vzdálenostem mezi DC stanicemi také řidiči využívají velkou hloubku cyklu (DoD). Vyvarování se nabíjení vysokými proudy a zároveň vyhnutí se velkým DoD při vysoké hladině nabití (SoC) má obrovský vliv na životnost baterie. Životnost akumulátoru se obvykle udává do poklesu na 80 % nominální kapacity. Studie provedena na Charmelsově univerzitě ve Švédsku publikuje až několikanásobné prodloužení životnosti akumulátoru elektromobilu při volbě vhodného pracovního cyklu [12].



Obr. 2-5 Vývoj životnosti akumulátoru v závislosti na nabíjecím proudy a zvoleném umístění pracovního cyklu (převzato a přeloženo [12])

Graf na obrázku 2-5 znázorňuje pokles kapacity testovaného akumulátoru s počtem vykonaných cyklů. Vykonávané cykly mají vždy hloubku pouze 10 %. Osa x je kótována v ekvivalentech plného cyklu. Plocha pod křivkou má význam uložené / odevzdané energie, je tedy ukazatelem eventuálního kilometrového nájezdu elektromobilu.

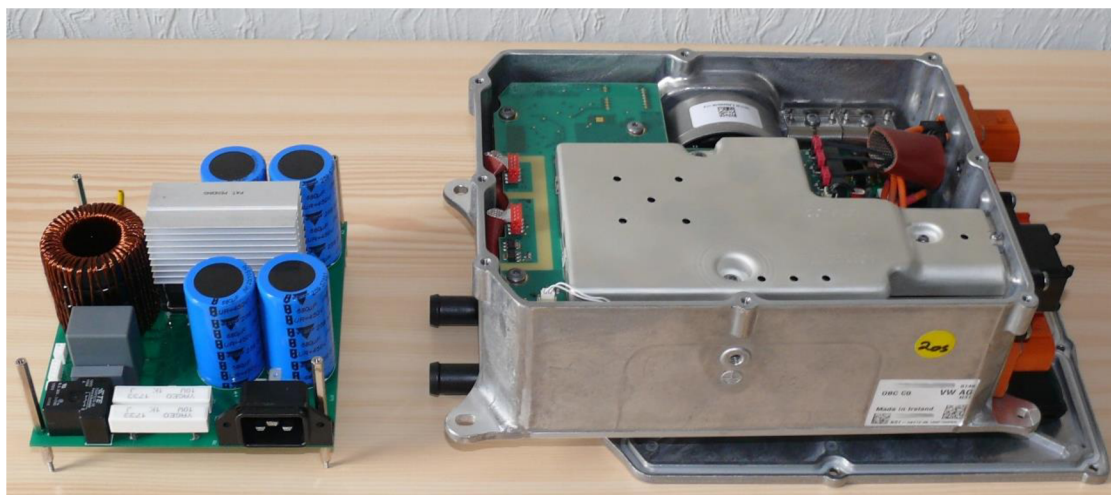
Předmětem zkoumání je akumulátor s katodou na bázi lithia + oxidu manganičitého, tento typ akumulátoru je pro svojí dosažitelnou kapacitu hojně využíván v elektromobilech. Životnost těchto akumulátoru při plné hloubce cyklu dosahuje většinou 1000 - 4000 cyklů, v závislosti na teplotě v provozu a proudovém zatížení i méně. Výsledek publikované studie znázorňuje, že při cyklování baterie při nízkém napětí, s hloubkou cyklu 10%, lze udržet cca 92 % původní kapacity po vykonání ekvivalentu 10 000 cyklů.

Výkon palubní nabíječky je tedy parametr téměř tak důležitý, jako samotná kapacita akumulátoru. S dostatečně výkonným OBC modulem lze elektromobil dobíjet pouze při krátkých zastávkách v průběhu dne, všude kde je dostupná elektrická přípojka, a tím až několikanásobně prodloužit životnost celého akumulátoru.

Neposledním významem palubního dobíjení je fakt, že současné systémy BMS balancují napětí jednotlivých článků převážně při dobíjení. Rychlonabíjecí DC stanice jsou však navrženy tak, že nemusí poskytovat malé proudy. Poklesne-li nabíjecí proud pod 10 – 6 A, většina DC nabíjecích stanic sama přeruší nabíjení. Je-li rozdíl mezi degradací jednotlivých článků v akumulátoru značný, je BMS schopný dorovnat napětí mezi články pouze při konci nabíjení pomocí OBC.

2.4 Příklad palubní nabíječky 3,6 kW

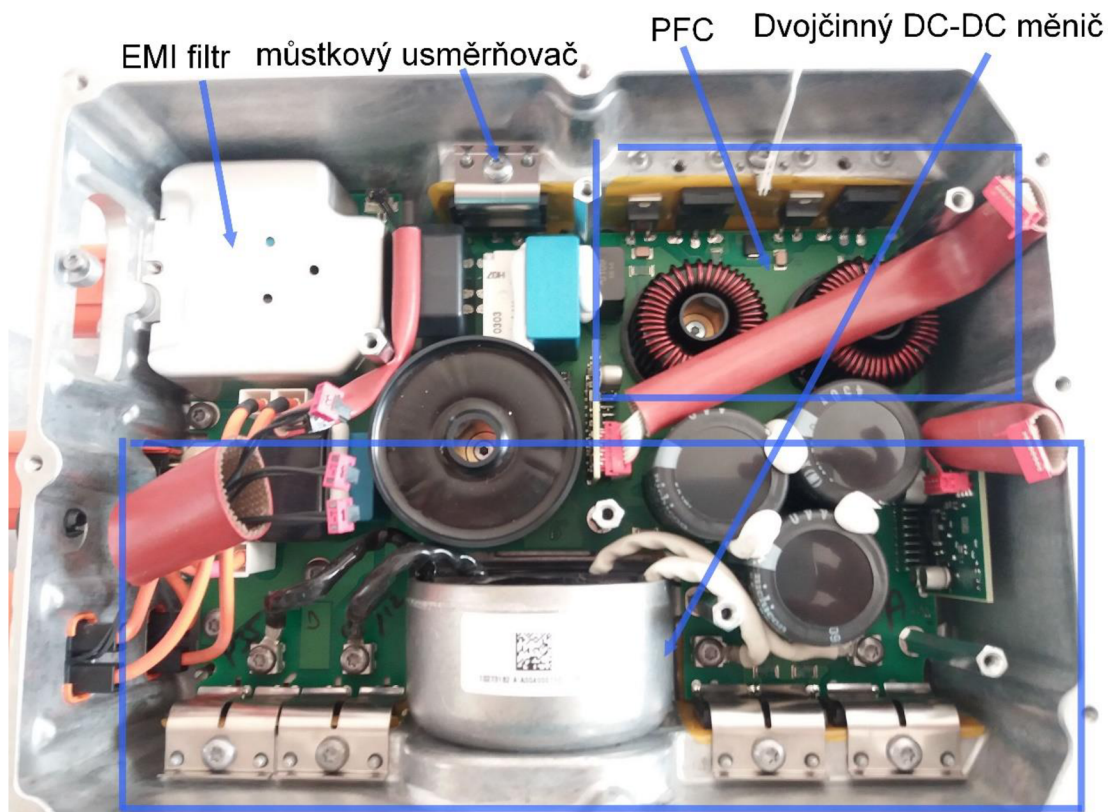
V roce 2015 uvedla automobilka Volkswagen na trh elektrickou verzi městského vozidla e-Up!. Automobil je v původní konfiguraci stále dostupný. Jeho trakční akumulátor má napětí 374 V a instalovanou kapacitu 18,7 kWh. Deklarovaná spotřeba vozu činí pouze 11,7 kWh/100 km, udávaný dojezd je tedy až 160 km. Tento malý městský elektromobil je vybavován palubní nabíječkou o příkonu 3,6 kW. Stejným typem palubního dobíječe byly pak dále vybavovány první vozy e-Golf a všechny plug-in hybridní Golf GTE a Passat GTE [13]. Fotografie této palubní nabíječky společně s realizovaným PFC modulem (viz kapitola 3) je na obrázku 2-6.



Obr. 2-6 Palubní nabíječka 3,6 kW pro vozy VW a realizovaný PFC modul

Modul palubní nabíječky obsahuje vstupní EMI filtr, obvody PFC, dvojčinný DC-DC měnič, řídicí obvody a obvody pro komunikaci s vozem přes linku CAN. Tělo modulu je duralový odlitek, jenž je zároveň tepelným výměníkem pro výkonové součástky. Spodní část těla obsahuje kanály pro připojení na kapalinový chladicí okruh. Vstupní část je tvořena z můstkového usměrňovače TS25P06G, dále z dvojice IGBT tranzistorů IGW40N65F5A a dvojice SiC diod SCS208AG modulu PFC. Dvojčinný DC-DC měnič využívá čtveřice totožných IGBT jako PFC, sekundární dvojcestný můstkový usměrňovač je tvořen SiC diodami SCS210KG. Kromě spínacích prvků PFC a DC-DC měniče je přes tělo nabíječky chlazen i výkonový toroidní transformátor umístěný v zalévací hmotě. Detail silové části modulu OBC 3,6 kW zobrazuje obrázek 2-7. Výrobce deklarovaná účinnosti této palubní nabíječky je 93 %.

Většina vývojově mladších vozidel má dnes již palubní nabíječky vyššího výkonu. Například automobilka Audi oznámila při uvedení vozu e-tron až 22 kW AC dobíjení. Prozatím se však prodává pouze s 11 kW modulem [14]. Automobilka Renault zvolila u vozu Zoe nevšední postup, kdy vůz je vybaven pouze dobíjecím konektorem Typ 2 a neumožňuje žádné DC dobíjení. Palubní nabíječka má však příkon 22 kW.



Obr. 2-7 Detail silové části OBC 3,6 kW

2.5 Současný vývojový trend pro palubní nabíječky

Vývoj palubních nabíječek není v současné době záležitostí pouze samotných výrobců automobilů. Do vývoje se angažuje většina firem zainteresovaných v automobilovém průmyslu či vyrábějících materiál pro výkonovou elektroniku.

Trendy jsou implementace moderních polovodičů na bázi GaN a SiC, dále použití PFC topologií bez můstkového usměrňovače viz kapitoly 3.3.2.2, 3.3.2.3. Dlouhodobě se předpokládá použití 4 kvadrantových měničů s možností dodávat energii do sítě a používat tak elektromobily pro akumulaci energie v distribuční síti.

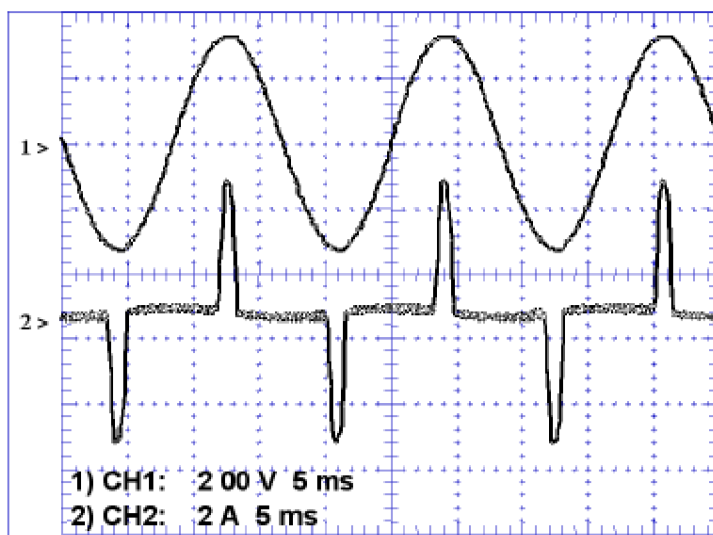
Samostatnou kapitolou dobíjení elektromobilu jsou pak koncepce bezdrátového dobíjení. Využití bezdrátového přenosu je však komplikované z hlediska dosažitelné účinnosti a problémům s elektromagnetickým rušením.

3 NÁVHR USMĚRŇOVAČE S KOREKČÍ ÚČINÍKU

Pro korekci účinníku je v současné době známo velké množství obvodových topologií. V minulosti byly hojně používány pasivní PFC topologie, které pro malé výkony můžeme stále označit za dostačující. Pasivní PFC však dosahují nižšího účinníku, a proto se převážně díky rychlému vývoji rychlých spínacích součástek postupně nahrazují aktivními topologiemi již od výkonu řádově 100 W. Před samotným započítáním rozboru PFC topologií je však vhodné se zmínit o problematice účinníku odebíraného proudu obecně.

3.1 Problematika účinníku odebíraného proudu

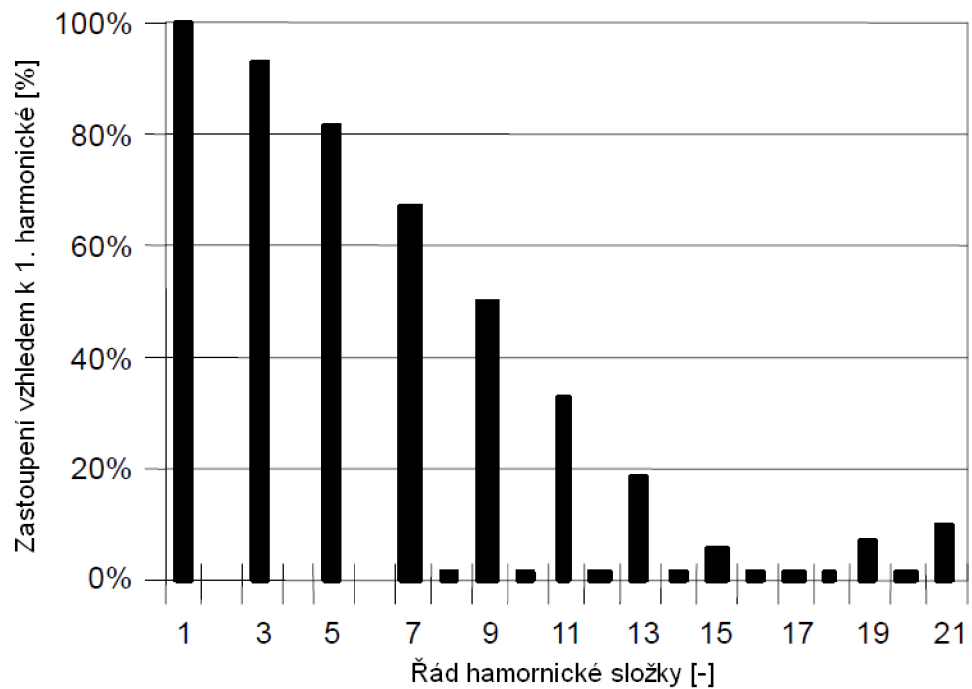
Patrně nejrozšířenější známá definice účinníku odebíraného proudu spočívá v představě, že se jedná o kosinus fázového úhlu mezi fázovým napětím a odebíraným průběhem proudu. Takto definovaný účinník je znám pod označením $\cos\vartheta$, plynoucím z jeho teoretického výpočtu. Tato definice je však použitelná pouze za předpokladu, že odebíraný proud obsahuje jediné 1. harmonickou.



Obr. 3-3-1 Odběr můstkového usměrňovače s vyhlazovacím kondenzátorem (převzato z [15])

Na obrázku 3-3-1 je zachycen průběh typického odběru proudu 1f můstkovým usměrňovačem s vyhlazovacím kondenzátorem. Takovýto usměrňovač je předřazen drtivě většině nejen spínaných zdrojů, pakliže zařízení není vybaveno korekcí účinníku.

Odebíraný proud (kanál 2) je zjevně téměř ve fázi s průběhem síťového napětí zachyceném na kanálu 1. Držme se prozatím zjednodušujícího předpokladu, že průběh síťového napětí obsahuje pouze jednu harmonickou složku. Dle výše uvedené formulace pro $\cos\vartheta$, bychom mohli mylně dojít k závěru, že zařízení má účinník odběru blížíící se jedné. Takový závěr by však byl chybný, jelikož zde zjevně není splněna podmínka, že spektrum odebíraného proudu musí obsahovat pouze 1. harmonickou.



Obr. 3-2 Spektrum odebíraného proudu (převzato a upraveno [15])

Na obrázku 3-2 je zachycen rozklad spektra odebíraného proudu viz obr. 3-3-1. Je zde patrný významný obsah vyšších lichých harmonických, kdy procentuální zastoupení 3. harmonické převyšuje 90% obsahu první harmonické. Míra zastoupení jednotlivých harmonických je závislá na mnoha faktorech, především se však jedná o kapacitu použitého vyhlazovacího kondenzátorů a přirozenou indukčnost sítě v místě použití zařízení.

Pro reprezentaci úrovně obohacení spektra odebíraného proudu o nežádoucí vyšší harmonické se používají činitele harmonického zkreslení. Pro označení těchto činitelů se nejčastěji používá zkratka THD z anglického Total Harmonic Distortion. Definic pro činitel harmonického zkreslení můžeme nalézt vícero, uveďme zde však pro příklad 2 vycházející z České respektive evropské mezinárodní normy [16].

Definice celkového harmonického zkreslení dle ČSN EN 50160 (3.1):

$$THD_{I,\check{C}SN} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^H I_h^2}}{I_1} \cdot 100 = \sqrt{\sum_{h=2}^H I_{h,\%}^2} \quad [\%] \quad (3.1)$$

- I_h – *efektivní hodnota proudu harmonické řádu h* [A]

Definice celkového harmonického zkreslení dle IEC 61000-4-13 (3.2):

$$THD_{I,IEC} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^H I_h^2}}{\sqrt{\sum_{h=1}^H I_h^2}} \cdot 100 = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^H I_h^2}}{I} \cdot 100 \quad [\%] \quad (3.2)$$

Mezi těmito definicemi celkového činitele harmonického zkreslení pak lze naléznout přepočtení vztah dle (3.3)

$$THD_{I,IEC} = \frac{THD_{I,\check{C}SN}}{\sqrt{1+(THD_{I,\check{C}SN})^2}} \quad [\%] \quad (3.3)$$

Pakliže jsme již stanovili celkový činitel harmonického zkreslení zohledňující vliv vyšších harmonických, můžeme nyní uvést definici celkového účinku odběru, který se v anglické literatuře označuje jako Power Factor a značí se tedy velkými písmeny PF. V tuzemské literatuře se můžeme také setkat s označením pomocí řeckého písmene λ [16].

$$\lambda = PF = \frac{\cos(\vartheta_1)}{\sqrt{1+THD_{I,\check{C}SN}^2}} = \cos(\vartheta_1) \cdot \sqrt{1 - THD_{I,IEC}^2} \quad [-] \quad (3.4)$$

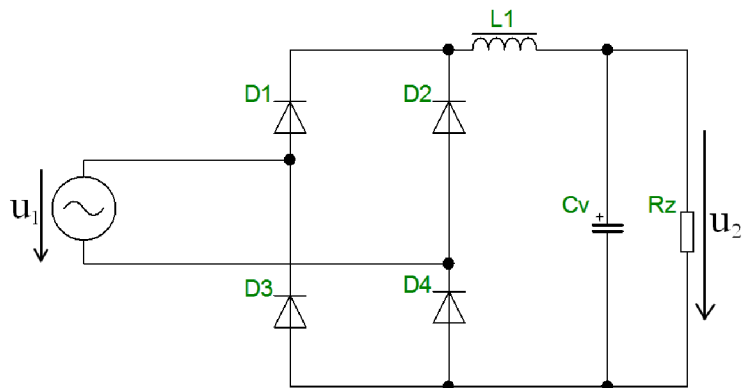
- $\cos(\vartheta_1)$ – *účinník pro první harmonickou proudu* [-]

Z rovnice (3.4) je tedy patrné, že pouze ve speciálním případě, kdy je ve spektru odebíraného proudu obsažena výlučně první harmonická platí:

$$\lambda = PF = \cos(\vartheta_1) \quad [-] \quad (3.5)$$

3.2 Pasivní topologie korekce účinníku

Pasivní topologie pro korekci účinníku nevyužívají ke své činnosti žádné aktivní spínací prvky. Obvykle se principiálně využívá pouze tlumivky o velké indukčnosti řazené do podélné cesty mezi usměrňovací můstky a vyhlazovací kondenzátor. Možností pro pasivní korekci je zajisté i konstrukce filtrů vyšších řádů ze složitějších soustav kondenzátorů a tlumivek. V případě 1f spotřebičů však pro větší výkony představují fyzické rozměry použitých induktorů značnou nevýhodu tohoto řešení. Celkové harmonické zkreslení je sníženo pouze částečně.

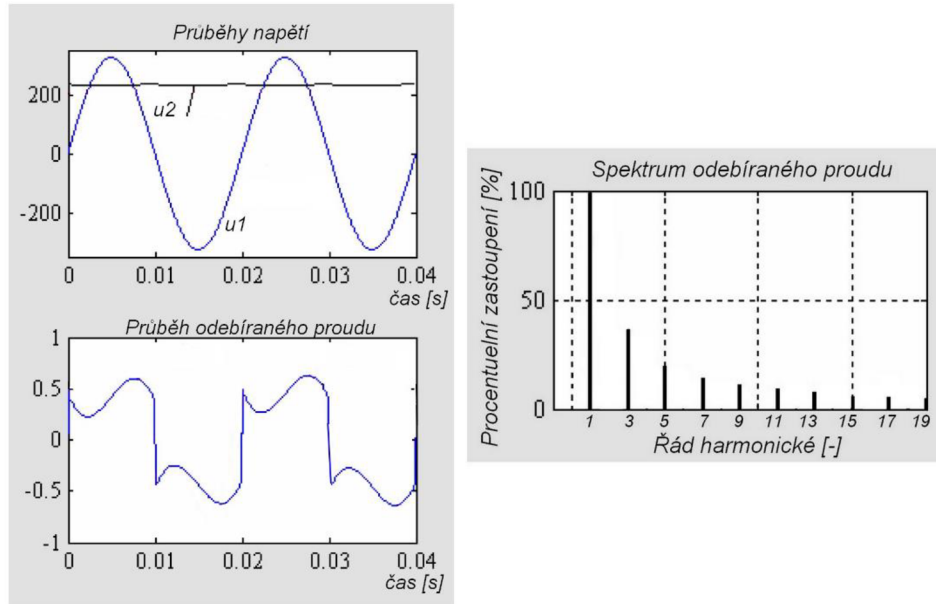


Obr. 3-3 Principiální schéma pasivního PFC

Na obrázku 3-3 je principiální schéma nejjednoduššího pasivního PFC, pakliže by se hodnota indukčnosti $L1$ blížila nekonečnu a nebylo by použito kondenzátoru C_v , byl by tvar odebíraného síťového proudu čistě obdélníkový a celkový účinník odběru se pak blíží hodnotě $\lambda = 0,9$ [17]. Realizace tlumivky o velmi vysoké indukčnosti, s níž se účinník blíží této hodnotě, je však v případě jednofázových sítí nevhodná.

Jiná situace nastává v případě 3 fázových sítí popřípadě pak uměle vytvořených 6ti, 12ti či více fázových sítí. Umělé více fázové sítě se tvoří pomocí transformátorů se zlomkovými vinutími, či pomocí zapojení více transformátorů s různými hodinovými úhly. Při použití usměrňovače napájeného z více fází se zkracuje úhel otevření jednotlivých diod a nezbytná hodnota indukčnosti pro dosažení přibližně konstantního obdélníkového odběru z jedné fáze klesá. Současně klesá i harmonické zkreslení proudu odebíraného z původní 3f sítě viz dále. Řešení korekce účinníku pomocí 24-pulzního usměrňovače z uměle vytvoření 12ti fázové sítě se běžně využívá pro stejnosměrné odběry nejvyšších výkonů jako například trakční měnič, či galvanovny atd. [16].

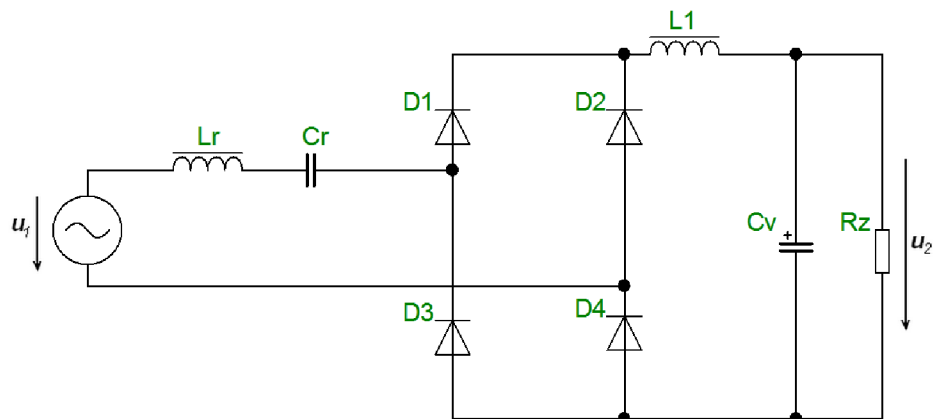
Na obrázku 3-4 je zobrazen výsledek simulace odběru pasivního PFC dle obr. 3-3 v prostředí Simulink [17]. Konkrétní hodnoty použité pro simulaci byly následující: $U_{1,RMS} = 230 \text{ V}$; $f_s = 50 \text{ Hz}$; $R_z = 500 \text{ } \Omega$; $L_1 = 275 \text{ mH}$; $C_v = 470 \text{ } \mu\text{F}$



Obr. 3-4 Spektra odebíraného proudu pasivního PFC (převzato a upraveno [17])

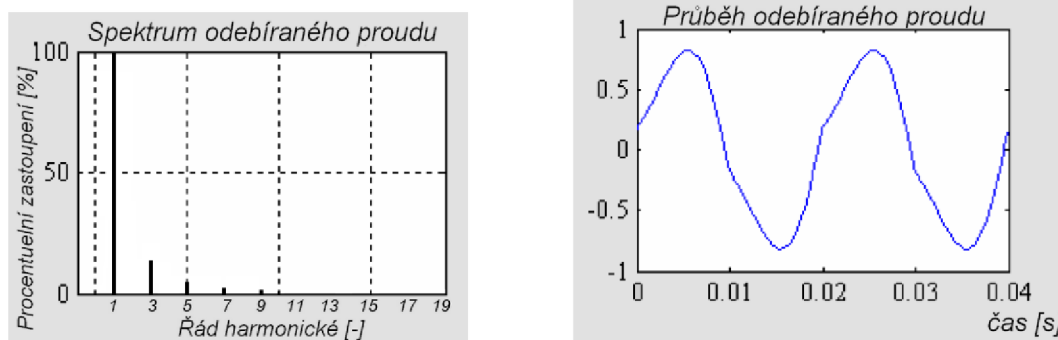
Celkový účinník odběru simulovaného obvodu dosahuje hodnoty $\lambda = 0,8474$. Nevýhodou použití tlumivky L_1 v tomto zapojení je pokles napětí u_2 na hodnotu $u_2 = 207 \text{ V}$. Napětí u_2 bez použití tlumivky dosahuje obvykle okolo 300 V .

Ještě lepšího účinníku odběru z 1f sítě lze pak dosáhnout za pomoci pasivních prvků tvořících sériový rezonanční obvod předřazený můstkovému usměrňovači. Rezonanční frekvence se musí blížit síťovému kmitočtu. Principiální schéma takového obvodu je na obrázku 3-5. Přičemž hodnoty komponent použitých pro simulaci byly $C_r = 6.75 \text{ } \mu\text{F}$; $L_r = 1,5 \text{ H}$, ostatní parametry byly totožné jako v předchozí simulaci.



Obr. 3-5 Principiální schéma pasivního PFC s SRO

Simulovaný průběh odebíraného proudu pro PFC obvod se sériovým rezonančním obvodem znázorňují grafy na obrázku 3-6. Celkový účinník odběru dosahuje hodnoty $\lambda = 0,9934$ avšak je nutné si uvědomit, že byla použita tlumivka o hodnotě indukčnosti 1,5H, jejíž realizace pro velké proudy bude patrně nevhodná jak z hlediska fyzických rozměrů, tak z hlediska finančního.



Obr. 3-6 Spektrum odebíraného proudu pasivního PFC se SRO (převzato a upraveno [17])

Výše již byl zmíněn vyšší význam pasivních topologií pro korekci účinníku v oblastech vysokých výkonů za pomoci použití více pulzních usměrňovačů. Obecně lze pozorovat, že každý usměrňovač produkuje primárně vyšší harmonické řádu dle (3.6)[16].

$$h = p \cdot k \pm 1, \text{ kde } k \in N^+ \quad (3.6)$$

- p – počet pulzů usměrňovače za periodu síťového kmitočtu [-]
- h – řád harmonické [-]

Můstkové usměrňovače pro 1f jsou principiálně 2 pulzní, produkují tedy $(2 \pm 1) \cdot k$ harmonické. U 6ti pulzních usměrňovačů se pak vyskytují vždy první vyšší harmonické řádu 5 a 7 u 12ti pulzních řádu 11 a 13 a podobně. Na obrázku 3-7 je tabulka typických vyšších harmonických pro jednotlivé druhy usměrňovačů, včetně celkového harmonického zkreslení proudu.

pulsů, p (-)	6	12	18	24	30	36	48
úhel natočení ($^\circ$)	60	30	20	15	12	10	7.5
k (-)	h (-)						
1	5	11	17	23	29	35	47
1	7	13	19	25	31	37	49
2	11	23	35	47	59	71	95
2	13	25	37	49	61	73	97
3	17	35	53	71	89	107	143
3	19	37	55	73	91	109	145
4	23	47	71	95	119	143	191
4	25	49	73	97	121	145	193
5	29	59	89	119	149	179	239
5	31	61	91	121	151	181	241
6	35	71	107	143	179	215	287
6	37	73	109	145	181	217	289
THD_1 (%)	60-30	20-10	12-7	7-5	4	3	2

Obr. 3-7 Typické řady vyšších harmonických pro vícepulzní usměrňovače a odpovídající hodnoty THD (převzato [16])

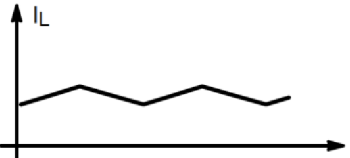
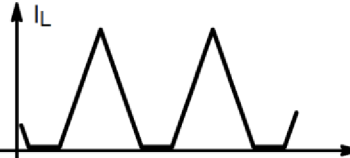

3.3 Aktivní topologie korekce účinníku

Aktivní topologie PFC (APFC) využívají vždy minimálně jednu dvojici tranzistoru a diody ve spínacím režimu. Pracují na kmitočtu mnohonásobně vyšším, než je kmitočet sítě. Společně s tlumivkou pak tvoří zvyšující či snižující měnič. Použití snižujícího měniče je vhodné pro zdroje s výstupním stejnosměrným napětím výrazně nižším, než amplituda fázového napětí. Pro 1f spotřebiče napájené ze sítě 230 V / 50 Hz nemá časté uplatnění. Výrazně obvyklejší jsou APFC se zvyšujícím měničem, jež pracují s výstupním napětím vyšším než je amplituda síťového napětí, zpravidla tedy minimálně 350 V – 380 V, typicky potom 400V.

3.3.1 APFC z hlediska režimu proudu v hlavní tlumivce

Z hlediska režimu vedení proudu hlavní PFC tlumivkou lze topologicky aktivní PFC rozdělit na 3 nejzákladnější druhy, mající rozdílné charakteristické vlastnosti. Tabulka 3-1 obsahuje shrnutí těchto nejzákladnějších topologií.

Tabulka 3-1: Přehled topologií APFC z dle režimu vedení proudu (přepřacováno z [15])

Průběh proudu tlumivkou	Název	Vlastnosti
	<p>CCM – Continuous Conduction Mode – APFC pracující v režimu spojitých proudů</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Tvrdé spínání v režimu spojitých proudů • Nejvyšší potřebná indukčnost PFC tlumivky • Nejnížší efektivní hodnota odebíraného proudu
	<p>DCM – Discontinuous Conduction Mode – APFC pracující v režimu nespojitých proudů</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Měkké spínání v režimu nespojitých proudů • Nejnížší potřebná hodnota indukčnosti PFC tlumivky • Vysoká efektivní hodnota odebíraného proudu
	<p>CrCM – Critical Conduction Mode – APFC pracující na mezi spojitých proudů</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Vysoká efektivní hodnota odebíraného proudu • Spínací frekvence se mění v závislosti na okamžitém úhlu fázového napětí

3.3.1.1 CCM

APFC pracující s konstantně spojitým proudem na průběhu jedné půlvlny usměrněného napětí se hodí pro dosažení nejvyšších možných odebraných výkonů v rámci dané hodnoty jištění. Jelikož je zvlnění proudu principálně nejnižší, produkují nejnižší úroveň vysokofrekvenčního rušení, jsou tedy kladeny nejnižší požadavky na EMI filtr. K dosažení spojitého proudu i za stavu nízké zátěže na výstupu je však zapotřebí vysoká hodnota indukčnosti, případně vysoký spínací kmitočet. Spínací tranzistor je z principu tohoto režimu stále v režimu tvrdého spínání, navyšování spínací frekvence tak brání vůči ostatním topologiím nejvyšší spínací ztráty. Pokud nejsou řídicí obvody vybaveny ochranou, zamezující buzení spínacího tranzistoru v okamžiku nízké zátěže na výstupu, ocitá se tento typ APFC v režimu DCM.

3.3.1.2 DCM

Patrně největším benefitem APFC pracujícího v režimu přerušovaných proudů je fakt že na rozdíl od CCM zde naopak principiálně dochází pouze k měkkému spínání. Spínací ztráty jsou tak omezeny. Dále je zapotřebí nižší hodnota indukčnosti hlavní PFC tlumivky, vedoucí k nižším rozměrům a nákladům na její konstrukci. Na druhou stranu rozkmit sycení jádra je vyšší než u zařízení pracujících v režimu CCM což vede na vyšší ztráty v jádře tlumivky. Díky vysokému zvlnění proudu tlumivkou, vzniká vysoká úroveň VF rušení a požadavky na EMI filtr jsou tedy také vyšší, což ostatně platí i pro režim CrCM.

3.3.1.3 CrCM

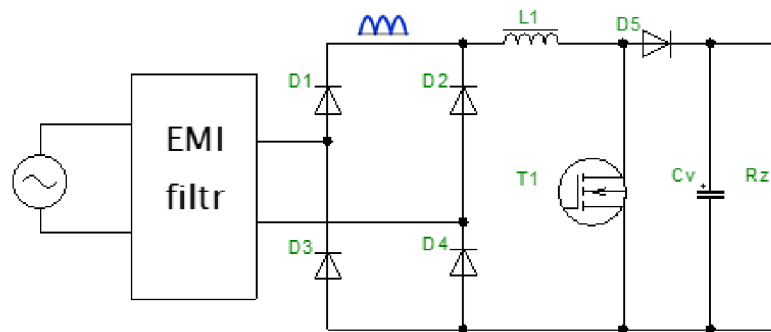
Aktivní PFC pracující neustále na mezi přerušovaných proudů jsou populární především pro nízké výkony. Jejich řídicí obvody patří mezi nejjednodušší a tedy i cenově nejvýhodnější. Principiálně však pracují se stále proměnnou spínací frekvencí, díky čemuž produkují ještě vyšší úroveň VF rušení než režim DCM. Maximální spínací frekvence je omezena řídicími obvody. V závislosti na hodnotě maximální frekvence a hodnotě indukčnosti tlumivky pak může CrCM APFC při nízké zátěži stejně jako CCM přejít do režimu DCM.

3.3.2 APFC z hlediska použití můstkového usměrňovače

Zatímco pasivní PFC topologie není možno konstruovat bez můstkového usměrňovače, u aktivních PFC to možné je. Můstkový diodový usměrňovače je přitom z hlediska celkových ztrát významným prvkem z hlediska celého APFC. Ve snaze posunout účinnosti co nejvýše je možno se díky současným polovodičům použití můstkového diodového usměrňovače vyhnout.

3.3.2.1 APFC s můstkovým usměrňovačem

Běžně používané aktivní PFC topologie stále používají můstkové usměrňovače. Tyto topologie APFC najdeme ve většině zdrojů napájejících spotřební elektroniku.



Obr. 3-8 Principiální schéma AFPC s můstkovým usměrňovačem

Na obrázku 3-8 je zapojení aktivního PFC s můstkovým usměrňovačem. Toto PFC může pracovat v libovolném režimu proudu dle kapitoly 3.3.1. Jednoznačně se však jedná o PFC topologii na principu zvyšujícího měniče. Tranzistor T_1 je řídicími obvody spínán tak, aby se proud tekoucí tlumivkou L_1 co nejvíce přibližoval průběhu usměrněného síťového napětí. Je-li volen režim CCM, je požadavek na tvar vstupního proudu principiálně splnitelný i bez dodatečné filtrace. Zapotřebí je však volba vysoké frekvence a vysoké indukčnosti tlumivky L_1 .

Již zmíněnou nevýhodou toho zapojení jsou však ztráty na síťových usměrňovacích diodách, jež se účastní vedení proudu vždy ve dvojicích. Celkové ztráty na můstkovém usměrňovači lze vyjádřit ze vztahu následovně (3.7-10):

Vodivostní ztráty na jedné diodě lze určit pomocí aproximace jejich charakteristiky lomenou přímkou jako:

$$P_{Z1D_vod} = U_{prahové} \cdot I_{D_{stř}} + R_{dif} \cdot I_{Def}^2 \quad (3.7)$$

Každá z diod zpracovává pouze jednu polaritu proudu, vede tedy pouze půl periody síťového kmitočtu. Ztráty na jedné diodě můžeme tedy vzhledem k odebíranému proudu určit dle (3.8):

$$P_{Z1D_vod} = U_{prahové} \cdot \frac{I_{Def} \cdot \sqrt{2}}{\pi} + R_{dif} \cdot \left(\frac{I_{Def} \cdot \sqrt{2}}{2} \right)^2 \quad (3.8)$$

Celkové ztráty na můstkovém usměřovači tedy určíme dle (3.9):

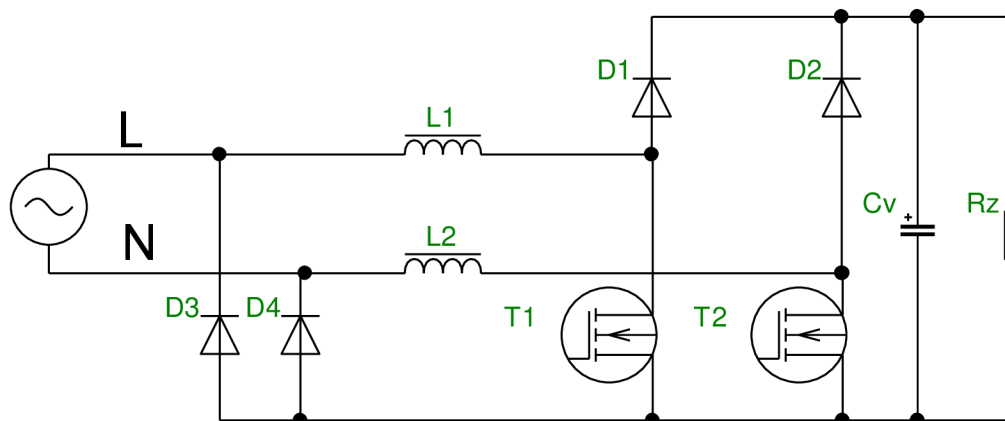
$$P_{Z1D_vod} = 4 \cdot I_{ef} \cdot \left(\frac{U_{prahové} \cdot \sqrt{2}}{\pi} + \frac{R_{dif}}{2} \right) \quad (3.9)$$

U některých monolitických usměřovačů nebývá hodnota diferenciálního odporu uvedena, a není uvedena ani charakteristika, ze které by bylo možné ho odečíst. Pakliže je tedy uvedena pouze hodnota úbytku na diodě při určitém středním proudu diodou použijeme zjednodušenou alternativu toho vzorce reprezentující pouze pravoúhlou aproximaci diodové charakteristiky dle (3.10).

$$P_{Z4D_vod} = \frac{4 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{ef} \cdot U_{prahové}}{\pi} \quad (3.10)$$

3.3.2.2 APFC bez můstkového usměřovače

Aktivní PFC bez můstkového usměřovače jsou v anglické literatuře označována jako Bridgeless PFC. APFC tohoto typu vznikne například zapojením dle schématu na obrázku 3-9. Oproti APFC s můstkovým usměřovačem jsou 2 diody připojené na zápornou sběrnici meziobvodu nahrazeny tranzistory. PFC tlumivka je přesunuta před pozici původního usměřovače a rozdělena na 2 tlumivky o stejné indukčnosti. Dílčí tlumivky jsou však dimenzovány na poloviční efektivní hodnotu proudu. Doplněny jsou diody D₃ a D₄.



Obr. 3-9 Příklad APFC bez můstkového usměrňovače

Princip funkce je následující: v okamžiku, kdy je na svorce L přítomna kladná půlperioda síťového napětí, zastává funkci zvyšujícího měniče tlumivka L_1 společně s tranzistorem T_1 a diodou D_1 . Smyčka proudu v okamžiku magnetizace L_1 se přes sepnutý T_1 uzavírá zpět do zdroje přes diodu D_4 a v okamžiku demagnetizace je demagnetizační energii přes diodu D_1 dobíjen kondenzátor C_v , tranzistor T_1 je vypnut a dioda D_4 opět ukončuje proudovou smyčku zpět přes síťový zdroj. Při kladné půlperiodě na svorce N se funkce stejným způsobem ujme tlumivka L_2 , tranzistor T_2 a diody D_2 a D_3 .

Výhodou tohoto zapojení oproti zapojení s můstkovým usměrňovačem je absence 1 diody v proudové cestě a tedy snížení ztrát o ztrátu vedením na jedné diodě viz vztah (3.8).

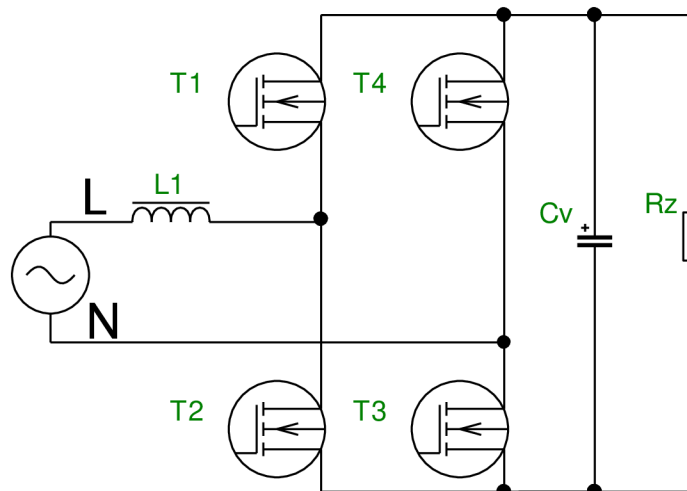
3.3.2.3 APFC v topologii Totem Pole

V současné době jedna z moderních, patrně nejpreferovanějších topologií z hlediska účinnosti je topologie Totem Pole. Zapojení je tvořeno vždy dvojicí tranzistorů nad sebou v takzvané VF větvi a dvojicí pomalejších MOSFETů či běžných diod v nízkofrekvenční (NF) větvi, jež zpracovává pouze síťový kmitočet. Topologicky lze toto zapojení jistě zařadit mezi bridgeless topologie, často však bývá uváděno zvlášť, jako jakýsi nástupce dřívějších bridgeless topologií, jež je s dobrou účinností realizovatelný až díky moderním spínacím prvkům

Při režimu CCM, jež je v této topologii obvyklý, pracují tranzistory ve VF větvi vždy v režimu tvrdého spínání a je tedy kladen důraz na použití prvků s krátkými zapínacími a vypínacími časy. Vyžadována je dále malá výstupní kapacita spínacího prvku, a vzhledem k použití zpravidla ve vyšších výkonech nízký odpor v sepnutém stavu.

V neposlední řadě je zapotřebí velké výdržné napětí v závěrném směru. Z nabídky spínacích prvků na bázi křemíku tyto požadavky splňují pouze nejmodernější prvky, například MOSFETy fy. Infineon typu CoolMOS. Vhodnější pro použití v topologii Totem Pole (TP) jsou však moderní polovodiče s velkou šířkou zakázaného pasů v anglické literatuře nazývané Wide Band Gap (WBG). Jedná se tedy převážně o polovodiče na bázi karbidu křemíku (SiC) či nitridu galia (GaN).

Z hlediska maximálního závěrného napětí však výrazně lépe vyhovují ze současné nabídky tranzistory na bázi SiC, jenž se nabízí v diskretních pouzdrech až od $U_{DSmax} = 1700V$. Pro porovnání tranzistory na bázi GaN jsou prozatím dostupné pouze se závěrným napětím $U_{DSmax} = 650 V$. Tranzistory GaN však naopak převažují nad SiC prvky v přepínacích rychlostech, a dále mají výhodu v podobě nižších výstupních kapacit. Oba zmíněné benefity směřují oblast využití tranzistorů GaN převážně do měničů s vysokými spínacími frekvencemi řádově mezi 100 kHz až jednotkami MHz. V aktuálních publikacích z oblasti výkonové elektrotechniky se však běžně setkáváme s APFC v topologii TP na bázi obou zmíněných technologií.



Obr. 3-10 Principiální zapojení topologie Totem Pole

Princip funkce APFC na obrázku 3-10 je následující: jedná se opět o zvyšující měnič, v tomto případě prakticky dva nezávislé zvyšující měniče, stejně jako u předchozí bridgeless topologie viz obr. 3-9. Magnetizace tlumivky L_1 při kladné půlplně napětí na svorce L probíhá přes sepnuté tranzistory T_2 a T_3 . Při demagnetizaci zůstává sepnut T_3 v NF větvi, v HF větvi však proud přebírá T_1 čímž dochází k přesměrování proudu ke kondenzátoru C_v . Při záporné půlplně pracují obdobným způsobem T_4 a T_2 při demagnetizaci a T_4 s T_1 při magnetizaci L_1 .

Tranzistory ve VF větvi tak pracují se spínacím kmitočtem v komplementárním módu a tranzistory v NF větvi přepínají pouze se síťovou frekvencí. NF větev tak tedy lze realizovat také za pomoci diod, přičemž pak není zapotřebí dalších 2 budičů. Poté však potenciál topologie dovolující zcela eliminovat z hlediska ztrát nevýhodné diody není zcela využit.

Vzhledem ke komplementárnímu módu ve VF větvi je nutno mezi spínací signály pro T_1 a T_2 vkládat ochranné doby. Délka ochranné doby takzvaného deadtime by měla být co možná nejkratší, jelikož v situaci kdy je magnetována tlumivka L_1 a oba T_1 i T_2 jsou zavřeny, se demagnetizační proud od L_1 uzavře přes antiparalelní substrátové diody mající velké ztráty. Ochranná doba musí být však stále bezpečně dlouhá s ohledem na reálné vypínací časy použitých tranzistorů.

Velkou výhodou TP APFC je, že se vlastně v případě použití 4 tranzistorů jedná o plnohodnotný 4-kvadrantový měnič, je tak možné realizovat rekuperační mód a dodávat energii zpět do sítě. Tato vlastnost výrazně zvyšuje preference této topologie pro použití v palubních nabíječkách moderních elektromobilů, umožňuje totiž takzvaný režim V2G. Vehicle to Grid je režim, kdy je energie ze zaparkovaného elektromobilu dodávána zpět do sítě pro vykrytí odběrových špiček, či zálohu domácnosti v případě výpadku dodávky energie.

3.4 Zvolení topologie PFC pro realizaci

Pro realizaci modulu usměrňovače s požadavkem dodaného výkonu až 3500 W byly vzhledem k požadavku na napájení z 1f 230 V / 50 Hz vyloučeny všechny pasivní topologie. Ze zde uvedených topologií by takový výkon patrně bylo možné dodat pouze za pomoci PFC topologie se sériovým rezonančním obvodem. Takový obvod by musel obsahovat tlumivku i kondenzátor velkých rozměrů, což je zcela nevhodné, vzhledem k dalšímu požadavku na kompaktnost zařízení.

Z aktivních topologií se jako nejvhodnější pro napájení palubní nabíječky elektromobilu jeví topologie totem pole, jelikož splňuje požadavky na kompaktnost, vysokou dosažitelnou účinnost i účinník. Topologie TP však vyžaduje zcela nejkomplicovanější řídicí obvody, ze všech zde prezentovaných. Z tohoto důvodu byla zvolena topologie APFC s můstkovým usměrňovačem.

3.5 Návrh APFC

3.5.1 Schéma zapojení silové části

Jelikož byla pro realizaci vybrána APFC topologie s můstkovým usměrňovačem, vychází schéma zapojení z již dříve uvedeného principiálního schématu, viz obrázek 3-8, kapitola 3.3.2.1. Kompletní schéma zapojení silové části je pak uvedené jako příloha 1 tohoto dokumentu.

3.5.2 Dimenzování jednotlivých součástek

3.5.2.1 Dimenzování můstkového usměrňovače

Napájení celého modulu je realizováno přes zástrčku dle IEC 60320 typ C20 určenou pro přenos $250 \text{ V}_{AC} / 16 \text{ A}$. Dále je již přes tavnou pojistku $5 \times 20 \text{ 250 V} / 16 \text{ A F}$ zapojen můstkový usměrňovač. Zvolen byl typ PB3508 od výrobce VISHAY. Jedná se můstkový usměrňovač o maximálním závěrném napětí $U_{rrm} = 800 \text{ V}$ a maximální střední hodnotě usměrňovaného proudu $I_{f(AV)max} = 35 \text{ A}$ [4]. Navrhovaný modul korekce účinníku bude mít maximální dovolený odběr proudu $I_{in,RMS} = 15,5 \text{ A}$. Výrobce udává, že při proudu $I_{f(AV)} = 17,5 \text{ A}$ dosahuje úbytek na jedné diodě při $125 \text{ }^\circ\text{C}$ typicky $U_{fw} = 0,9 \text{ V}$. Považujme tedy tuto hodnotu úbytku za nejhorší možný scénář, kdy ztráty na můstkovém usměrňovači dosáhnou dle dosazení do (3.10):

$$P_{Z1D_vod} = \frac{4 \cdot \sqrt{2} \cdot 15,5 \cdot 0,9}{\pi} = 25,11 \text{ W}$$

3.5.2.2 Návrh hlavní PFC tlumivky

Hodnota indukčnosti hlavní PFC se odvíjí od maximálního dovoleného zvlnění. Zvlnění je vhodné volit rozumně malé, z několikero důvodů. Úkolem regulačních obvodů APFC je blížít se tvarem odebíraného proudu tvaru síťového napětí, které je snímáno. Předpokládejme tedy tvar dvoucestně usměrněného sinusového průběhu, na nějž se pak dále superponuje zvlnění na PFC tlumivce. Vysoká hodnota zvlnění na tlumivce tak zvyšuje maximální špičkovou hodnotu proudu, jenž protéká přes oba spínací prvky, a tedy zvyšuje i jejich ztráty. Velká hodnota rozkmitu pak dále zvyšuje úroveň rušení

a tedy i požadavky na EMI filtraci. Ze zmíněných důvodů byla zvolena maximální dovolená hodnota zvlnění $\Delta I_{L,max} = \pm 10\% I_{in,RMS}$.

Určíme tedy potřebnou hodnotu indukčnosti pomocí (3.11) [19]. Pro výpočet použijeme situaci, kdy nastává amplituda napájecího napětí při jeho nejnižší dovolené efektivní hodnotě, protéká tedy celkově nejvyšší dovolený proud. Hodnota napájecího napětí, kdy je řídicími obvody zablokováno spínání hlavního tranzistoru je nastavena (viz dále) na $U_{BOP,RMS} = 196 \text{ V}$. Přičemž výstupní napětí zařízení bude regulováno na hodnotu $U_{DC_link,nom} = 400 \text{ V}$. Frekvence spínání APFC bude nastavena na $f_{PFC} = 65 \text{ kHz}$

$$L_{min} = \frac{U_{DC_link,nom} \cdot s \cdot (1-s)}{2 \cdot f_{PFC} \cdot \Delta I_{L,max}} \quad (3.11)$$

Než budeme moci dosadit, musíme ještě vypočíst střihu zvyšujícího měniče (APFC) ve zkoumaném bodě. Výpočet provedeme dle (3.12)

$$s = 1 - \frac{U_{BOP,RMS} \cdot \sqrt{2}}{U_{DC_link,nom}} \quad (3.12)$$

$$s = 1 - \frac{196 \cdot \sqrt{2}}{400} = 0,307 [-]$$

$$L_{min} = \frac{400 \cdot 0,307 \cdot (1 - 0,307)}{2 \cdot 65 \cdot 10^3 \cdot 15,5 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,1} = 298,64 \mu\text{H}$$

Nyní známe hodnotu požadované indukčnosti hlavní PFC tlumivky, a můžeme tedy přejít k jejímu návrhu. Vzhledem k relativně velkému pracovnímu proudu je nevhodné volit feritové materiály, vzhledem jejich typickému maximálnímu sycení okolo $B_{max,ferit} = 0,3 \text{ T}$, daleko vhodnější jsou v tomto případě železoprachová jádra. Zvoleno bylo toroidní jádro KS200 - 060A výrobce KDM. Dle dokumentace [20] je závitová konstanta pro toto jádro rovna $A_L = 73 \text{ nH/z}^2$ a $B_{max,sendust} = 1,05 \text{ T}$. Pro účely snadné realizovatelnosti a dobrého chlazení požadujeme tlumivku s vinutím,

kteřé je realizovatelné pouze jako 1 vrstvě. Iteračním postupem pak bylo dosaženo závěru, že je nutno použít 4 kusy výše uvedených jader.

Vzhledem k vysoké hodnotě stejnosměrného sycení v okamžiku každé amplitudy usměrněného síťového napětí a souvisejícího tvaru B-H charakteristiky použitého materiálu, je při návrhu počtu závitů dopředu počítáno s poklesem relativní permeability při maximálním proudu na hodnotu 50%. Výpočet počtu závitů pak provedeme dle (3.13).

$$N = \sqrt{\frac{L_{min}}{0,45 \cdot 4 \cdot A_L}} = \sqrt{\frac{298,64 \cdot 10^{-6}}{0,5 \cdot 4 \cdot 73 \cdot 10^{-9}}} = 45,22 \text{ z.} \quad (3.13)$$

Nyní je zapotřebí ověřit sycení zvoleného jádra a stanovit ztráty. Výpočet byl proveden v, pro naši literaturu méně obvyklých jednotkách, dle Ørsted a Gausse. Postup výpočtu je proveden dle dokumentace ke zvolenému jádru, jenž používá výhradně tyto jednotky a následující vztahy.

Maximální dosažená intenzita pole v jádře (3.14), kde $l_e = 12,73 \text{ cm}$ je délka ekvivalentní střední siločáry:

$$H_{\max(\text{Oersteds})} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I_{\max}}{l_e} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 45 \cdot 1,1 \cdot \sqrt{2} \cdot 15,5}{12,73} = 107,1 \text{ Oe} \quad (3.14)$$

Výrobce dále udává následující vztah včetně použitých koeficientů, vycházejících z B-H charakteristiky, udávající procentuální zbytkovou hodnotu permeability při dané intenzitě magnetického pole (3.15):

$$\mu_{\%} = \frac{100}{1 + 3,57 \cdot 10^{-4} \cdot H_{\max(\text{Oersteds})}^{1,748}} = \frac{100}{1 + 3,57 \cdot 10^{-4} \cdot 107,1^{1,748}} = 44,23 \text{ \%} \quad (3.15)$$

Skutečná hodnota indukčnosti tlumivky při navrhovaném proudu bude tedy dle (3.16):

$$L_{skut} = \mu_{\%} \cdot 4 \cdot A_L \cdot N^2 = 0,4423 \cdot 4 \cdot 73 \cdot 10^{-9} \cdot 45^2 = 266,085 \text{ } \mu\text{H} \quad (3.16)$$

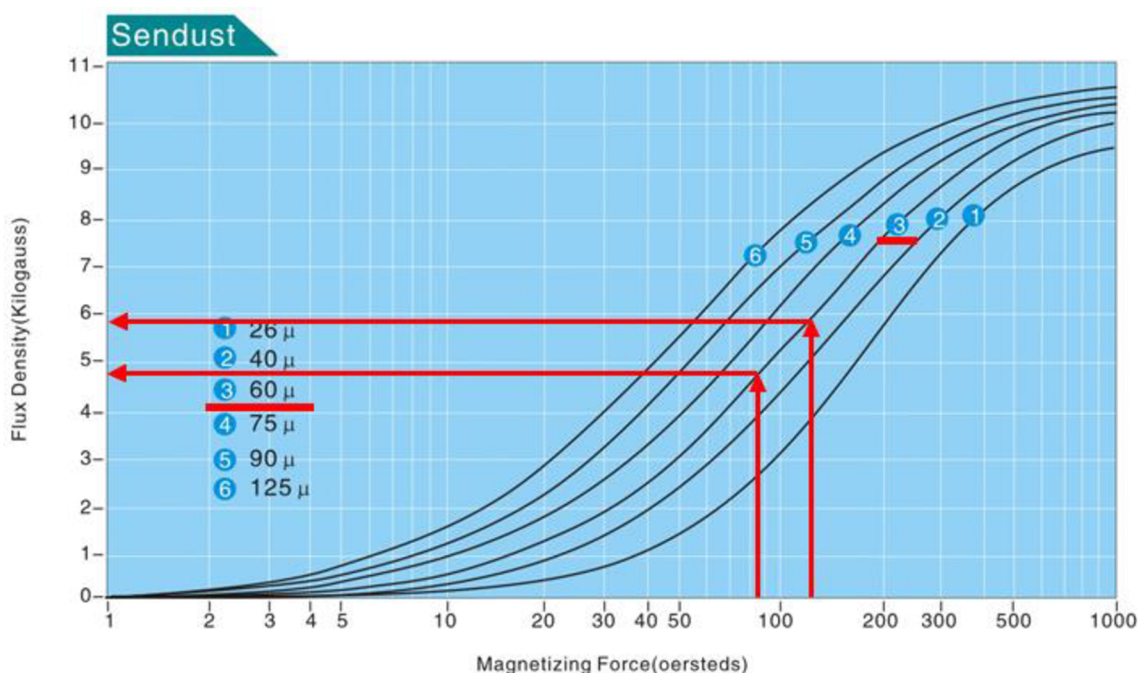
Při znalosti skutečné hodnoty indukčnosti dle (3.16) lze nyní za pomoci vyjádření z (3.11) vypočíst skutečnou hodnotu zvlnění proudu a iteračně postup opakovat.

Výpočet zde již nebude uveden avšak po 2. iteraci dle tohoto postupu vyšla hodnota $\mu_{\%2_it} = 44,35 \%$, čemuž odpovídá skutečná indukčnost $L_{skut_2it} = 262,24 \mu H$. Není náhodou, že bylo dosaženo takto přesného výsledku již při prvním výpočtu, jelikož tímto postupem bylo nalezeno vhodné jádro až po mnoha pokusných výpočtech pro jádra jiná. Obecně však lze říci, že jádra z jakostnějších materiálů mající vyšší počáteční permeabilitu, a tedy i hodnotu A_L při totožných fyzických rozměrech, vykazují strmější pokles permeability při vyšších syceních. Pro vyšší stejnosměrné sycení je tedy nutné volit jádra s nižší počáteční permeabilitou.

Dokončíme tedy výpočet ztrát ve zvoleném jádře, pro odečtení rozkmitu indukce je nutné stanovit také H_{min} obdobně pro minimální proud při amplitudě síťového napětí (3.17).

$$H_{min(Oersteds)} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I_{min}}{l_e} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 45 \cdot 0,9 \cdot \sqrt{2} \cdot 15,5}{12,73} = 87,64 \text{ Oe} \quad (3.17)$$

Nyní můžeme odečíst z charakteristiky pro daný materiál [21]



Obr. 3-11 Magnetizační charakteristika materiálu jádra (převzato a doplněno [21])

Odečteme tedy minimální a maximální hodnotu indukce $B_{min} = 4,7 \text{ kGauss}$; $B_{max} = 5,9 \text{ kGauss}$, rozkmit je tedy $B_{p-p} = 1,2 \text{ kGauss}$. Přičemž pro výpočet měrných ztrát opět výrobce poskytuje vzorec (3.18)

$$P_{zj,m} = \left(\frac{B_{p-p}}{2}\right)^{2,225} \cdot (4,584 \cdot f_{PFC[\text{kHz}]} + 0.0238 \cdot f_{PFC[\text{kHz}]^{1,966}}) [\text{mW}/\text{cm}^3] \quad (3.18)$$

$$P_{zj,m} = \left(\frac{1,2}{2}\right)^{2,225} \cdot (4,584 \cdot 65 + 0.0238 \cdot 65^{1,966}) = 123,62 \text{ mW}/\text{cm}^3$$

Přičemž objem jednoho toroidního prstence je $V_e = 15,93 \text{ cm}^3$, celkové ztráty v jádrech jsou tedy (3.19):

$$P_{zj,celk} = n \cdot V_e \cdot P_{zj,m} = 4 \cdot 15,93 \cdot 123,62 = 7,877 \text{ W} \quad (3.19)$$

Dále určíme ztráty v mědi z rozměrů jádra, počtu závitů a rezistivity mědi pro teplotu 70°C . Rozměry jádra jsou $O_D = 50,8 \text{ mm}$; $I_D = 31,8 \text{ mm}$; $h_t = 13,5 \text{ mm}$; $\rho_{Cu,70^\circ\text{C}} = 2,13 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$. Délka závitu okolo 4 těchto jader s rezervou 5 % tedy bude (3.20):

$$l_{1z} = (8 \cdot h_t + (O_D - I_D)) \cdot 1,05 = (8 \cdot 13,5 + (50,8 - 31,8)) \cdot 1,05 = 133 \text{ mm} \quad (3.20)$$

Délka celého vinutí pak bude:

$$l_{45z} = N \cdot l_{1z} = 45 \cdot 0,133 = 5,985 \cong 6 \text{ m}$$

Průměr vodiče byl stanoven na 2 mm, což odpovídá proudové hustotě $\sigma = \frac{15,5}{\pi} = 4,93 \text{ A}/\text{mm}^2$. Odpor vinutí pro teplotu 70°C vypočteme dle známého vztahu (3.21).

$$R_{cu} = \rho_{Cu,70^\circ\text{C}} \cdot \frac{4 \cdot l_{45z}}{\pi \cdot d^2} = 2,13 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{4 \cdot 6}{\pi \cdot (2 \cdot 10^{-3})^2} = 40,68 \text{ m}\Omega \quad (3.21)$$

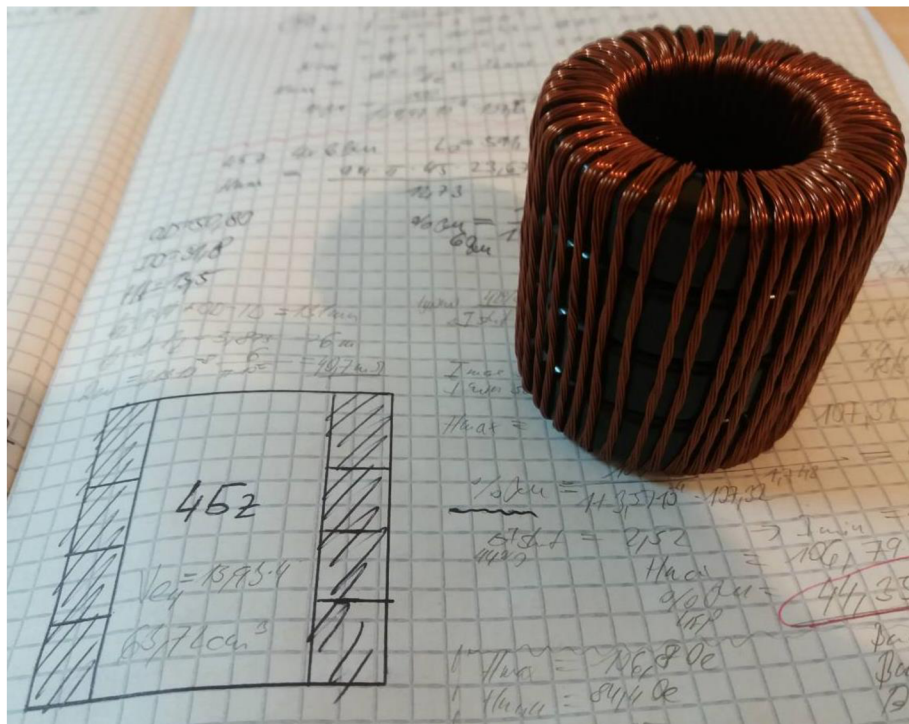
Ztráty v mědi tedy stanovíme dle (3.22)

$$P_{ztr,cu} = R_{cu} \cdot I_{in,RMS}^2 = 40,68 \cdot 10^{-3} \cdot 15,5^2 = 9,77 \text{ W} \quad (3.22)$$

Celkové ztráty v tlumivce tak budou dle (3.23)

$$P_{L1,celk} = P_{ztr,cu} + P_{zj,celk} = 9,77 + 7,877 \cong 17,65 \text{ W} \quad (3.23)$$

Tlumivka dle uvedeného návrhu byla realizována v domácích podmínkách. Vzhledem k obtížnějšímu navijení vodiče průměru 2mm bylo prozatím realizováno dočasné vinutí za pomoci 8 paralelních pramenů vodičem o průměru 0,4mm. Fotografie realizované tlumivky je na obrázku 3-12.



Obr. 3-12 Realizovaná tlumivka

3.5.2.3 Dimenzování tranzistorů APFC

Pro výběr hlavních spínacích tranzistorů byly od počátku uvažovány převážně tranzistory na bázi karbidu křemíku. Vzhledem k zvolenému napětí na výstupu tohoto APFC $U_{DC_link,nom} = 400 \text{ V}$ velmi dobře vyhoví většina na trhu dostupných MOSFETů na bázi SiC, jelikož jejich závěrná napětí mají obvykle hodnoty $U_{DSmax} = 900 \text{ V}, 1 \text{ kV}, 1,2 \text{ kV}$ nebo až $1,7 \text{ kV}$.

V době návrhu tohoto zařízení byl však na trhu velký nedostatek, již dříve dostupných spínacích prvků. Dodací doby dosahovaly až půl roku. Vybrán byl tedy jeden z mála dostupných kusů a to MOSFET od firmy Cree C3M0065090J jenž je dodáván v SMD pouzdře D2PAK / TO263.

Výhodou tohoto pouzdra je jednoznačně vyvedení samostatné svorky DS – Driver Source. Budící signál tak není ohrožován napěťovými překmity vlivem indukčnosti samotného vývodu při vysokých di/dt při spínání.

Jednoznačnou nevýhodou tohoto pouzdra je však naopak jeho obtížné chlazení. Také z tohoto důvodu bylo zvoleno, že bude použita paralelní dvojice těchto tranzistorů pro omezení tepelné ztráty připadající na 1 pouzdro.

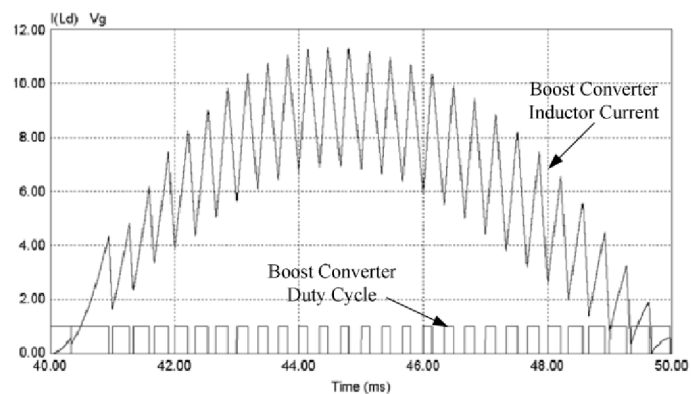
Důležité parametry vybraného tranzistoru zachycuje tabulka 3-2.

Tabulka 3-2 Důležité parametry tranzistoru C3M0065090J [22]

Parametr	Hodnota
Maximální závěrné napětí	$U_{DSmax} = 900V$
Trvalý proud kanálem	$I_{D,continuous,25^{\circ}C} = 35 A$
Odpor v sepnutém stavu	$R_{DS(on)25^{\circ}C} = 65 m\Omega$; $R_{DS(on)150^{\circ}C} = 90 m\Omega$
Zapínací časy	$t_{d(on)} = 7,2 ns$; $t_{rise} = 6,5 ns$
Vypínací časy	$t_{d(off)} = 15 ns$; $t_{fall} = 5 ns$
Vypínací energie	$W_{off,20A,400V} = 17 \mu J$

Stanovme pro potřeby výpočtu ztrát $R_{DS(on),prac} = 80 m\Omega$, při použití paralelní dvojice je tedy celkový odpor poloviční, tedy $40 m\Omega$.

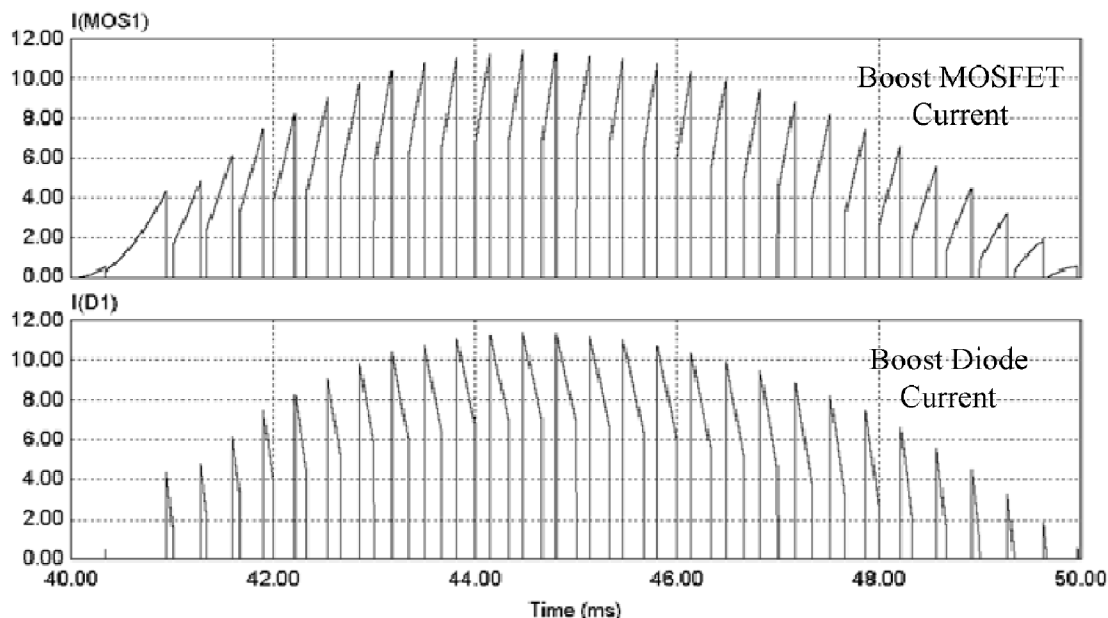
Výpočet ztrát na polovodičích v APFC je značně komplikovanou úlohou. Pro nastínění problematiky pomůže obrázek 3-13. Proud tlumivkou v režimu CCM, tedy spojitého proudu, je pilovitě zvlněn okolo obálky, která představuje půlperiodu sinusového průběhu. Proud tlumivkou narůstá v době vedení tranzistoru a klesá v době vedení diody. Obdobně je tomu u každého zvyšujícího měniče. Střída spínání se však průběžně mění od hodnoty blízké 1 do minima v době amplitudy síťového napětí.



Obr. 3-13 Průběžná změna střídání tranzistoru v APFC (převzato [34])

Úkolem pro přesné stanovení ztrát by tedy byl výpočet střední hodnoty průběhu proudu diodou (spodní průběh obrázek 3-14) a výpočet střední i efektivní hodnoty proudu tranzistorem (horní průběh obrázek 3-14).

Výpočet střední hodnoty proudu diodou, lze naštěstí odvodit jednoduchou úvahou viz dále kapitola 3.5.3



Obr. 3-14 Průběhy proudu tranzistorem a diodou v APFC (převzato [34])

V literatuře [34] byla stanovena metoda výpočtu efektivního proudu spínačem v APFC dle vzorce (3.24). Shoda výpočtových ztrát s naměřenými je publikována v řádu jednotek %. Namísto vlastního řešení integrálu kvadrátu průběhu na obrázku 3-14 tedy raději použijeme předkládaný vzorec.

$$I_{ef,tr,apfc} = \frac{I_{vst,šp}}{2 \cdot \sqrt{\pi} \cdot U_{výst,APFC}} \cdot \sqrt{2 \cdot \pi \cdot U_{výst,APFC}^2 - 4 \cdot U_{vst,šp} + \pi \cdot U_{vst,šp}^2} \quad (3.24)$$

$$I_{ef,tr,apfc} = \frac{15,5 \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \pi \cdot 400} \cdot \sqrt{2 \cdot \pi \cdot 400^2 - 4 \cdot 325 + \pi \cdot 325^2} = 10,08 \text{ A}$$

Dále tedy již můžeme stanovit vodivostní ztráty na tranzistoru MOSFET obvyklým způsobem dle (3.25)

$$P_{ztr,tr_vod} = R_{DS(on)/2} \cdot I_{ef,tr,apfc}^2 = 40 \cdot 10^{-3} \cdot 10,08^2 = 4,06 \text{ W} \quad (3.25)$$

Spínací ztráty pak určíme pomocí empirického vztahu (3.26)[19], namísto špičkové hodnoty proud však použijeme střední hodnotu proudu tlumivkou, jelikož přepínací procesy zjevně probíhají při proudu, který se vyskytuje po obálce proudu tlumivkou:

$$P_{ztr,tr_spín} = \frac{1}{4} \cdot U_{DClink,nom} \cdot \frac{I_{vst,šp}}{\pi} \cdot f \cdot (t_{d(on)} + t_{rise} + t_{d(off)} + t_{fall}) \quad (3.26)$$

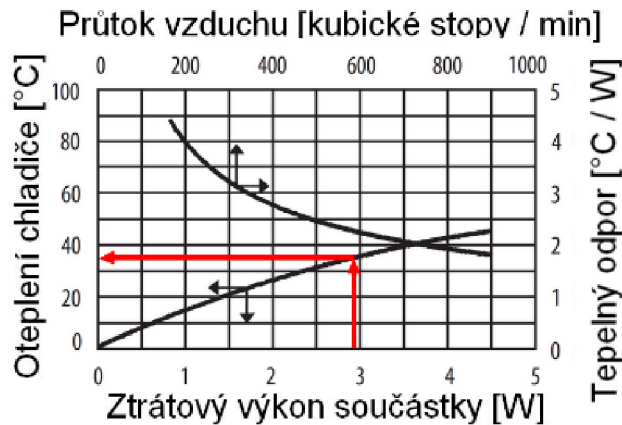
$$P_{ztr,tr_spín} = \frac{1}{4} \cdot 400 \cdot \frac{15,5 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot 65 \cdot 10^3 \cdot (33,7 \cdot 10^{-9}) = 1,53 \text{ W}$$

Celkové ztráty na jednom pouzdře jsou tedy polovinou ze součtu ztrát vedením a ztrát přepínacích:

$$P_{ztr,1tr} = \frac{P_{ztr,tr_spín} + P_{ztr,tr_vod}}{2} = \frac{1,53 + 4,06}{2} = 2,80 \text{ W}$$

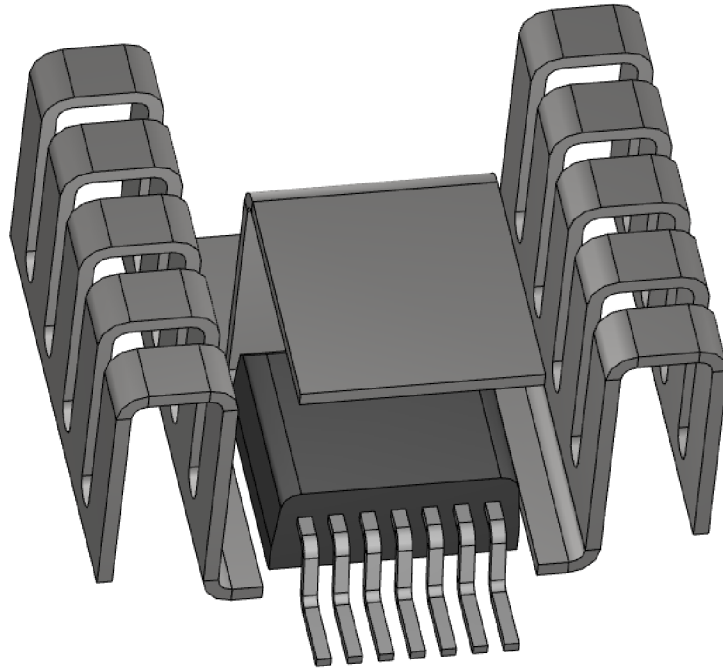
Ztrátový výkon 2,8 W na jedno pouzdro bude za pomoci malého plechového chladiče uchlazitelný. Byl zvolen chladič od společnosti Aavid 7109DG.

Přepokládané oteplení chladiče podle dokumentace výrobce při tepelné ztrátě 2,8 W je 35 °C bez dodatečné ventilace viz graf na obrázku 3-15.



Obr. 3-15 Oteplení chladiče Aavid 7109DG v závislosti na ztrátovém výkonu (převzato a upraveno [23])

Chladič 7109DG se připájí na DPS a obklopuje tak SMD pouzdro D2PAK. Nevyhnutelně se tedy stává chladič galvanicky spojený s drainem tranzistoru. Sestava chladiče s pouzdrem D2PAK je vymodelována na obrázku 3-16.



Obr. 3-16 Sestava tranzistoru a SMD chladiče Aavid 7109DG

3.5.3 Dimenzování diod

Tak jako u spínacího tranzistoru budou i diody použité 2 paralelně. Vybrány byly SiC diody firmy Infineon, typ IDH20G65C5. SiC diody mají obecně velice nízké přepínací ztráty, výrobce udává, že pro SiC diody ztráty vlivem reverse ani forward recovery neexistují.

Střední hodnota proudu „zvyšující“ diodou v každém zvyšujícím měničích zjevně musí odpovídat rovnici (3.27) jelikož není jiné cesty, nežli přes tuto diodu, kudy je přiváděn celý činný, tedy střední, výkon na výstup.

$$I_{D,APFC,stř} = \frac{P_{výst,APFC}}{U_{výst,APFC}} = \frac{3500}{400} = 8,75 \text{ A} \quad (3.27)$$

Jelikož jsou použity 2 diody paralelně, předpokládejme, že se proud rozdělí přibližně na poloviny. Pro dostatečnou výpočtovou rezervu byla z charakteristik v datasheetu [24] odečtena hodnota pro proud v propustném směru 5A. $U_{fw,5A} \cong 1,1 \text{ V}$

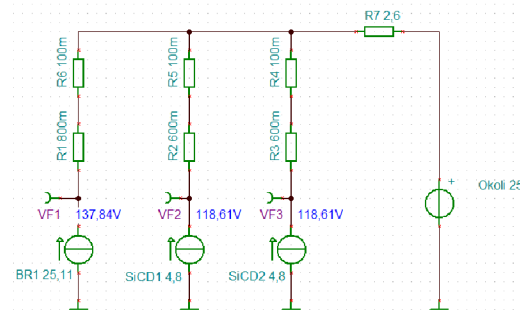
$$P_{ztr,1D_vod} = U_{fw,5A} \cdot \frac{I_{D,APFC,stř}}{2} = 1,1 \cdot \frac{8,75}{2} \cong 4,8 \text{ W}$$

3.5.4 Ověření vhodnosti zvoleného společného chladiče SiC diod a můstkového usměrňovače.

Pro odvod tepla z můstkového usměrňovače a SiC diod APFC obvodu bude použito společného chladiče. Celkové vypočtené ztráty těchto polovodičů se blíží 35 W. Byl zvolen chladič Ohmite C201-75. Rozměry tohoto chladiče jsou 75 x 75 x 34 mm a výrobcem udávaný tepelný odpor $R_{\theta HA} = 2,6 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$. Tepelné odpory mezi křemíkem a teplosměnnou plochou pro můstkový usměrňovač a diody jsou $R_{\theta jc, \text{můstek}} = 0,8 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$, respektive $R_{\theta jc, \text{diody}} = 0,6 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$ viz [24][18]. Dále bude mezi chladičem a komponenty použita silikonová teplo-vodivá, elektricky izolační podložka o síle 0,23 mm. Výrobce Ninigi deklaruje v dokumentaci tepelnou vodivost 1W / mK [25]. Údaj tedy odpovídá tepelnému odporu $R_{\theta jc, \text{silikon}} = 0,001 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$. Vzhledem k zjevně značně optimistickému údaji, a pro zohlednění tepelného odporu také mezi silikonovou podložkou a součástkou, a dále mezi téže podložkou a chladičem, uvažujme náhradní hodnotu $R_{\theta jc, \text{silikon, náhr}} = 0,1 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$. Z těchto hodnot můžeme sestavit náhradní obvod, dle tepelně elektrických analogií. Obvod byl sestaven v SW Tina a dopočteny přepokládané teploty na polovodičích viz obrázek 3-17.

Vypočtená teplota uvnitř můstkového usměrňovače 138 °C je již příliš blízká dovoleným 150°C dle výrobce [18]. Pro případný dlouhodobý chod při plném zatížení bude tedy nezbytné použít ventilátor.

Teplota na SiC diodách 119°C není natolik kritická. SiC polovodiče mají obecně vyšší dovolené teploty, což souvisí s vyšší šířkou zakázaného pásu a tedy vyšší výstupní energií pro tepelný průraz. Současné SiC komponenty jsou však limitovány konstrukcí svých pouzder. Dovolená teplota polovodiče použitých SiC diod je 175°C [24].



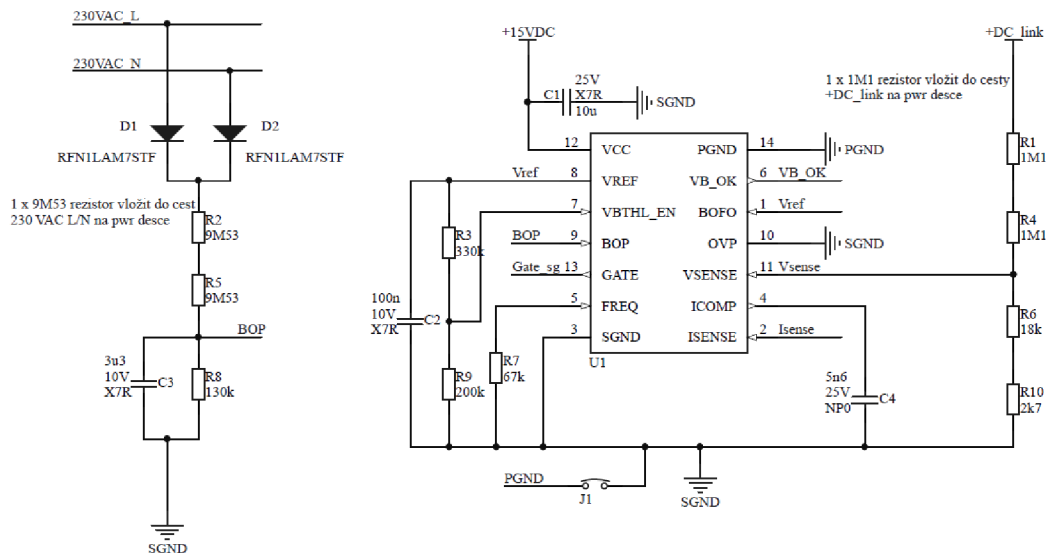
Obr. 3-17 Náhradní schéma dle tepelně elektrických analogií

3.6 Návrh řídicích obvodů APFC

Jako hlavní řídicí obvod celého APFC byl vybrán ICE3PCS01G. Jedná se o jednocelový obvod právě pro APFC s můstkovým usměrňovačem. Zjednodušené schéma zapojení řídicích obvodů je na obrázku 3-18.

Pracovní frekvence PWM modulace se nastavuje odporem R_7 , zvolená hodnota 67 k Ω , odpovídá požadované hodnotě spínací frekvence 65 kHz.

Přes diody D_1 a D_2 a dále přes dělič o velké impedanci je snímána informace o síťovém napětí. Pokud napětí v síti klesne pod určitou mez, aktivuje se BOP – tzv. Brown Out Protection. Při této události řídicí obvod vypne buzení tranzistoru. Hladina BOP je nastavena pomocí odporů R_2 , R_5 a R_8 na $196 V_{RMS}$.



Obr. 3-18 Zjednodušené schéma zapojení integrovaného obvodu řízení APFC

Pomocí děliče tvořeného z odporů R_1 , R_4 a R_6 a R_{10} je snímáno napětí v meziobvodu. Řídicí obvod obsahuje digitální regulační napěťovou smyčku, již je podřízena proudová analogová. Regulovaná hodnota napětí na vstupu V_{sense} je 2,5 V. Hodnoty rezistorů v děliči jsou nastaveny tak, aby bylo napětí meziobvodu udržováno na 400 V.

Kondenzátor C_4 slouží k integraci zesíleného signálu z proudové zpětné vazby (pin I_{sense}). Pro zvolenou pracovní frekvenci 65 kHz je výrobcem doporučená hodnota kapacity $C_4 = 5,6nF$. Oproti schématu na obrázku 4-6 je skutečné schéma doplněno o množství blokovacích kondenzátorů, úplné schéma je součástí této práce jako příloha 2.

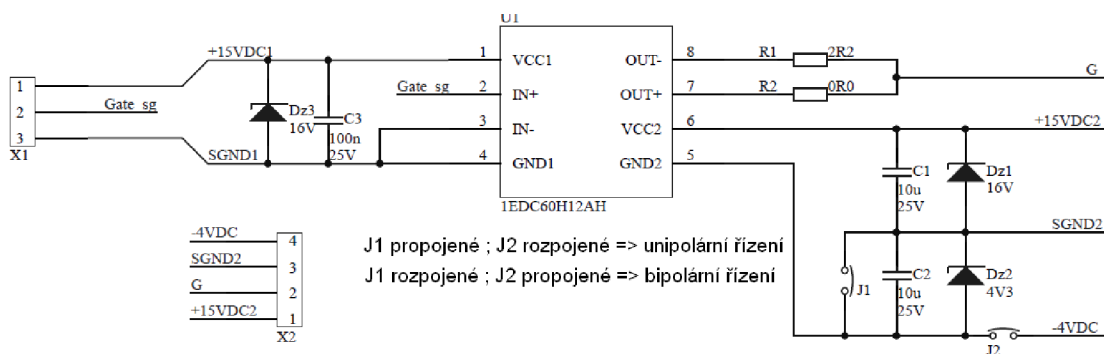
3.7 Budiče výkonových tranzistorů APFC

Pro buzení velmi rychlých tranzistorů se vzhledem k vysokým strmým du/dt při spínání hodí budiče s impulzním transformátorkem. Pakliže má transformátorek malou parazitní kapacitu mezi primárním a sekundárním vinutím, je tímto řešením skvěle chráněn jak řídicí obvod, tak hradlo tranzistoru, proti rušivým kapacitním proudům.

Budič s impulzním transformátorkem s demagnetizací do Zenerovy diody však není pro použití v APFC vhodný jelikož se spínací střída běžně blíží jedné.

Namísto oddělení budicího signálu pomocí impulzního transformátorku byl tedy vybrán integrovaný budicí obvod. Firma Infineon produkuje budicí IO řady EDC [26], jenž k přenosu signálu mezi vstupem a výstupem budiče používají digitální klíčování přes magnetickou vazbu. Díky tomuto řešení je jejich odolnost proti přenosu rušení vyšší než u běžných IO s oddělením pomocí optočlenů, které mají větší parazitní kapacity.

Pro budicí obvod byl tedy vybrán IO této řady, konkrétně 1EDC60H12AH. Bylo navrženo jednoduché schéma budicího obvodu, jenž umožňuje pomocí pájecích propojek nastavit vypínání tranzistor do nulového či záporného napětí. Pro každý tranzistor bude k dispozici vlastní budič. Schéma zapojení budiče je na obrázku 3-19 níže.



Obr. 3-19 Schéma zapojení budiče s IO 1EDC60H12AH

4 DC-DC MĚNIČ

4.1 Přehled možných topologií pro realizaci

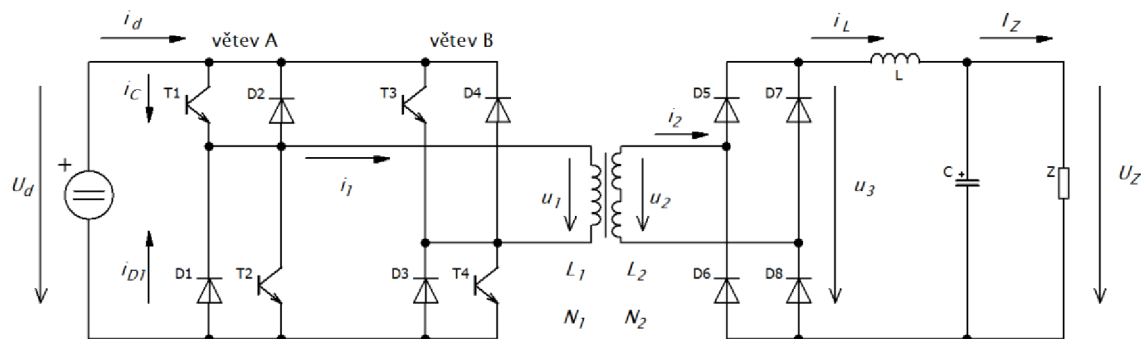
Pro návrh DC-DC měniče pro palubní dobíjení uveďme několik topologií silového obvodu, kterými lze měnič realizovat. Celkové množství myslitelných topologií, je v dnešní době již natolik vysoké, že je přirozeně nad rámec této práce, všechny uvést. Uveďme tedy pouze příklad několika topologií, které připadají v úvahu.

4.1.1 Klasické propustné DC-DC měniče

Za klasické propustné měniče považujeme pouze topologie s tvrdým spínáním. Tedy měniče, kde vůlí konstruktéra nedochází (trvale, nebo většinou) k přepínání spínačů za nulového napětí či bez průchodu proudu.

4.1.1.1 Dvojčinný propustný měnič

Mezi tyto topologie bezesporu patří dvojčinný propustný měnič. Dvojčinný měnič využívá na primární straně vysokofrekvenčního transformátoru plný můstek spínačů. K přenosu energie přes transformátor jsou využívány stavy obou polarit primárního napětí. Jádru transformátoru je syceno kladnou i zápornou hodnotou indukce ($+B_{max}$, $-B_{max}$), využití jádra je tedy maximální. Na sekundární straně je obě tyto polarity nutné zpracovávat, využít je tedy můstkový usměrňovač, případně dvojcestný uzlový usměrňovač s vyvedeným středem sekundárního vinutí. Možné jsou i další alternativy jako například proudový zdvojovač [19]. Schéma zapojení dvojčinného měniče s můstkovým usměrňovačem na sekundární straně je na obrázku 4-1.



Obr. 4-1 Základní zapojení dvojčinného propustného měniče (převzato z [19])

Nehledě na použitý řídicí algoritmus se na primární straně vyskytují dva spínače nad sebou, závadou řídicích obvodů, či volbou nedostatečné ochranné doby mezi spínacími cykly může dojít k prohoření větve.

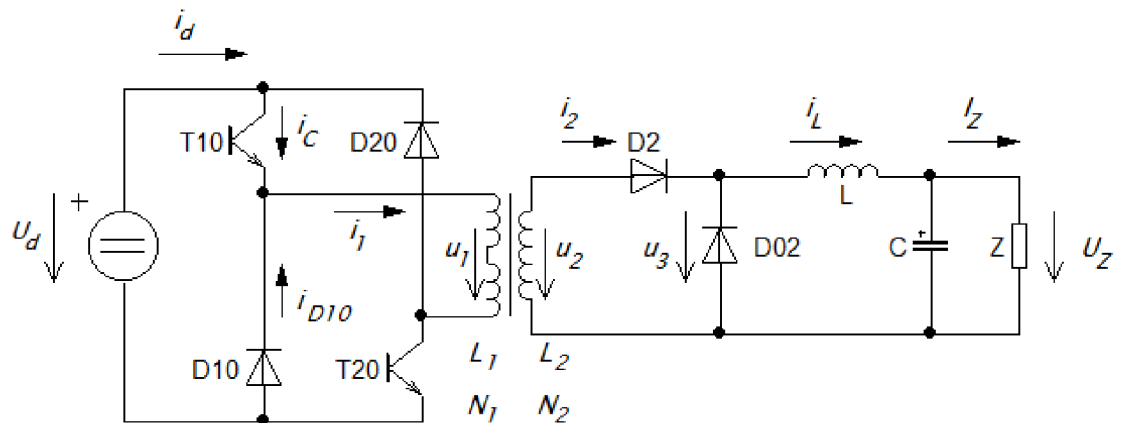
4.1.1.2 Jednočinný propustný měnič

Jednočinný propustný měnič využívá syčení transformátoru pouze jednou polaritou indukce $0 - B_{max}$. Proto na primární straně není zapotřebí plného 4 kvadrantového můstku, ale postačí zapojení s jedním nebo dvěma spínači. Jelikož má syčení jádra pouze jednu namísto obou polarit, je využití jádra transformátoru nižší, přibližně poloviční. Pro stejný výkon je tedy nutné volit větší objem jádra, při požadavku na stejnou hodnotu maximálního syčení.

Na sekundární straně transformátoru je v základním zapojení vždy jedna dioda usměrňovací a jedna dioda nulová. Pro řádný průběh demagnetizace, nesmí být usměrňovány obě polarity.

Značnou výhodou jednočinného měniče je tedy nemožnost prohoření větve, jelikož se nevyskytují 2 tranzistory v jedné větvi nad sebou. Pakliže se jedná o dvou spínačový měnič, oba tranzistory jsou spínány současně. K řízení jednočinného měniče tedy postačí pouze jeden řídicí signál v jednom u dvou spínačovém provedení.

Pro měniče s výstupním napětím větším, než je napětí vstupní, je nevýhoda jednočinného měniče v nutnosti použití velkého množství sekundárních závitů. S tím přímo souvisí velké napěťové namáhání sekundárních diod. Amplituda napěťových pulzů sekundárního vinutí má totiž výšku minimálně dvojnásobku požadovaného výstupního napětí. Jako poslední problém můžeme dále zmínit vyšší zvlnění výstupního proudu, respektive potřebu vyšší indukčnosti výstupní tlumivky pro dosažení malého zvlnění. Schéma základního zapojení jednočinného měniče je na obrázku 4-2.



Obr. 4-2 Základní zapojení jednočinného měniče (převzato z [19])

4.1.2 Propustné měniče s měkkým spínáním

Měniče s měkkým spínáním mění stav spínačů v okamžiku nulového napětí nebo nulového proudu pro eliminaci přepínacích ztrát. Využívají tedy rezonančních obvodů, paralelních či sériových. Aby docházelo neustále k bezeztrátovému přepínání, musí být rezonanční kmitočet totožný, nebo celočíselný násobek spínací frekvence.

Již z tohoto prvotního popisu je zřejmé, že regulovatelnost rezonančních měničů je poměrně obtížná záležitost. Pro rezonanční měnič, kde se rezonanční kmitočet rezonančního obvodu rovná kmitočtu spínacímu, zjevně nastává stále spínání v 0 pouze při konstantní střídě 0,5. Obecně se tedy rezonanční topologie výborně hodí pro měniče s konstantním výstupním napětím, to však bohužel není případ nabíječe akumulátoru.

Nabízí se řešení, použití kaskády 3 měničů, APFC, rezonančního měniče s konstantním výstupním napětím a snižujícího měniče. Z hlediska objemu, komplikovanosti konstrukce a nákladů by se však nejspíše nejednalo o optimální volbu.

4.1.3 Blokující měniče

Blokující měnič, v anglické literatuře nazývaný flyback, přenáší energii na sekundární vinutí v době vypnutí spínačů na primární straně. Tato vlastnost ho tedy topologicky nejvýrazněji odlišuje od propustných topologií.

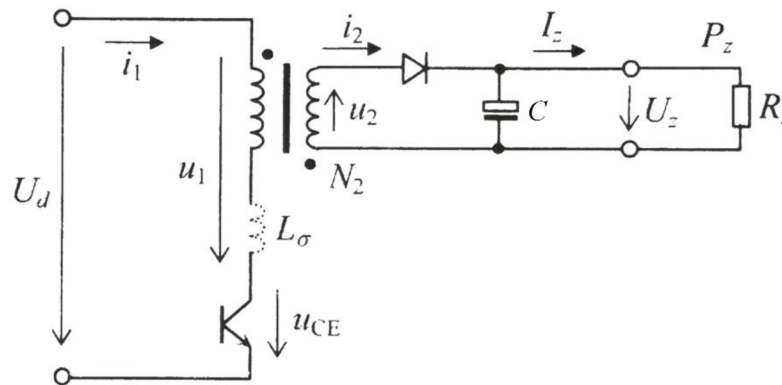
Magnetizační proud v okamžiku sepnutí primárních spínačů akumuluje energii v jádře, sekundární dioda je zavřena. Veškerá magnetizační energie je uvolněna přes sekundární vinutí v době vypnutí primárních spínačů. Z principu činnosti základní topologie blokujícího měniče tedy nelze realizovat měnič jako dvojitý a zároveň nesmí

být použita výstupní tlumivka. Proud sekundárního vinutí je vždy přerušovaný. Schéma základního zapojení blokujícího měniče je na obrázku 4-3.

Jako výhody blokujícího měniče můžeme tedy uvést možnost realizace silového obvodu za použití minima spínacích prvků, dále velmi dobrou regulovatelnost a svým způsobem i eliminaci výstupní tlumivky.

Nevýhodou měniče je například velké napěťové namáhání primárního spínače. V základním topologickém zapojení je primární spínač namáhán od napěťových překmitů na rozptylové indukčnosti L_σ , k tomuto překmitu se dále přičítá sekundární napětí transformované s převodem na primární a napětí meziobvodu. Další nevýhoda vyplývá z již uvedené vlastnosti. Přerušovaný sekundární proud i_2 , společně a absencí výstupní tlumivky, vede k velkému proudovému namáhání výstupního vyhlazovacího kondenzátoru C.

Napěťové namáhání primárního spínače lze omezit použitím dvojspínačového zapojení jako u jednočinného měniče viz obrázek 4-2. O významné optimalizaci blokujícího měniče je pojednáno v [27]. Za použití mj. moderních polovodičů, odlehčovacích obvodů a dále moderních kondenzátorů na vysoké pulzní proudy, je autorem prokázána výborná použitelnost blokujícího měniče pro vysoké výkony.



Obr. 4-3 Základní zapojení blokujícího měniče (převzato z [19])

4.1.4 Spolupráce více měničů

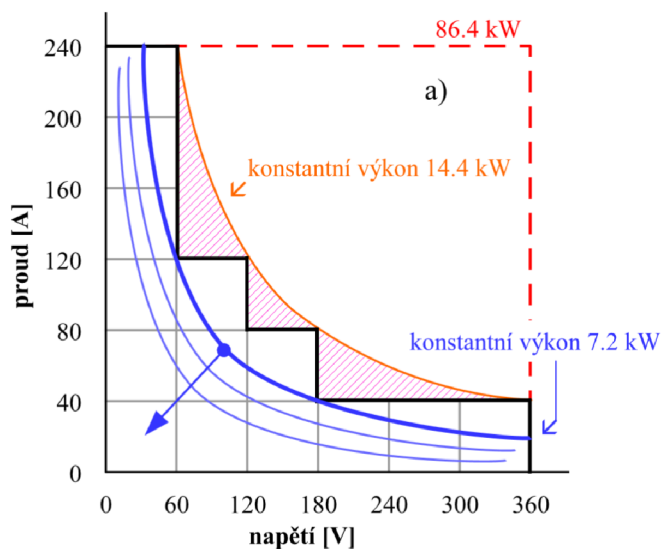
Při konstrukci měničů pro vysoké výkony, je často výhodné propojení několika dílčích totožných měničů. Konstrukce jednoho měniče pro celý rozsah požadovaných parametrů může být nevhodná či neřešitelná. Jsou-li jednotlivé dílčí zdroje vzájemně nezávislé, můžeme primární i sekundární strany ředit libovolně sériově či paralelně.

Při zpracování vysokého vstupního či výstupního napětí lze tedy stejnosměrný meziobvod dělit na dva, či více dílčích a řadit měniče sériově na primární straně respektive na straně sekundární. Toto řešení se hojně využívalo převážně dříve, před příchodem moderních spínacích prvků, jež poskytují vysoké výdržné závěrné napětí při hospodárné úrovni vodivostních ztrát.

Při vysoké hodnotě výstupního či vstupního proudu, můžeme řadit měniče paralelně. Paralelní řazení měničů je ještě vhodnější, pokud jednotlivé řídicí obvody synchronizujeme na pracovní periodě vzájemně ekvidistantně od sebe. Zvlnění proudu pak získává n krát vyšší frekvenci, podle množství n zapojených měničů. Při stejné hodnotě indukčnosti filtrační tlumivky tedy dále dochází k n krát nižšímu zvlnění proudu. Tento princip nazýváme vícefázovým řazením, v anglické literatuře je nazýván slovem interleaving.

Při požadavku na vysoký konstantní výstupní výkon, současně za velkého rozsahu výstupního napětí respektive proudu. Lze dále uvažovat o rekonfigurovatelném systému. V rekonfigurovatelném systému se výstupy měničů řadí paralelně při požadavku na vysoký proud a sériově při požadavku na vysoké výstupní napětí. Touto problematikou se do hloubky zabývá literatura [28]. Diagram výhodnosti modulárního rekonfigurovatelného systému je na obrázku 4-4. Pro univerzální dobíječ velkého spektra akumulátorů s rozdílnými parametry by se zjevně jednalo o velmi vhodný systém. Své uplatnění by tedy jistě našel u stacionárních DC nabíjecích stanic, viz kapitola 2.2.2.

Obrázek 4-4 znázorňuje pokrytí možných pracovních parametrů rekonfigurovatelného systému 6ti zdrojů o jmenovitém výkonu 2,4 kW. Každý jednotlivý zdroj je reprezentován čtvercem v diagramu. Maximální výstupní parametry jediného zdroje jsou: maximální napětí $U_{1\text{ měnič,max}} = 60\text{ V}$; maximální výstupní proud $I_{1\text{ měnič,max}} = 40\text{ A}$. Při existenci zátěže konstantního příkonu 7,2 kW, s požadavkem na vstupní napětí až 360 V a vstupní proud až 240 A by typový výkon jediného zdroje musel dosahovat 86,4 kW. S modulárním systémem lze stejný rozsah výstupních parametrů obsloužit šesticí zdrojů 2,4 kW. Takové řešení zjevně přináší velmi významnou úsporu objemu zařízení i výrobních nákladů. V neposlední řadě bude mít modulární systém patrně i vyšší účinnost, jelikož jsou jednotlivé zdroje vytěžovány stále poblíž svého jmenovitého výkonu.



Obr. 4-4 Možnosti konfigurace modulárního systému (převzato [28])

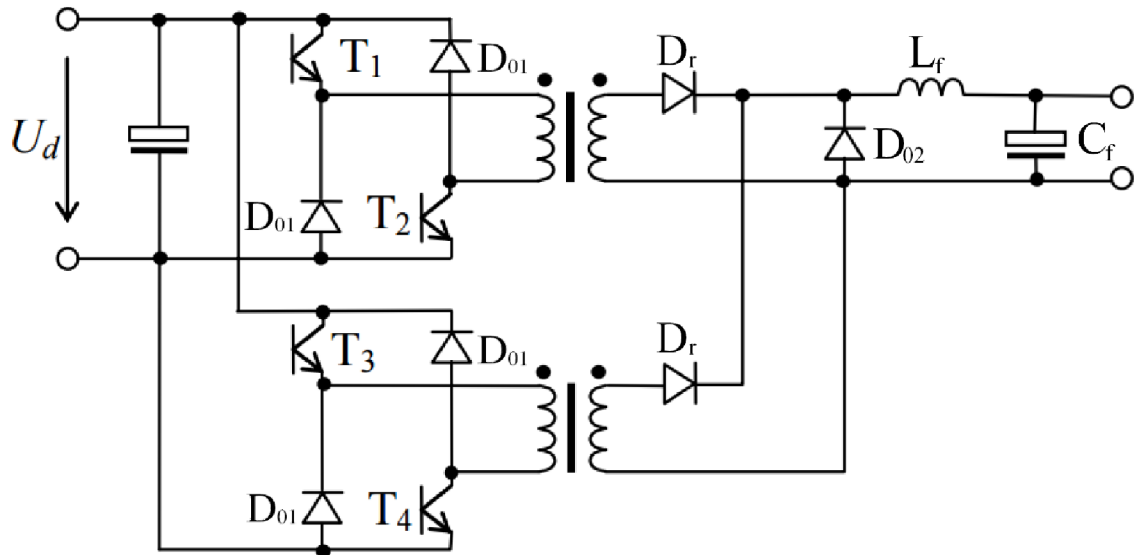
4.2 Volba topologie pro navrhovaný DC-DC měnič

Pro návrh DC-DC měniče pro palubní dobíjení elektromobilu byla zvolena topologie dvojice jednočinných měničů s vzájemným posunutím řídicích impulzů o polovinu periody. Tedy dva jednočinné měniče pracující takzvaně v protitaktu. Voleno bude zapojení se dvěma spínači na primární straně, viz obrázek 4-2. Tato volba byla učiněna především z následujících důvodů:

- U jednočinného měniče nemůže dojít k prohoření větve – odpadá problém s ochrannou dobou „deadtime“
- Jednočinný měnič je výborně říditelný a pro dva jednočinné měniče pracující v protitaktu lze využít jednoúčelových PWM regulátorů pro jeden dvojčinný měnič
- Při paralelním řazení výstupu dvojice měničů dojde k zdvojnásobení frekvence zvlnění ve společné výstupní tlumivce, dojde tedy k snížení nároku na její rozměry
- Výstupní střídý měničů se při protitaktním řízení sčítají, čímž je odstraněn problém vysoké potřebné amplitudy sekundárních napěťových pulzů

4.3 Návrh DC-DC měniče ve zvolené topologii

Základní schéma topologie dvojice jednočinných měničů připojených na primární straně paralelně a na výstupní straně pracující paralelně do jedné tlumivky, podle kterého bude probíhat návrh DC-DC měniče je na obrázku 4-5.



Obr. 4-5 Základní schéma zvolené topologie pro návrh (převzato z [19])

4.3.1 Určení nezbytných vstupních parametrů pro návrh

Vstupní usměrňovač s APFC byl dimenzován na příkon 3,5 kW. Přepokládaná účinnost APFC modulu s můstkovým usměrňovačem je přibližně 97 %. Jmenovitý přenášený výkon jedním dílčím transformátorem tedy vypočteme dle (4.1).

$$P_{1tr} = \frac{P_{APFC} \cdot \eta_{APFC}}{2} \quad (4.1)$$
$$P_{1tr} = \frac{3500 \cdot 0,97}{2} \cong 1700 \text{ W}$$

Pracovní frekvence byla zvolena na 40 kHz, frekvence zvlnění proudu ve společné výstupní tlumivce bude tedy 80 kHz.

Vstupní napětí měniče je rovno nastavenému výstupnímu napětí APFC, tedy 400 V, řídicími obvody je však povolen pokles na 380V při zátěži. Dílčí jednočinné měniče budou na primární straně připojeny paralelně.

Požadavek na výstupní napětí je regulovatelnost od 200 V do 450 V pro možnost dobíjení akumulátorů na bázi lithia v konfiguraci 66 až 106 článků v sérii.

Omezení výstupního proudu bude nastaveno na 7,5 A. Maximální teoretická střída jednočinného měniče je 0,5. Dosažení této hodnoty je však znemožněno množstvím parazitních jevů. Například pulzy výstupního napětí za usměrňovačem jsou zkracovány vlivem rozptylové indukčnosti impulzního transformátoru, viz literatura [28]. Zvolme tedy výpočtovou jmenovitou střídu měniče na hodnotu 0,4. Skutečná maximální střída bude nastavena řídicími obvody na základě zjištěných vlastností měniče při ožívování. Shrnutí výše komentovaných parametrů je uvedeno v tabulce 4-1 níže.

Tabulka 4-1 Shrnutí návrhových parametrů DC-DC měniče

Parametr	Hodnota
Jmenovitý výkon 1 transformátoru	$P_{Itr} = 1700 \text{ W}$
Vstupní napětí	$U_{vst} = 380 \text{ V}$
Výstupní napětí	$U_{výst} = 200 \text{ až } 450 \text{ V}$
Výstupní proud	$I_{výst} = 7,5 \text{ A}$
Návrhová maximální střída	$s_{max} = 0,4$
Spínací frekvence měniče	$f_{spin} = 45 \text{ kHz}$
Frekvence zvlnění proudu tlumivkou	$f_{tlum} = 90 \text{ kHz}$

4.3.2 Návrh impulzních transformátorů

Dle zvolené topologie využijeme dvojice impulzních transformátorů. Pro návrh transformátorů je třeba dále stanovit několik návrhových konstant.

Činitel plnění mědi směřujeme na hodnotu 0,25. Při této hodnotě by neměl být problém s navinutím ani v amatérských podmínkách.

Proudovou hustotu volme pouze 2 A/mm^2 , s ohledem na fakt, že se bude jednat o objemné vinutí, jenž se hůře chladí. Zároveň bude při takto nízké hodnotě velmi nízká úroveň ztrát ve vinutí.

Materiál pro jádro transformátoru je bezpochybně nutné volit na bázi MnZn feritů. Jelikož je v praxi dostupný konečně malý počet jader vhodných rozměrů a typů, teoretický dokonale optimální návrh transformátoru, v rámci kusové výroby prototypu, většinou není možný. S ohledem na snadnou realizaci a dosažení nízkého rozptylu zvolme toroidní jádra, materiál CF297.

S ohledem na omezení vlivu skinefektu, bude nutné realizovat primární i sekundární vinutí v lankovém vodičem. Vybírat budeme ze sortimentu výrobce Pack Feindraehete. Shrnutí návrhových parametrů obsahuje tabulka 4-2.

Tabulka 4-2 Shrnutí návrhových parametrů impulzních transformátorů

Parametr	Hodnota
Činitel plnění mědi	$k_{pcu} = 0,25$
Proudová hustota ve vinutí	$\sigma = 2 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$
Typ jádra	Toroidní
Preferovaný materiál	Ferit MnZn CF297
Navrhované maximální sycení jádra	$B_{max} = 0,20 \text{ T}$
Předpokládané remanentní sycení	$B_r = 0,05 \text{ T}$

Pro počáteční volbu vhodného jádra můžeme použít výpočet dle vzorce (4.2)[19]. Výstupem výpočtu dle (4.2) je tzv. elektromagnetická velikost jádra. Tato hodnota, je součinem plochy průřezu jádra a plochy okna pro vinutí. Pro optimální návrh transformátoru, jeho minimalizaci při zvolených parametrech, je nutné, aby zmíněné průřezy byly totožné. Pro reálně dostupná jádra z preferovaných materiálů však tato podmínka nemusí být splněna. Průřez sloupku jádra získaný prostým odmocněním výsledku z (4.2) tedy nelze považovat za přesně konečný a není nutné ho dodržet.

$$S_o S_{Fe} = \frac{P_{\xi}}{k_{pcu} \cdot \sigma \cdot f \cdot (B_{max} - B_r) \cdot \sqrt{S_{max}}} \text{ [m}^4\text{]} \quad (4.2)$$

$$S_o S_{Fe} = \frac{1700}{0,25 \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 45 \cdot 10^3 \cdot (0,20 - 0,05) \cdot \sqrt{0,4}} = 7,964 \cdot 10^{-7} \text{ m}^4$$

Pro představu o průřezu hledaného jádra výsledek odmocníme (4.3), získáme tak průřez jádra transformátoru požadovaných parametrů minimálního možného objemu.

$$\sqrt{S_o S_{Fe}} = S_{Fe,min} = S_{o,min} \text{ [m}^2\text{]} \quad (4.3)$$

$$S_{Fe,min} = S_{o,min} = \sqrt{7,964 \cdot 10^{-7}} \cong 892 \text{ mm}^2$$

Pro návrh zvolíme jádro Lj T8020-CF297. Pro každý transformátor použijeme 2 tato jádra. Parametry zvoleného jádra shrnuje tabulka 4-3 níže.

Tabulka 4-3 Přehled důležitých parametrů jádra Lj T8020-CF297 [29]

Parametr	Hodnota
Vnější průměr	$d_{o1j} = 80 \text{ mm}$
Vnitřní průměr	$d_{i1j} = 50 \text{ mm}$
Výška jádra	$h_{1j} = 20 \text{ mm}$
Objem jádra	$V_{e1j} = 57\,987 \text{ mm}^3$
Plocha okna jádra	$S_{o1j} = 1936 \text{ mm}^2$
Průřez jádra	$S_{Fe1j} = 294,5 \text{ mm}^2$
Délka střední siločáry	$l_{ef1j} = 197 \text{ mm}$
Relativní permeabilita	$\mu_{r2} = 2300$
Měrné hysterezní ztráty	$\Delta p_h = 45 \text{ kW} / \text{m}^3 (100 \text{ kHz}; 100\text{mT})$

Pro kontrolu volby jader vycházející z (4.2) podělíme žádanou elektromagnetickou velikost jádra velikostí okna zvoleného jádra dle (4.4).

$$S_{Fe,žád} = \frac{S_o S_{Fe}}{S_{o1j}} = \frac{7,964 \cdot 10^{-7}}{1936 \cdot 10^{-6}} = 411 \text{ mm}^2 \quad (4.4)$$

Dle výpočtu podle (4.4), jsme volbou dvojice jader, viz tabulka 4-3 požadavky na elektromagnetickou velikost jádra zjevně splnili se značnou rezervou.

Nyní je možné volit dvojí postup, jedním je zvýšení spínací frekvenci či sycení a použít pouze jedno jádro, případně lze naopak tyto hodnoty snížit a plně tedy využít dvojici jader. Druhé řešení přinese významné snížení hysterezních ztrát za současně nepatrného zvýšení ztrát ve vinutí (vzhledem k zachování nízké zvolené proudové hustoty).

Plocha hysterezní smyčky, reprezentuje energii, která se v materiálu přemění na teplo při vykonání jednoho cyklu od B_r do B_{max} a zpět. S rostoucí hodnotou B_{max} stoupá plocha hysterezní smyčky přibližně kvadraticky. Se zvyšováním spínací frekvence však stoupají hysterezní ztráty lineárně, jelikož se mění pouze počet oběhů této smyčky za jednotku času. Zachovejme tedy požadovanou hodnotu spínací frekvence a nalezneme hodnotu sycení, při které budou dvě jádra za námi zvolených parametrů plně využita.

Z rovnice (4.2) tedy vyjádříme závorku $(B_{max} - B_r)$ jenž reprezentuje zdvih pracovního sycení.

$$(B_{max} - B_r) = \frac{P_{\zeta}}{k_{pcu} \cdot \sigma \cdot f \cdot S_{o1j} \cdot 2 \cdot S_{Fe1j} \cdot \sqrt{s_{max}}} \quad [\text{T}] \quad (4.5)$$

$$(B_{max} - B_r) = \frac{1700}{0,25 \cdot 2 \cdot 45 \cdot 1936 \cdot 2 \cdot 294,5 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{0,4}} \cong 105 \text{ mT}$$

Měrné ztráty v jádře souladu s tvrzením výše, určíme z referenční hodnoty podle (4.6)

$$\Delta p_{105\text{mT},45\text{kHz}} = \Delta p_{100\text{mT},100\text{kHz}} \cdot \frac{f_{spin}}{f_{ref}} \cdot \left(\frac{(B_{max}-B_r)}{B_{ref}} \right)^2 \quad [\text{kW} / \text{m}^3] \quad (4.6)$$

$$\Delta p_{105\text{mT},45\text{kHz}} = 45 \cdot \frac{45}{100} \cdot \left(\frac{(105)}{100} \right)^2 = 22,3 \text{ kW} / \text{m}^3$$

Stanovme tedy výpočtové hysterezní ztráty v jádrech obou transformátorů DC-DC měniče (4.7).

$$\Delta P_{h,celk} = 4 \cdot V_{e1j} \cdot \Delta p_{105\text{mT},45\text{kHz}} \quad [\text{W}] \quad (4.7)$$

$$\Delta P_{h,celk} = 4 \cdot 57,986 \cdot 22,3 \cdot 10^{-3} = 5,1 \text{ W}$$

Nyní lze navrhnout počet primárních závitů transformátorů podle rovnice (4.8)

$$N_1 = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot (B_{max}-B_r) \cdot 2 \cdot S_{Fe1j}} \quad [-] \quad (4.8)$$

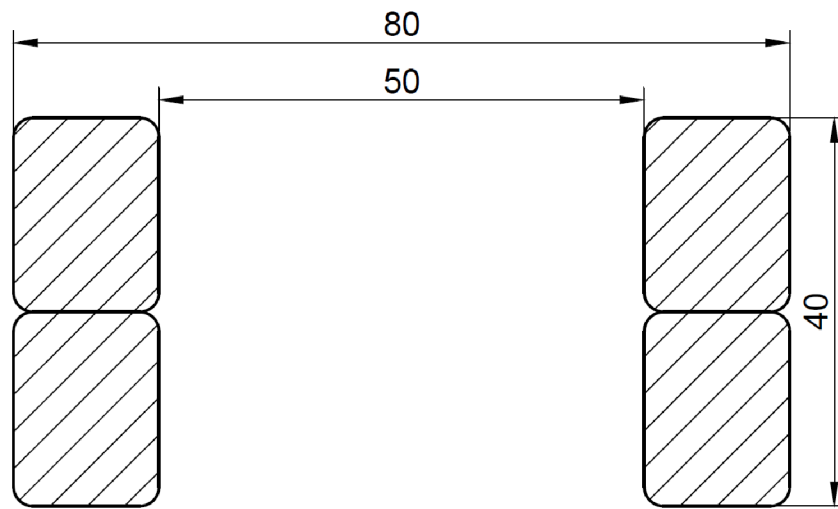
$$N_1 = \frac{380}{2 \cdot 45 \cdot 10^3 \cdot (0,105) \cdot 2 \cdot 294,5 \cdot 10^{-6}} = 68$$

Počet sekundárních závitů navrhne podle rovnice (4.9) jelikož se střídají jednotlivých měničů na výstupu sčítají, navrhujeme dílčí počet závitů jednoho transformátoru pouze na polovinu požadovaného výstupního napětí měniče.

$$N_2 = \frac{U_z/2 \cdot N_1}{U_d \cdot s_{max}} \quad [-] \quad (4.9)$$

$$N_2 = \frac{450/2 \cdot 68}{380 \cdot 0,4} = 101$$

Pro výpočet ztrát v mědi transformátorů bude zapotřebí určit fyzické parametry jednotlivých vinutí a vypočítat jimi tekoucí proudy. Délku jednoho závitu vypočteme dle (4.10), rádius na hranách jader nebudeme uvažovat. Pro ilustraci, je doplněn náčrt řezu jádry jednoho transformátoru viz obrázek 4-6.



Obr. 4-6 Řez jádry jednoho transformátoru

$$l_{1z2} = 2 \cdot \frac{d_{o1j} - d_{i1j}}{2} + 4 \cdot h_{1j} = (d_{o1j} - d_{i1j}) + 4 \cdot h_{1j} \quad [\text{m}] \quad (4.10)$$

$$l_{1z2} = (0,08 - 0,05) + 4 \cdot 0,02 = 0,11 \text{ m}$$

Celkovou délku primárního i sekundárního vinutí zjevně určíme z (4.10) vynásobením počtem závitů příslušného vinutí. Jelikož se nebude jednat o jednovrstvé vinutí jako v případě návrhu tlumivky APFC, uvažujme délku obou vinutí ještě o 15 % delší.

$$l_{cu,prim} = N_1 \cdot l_{1z2} \cdot 1,15 \quad [\text{m}] \quad (4.11)$$

$$l_{cu,prim} = 68 \cdot 0,11 \cdot 1,15 = 8,60 \text{ m}$$

$$l_{cu,sek} = N_2 \cdot l_{1z2} \cdot 1,15 \quad [\text{m}] \quad (4.11)$$

$$l_{cu,sek} = 101 \cdot 0,11 \cdot 1,15 = 12,78 \text{ m}$$

Nyní můžeme vypočíst maximální hodnotu magnetizačního proudu dle (4.12), vzhledem k nízkému navrhovanému sycení bude zřejmě oproti pracovnímu proudu zanedbatelný. Vzorec (4.12) je odvozen pro střihu 0,5. Přestože doposud počítáme se jmenovitou střidou 0,4, řídicí obvod SG3525AP má jmenovitou maximální střihu až 0,49. Skutečná maximální střida bude tedy závislá na rozptylové indukčnosti realizovaného jádra a na vlastnostech sekundárních diod, magnetizační proud vypočtený dle (4.12) však za normálního provozu nebude překročen.

$$I_{\mu max} = \frac{2 \cdot f \cdot (B_{max} - B_r)^2 \cdot l_{ef1j} \cdot 2 \cdot S_{Fe1j}}{U_d \cdot \mu_o \cdot \mu_{r2}} \quad (4.12)$$

$$I_{\mu max} = \frac{2 \cdot 45 \cdot (0,105)^2 \cdot 0,197 \cdot 2 \cdot 294,5 \cdot 10^{-3}}{380 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 2300} = 105 \text{ mA}$$

Vliv magnetizačního proudu na ztráty ve vinutí, vzhledem k jeho hodnotě, viz výše, bude nadále zanedbán. Výkon přenášený jedním transformátorem je dle tabulky 4-1 roven $P_{1tr} = 1700 \text{ W}$, napětí na výstupu APFC je $U_{vst} = 380 \text{ V}$. Střední hodnotu proudu primárního vinutí tedy určíme dle (4.13).

$$I_{prim,1tr-stř} = \frac{P_{1tr}}{U_{vst}} = \frac{1700}{380} = 4,47 \text{ A} \quad (4.13)$$

Efektivní hodnotu proudu primárním vinutím tedy určíme dle (4.14)

$$I_{prim,1tr-ef} = I_{prim,1tr-stř} \cdot \frac{\sqrt{s_{max}}}{s_{max}} = 4,47 \cdot \frac{\sqrt{0,4}}{0,4} = 7,07 \text{ A} \quad (4.14)$$

Efektivní hodnota proudu sekundárního vinutí bude dle (4.15)

$$I_{sek,1tr-ef} = I_{prim,1tr-ef} \cdot \frac{N_1}{N_2} = 7,07 \cdot \frac{68}{101} = 4,76 \text{ A} \quad (4.14)$$

Požadovaný průřez primárního a sekundárního vinutí, vypočteme dle zvolené proudové hustoty, viz tabulka 4-2.

$$S_{cu,prim-\dot{z}ad} = \frac{I_{prim,1tr-ef}}{\sigma} = \frac{7,07}{2} = 3,54 \text{ mm}^2 \quad (4.16)$$

$$S_{cu,sek-\dot{z}ad} = \frac{I_{sek,1tr-ef}}{\sigma} = \frac{4,76}{2} = 2,38 \text{ mm}^2 \quad (4.17)$$

Hloubka vniku pro mēdēný vodič, při pracovní frekvenci dané pracovní frekvenci lze s dostatečnou přesností určit dle vzorce (4.18).

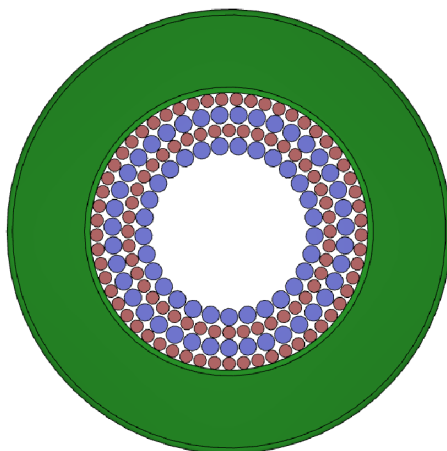
$$\delta = \frac{65}{\sqrt{f_{spin}}} = \frac{65}{\sqrt{45000}} = 0,3 \text{ mm} \quad (4.18)$$

Pro omezení ztrát ve vinutí vlivem skinefektu je vhodné použít vodiče nižšího průměru, nežli je dvojnásobek hloubky vniku. Z nabídky společnosti Pack Feindraehte zvolme tedy svazkový vodič RUPALIT 120x0,2 pro primární vinutí a svazek 80x0,2 pro sekundární vinutí. Ze základních geometrických vztahů tedy vypočtēme skutečné celkové průřezy lankových vodičů.

$$S_{cu,prim-skut} = \frac{120 \cdot \pi \cdot d_{1\dot{z}}^2}{4} = \frac{120 \cdot \pi \cdot 0,2^2}{4} = 3,77 \text{ mm}^2 \quad (4.19)$$

$$S_{cu,sek-skut} = \frac{80 \cdot \pi \cdot d_{1\dot{z}}^2}{4} = \frac{80 \cdot \pi \cdot 0,2^2}{4} = 2,51 \text{ mm}^2 \quad (4.20)$$

Vnější průměry svazků jsou 3,18 mm respektive 2,35 mm, vinutí se patrně podaří realizovat jako 4 vrstvé. S první vrstvou 57z sek. vinutí, dále 39z prim., 44z sek. a 29z primárních závitů ve 4. vrstvě. S přídavnou izolací mezi jednotlivé vrstvy vinutí není počítáno, jelikož samotné vř svazky mají dvoji izolaci. Ilustrativní rozložení vrstev je na obrázku 4-7 níže. Primární vrstvy jsou znázornēny modře, sekundární vrstvy červenē.



Obr. 4-7 Rozložení vinutí v navrhovaném transformátoru

Nyní můžeme stanovit odpory primárních a sekundárních vinutí a dále vodivostní ztráty v těchto vinutích. Uvažujme teplotu vinutí 70°C obdobně jako při návrhu tlumivky APFC.

$$R_{Cu,prim} = \rho_{Cu,70^{\circ}C} \cdot \frac{l_{Cu,prim}}{S_{Cu,prim-skut}} = 2,13 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{8,60}{3,77 \cdot 10^{-6}} = 48,6 \text{ m}\Omega \quad (4.21)$$

$$R_{Cu,sek} = \rho_{Cu,70^{\circ}C} \cdot \frac{l_{Cu,sek}}{S_{Cu,sek-skut}} = 2,13 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{12,78}{2,51 \cdot 10^{-6}} = 108 \text{ m}\Omega \quad (4.21)$$

Ztráty v mědi stanovme společně pro primární i sekundární vinutí obou transformátorů.

$$\Delta P_{Cu,celk} = 2 \cdot [(R_{Cu,prim} \cdot I_{prim,1tr-ef}^2) + (R_{Cu,sek} \cdot I_{sek,1tr-ef}^2)] \text{ [W]} \quad (4.22)$$

$$\Delta P_{Cu,celk} = 2 \cdot [(48,6 \cdot 7,07^2) + (108 \cdot 4,76^2)] \cdot 10^{-3} = 9,75 \text{ W}$$

Celkové ztráty na dvojici transformátorů jsou tedy následující.

$$\Delta P_{tr,celk} = \Delta P_{Cu,celk} + \Delta P_{h,celk} = 9,75 + 5,1 \cong 15 \text{ W} \quad (4.23)$$

4.3.3 Výpočet ztrát tranzistorů DC-DC měniče

Pro DC-DC měnič budou použity totožné tranzistory jako pro APFC tedy SiC MOSFETy C3M0065090J. Parametry těchto tranzistorů byly již dříve uvedeny v tabulce 3-2. Pracovní proud protékající tranzistory je totožný s proudem primárních vinutí. Můžeme tedy ihned určit vodivostní ztráty na čtveřici těchto tranzistorů.

$$\Delta P_{T,celk,vod} = 4 \cdot R_{DS(on),prac} \cdot I_{prim,1tr-ef}^2 = 16,0 \text{ W} \quad (4.24)$$

Vlivem rozptylu impulzního transformátoru, je zapínací děj v jednočinném měniči odlehčený. Proud primárním vinutím narůstá po delší dobu, než je zapínací čas tranzistoru. Přepínací ztráty tedy považujeme pouze při vypínacím ději. Vypínací energie dle dokumentace [22] je rovna $W_{off,20A,400V} = 17 \mu\text{J}$. Přestože tranzistory budou vypínat proud nižší, než 20 A, uvažujme tuto hodnotu ztrátové energie. Vypínací ztráty ve všech tranzistorech patrně dosáhnou maximálně:

$$\Delta P_{T,celk,přep} = 4 \cdot W_{off,20A,400V} \cdot f_{spín} = 4 \cdot 17 \cdot 10^{-6} \cdot 45 \cdot 10^3 = 3,06 \text{ W} \quad (4.25)$$

Celkové ztráty na všech pouzdrech a dále ztráty připadající na jedno pouzdro vypočteme následovně:

$$\Delta P_{T,celk} = \Delta P_{T,celk,vod} + \Delta P_{T,celk,přep} = 16 + 3,06 \cong 19,1 \text{ W} \quad (4.26)$$

$$\Delta P_{T,1pouzdro} = \frac{\Delta P_{T,celk}}{4} \cong 4,78 \text{ W} \quad (4.27)$$

Celková ztráta téměř 5W na jedno pouzdro již zjevně překračuje možnosti chladiče 7109DG bez nucené ventilace (viz obrázek 3-13), použitého v APFC. Pro pouzdro D2PAK však nebyl nalezen komerčně dostupný chladič lepších parametrů. Nabízí se tedy možnost použití paralelní dvojice na místě všech spínačů v DC-DC. Při ceně přibližně 250 Kč za jedno pouzdro v době vzniku této práce a dále s ohledem na potřebu dalších budičů se jeví řešení jako nevhodné. Jednalo by se o snížení ztrát 3400 W měniče o 8 W (0,23 %) za cenu jeho prodražení o minimálně 1500 Kč. Finančně hospodárnější tedy bude zajištění nuceného proudění vzduchu.

4.3.4 Dimenzování primárních nulových diod

Primární nulové diody vedou ve střední hodnotě prakticky pouze demagnetizační proud transformátoru. Po krátkou dobu však, vlivem rozptylové indukčnosti, přebírají i celý pracovní proud. Požadavky na nulovou diodu v navrhovaném DC-DC měniči tedy můžeme určit následujícími parametry.

Maximální závěrné napětí nulových diod uvažujeme rovno napětí meziobvodu, tedy:

$$U_{D0,KAm} = U_{výst,max} = 400 \text{ V} \quad (4.27)$$

Střední hodnota proudu je plocha pod průběhem demagnetizačního proudu, vypočíst ji lze tedy snadno dle (4.28).

$$I_{D0,stř} = \frac{I_{\mu max} \cdot s_{max}}{2} = \frac{105 \cdot 0,4}{2} = 21 \text{ mA} \quad (4.28)$$

Efektivní hodnotu vypočteme analogicky jako v předchozím bodě dle (4.29).

$$I_{D0,ef} = \frac{I_{\mu max} \cdot \sqrt{s_{max}}}{2} = \frac{105 \cdot \sqrt{0,4}}{2} = 33 \text{ mA} \quad (4.29)$$

Špičkový proud je, viz úvod této kapitoly, roven součtu maximálního magnetizačního proudu a dále celého proudu primárního.

$$I_{D0,\text{šp}} = I_{\mu\text{max}} + \frac{I_{\text{prim,1tr-stř}}}{s_{\text{max}}} = 0,105 + \frac{4,47}{0,4} \cong 11,3 \text{ A} \quad (4.30)$$

Vzhledem k riziku problémů s dopředným zotavovacím dějem, a dále potřebě odolnosti na vysoké di/dt u nulových diod, vybíráme součástky na bázi SiC. Tepelná ztráta bude s ohledem na malý magnetizační proud nízká, příspěvek ztrát od krátkého proudového pulzu v počátku demagnetizace nelze dopředu posoudit před určením rozptylové indukčnosti realizovaného transformátoru. Zvolme tedy SMD diody STPSC10H065GY-TR. Přehled parametrů zvolených diod shrnuje tabulka 4-4.

Tabulka 4-4 Důležité parametry zvolených primárních nulových diod [31]

Parametr	Hodnota
Maximální závěrné napětí	$U_{rw-max,D0} = 650 \text{ V}$
Trvalý střední proud	$I_{fw-avg,D0} = 10 \text{ A}$
Opakovatelný špičkový proud	$I_{fw-rmax,D0} = 41 \text{ A}$
Úbytek napětí v propustném směru	$U_{fw,D0} = 1,56 \text{ V}$
Jednotková cena (5/2019) Mouser	94 Kč

4.3.5 Dimenzování sekundárních usměrňovacích diod

Obě nulové diody v topologii dle schématu na obrázku 4-5 vedou špičkově celý proud zátěže.

Ve vedení proudu se však doplňují protitaktně, stejně jako dvojice transformátorů. Střední hodnota usměrňovaného proudu jednou diodou je tedy součin proudu zátěže a jmenovité střídání.

Efektivní hodnotu proudu diodou určíme analogicky jako střední, součinem proudu zátěže a odmocniny ze střídání.

Maximální závěrné napětí usměrňovací diody je vyšší, než výstupní napětí měniče. Tato skutečnost vyplývá z principu funkce jednočinného měniče, viz kapitola 4.1.1.2, použitím dvojice měničů v protitaktu je však potřebná výška napětí pulzu poloviční oproti výstupnímu napětí za LC filtrem (viz kap. 4.2).

Napěťové a proudové dimenzování tedy provedeme dle (4.31 – 4.34).

$$I_{Dr,stř} = I_{výst} \cdot s_{max} = 7,5 \cdot 0,4 = 3 \text{ A} \quad (4.31)$$

$$I_{Dr,ef} = I_{výst} \cdot \sqrt{s_{max}} = 7,5 \cdot \sqrt{0,4} = 4,74 \text{ A} \quad (4.32)$$

$$I_{Dr,šp} = I_{výst} = 7,5 \text{ A} \quad (4.33)$$

$$U_{Dr,KAmáx} = \frac{U_{výst,max}/2}{s_{max}} = \frac{450/2}{0,4} \cong 563 \text{ V} \quad (4.34)$$

Vzhledem k maximálnímu závěrnému napětí $U_{Dr,KAmáx}$, by nebylo bezpečné volit diody pro napěťovou hladinu 650 V, tak jako v případě primárních nulových diod, či diod APFC. Zároveň bude na těchto diodách významnější výkonová ztráta, proto se vyhneme SMD součástkám. Zvolena tedy byla dioda STPSC20H12-Y v pouzdře TO220-2. Přehled parametrů viz tabulka 4-5.

Tabulka 4-5 Parametry zvolených sekundárních usměrňovacích diod [32]

Parametr	Hodnota
Maximální závěrné napětí	$U_{rw-max,Dr} = 1200 \text{ V}$
Trvalý střední proud	$I_{fw-avg,Dr} = 20 \text{ A}$
Opakovatelný špičkový proud	$I_{fw-rmax,Dr} = 78 \text{ A}$
Úbytek napětí v propustném směru	$U_{fw,Dr} = 1,35 \text{ V}$ (při $I_{fw-avg} = 20\text{A}$)
Jednotková cena (5/2019) Mouser	239 Kč

Po zvolení konkrétní součástky můžeme stanovit vodivostní ztráty na dvojici těchto diod v měniči (4.35).

$$\Delta P_{Dr,celk} = 2 \cdot U_{fw,Dr} \cdot I_{Dr,stř} = 2 \cdot 1,35 \cdot 3 = 8,1 \text{ W} \quad (4.35)$$

4.3.6 Dimenzování sekundární nulové diody

Sekundární nulová dioda se ve zvolené topologii vyskytuje až za uzlem spojení výstupů jednotlivých jednočinných měničů. Jedná se tedy o jednu součástku přebírající celý „nulový“ proud. Nulová dioda zjevně vnímá součet stříd jednotlivých měničů a pracuje s jednotkovým doplňkem do tohoto součtu. Dimenzujeme dle (4.36 – 4.39).

$$U_{D02,K Amax} = \frac{U_{výst,max}}{2 \cdot s_{max}} = \frac{450}{2 \cdot 0,4} \cong 563 \text{ V} \quad (4.36)$$

$$I_{D02,stř} = I_{výst} \cdot (1 - 2 \cdot s_{max}) = 7,5 \cdot (1 - 0,8) = 1,5 \text{ A} \quad (4.37)$$

$$I_{D02,ef} = I_{výst} \cdot \sqrt{(1 - 2 \cdot s_{max})} = 7,5 \cdot \sqrt{0,2} = 3,35 \text{ A} \quad (4.38)$$

$$I_{D02,šp} = I_{výst} = 7,5 \text{ A} \quad (4.39)$$

Dle vypočtených hodnot můžeme volit obdobnou diodu, jako byla volena pro sekundární usměrňovač. Ztráty na sekundární nulové diodě poté určíme dle (4.40)

$$\Delta P_{D02} = U_{fw,Dr} \cdot I_{D02,stř} = 1,35 \cdot 1,5 \cong 2,0 \text{ W} \quad (4.40)$$

4.3.7 Návrh výstupního LC filtru

Nejvyšší zvlnění proudu nastává vždy při střídě 0,5 na indukčnosti. V tomto případě tento stav bude fyzicky odpovídat střídě 0,25 dílčích protitaktně pracujících měničů. Pracovní frekvence tlumivky, jak již bylo mnohokrát zmíněno, bude však 2x vyšší než spínací frekvence jednotlivých měničů. Můžeme tedy provést standartní návrh dle literatury [19]. Vstupní napětí LC filtru odpovídá napětí na nulové diodě D_{02} .

Požadujeme zvlnění proudu tlumivkou pouze $\pm 0,5 \text{ A}$, tedy pouze $\pm 6,7 \%$ výstupního proudu. Bude sice zapotřebí velké a rozměrné tlumivky, ale hysterezní ztráty v jádře tlumivky budou díky malému zvlnění proudu zanedbatelné. Při volbě železo-prachového jádra budou zanedbatelné i ztráty vířivými proudy.

Malým zvlněním proudu tlumivkou bude dále minimálně zatěžován kondenzátor filtru, čímž bude také postačovat jeho velmi malá kapacita pro minimální zvlnění napětí na výstupu. Kondenzátory s kapacitou v řádu jednotek μF lze pořídit jako svitkové, jejichž ekvivalentní sériový odpor je velmi malý. Ztráty na kondenzátoru budou tedy minimální, prakticky nulové, což je velice vhodné. Kondenzátor bude mít tedy dále velkou životnost, přičemž právě životnost kondenzátorů, bývá limitující pro celý měnič. Toto řešení tedy navíc výrazně přispěje ke spolehlivosti zařízení.

Potřebnou hodnotu indukčnosti tlumivky stanovíme dle vzorce (4.41), výpočet provádíme při případ $s = 0,5$.

$$L_{f,min} = \frac{U_{D02,KAmáx}}{2 \cdot f \cdot \Delta I} \cdot (1 - s) \cdot s \quad (4.41)$$

$$L_{f,min} = \frac{563}{2 \cdot 90 \cdot 10^3 \cdot 0,5} \cdot (1 - 0,5) \cdot 0,5 = 1,56 \text{ mH}$$

Pro realizaci tlumivky bylo zvoleno EE jádro KE77-26A [33]. Jedná se o železoprachové jádro. Závitová konstanta jádra je zde rovna $A_{L,EE} = 382 \text{ nH/z}^2$. Návrh je obdobný, jako návrh tlumivky APFC.

Při návrhu se počítá se snížením relativní permeability jádra vlivem stejnosměrného sycení. Tvar kolene BH křivky zde není charakterizován žádným polynomem, přímočaré analytické řešení tedy není možné. Odhadneme tedy snížení permeability jádra na hodnotu 50 % a vypočteme počet závitů dle rovnice (3.13) viz kapitola 3.5.2.2.

$$N_{tl} = \sqrt{\frac{1,56 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 382 \cdot 10^{-9}}} = 90$$

Vypočteme intenzitu magnetického pole v jednotkách používaných výrobcem dle (3.17)

$$H_{\max,EE(Oersteds)} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N_{tl} \cdot (I_{výst} + \Delta I)}{l_{e,EE}} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 90 \cdot 8}{18,5} = 49 \text{ Oe}$$

Nyní odečteme poměrný pokles permeability při zjištěné intenzitě magnetického pole z grafu na obrázku 4-8 viz dokumentace výrobce [34]. Ověříme, že počáteční odhad (pokles permeability na 50%) se zdařil bez významné chyby, čímž je návrh tlumivky dokončen.

Vinutí bude realizováno plným měděným, lakovaným vodičem průměru 2mm, jelikož tento vodič byl již pořízen pro realizaci APFC tlumivky a je tedy v zásobě.

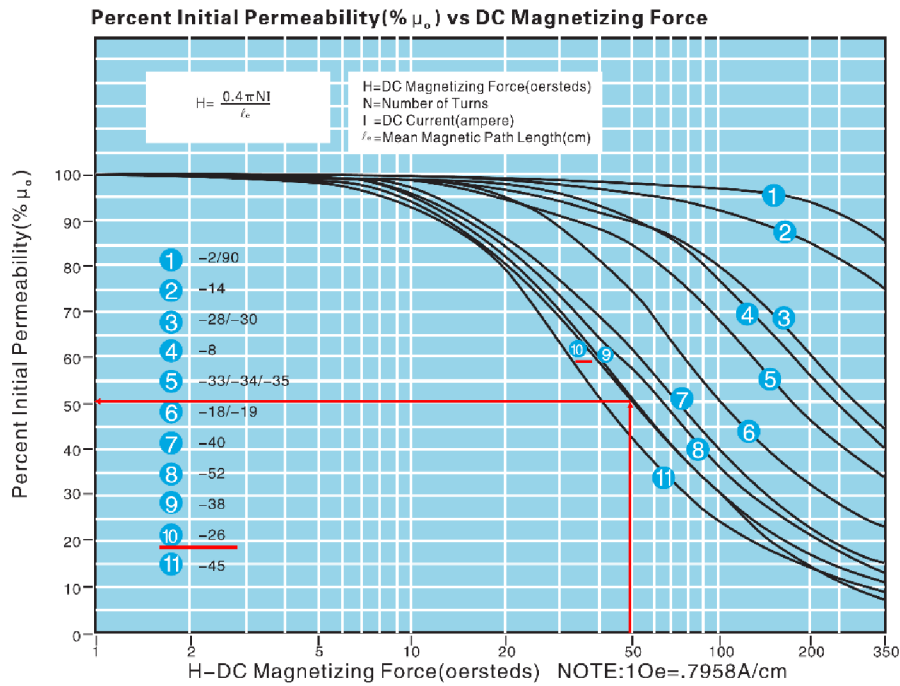
Střední délka závitů navinutého na tomto jádře je 121 mm, pro realizaci 90 závitů bude tedy zapotřebí 8,9 m vodiče. Ztráty této tlumivky budou minimální, proto při výpočtu odporu vinutí budeme uvažovat rezistivitu mědi při teplotě pouze 30 °C.

$$\rho_{Cu,30^\circ C} = 1,75 \cdot 10^{-8} \Omega \text{m}$$

$$R_{cu,tl} = 1,75 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{8,9}{3,14 \cdot 10^{-6}} \cong 50 \text{ m}\Omega$$

Ztráty ve vinutí tlumivky a tedy i veškeré uvažované ztráty v LC filtru tedy dosáhnou:

$$\Delta P_{tl, celk, vod} = R_{cu, tl} \cdot (I_{výst} + \Delta I)^2 = 0,05 \cdot 8^2 = 3,2 \text{ W} \quad (4.42)$$



Obr. 4-8 Pokles relativní permeability jádra KE77-26A (převzato a doplněno [33])

Dále použijeme dvojici svitkových kondenzátorů C4ATJBU4300A3GK. Kapacita jednoho kondenzátoru je 3μF, maximální stejnosměrné napětí 700V. Ekvivalentní sériový odpor při 100kHz jednoho kondenzátoru je dle datasheetu [34] pouze 2,3 mΩ. ESR pro dvojici těchto kondenzátorů tedy bude 1,15 mΩ. Efektivní hodnota proudu kondenzátory bude:

$$I_{C,ef} = \frac{\Delta I}{\sqrt{3}} \cong 289 \text{ mA} \quad (4.43)$$

Ztráty na kondenzátorech tedy dosáhnou dle předpokladů naprosto zanedbatelné hodnoty.

$$\Delta P_{C, celk} = R_{ESR} \cdot I_{C,ef}^2 = 1,15 \cdot 10^{-3} \cdot 0,289^2 = 96 \mu\text{W} \quad (4.44)$$

Nyní můžeme stanovit maximální zvlnění výstupního napětí, které nastane na výstupu měniče při dílčích střídách $s = 0,25$. Výpočet provedeme dle (4.45).

$$\Delta U_{výst} = \frac{\Delta I}{8 \cdot f \cdot C_{DCf}} = \frac{0,5}{8 \cdot 90 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 10^{-6}} = \pm 116 \text{ mV} \quad (4.45)$$

Závěrem návrhu LC filtru je nutné ověřit, zdali jeho vlastní rezonanční kmitočet leží bezpečně hluboko pod pracovním kmitočtem měniče. Vlastní rezonanční kmitočet vypočteme dle Thomsonova vztahu (4.46).

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{DC,min} \cdot C_{DCf}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{1,56 \cdot 10^{-3} \cdot 6 \cdot 10^{-6}}} = 1,645 \text{ kHz} \quad (4.46)$$

Vlastní rezonanční frekvence LC filtru leží dostatečně nízko pod pracovním kmitočtem.

4.4 Výpočet předpokládané účinnosti navrženého DC-DC měniče

Návrh DC-DC měniče dle kapitoly 4.3 byl proveden převážně s ohledem na jeho vysokou účinnost. Stanovme tedy předpokládanou výpočtovou účinnost celého DC-DC měniče. Přehled dílčích ztrát je uveden v tabulce 4-6.

Tabulka 4-6 Přehled dílčích výpočtových ztrát navrženého DC-DC měniče

Dílčí část	Ztrátový výkon
Impulzní transformátory	$\Delta P_{tr,celk} = 15 \text{ W}$
Tranzistory	$\Delta P_{T,celk} = 19,1 \text{ W}$
Sekundární usměrňovací diody	$\Delta P_{Dr,celk} = 8,1 \text{ W}$
Sekundární nulová dioda	$\Delta P_{D02} = 2,0 \text{ W}$
LC filtr	$\Delta P_{tl,celk,vod} = 3,2 \text{ W}$
Řídicí obvody (skeptický odhad)	$\Delta P_{řo,celk} = 2 \text{ W}$
Budící obvody (skeptický odhad)	$\Delta P_{bo,celk} = 4 \cdot 0,5 \text{ W} = 2 \text{ W}$

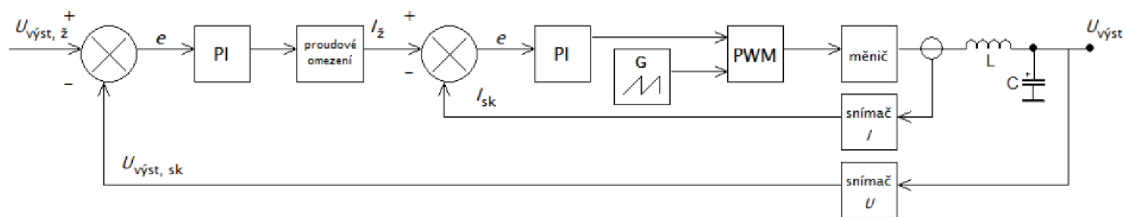
Celkovou výpočtovou účinnost DC-DC měniče stanovíme dle (4.46).

$$\eta_{DC-DC,celk} = \frac{2 \cdot P_{1tr}}{2 \cdot P_{1tr} + \Delta P_{tr,celk} + \Delta P_{T,celk} + \Delta P_{Dr,celk} + \Delta P_{D02} + \Delta P_{tl,celk,vod} + \Delta P_{fo,celk} + \Delta P_{bo,celk}} \cdot 100 [\%] \quad (4.47)$$

$$\eta_{DC-DC,celk} = \frac{3400}{3400 + 15 + 19,1 + 8,1 + 2 + 3,2 + 2 + 2} \cdot 100 = 98,5 \%$$

4.5 Návrh řídicích obvodů měniče

Pro řídicí obvody měniče pro dobíjení akumulátoru se jeví jako vhodné volit kaskádní regulační strukturu s nadřazenou napěťovou smyčkou a podřazenou proudovou smyčkou. Tato regulační struktura jednoduše realizuje nabíjecí cyklus CC/CV, tedy nejprve režim dobíjení konstantním proudem a po dosažení ukončovacího napětí, přejde do režimu omezování proudu za držení konstantního napětí. Blokové schéma regulační struktury je na obrázku 4-9 níže.



Obr. 4-9 Kaskádní regulační struktura – podřazená proudová, nadřazená napěťová smyčka (převzato z [19])

Pro regulaci střidy obou měničů bude použito integrovaného obvodu SG3525AP. Obvod obsahuje 2 komplementární výstupy a jeho maximální výstupní střída je 49 %. Je tedy vhodný pro řízení dvojice jednočinných měničů v protitaktu.

Do analogové regulační struktury, je zamýšleno použití digitálních potenciometrů, díky čemuž bude nastavování požadovaného proudu a napětí prováděno digitálně pomocí vývojového kitu Arduino.

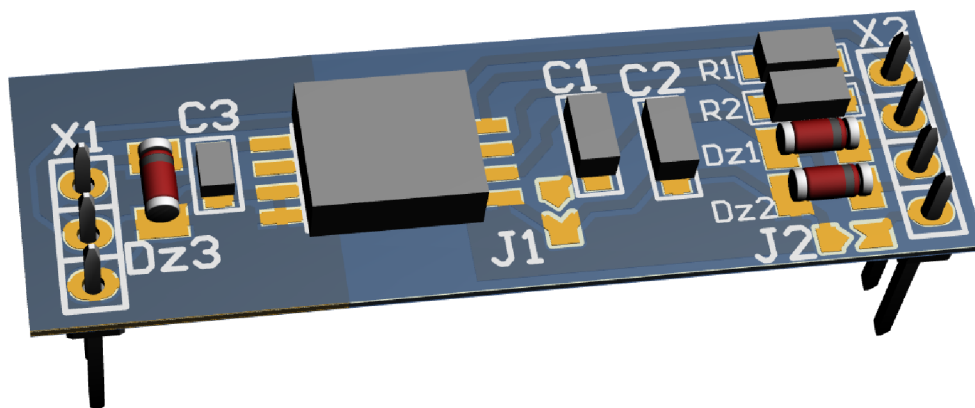
Vzhledem k tomu, že se bude jednat o návrhově poměrně rozsáhlé řešení, jehož koncepce doposud nebyla plně vyřešena se zadavatelem, nebude se tato práce již návrhem řídicích obvodů DC-DC měniče dále zabývat.

5 REALIZACE A OŽIVOVÁNÍ APFC

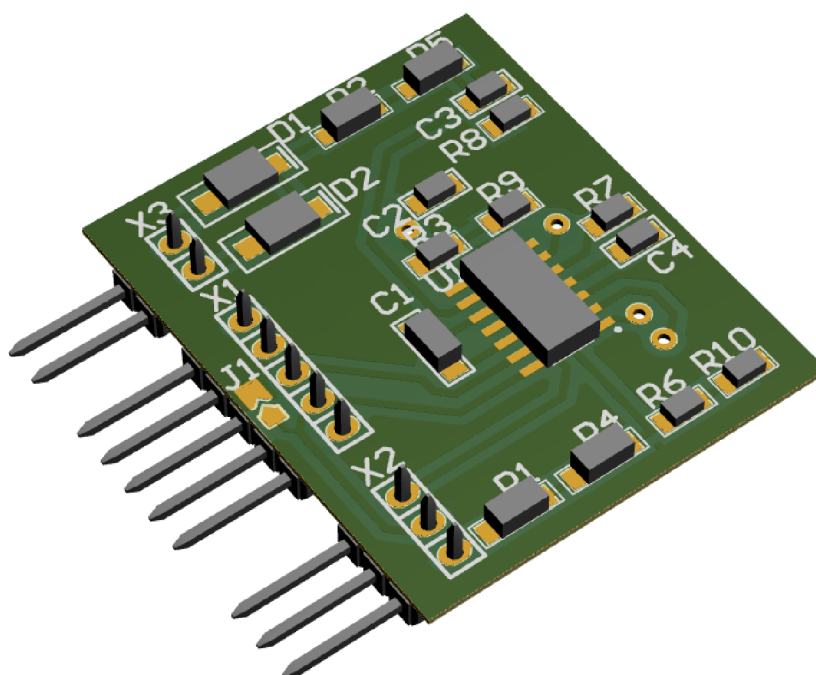
5.1 Realizace zařízení

Návrh desek plošných spojů, stejně tak jako jejich schématický návrh, byly provedeny v prostředí software Altium Designer. Při výběru jednotlivých komponent byly vytvářeny jejich schématické i DPS knihovny. Ke všem klíčovým komponentům byly vytvořeny realistické 3D modely v prostředí Autodesk Inventor, čímž byl umožněn přehlednější návrh DPS, z hlediska celkového prostorového rozložení.

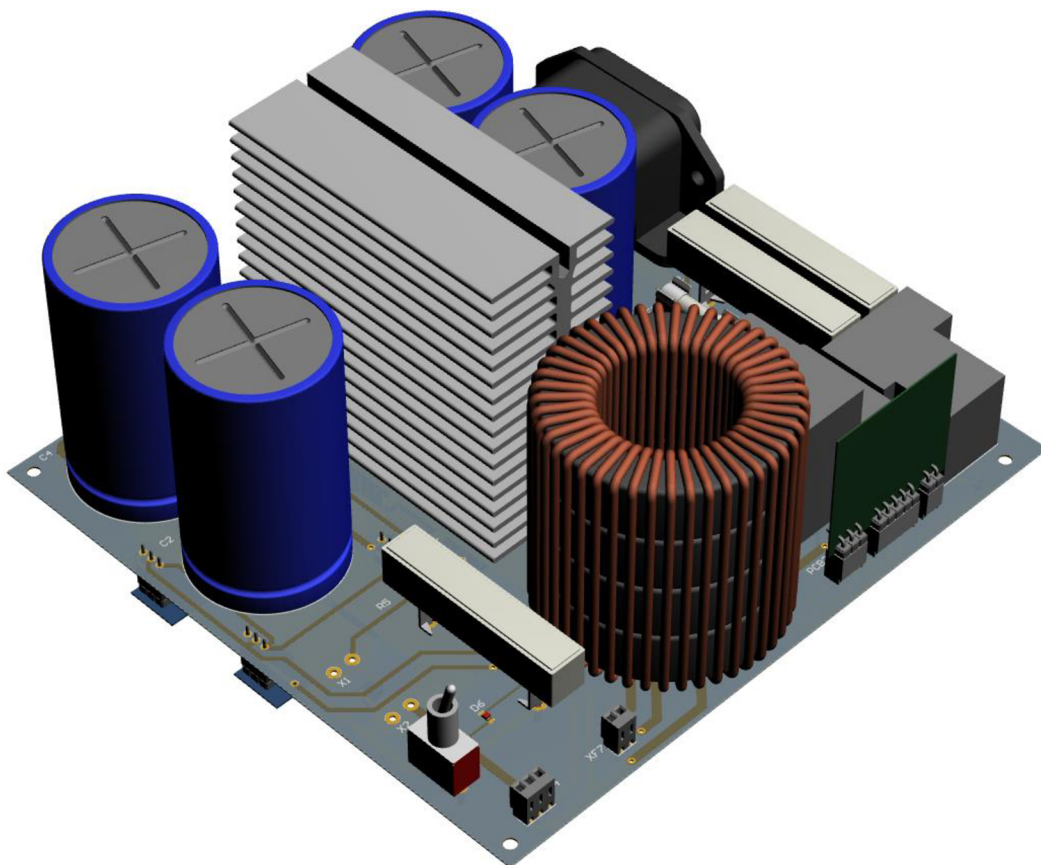
Na obrázcích 5-1 až 5-4 jsou 3D modely jednotlivých navržených desek plošných spojů.



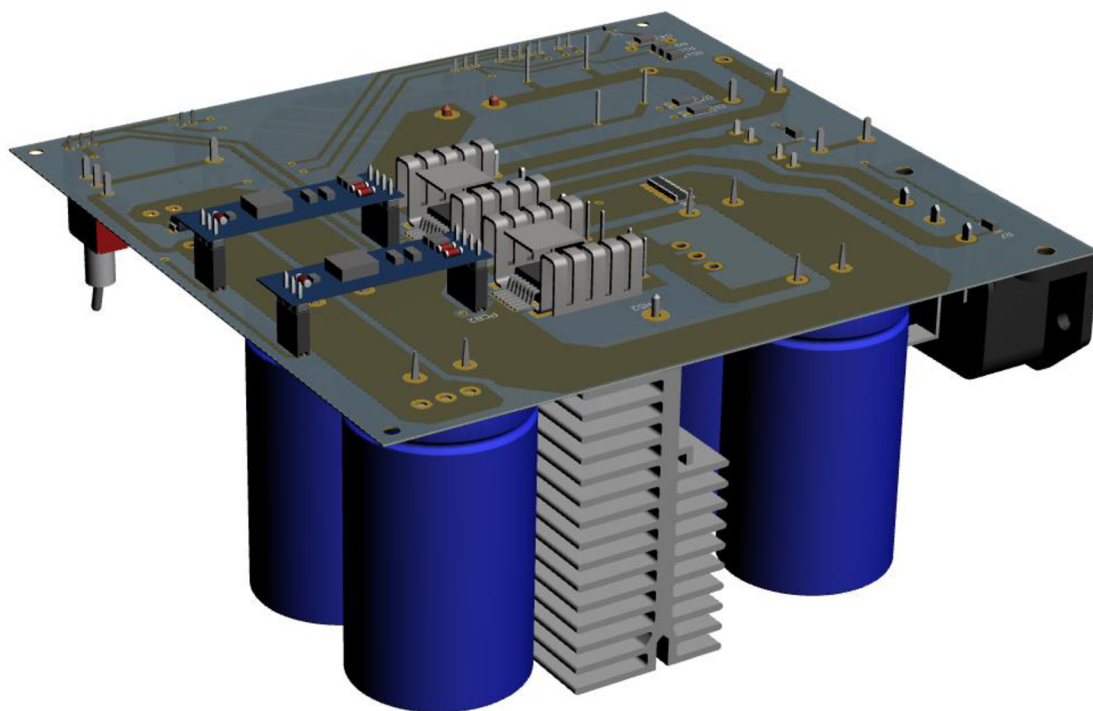
Obr. 5-1 3D model navržené DPS budících obvodů



Obr. 5-2 3D model navržené DPS řídicích obvodů



Obr. 5-3 3D model navržené DPS silových obvodů – pohled shora



Obr. 5-4 3D model navržené DPS silových obvodů – pohled zdola

Výroba DPS nebyla prováděna v laických podmínkách, nýbrž byla zadána profesionálnímu výrobcí. Osazení bylo provedeno v laboratoři na půdě UVEE. Na obrázcích 5-5 a 5-6 jsou fotografie kompletního osazeného modulu APFC.



Obr. 5-5 Osazený modul APFC pohled shora.

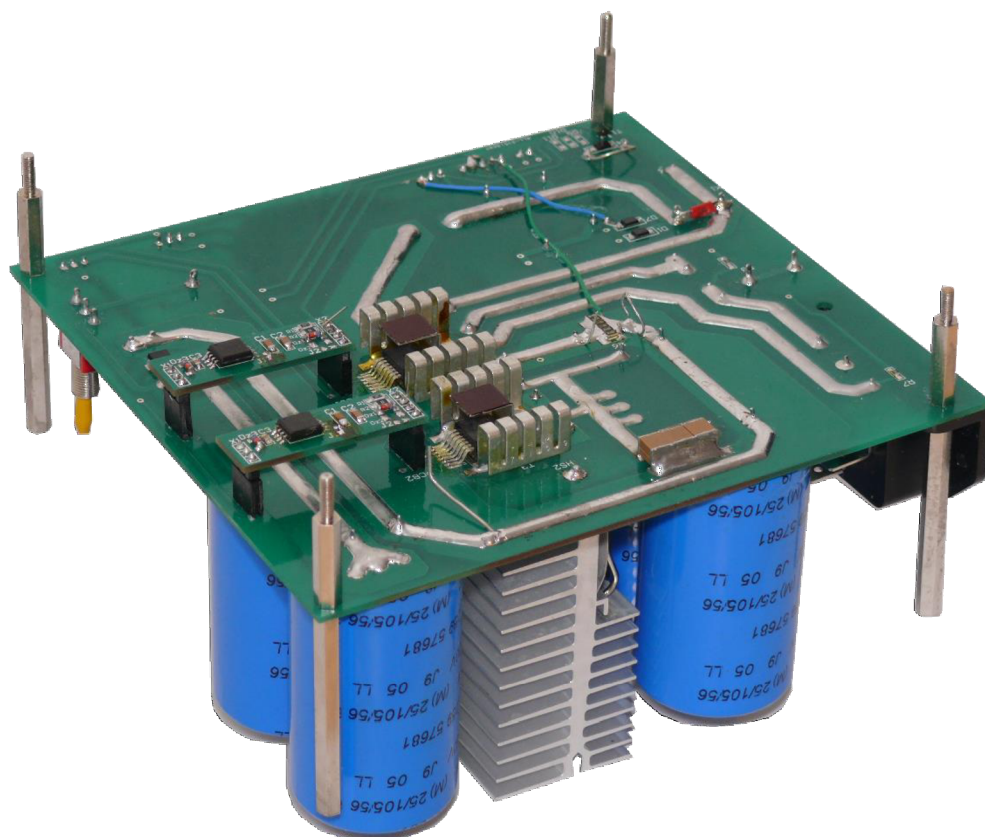
Na obrázku 5-6 je pohled na spodní stranu osazeného modulu. Fotografie je provedena ve stavu po oživování. Na snímku jsou tedy viditelné dočasně připojené vodiče pro osciloskopická měření.

Relé soft startu bylo vyřazeno při oživování z funkce, proto jsou jeho kontakty zkratovány propojkou.

Zelený vodič slouží pro upravené, kratší připojení země signálu od bočníku.

Přes modrý vodič je nově provedeno měření výstupního napětí, pro potřeby napěťové regulace. Původní řešení bylo vedeno fyzicky k výstupním svorkám APFC se záměrem sledovat přesněji výstupní napětí co neblíže zátěži. Jelikož jsou však země signálu napěťové i proudové regulace totožné, tvořili nežádoucí velkou zemní smyčku.

Proudy tekoucí v této smyčce pak způsobovali významné rušení, jež znemožňovalo správnou funkci řídicích obvodů.



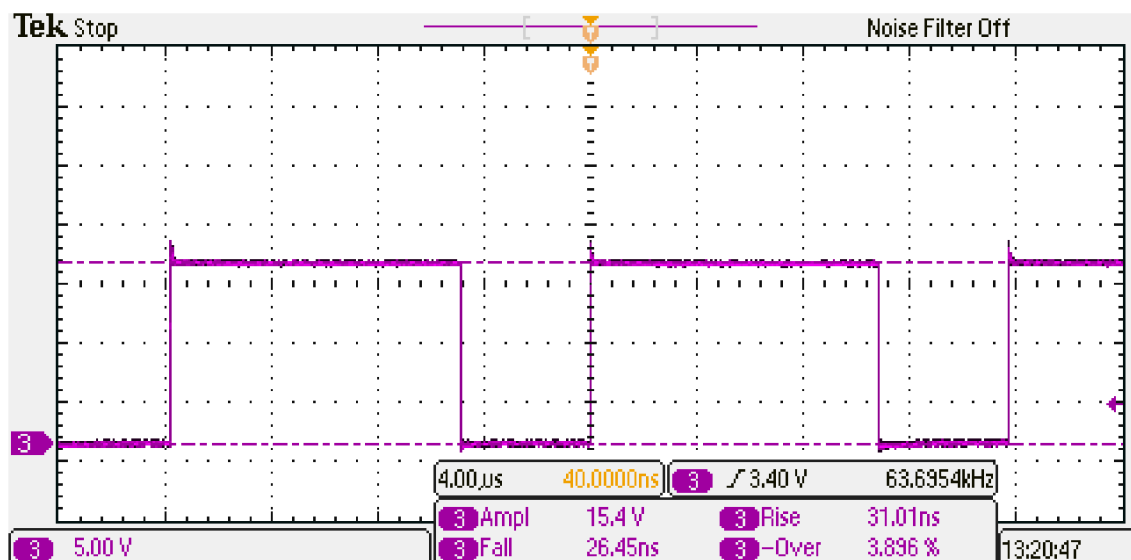
Obr. 5-6 Osazený modul APFC pohled zdola

5.2 Oživování modulu APFC

Při oživování zařízení bylo přemostěno relé softstartu propojkou a jeho elektromagnet byl odpojen od napájení. Ochrana proti podpětí na síťovém napájení, jež je vybaven řídicí obvod, byla nastavena pouze na 25 V. Regulovaná hodnota výstupního napětí, byla změněna, z 400V na 120V. Zařízení bylo napájeno z autotransformátoru a vstupní napětí bylo vždy zvyšováno postupně a bylo nastaveno na 35 V.

Dalším krokem bylo zvýšení napájecího napětí na hodnotu 105 V a výstupní regulované hodnoty napětí na přibližně 308 V. Plné výstupní napětí, nebylo nastaveno, z obav o příliš vysokou hodnotu napětěového překmitu při vypínání tranzistoru plynoucích z měření viz obrázek 5-13. Po zvýšení výstupního napětí a použití sondy 1:100, byl jev pozorován v značně nižší míře. Bylo tedy přistoupeno k měření účinnosti a celkového účinníku odběru viz kapitola 5.3.

Na obrázku 5-7 je zobrazeno napětí na hradle výkonového MOSFETu. Výška řídicích pulzů je 15,4 V, vypínání bylo prováděno do nulového napětí. Náběžná hrana budícího signálu má délku 31 ns, sestupná hrana trvá 26,45 ns. Signál vykazuje velmi drobný zapínací překmit. Napájení sekundární strany budiče bylo řešeno ze samostatného zdroje. Připojení země sondy bylo velmi krátké, viz obrázek 5-8. Budící obvod zjevně pracuje správně.

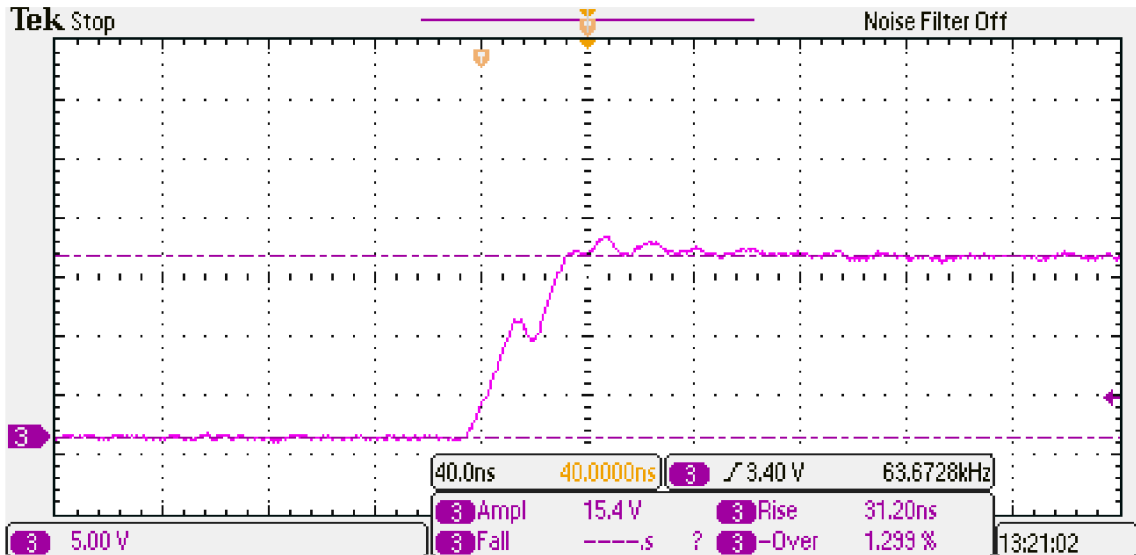


Obr. 5-7 Budící signál na hradle tranzistoru



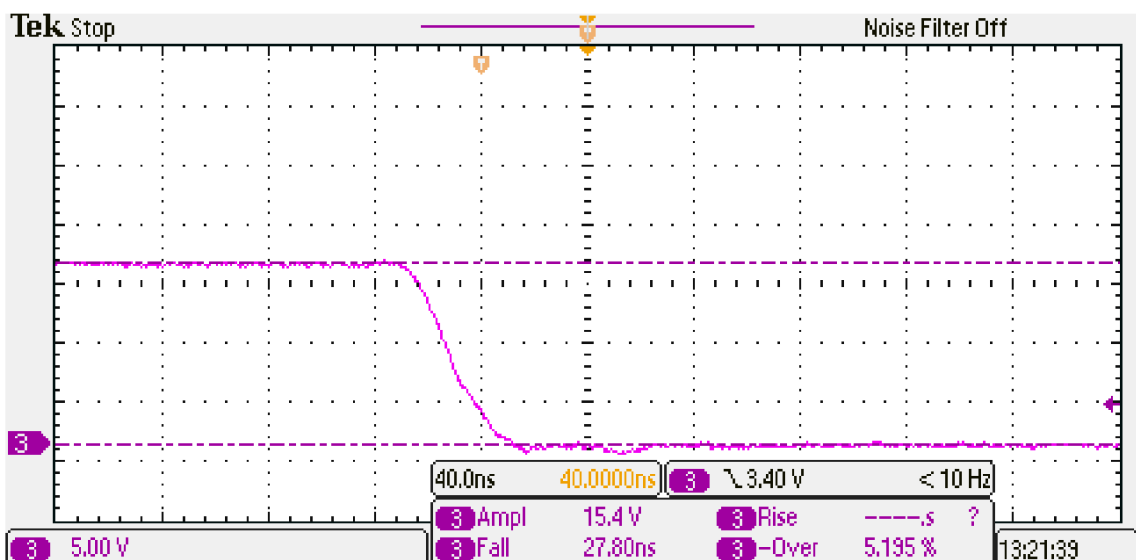
Obr. 5-8 Detail připojení sondy při měření napětí u_{gs}

Na obrázcích 5-9 a 5-10 je zaznamenán detail náběžné a sestupné hrany budicího signálu. Na detailu zapínací hrany můžeme pozorovat Millerův jev.



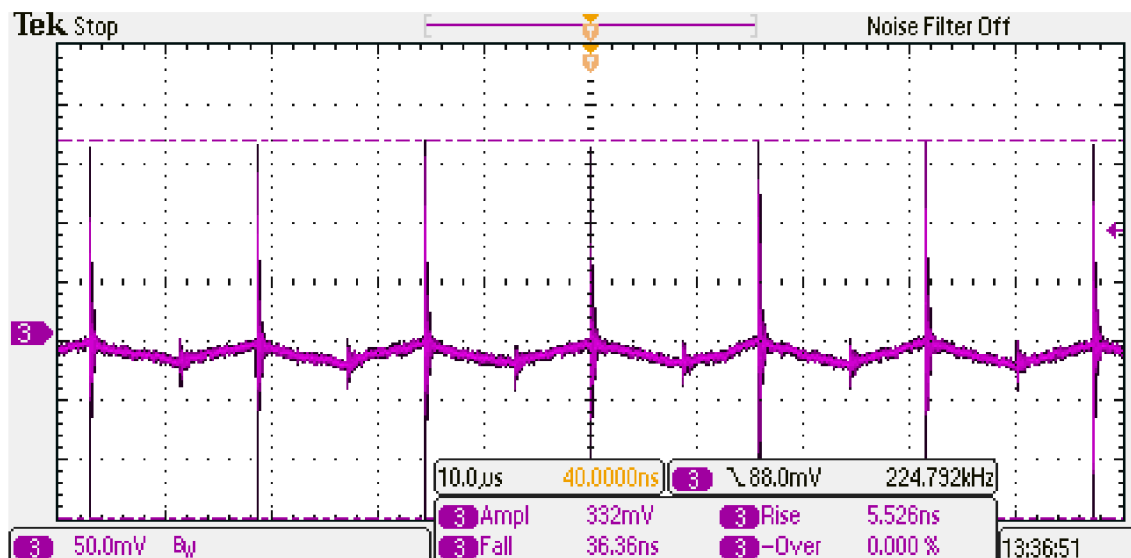
Obr. 5-9 Detail náběžné hrany u_{gs} – lze pozorovat Millerův jev

Na detailu sestupné hrany lze též pozorovat snížení strmosti před úplným vybitím kapacity hradla. Zlom v průběhu nastává teoreticky na úrovni prahového napětí tranzistoru, jež je dle dokumentace [22] okolo 2V.



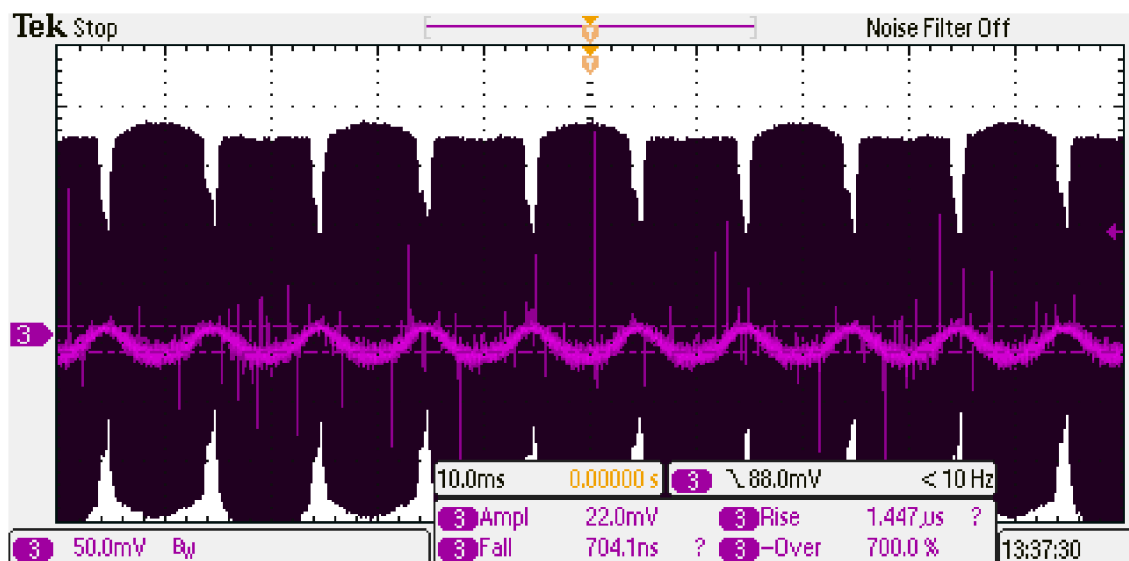
Obr. 5-10 Detail sestupné hrany u_{gs}

Na obrázku 5-11 je zaznamenán detail pilovitého zvlnění průběhu napětí na bočniku. Vzhledem k silnému zarušení byla pro měření použita omezená šířka pásma na 20 MHz. Signál je invertován, sonda osciloskopu byla připojena opačně.



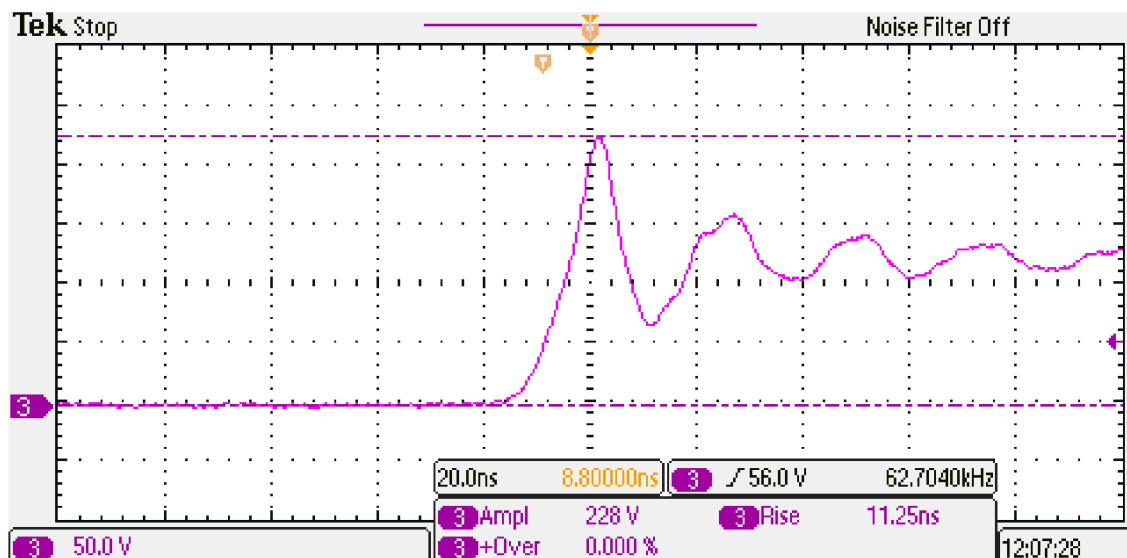
Obr. 5-11 Detail signálu na bočniku

Obrázek 5-12 zachycuje téže signál při delší časové základně, signál je opět invertován a nadále je aplikováno omezení šířky pásma osciloskopu. Zaznamenaný průběh vypovídající o tvaru proudu bočníkem indikuje správnou funkci řídicích obvodů APFC. Průběh proudu odpovídá vzhledu dvojcestně usměrněného sinusového signálu což je přesně žádoucí stav.



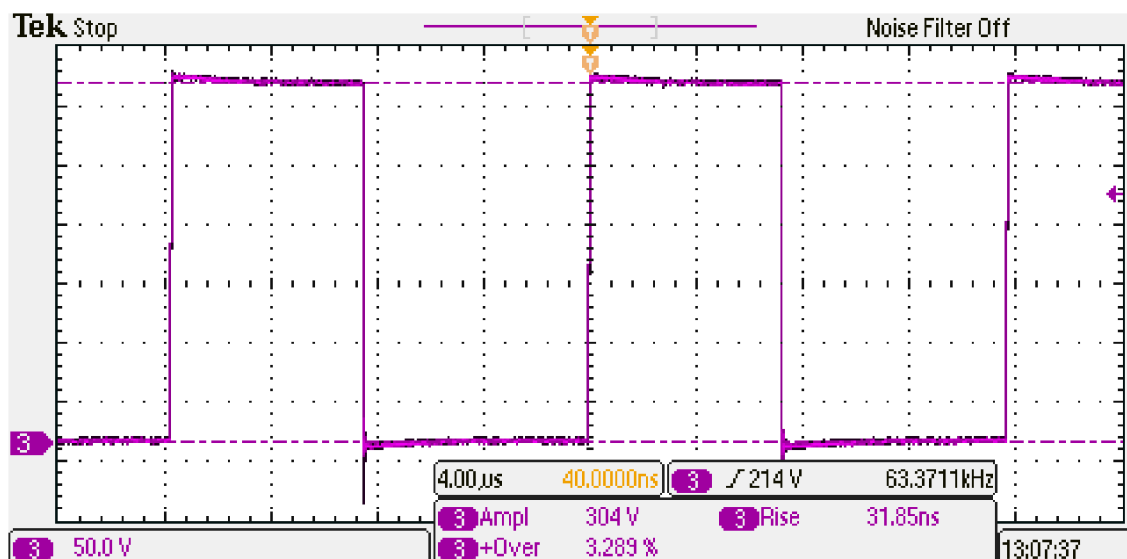
Obr. 5-12 Signál z bočniku

Na obrázku 5-13 je detail napětí u_{ds} při vypínání tranzistoru. Proud do zátěže v okamžiku měření je 3,5 A při výstupním napětí 120 V. Vstupní napětí je stále pouze 35 V efektivní hodnoty. Napěťový překmit na vypínaném tranzistoru zjevně dosahuje výšky 108 V. Připojení měřící sondy však nebylo možné provést optimálně, skutečný překmit bude pravděpodobně nižší.



Obr. 5-13 Detail náběžné hrany u_{DS} při vypínání tranzistoru, proud zátěže 3,5 A

Na obrázku 5-14 je pohled na napětí na tranzistoru po změně hladiny výstupního regulovaného napětí na přibližně 308 V. Vstupní napětí bylo 105 V_{rms}, proud do zátěže dosahoval 0,6 A. Byla použita sonda 1:100, která byla před měřením kompenzována podle interního kalibračního obdélníkového signálu použitého osciloskopu.



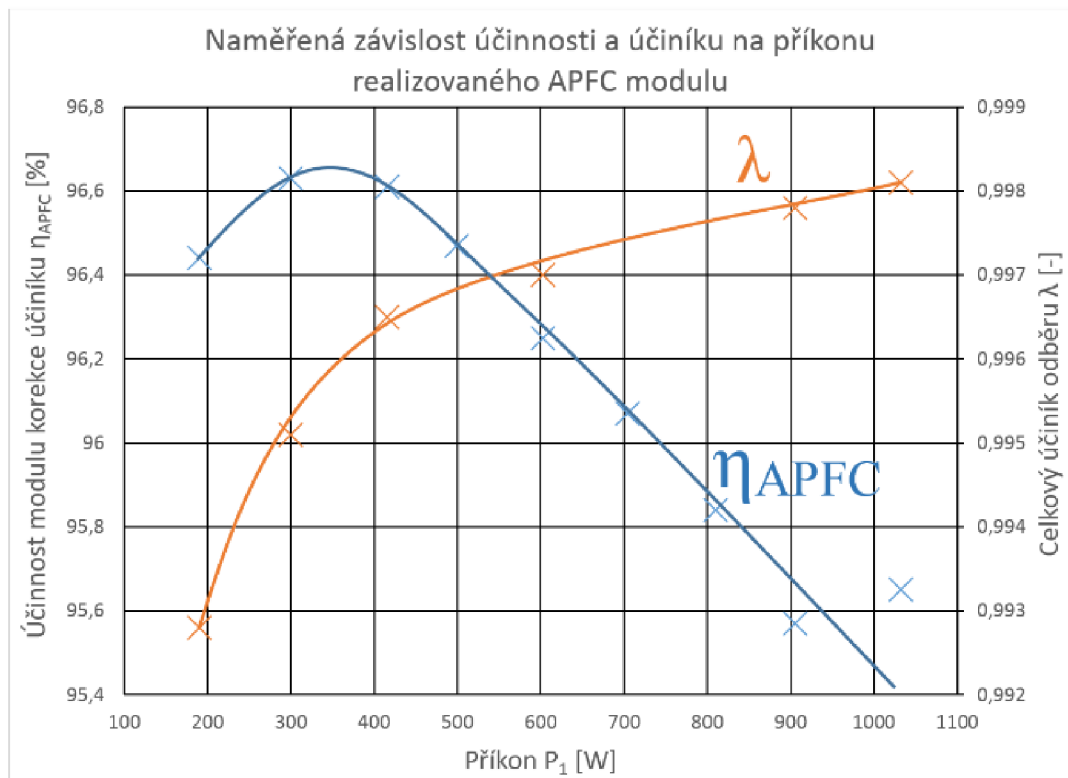
Obr. 5-14 Napětí u_{DS} , výstupní napětí 308 V, proud do zátěže 0,6 A

5.3 Měření účinnosti a účinníku odběru na modulu APFC

Po učinění základních měření viz kapitola 5.2. Bylo přistoupeno k měření účinnosti a celkového účinníku odběru pomocí výkonového analyzátoru Norma 5000.

Měření probíhalo nadále za sníženého vstupního napětí na 105 V_{rms} přes autotransformátor, který může poskytnout proud maximálně 10 A. Výstupní napětí bylo regulováno řídicími obvody na 308 V a zatěžování probíhalo do odporové zátěže.

Měření se uskutečnilo při příkonu od 200 W do 1000 W. Testování na vyšší výkon, nebylo možné z hlediska limitace proudem autotransformátoru, a dále i limitací proudu interními bočníky měřicího přístroje. V neposlední řadě pak nebyl dostupný vyšší počet vhodných zatěžovacích odporů, které by zvládly tento výkon bez poruchy vyzářit. Graf naměřené závislosti účinnosti a účinníku v závislosti na zátěži je na obrázku 5-15.



Obr. 5-15 Naměřená závislost účinnosti a účinníku na velikosti zátěže APFC

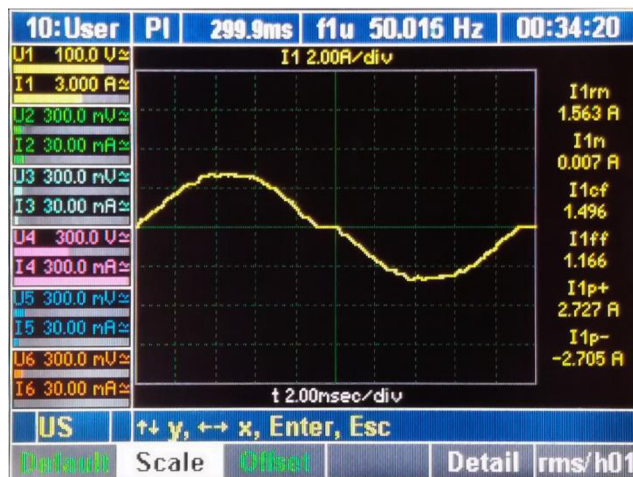
Dosahovaný účinník převyšující 0,992 již při příkonu 200 W prokazuje velmi dobrou funkci řídicího obvodu. Účinnost dosahuje maxima patrně při příkonu přibližně 350 W, je však zapotřebí připomenout, že vstupní napětí je pouze 105 V_{rms} a tedy odpovídající odebíraný proud v tomto bodě je přibližně 3,3 A. Při chodu z plného síťového napětí lze tedy očekávat odpovídající hodnotu účinnosti při příkonu okolo 760 W.

Příklad zaznamenaných parametrů odběru při příkonu 300 W je uveden na obrázku 5 - 16.

10:User		PI	299.9ms	f1u 50.014 Hz	00:40:11
U1 100.0 V	I1 3.000 A	U ₁	rms	104.65	V
U2 300.0 mV	I2 30.00 mA	I ₁	rms	2.8788	A
U3 300.0 mV	I3 30.00 mA	P ₁		299.79	W
U4 300.0 V	I4 1.000 A	S ₁		0.3013	kVA
U5 300.0 mV	I5 30.00 mA	Q ₁		-0.0296	kVar
U6 300.0 mV	I6 30.00 mA	λ ₁		0.9951	cap
US		Phase 1, Main			
LCD +	LCD -	User	el/mech	Detail	rms/h01

Obr. 5-16 Příklad naměřených hodnot přístrojem Norma 5000 – příkon 300W

Na obrázku 5-17 je zaznamenán časový průběh odebíraného proudu na vstupu APFC při vstupním proudu pouze 1,5 A_{RMS}. Z hlediska regulačních obvodů se zjevně jedná o nejkritičtější stav, kdy je odstup signál od šumu na bočníku nejnižší. Kromě drobného tvarového zkreslení pozorujeme i nulový odběr proudu v delším časovém intervalu okolo průběhu síťového napětí nulou. Krátký výpadek odběru je způsoben omezenou střídou tranzistoru, jenž nemůže dosáhnout více jak cca 95 %.



Obr. 5-17 Záznam průběhu odebíraného proudu

Na obrázku 5-18 je zaznamenána tabulka spektrální analýzy odebíraného proudu pro nejvyšší testovaný příkon, tedy 1027 W. První harmonická odebíraného proudu dosahuje efektivní hodnoty 9,58 A, hodnota odebíraného proudu na 3tí a 5té harmonické dosahuje

pouze okolo 0,45 A. Vyšší úroveň 6té harmonické ve spektru odebíraného proudu je patrně vysvětlitelná vlivem zkreslení v oblasti nuly viz obrázek 5-17.

10:User		PI	R 300.1ms	f1u 49.989 Hz	01:15:38
U1 100.0 V \approx	I1 10.00 A \approx	Order	U1 [Urms]	I1 [Arms]	P1 [W]
U2 300.0 mV \approx	I2 30.00 mA \approx	0	0.4	0.01	0.000k
U3 300.0 mV \approx	I3 30.00 mA \approx	1	107.2	9.58	1.027k
U4 300.0 V \approx	I4 3.000 A \approx	2	---	---	---
U5 300.0 mV \approx	I5 30.00 mA \approx	3	---	0.43	---
U6 300.0 mV \approx	I6 30.00 mA \approx	4	0.4	---	0.000k
		5	2.0	0.46	0.001k
		6	2.0	0.44	0.001k
		7	1.0	0.07	0.000k
		8	0.3	0.03	0.000k
		9	0.5	0.09	0.000k
		10	0.4	0.06	0.000k
		f<1>	49.98 Hz	50.01 Hz	50.00 Hz
US	Phase 1, Main				
	mode	scroll	tab/gra	Detail	Freq

Obr. 5-18 Tabulka spektra odebíraného proudu při příkonu 1kW

Na obrázku 5-19 je zaznamenána vypočtená účinnost měřicím přístrojem, jenž při výpočtu již zohledňuje skutečný účinník odběru.

10:User		PI	R 300.0ms	f1u 49.995 Hz	00:43:21
U1 100.0 V \approx	I1 10.00 A \approx	η_e	\pm	96.47	%
U2 300.0 mV \approx	I2 30.00 mA \approx	η'_e	\pm	103.66	%
U3 300.0 mV \approx	I3 30.00 mA \approx	P	\pm	499.22	W
U4 300.0 V \approx	I4 1.000 A \approx	P'	\pm	481.58	W
U5 300.0 mV \approx	I5 30.00 mA \approx				
U6 300.0 mV \approx	I6 30.00 mA \approx				
US	Efficiency (1/2/3 & 4/5/6)				
LCD +	LCD -	User	el/mech		rms/h01

Obr. 5-19 Výkonovým analyzátořem vypočtená účinnost

6 ZÁVĚR

Tato závěrečná práce se zabývala problematikou palubního dobíjení elektromobilů. Úvodem práce je stručně nastíněn kontext řešené problematiky, od historie, po současnost. Zmíněny jsou aktuální fundamentální důvody masového rozšíření diskuze nad problematikou elektro mobility, tedy emisní limity.

Současný stav infrastruktury pro elektromobily popisuje kapitola 2. Provedena je krátká rešerše dostupnosti veřejných dobíjecích stanic a cen za dobíjení. Následně je uvedený přehled dobíjecích standardů, mezi kterými je nyní preferován standard CCS, umožňující jak dobíjení stejnosměrným proudem, tak dobíjení střídavým proudem za využití palubního dobíječe. Dále se již práce věnuje výhradně problematice palubního dobíjení. Závěrem druhé kapitoly je krátce popsána konkrétní palubní nabíječka ze sériového vozu.

Při příkonech palubních dobíječů, řádu jednotek až desítek kilowattů, je naprosto nezbytné řešit otázku korekce účinníku. Kapitola 3 se tedy zabývá úvodem do této problematiky, přičemž čtenáře vede od metod pasivní korekce, k metodám aktivním. Aktivní topologie korekce účinníku jsou hlouběji představeny. Nejprve jsou popsány možné režimy pracovního proudu v aktivním PFC, dále je uvedena trojice možných obvodových topologií. Uvedeny tedy jsou topologie s můstkovým usměrňovačem a bez můstkového usměrňovače. Do druhé zmíněné skupiny spadá i tzv. topologie totem pole, kdy je na vstupu využit poloviční, nebo plný můstek spínačů. Pro návrh dále realizovaného modulu APFC je vybrána topologie s můstkovým usměrňovačem.

Druhá část třetí kapitoly popisuje podrobný návrh modulu APFC s můstkovým usměrňovačem. Je uveden především postup návrhu hlavní PFC tlumivky, její navržená minimální hodnota je $L_{min} = 298,64 \mu\text{H}$. Realizace tlumivky je provedena na čtveřici toroidních železo-prachových jader, uveden je tedy postup návrhu vinutí a ověření sycení jádra. Dále je proveden výpočet ztrát na tlumivce, a na všech polovodičích v APFC. Jsou zvoleny chladiče výkonových součástek a ověřeno jejich dostatečné dimenzování.

Závěrem návrhu modulu APFC je uvedeno zapojení řídicích obvodů, jež jsou postaveny na jednoúčelovém IO ICE3PCS01G. Uvedeno je také zapojení budičů, jež jsou realizovány pomocí IO s galvanickým oddělením, na bázi magnetické vazby. Budicí obvody jsou typu 1EDC60H12AH.

Obsahově nejrozsáhlejší částí je kapitola 4, která se zabývá následujícím DC-DC měničem. V úvodu kapitoly jsou diskutovány možné topologie pro realizaci. Konkrétně jsou uvedeny topologie propustných měničů a diskutovány klady i nedostatky jejich případné volby. Okrajově jsou zmíněny topologie s měkkým spínáním a topologie blokujícího měniče. Porovnání jednotlivých topologií směřuje dále k značným výhodám spolupráce více dílčích měničů. Uvedeny jsou modulární systémy jakožto vhodný kandidát pro realizování univerzálního dobíječe vysokého výkonu a velkého rozsahu výstupních parametrů.

Pro návrh DC-DC měniče je zvolena topologie dvojice jednočinných měničů s vzájemným posunem řídicích signálů o polovinu periody spínacího kmitočtu. Dále je tedy uveden podrobný návrh dvojice totožných impulzních transformátorů. Je volena spínací frekvence dílčích měničů $f_{spin} = 45$ kHz. Pro realizaci transformátorů, jsou zvolena opět toroidní jádra. Zvolený materiál jader je MnZn ferit CF297. Při návrhu vinutí transformátorů je dávana přednost vysoké dosažené účinnosti měniče oproti jeho minimalizaci. Je tedy volen rozkmit sycení $(B_{max} - B_r) = 105$ mT, který je vypočten pro využití jádra za zvolené proudové hustoty a činitele plněné mědi.

Po návrhu impulzních transformátorů je provedeno dimenzování všech polovodičů a vypočtena jejich výkonová ztráta. Jako tranzistory pro DC-DC měnič jsou záměrně voleny SiC MOSFETy C3M0065090J, jelikož byly navrženy i pro realizaci APFC modulu a byly pořízeny se značnou množstevní rezervou.

Do návrhu DC-DC měniče je následně uveden výpočet výstupního LC filtru. Ten je postaven na velké hodnotě indukčnosti $L_{f,min} = 1,56$ mH. Důvodem pro toto řešení je požadavek na minimální zvlnění proudu v tlumivce. Minimální zvlnění vylučuje vznik významných hysterezních ztrát v jádře a hodnota následného filtračního kondenzátoru může být minimální. Kondenzátor malé kapacity je poté navržen jako svitkový, jenž má minimální ekvivalentní sériový odpor a velkou životnost.

Závěrem návrhu DC-DC měniče je uvedena sumarizace všech vypočtených ztrát a stanovena celková výpočtová účinnost. Stanovená výpočtová hodnota účinnosti navrženého měniče je $\eta_{DC-DC,celk} = 98,5$ %.

Poslední kapitola, číslo 5, se zabývá ověřením vlastností realizovaného modulu APFC. Úvodem kapitoly jsou představeny 3D modely navržených DPS. Největší význam těchto detailních 3D modelů byl patrný při návrhu hlavní výkonové desky. Přesné 3D

modely všech objemných komponent umožnily poměrně kompaktní návrh celého modulu bez zbytečných obav o kolizi součástek nad deskou plošného spoje. Po modelech následují fotografie dokončeného zařízení.

Oživování modulu bylo provedeno za sníženého vstupního i výstupního regulovaného napětí. Ověřena byla bezproblémová funkce budičů, byl zobrazen průběh signálu z bočnicku a zkontrolovány průběhy u_{DS} při zapínání a vypínání výkonových tranzistorů bez zátěže i pod zátěží.

Nakonec bylo provedeno měření vlastností vyhotoveného modulu pomocí přesného výkonového analyzátoru Norma 5000. Bylo provedeno zatěžování od 200 W do 1000 W příkonu. K dalšímu zatěžování nebyl dostupný dostatek zatěžovacích rezistorů a neumožňovala to ani konfigurace měřícího pracoviště.

Z naměřených hodnot byl sestaven graf účinnosti a účinníku v závislosti na příkonu. Maximální dosažená účinnost byla 96,6 %. Účinník neklesl pod hodnotu 0,99. Naměřené hodnoty lze označit za velmi uspokojivé.

Literatura

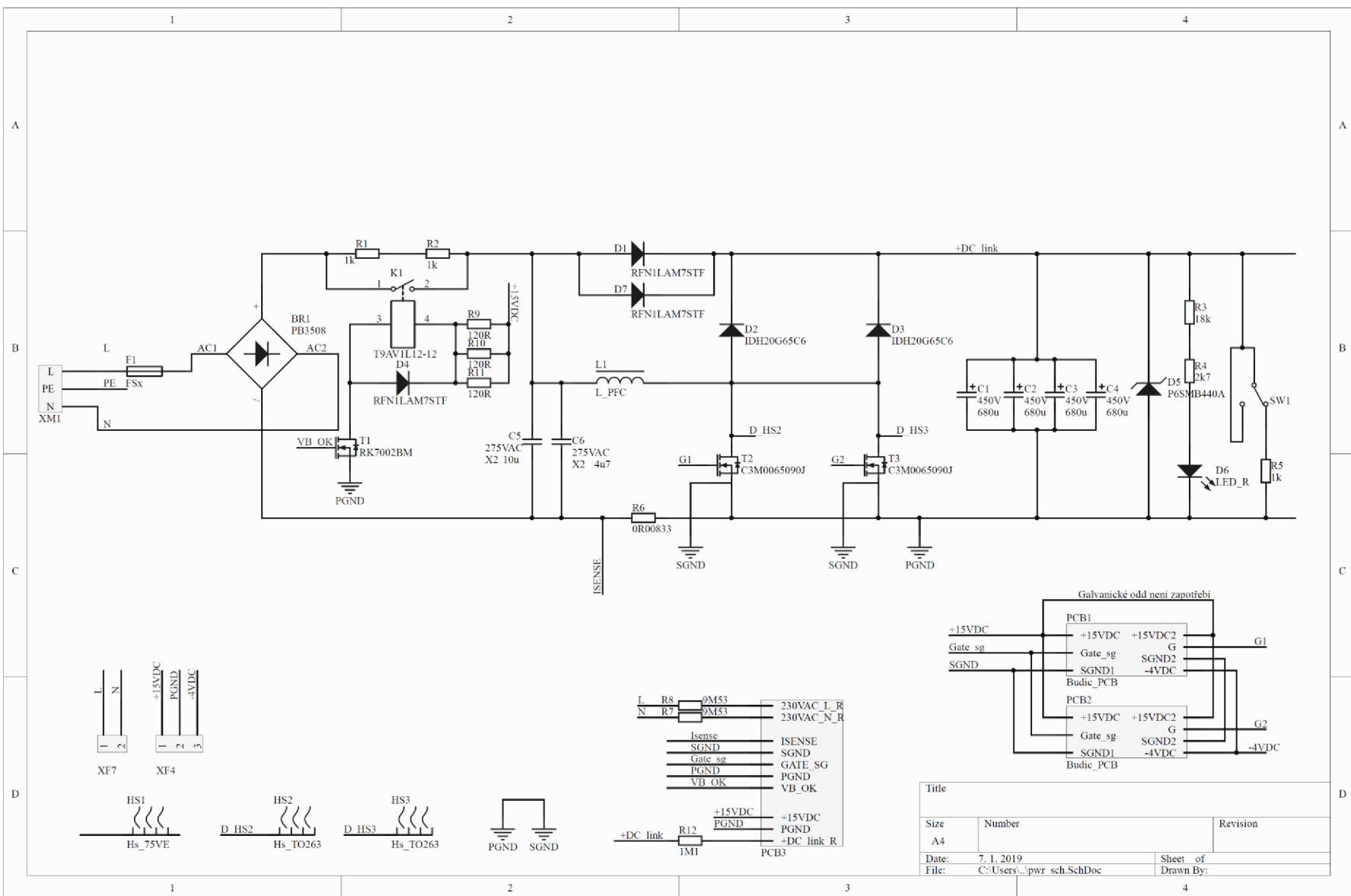
- [1] *Mapy.cz* [online]. Seznam cz a.s., 2019 [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: <https://mapy.cz/s/3s7RT>
- [2] *Ceník dobíjení v síti dobíjecích stanic E.ON Drive* [online]. 1.4.2019, , 2 [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: <https://www.eon.cz/-a169723---6bHfjgND/cenik-dobijeni-e-on-drive-pdf-up>
- [3] *Ceník jednorázového dobíjení elektromobilita ČEZ* [online]. , 1 [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: <http://www.elektromobilita.cz/edee/content/file/e-mobilita/cenik-primych-plateb-za-jednorazove-dobiti-cj.pdf>
- [4] PRE. *Ceník nabíjení vozidel* [online]. 1.1.2017, , 1 [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: <https://www.premobilita.cz/Files/nabijeni/cenik-nabijeni-2017/>
- [5] CHADEMO ASSOCIATION. *CHAdeMO-certified Charger List* [online]. 9.11.2018, , 1-5 [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: https://www.chademo.com/wp2016/wpcontent/uploads/pdf/Certified_charger.pdf
- [6] *Combined Charging System*. In: Wikipedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001-, 28.4.2019 [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Combined_Charging_System
- [7] Directive 2014/94/EU of the European Parliament and of the Council of 22 October 2014 on the deployment of alternative fuels infrastructure Text with EEA relevance. In: . Council of the European Union , European Parliament: 2014, číslo 94. Dostupné také z: <https://publications.europa.eu/en/publication-detail/-/publication/d414289b-5e6b-11e4-9cbe-01aa75ed71a1/language-en>
- [8] *Power to Europe: Establishing european high power charging network* [online]. October 2018, , 10-12 [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: <https://www.firstinternationalhpcsummit.com/wp-content/uploads/2018/10/13-Ionity-Joer-Lohr.pdf>

- [9] *Veefil: High power charging system* [online]. 2018 [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: <https://bit.ly/2E5F5GI>
- [10] NYLAND, Bjorn. In: *YouTube: First Ionity charger in Norway* [online]. Norsko, 2018 [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: <https://www.youtube.com/watch?v=cH1gXGwVI9M>
- [11] Combo CCS EU. In: *Wikimedia* [online]. 29.4.2016 [cit. 2019-05-13]. Dostupné z: <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Combo-ccs-eu.svg>
- [12] WIKNER, Evelina a Torbjörn THIRINGER. Extending Battery Lifetime by Avoiding High SOC. *MDPI* [online]. 2018(8) [cit. 2019-05-13]. Dostupné z: <https://www.mdpi.com/2076-3417/8/10/1825>
- [13] *Der neue e-up!: Technishe Daten* [online]. April 2018 [cit. 2019-05-13]. Dostupné z: <https://bit.ly/2E3879S>
- [14] E-tron Preisliste. In: *Audi-mediacentre* [online]. 2019, 18.4.2019 [cit. 2019-05-13]. Dostupné z: <https://bit.ly/2Hhx4R1>
- [15] *Power Factor Correction Handbook: Choosing right solution* [online]. 5/2014, , 130 [cit. 2019-03-07]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/HBD853-D.PDF>
- [16] Drápela, J., *Kvalita elektrické energie a EMC*. Skriptum k přednáškám. Brno, VUT, 2017
- [17] MALLIKA, Kurma Sai. *Topological issues in single phase power factor correction*. National institute of Technology Rourkela, 2007. Diploma Thesis. Dostupné z: http://ethesis.nitrkl.ac.in/4305/1/Topological_issues_in_single_phase_power.pdf
- [18] *Enhanced isoCink+TM Bridge Rectifiers: Datasheet PB3506, PB3508, PB3510* [online]. 26.6.2013 [cit. 2019-03-08]. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/84807/pb3506.pdf>
- [19] PATOČKA, M. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. Brno: VUTIUM, 2011. 480 s. ISBN: 978-80-214-4003-6.

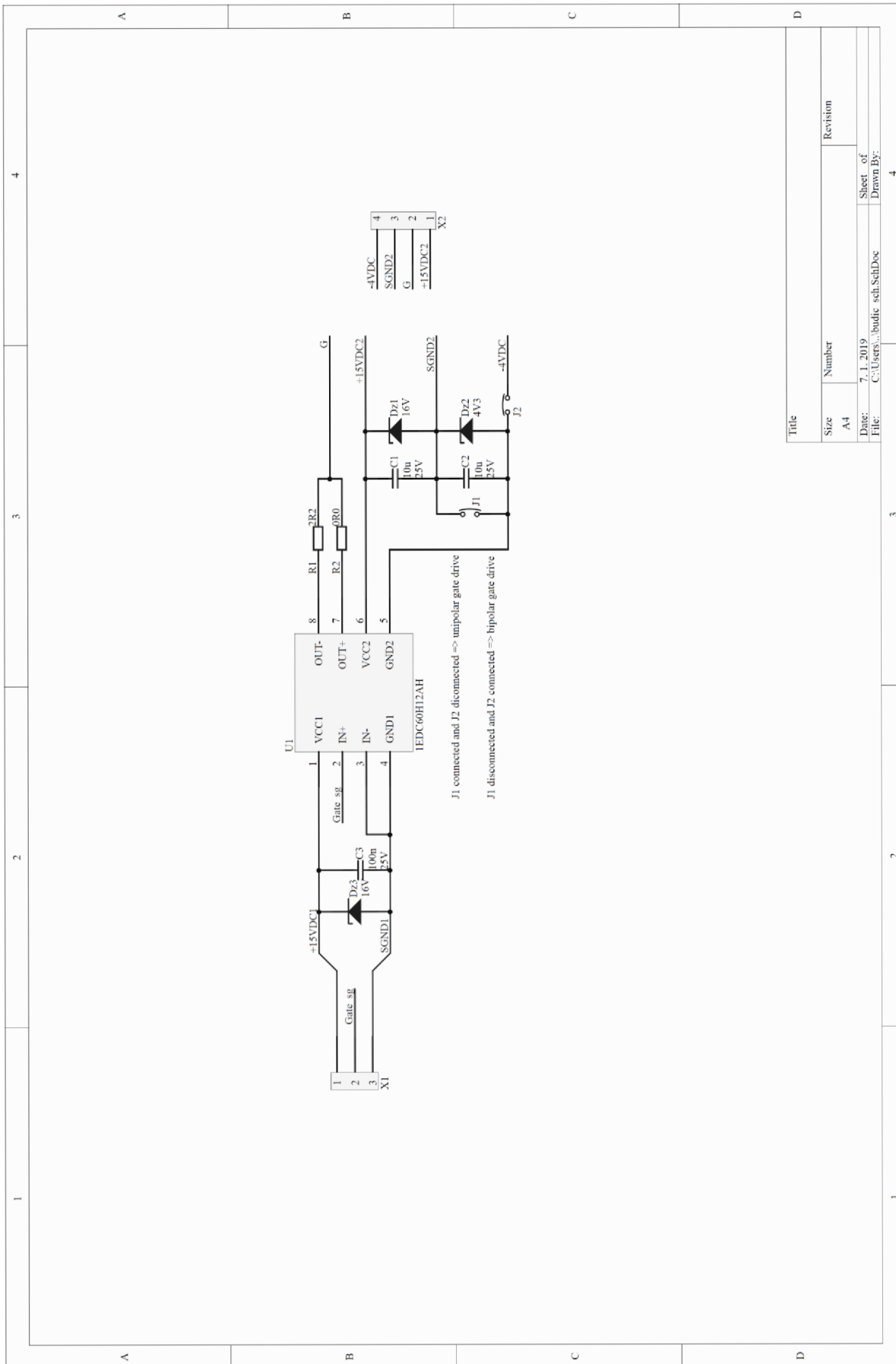
- [20] *KDM Sendust cores catalogue* [online]. [cit. 2019-03-08]. Dostupné z: <http://www.kdm-mag.co.kr/pdf/KDM-Alloy-sendust-toroidal.pdf>
- [21] KDM PFC choke design guide. In: *KDM magnetics* [online]. [cit. 2019-03-08]. Dostupné z: <http://www.kdm-mag.com/td/12.shtml/>
- [22] *Silicon Carbide Power MOSFET: Datasheet C3M0065090J* [online]. January 2018 [cit. 2019-04-15]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/90/3m0065090j-838493.pdf>
- [23] *Aavid 7109DG: Surface mount heatsink catalog* [online]. [cit. 2019-04-14]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/2/Aavid-Board-Level-Heatsinks-Catalog-2018-1507171.pdf>
- [24] IDH20G65C5: Final Datasheet. In: *Infineon.com* [online]. 12.10.2012 [cit. 2019-04-15]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IDH20G65C5-DS-v02_02-en.pdf?fileId=db3a30433a047ba0013a06d5f79701c6
- [25] *Ninigi: Thermally conductive compounds Datasheet* [online]. [cit. 2019-04-15]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/5ab0ac5320c9b6a02efb8afc5dbebff2/sili150.pdf>
- [26] *1EDC60H12AH Datasheet: Single channel IGBT gate driver IC in wide body package* [online]. [cit. 2019-04-12]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon-1EDCxxI12AH-DS-v02_00-EN-1272149.pdf
- [27] MARTIŠ, Jan. *Zvyšování účinnosti a optimalizace výkonových pulzních měničů*. Brno, 2018. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D

- [28] *Spínané zdroje velkých výkonů: paralelní řazení zdrojů*. Brno, 2015. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Doc.Dr. Ing. Miroslav Patočka.
- [29] Lj T 8020C-CF297: Toroidní jádro, potažené. In: *www.semic.cz* [online]. [cit. 2019-04-22]. Dostupné z: <https://www.semic.cz/cz-detail-172046-lj-t-8020c-cf297.html>
- [30] Immediately available products catalogue. In: *Https://www.packlitzwire.com/* [online]. [cit. 2019-04-22]. Dostupné z: <https://www.packlitzwire.com/immediate-delivery/>
- [31] STPSC10H065-Y Automotive 650 V power Schottky silicon carbide diode: Datasheet. In: *Https://cz.mouser.com* [online]. [cit. 2019-04-22]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/389/stpsc10h065-y-956764.pdf>
- [32] STPSC20H12-Y Automotive grade 1200 V power Schottky silicon carbide diode: Datasheet. In: *Https://cz.mouser.com* [online]. [cit. 2019-04-22]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/389/stpsc20h12-y-1156380.pdf>
- [33] KE77-26A: KDM Material Datasheet. In: *Www.semic.cz* [online]. [cit. 2019-04-22]. Dostupné z: https://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7282/ljf-e305-26a-c5c47c.pdf
- [34] F. Musavi, D. S. Gautam, W. Eberle and W. G. Dunford, "A simplified power loss calculation method for PFC boost topologies," *2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Detroit, MI, 2013, pp. 1-5. doi: 10.1109/ITEC.2013.6573469
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6573469&isnumber=6573455>

Příloha 1 – Schéma zapojení silové části



Příloha 3 – Schéma obvodů budičů



Title	
Size	Revision
A4	
Date:	7.1.2019
File:	C:\Users\...budic sch\SchDoc
Sheet of	4
Drawn By:	