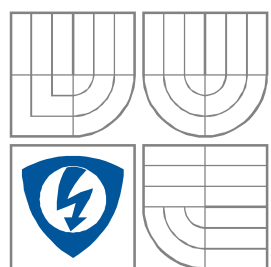




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

RYCHLONABÍJEČKA PRO TRAKČNÍ AKUMULÁTOR ELEKTROMOBILU PEUGEOT 106 ELECTRIC

FAST CHARGER FOR THE TRACTION ACCUMULATOR OF THE ELECTRIC VEHICLE PEUGEOT 106
ELECTRIC

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

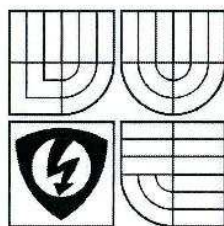
Bc. RADIM LANGER

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

BRNO, 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor

Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Langer Radim, Bc.

Ročník: 2

ID: 85292

Akademický rok: 2008/09

NÁZEV TÉMATU:

Rychlonabíječka pro trakční akumulátor elektromobilu "Peugeot106 electric"

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Oživte pomocné, řídicí a budicí obvody nabíječky.
2. Oživte silový obvod měniče, dostavte regulační a ochranné obvody. Ověřte funkčnost kompletní nabíječky.
3. Vypracujte technickou dokumentaci k přístroji tak, aby byla dostačující pro reprodukci výroby nebo opravy přístroje.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle doporučení vedoucího.

Termín zadání: 1.10.2008

Termín odevzdání: 22.5.2009

Vedoucí práce: doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Radim Langer

Bytem: Ratibořská 824/2a, 747 23 Bolatice

Narozen/a (datum a místo): 25.7.1985 v Opavě

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00

jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:

doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc., předseda oborové rady Silnoproudá

elektrotechnika a elektroenergetika

(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- disertační práce
 - diplomová práce
 - bakalářská práce
 - jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Rychlonabíječka pro trakční akumulátor elektromobilu Peugeot 106 electric

Vedoucí/ školitel VŠKP: Doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D

Ústav: Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Datum obhajoby VŠKP:

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v*:

- tištěné formě – počet exemplářů 2
- elektronické formě – počet exemplářů 2

* hodící se zaškrtněte

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu se zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ihned po uzavření této smlouvy
 - 1 rok po uzavření této smlouvy
 - 3 roky po uzavření této smlouvy
 - 5 let po uzavření této smlouvy
 - 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne:

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt

Tato Diplomová práce navazuje na Semestrální projekt 1 a Semestrální projekt 2 z minulých let studia. Práce se zabývá návrhem a konstrukcí rychlonabíječky pro elektromobil Peugeot 106 electric.

Elektromobil je v práci nejprve stručně popsán. Jsou zde uvedeny jeho parametry a také způsob dobíjení jeho akumulátoru. Dále se práce zabývá koncepcí rychlonabíječky a jejím teoretickým návrhem. Práce důkladně popisuje zvolené silové, řídicí, budicí, regulační a ochranné obvody rychlonabíječky. Dále je v práci podrobně uveden postup při praktickém sestavování rychlonabíječky. Je zde popsáno dimenzování jednotlivých součástí, jsou ukázány fotografie daného zařízení a uvedena všechna schémata zapojení. V neposlední řadě jsou v práci zveřejněny výsledky měření na sestavené rychlonabíječce.

Abstract

This diploma thesis refers to Terminal project 1 and Terminal project 2 from former years of my studies. This work engages in design and construction of high-current charger for the electric vehicle Peugeot 106.

Firstly, there is given an account of electric vehicle. There is made reference to its parameters and the way of its battery charging part. Secondly, the work deals with design concept of high-current charger and with its theoretical lay-out. Respectively, this work substantially touches on issues of chosen power, control, regulative and protective circuits of high-current charger. Thirdly, practical assembly procedure of high-current charger is detailed. Dimensioning of particular elements is described in this work. Photos and schemes of given apparatus are shown. Last but not least, results of measurement on assembled high-current charger are stated in this work.

Klíčová slova

Peugeot 106 electric; elektromobil; rychlonabíjení; rychlonabíječka

Keywords

Peugeot 106 electric; electric vehicle; fast charging; fast charger

Bibliografická citace

LANGER, R. *Rychlonabíječka pro trakční akumulátor elektromobilu "Peugeot106 electric"*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 60 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Rychlonabíječka pro trakční akumulátor elektromobilu Peugeot 106 electric 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Pavlu Vorlovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

Podpis autora



Obsah

1	Úvod	9
2	Peugeot 106 electric	11
2.1	Technické parametry elektromobilu Peugeot 106 electric	11
2.1.1	NiCd akumulátory – obecně.....	12
2.1.2	Akumulátory použité ve vozidle a jejich rychlodobíjení	12
3	Návrh rychlonabíječky – DC/DC měnič	14
3.1	Volba koncepce rychlonabíječky jako celku	14
3.2	Usměrňovač a stejnosměrný napěťový meziobvod – návrh a dimenzování	15
3.2.1	Usměrňovač bez tlumivky, s kondenzátorem.....	15
3.2.2	Usměrňovač s tlumivkou a kondenzátorem	16
3.2.3	Zvolený typ řešení síťového usměrňovače a napěťového meziobvodu	18
3.3	DC/DC měnič	20
3.3.1	Měnič – primární část.....	20
3.3.2	Měnič – sekundární část	22
3.4	Dimenzování jednotlivých prvků DC/DC měniče	22
3.4.1	Vysokofrekvenční impulsní transformátor.....	22
3.4.2	Tlumivka na výstupu měniče	28
3.4.3	Dimenzování tranzistorů a diod měniče	29
4	Budící obvody měniče	33
5	Řídící obvody a regulace, ochranné obvody	37
5.1	Snímání a vyhodnocování skutečné hodnoty proudu	37
5.2	Řídící obvod UC3845	41
5.3	Ochranné obvody	42
5.4	Nadřazená napěťová regulace	43
6	Výsledky a zhodnocení měření na sestavené rychlonabíječce	45
6.1	Výsledky měření	45
6.1.1	Řídící napětí U_{GE} při vypnutém, nezatíženém a zatíženém silovém obvodu rychlonabíječky	45
6.1.2	Měření na nezatížené rychlonabíječce	47
6.1.3	Měření na zatížené rychlonabíječce	48
6.2	Vyhodnocení měření	50
7	Závěr	51
	Použité zdroje	54
	Seznam příloh	55
	Přílohy	56



Seznam obrázků

Obr. 2.1: Peugeot 106 electric	11
Obr. 3.1: Průběh pulzního proudu tekoucího do měniče a průběh proudu kondenzátorem v stejnosměrném napěťovém meziobvodu	19
Obr. 3.2: Schéma zapojení silové části rychlonabíječky	20
Obr. 3.3: Vliv parazitní kapacity tranzistoru na celkovou maximální střihu měniče	22
Obr. 3.4: Vliv rozptylu transformátoru na výsledné výstupní napětí	26
Obr. 3.5: Pomocná vzduchová cívka	27
Obr. 3.6: Vysokofrekvenční impulsní transformátor a tlumivka měniče	29
Obr. 3.7: Průběh proudu protékajícího tranzistorem (D-S)	31
Obr. 4.1: Budicí obvody měniče	33
Obr. 4.2: Transformátorek v budicím obvodu měniče	35
Obr. 5.1: Snímání skutečné hodnoty proudu	37
Obr. 5.2: Měřicí transformátor proudu	40
Obr. 5.3: Blokové schéma zapojení řídicího obvodu UC3845	41
Obr. 5.4: Grafické znázornění regulace výstupního napětí a proudu	42
Obr. 5.5: Snímání a vyhodnocení přepětí v meziobvodu	43
Obr. 5.6: Schéma zapojení PI regulátoru	44
Obr. 6.1: Napětí U_{GE} při $U_{CE} = 0V$ a $I_{CE} = 0A$	45
Obr. 6.2: Napětí U_{GE} při $U_{CE} = 270V$ a $I_{CE} = 0A$	46
Obr. 6.3: Napětí U_{GE} při $U_{CE} = 92V$ a $I_{CE} = 42A$	46
Obr. 6.4: Průběh napětí U_{CE} při $U_{CE} = 316V$, $I_{CE} = 0A$	47
Obr. 6.5: Průběh napětí U_{CE} při zatížení rychlonabíječky výkonem $1,31kW$	48
Obr. 6.6: Průběh stejnosměrného napětí v napěťovém meziobvodu při zatížení	49
Obr. 6.7: Průběh napětí na nulové diodě na sekundární straně měniče	49



1 Úvod

Diplomová práce navazuje na Semestrální projekt 1 a Semestrální projekt 2 z minulých let studia. Práce se zabývá návrhem a realizací rychlonabíječky pro elektromobil Peugeot 106 electric. Součástí práce jsou také výsledky měření na sestavené rychlonabíječce.

Jak již bylo řečeno v Semestrálním projektu 1 a 2, s hrozícím nedostatkem ropy se v posledních letech začínají značně vyvíjet elektromobily, po kterých začíná být na trhu rok od roku větší poptávka. O budoucnosti elektromobilů jako vozidel, které nahradí klasické automobily se spalovacími motory se vedou již dlouhou řadu let rozsáhlé diskuze. Elektromobily mají zajisté celou řadu výhod, bohužel ale zatím také celou řadu nedostatků. Mezi jejich přední výhody patří bezesporu ekologičnost provozu, nízká hlučnost při provozu, nízké provozní náklady, možnost rekuperace, větší účinnost elektromotorů oproti spalovacím motorům, schopnost dávat okamžitě plný výkon, lepší jízdní dynamika oproti automobilům se spalovacími motory, atd.. Bohužel však tato vozidla mají i celou řadu nedostatků. Mezi jejich hlavní a také zásadní nevýhody patří jejich relativně vysoká pořizovací cena, poměrně malá dojezdnost na jedno nabití akumulátorů a také relativně dlouhá doba nabíjení akumulátorů.

Jedním z elektromobilů vyvinutých koncernem PSA, respektive firmou Peugeot, je Peugeot 106 electric. Určitá část těchto elektromobilů je v provozu i v České republice, respektive i zde v Brně.

Co se dobíjení akumulátoru těchto elektromobilů týče, pak dobíjení elektromobilu malým proudem pomocí nabíječky, která je umístěna přímo v elektromobilu, trvá okolo dvou hodin. Vzniká proto požadavek tuto dobu minimalizovat. Akumulátory umístěné ve vozidle však mají tu vlastnost, že smějí být dobíjeny velkým proudem o velikosti až 150A. Při dobíjení elektromobilu proudem o této velikosti se pak doba dobíjení akumulátorů značně zkracuje a to až na dobu cca 30 minut. Proto vzniká požadavek na sestavení tzv. rychlonabíječky. O rychlonabíječku by byl zajisté v daném odvětví automobilového průmyslu velký zájem. Tento předpoklad byl poptávkou potenciálních zákazníků ověřen i zde v Brně.

Jak si lze zajisté představit, sestavení této rychlonabíječky by pro elektromobil tohoto typu přineslo celou řadu výhod. Znamenalo by to výrazné zkrácení doby dobíjení akumulátorů elektromobilu a tím pádem zvětšení operační schopnosti vozidla. Automobil by mohl být díky své krátké době dobíjení efektivněji a lépe využíván, zejména pak v městském a příměstském provozu. Jako další možnost využití těchto rychlonabíječek se nabízí možnost, rozmístit tato zařízení i na určitých čerpacích (dobíjecích) stanicích na území České Republiky, popř. jiného státu. Poté by mohly být tyto elektromobily, díky svým výborným jízdním vlastnostem, využívány i na přepravu osob na delší vzdálenosti.

Tato práce se tedy zabývá návrhem, konstrukcí, zkoušením a měřením rychlonabíječky pro výše uvedený typ elektromobilu.

V této práci je nejprve uveden stručný popis daného elektromobilu a především je zde uveden typ jeho akumulátoru, včetně jeho vlastností. Další část práce poté pojednává o zvolené koncepci rychlonabíječky jako celku. Přirozeně je zde uveden popis zvolených a navržených silových, řídicích, regulačních a také ochranných obvodů rychlonabíječky. V následující části práce jsou dimenzovány a konkrétně zvoleny všechny prvky a součástky daného zařízení.

Součástí této práce je přirozeně navržená rychlonabíječka sestavena a je na ní provedeno měření, jehož výsledky jsou zde rovněž uvedeny. V závěru práce jsou poté ještě uvedeny



fotografie a kompletní dokumentace sestrojené rychlonabíječky. V neposlední řadě je rychlonabíječka jako celek zhodnocena a to včetně její schopnosti využití v praxi.

Celá **práce**, tzn. návrh i konstrukce rychlonabíječky **je pojatá jako určitá výzkumná a pokusná činnost**. Vzhledem k případnému použití v automobilovém průmyslu je snahou dosáhnout toho, aby rychlonabíječka měla co možná nejmenší rozměry a také co možná nejmenší hmotnost. Dále pak je snahou sestrojít co nepraktičtější, nejjednodušší, nejlevnější avšak zcela funkční zařízení. Myšlenka jednoduchosti a praktičnosti vychází z možnosti případného využití navržené a sestrojené rychlonabíječky v praxi. Lze předpokládat, že čím jednodušší a praktičtější zařízení jako celek bude, budou i menší jeho případné výrobní náklady, menší poruchovost a tím pádem bude mít celá rychlonabíječka i větší konkurenceschopnost na trhu. Z tohoto důvodu bude mít celá rychlonabíječka zcela netradiční řešení a konstrukci.

Tato práce se zabývá jen rychlonabíjením zmiňovaného elektromobilu a stavbou rychlonabíječky pro toto nabíjení určené. Na klasické dobíjení není brán ohled.

2 Peugeot 106 electric

Pro přiblížení dané problematiky a pro lepší představu o daném elektromobilu je v následující kapitole uveden stručný technický popis elektromobilu Peugeot 106 electric.

2.1 Technické parametry elektromobilu Peugeot 106 electric

Peugeot 106 Electric je třídvéřový čtyřmístný elektromobil. Motor má elektromobil umístěn vpředu a poháněna jsou přední kola. Derivační elektromotor má jmenovitý výkon 15 kW , jeho maximální výkon je však 20 kW (27 koní) při 5500 ot/min . Točivý moment elektromotoru je 127 Nm . Jmenovitá hodnota napájecího napětí je 120 V . Napájení elektromobilu je provedeno z dvaceti vodou chlazených **NiCd akumulátorů** od firmy Saft, jejichž jmenovité napětí je 6 V . Kapacita baterií je 100 Ah .

Vnější rozměry elektromobilu jsou: $3680 \times 1590 \times 1375\text{ mm}$, hmotnost elektromobilu je cca 1050 kg , jeho nosnost je pak 350 kg . Elektromobil je schopen vyvinout maximální rychlost okolo 95 km/h . Jeho dojezdnost je v rozmezí $80\text{ až }150\text{ km}$. Model Peugeot 106 Electric je výrobkem koncernu PSA (Peugeot/Citroën).¹



Obr. 2.1: Peugeot 106 electric

Regulaci elektromotoru elektromobilu zajišťuje měnič, jenž je schopný rekuperace. Funkci převodovky zastává reduktor s diferencíálem (převod $1:7,2$). Spotřeba elektromobilu je přibližně $15\text{ kWh}/100\text{ km}$. Vůz má benzínové teplovodní topení. Pod kapotou je umístěn vestavěný nabíječ, jehož příkon je $220\text{ V}/16\text{ A}$.² Avšak nabíjení touto vestavěnou nabíječkou je značně zdlouhavé a tím pádem i omezující v provozu.

¹ Peugeot 106 Electric [online]. 2005 [cit. 2008-03-04]. Text v češtině. Dostupný z WWW: <http://auta5p.eu/vystavy/autoshow_2005/auto_152.htm>.

² Elektromobily koncernu PSA [online]. [2007] [cit. 2008-05-05]. Text v češtině. Dostupný z WWW: <<http://elektromobil.wz.cz/>>.



2.1.1 NiCd akumulátory – obecně

Pro přiblížení problematiky NiCd akumulátorů použitých ve vozidle, je zde nejprve uveden stručný všeobecný popis NiCd akumulátorů.

Nikl-kadmiová baterie používá jako aktivní materiál pro kladnou desku hydroxid nikelnatý a pro zápornou desku hydroxid kademnatý. Elektrolytem je vodný roztok hydroxidu draselného, obsahující malé množství hydroxidu lithného pro zlepšení životnosti během cyklu a pro zlepšení funkce při vysokých teplotách. Elektrolytu se používá pouze pro přenos iontů, během nabíjecího/vybíjecího cyklu. Nedochází tedy k jeho chemickým změnám ani znehodnocování. V případě olovené baterie kladná a záporná aktivní složka chemicky reagují s elektrolytem (kyselinou sírovou), což vede ke stárnutí.

Nosná konstrukce kladné i záporné desky NiCd baterie je z oceli. Ta zůstává s elektrolytem nedotčena a uchovává si pevnost po celou dobu životnosti článku. U olovených baterií je základní konstrukce u obou desek z olova a oxidu olovnatého. Tyto látky se zúčastňují elektrochemických pochodů a přirozeně korodují v průběhu životnosti baterie. U NiCd baterií se během vybíjení trojmocný hydratovaný oxid nikelnatý redukuje na dvojmocný oxid nikelnatý a kadmium u záporné desky je oxidováno na hydroxid kademnatý. Při nabíjení se uskutečňuje opačná reakce, dokud potenciál článku nestoupne na úroveň, kdy se začne uvolňovat vodík u záporné desky a kyslík u kladné desky, což vede k úbytku vody.

Na rozdíl od olovené baterie, dochází během nabíjení a vybíjení k minimální změně hustoty elektrolytu. To umožňuje používat značnou rezervu elektrolytu bez ovlivnění elektrochemických procesů mezi deskami.

Vzhledem k elektrochemickému principu je chování nikl-kadmiové baterie stabilnější než u olovené baterie, je jí dána vyšší životnost, lepší charakteristiky a větší odolnost proti nepříznivým podmínkám.³

Nikl-kadmiové články mají nominální napětí 1,2V.

2.1.2 Akumulátory použité ve vozidle a jejich rychlodobíjení

V Peugeotu 106 je použito napájení z dvaceti do série spojených akumulátorů firmy SAFT. Typ baterií je *STM 5-100MRE*. Mezi základní parametry daného akumulátoru patří jeho jmenovité napětí, které dosahuje hodnoty 6V na jeden článek. Jmenovité napětí celého elektromobilu je tedy 120V. Dále pak lze zmínit kapacitu baterií, která má hodnotu 100Ah. Z manuálů baterie lze dále vyčíst, že tyto baterie lze dobíjet i tzv. rychlonabíjením a to proudem až 150A. Zajímavostí těchto akumulátorů je, že na tyto akumulátory lze najet přes 300 000 km a kapacita baterií se dostane na 80 procent původní hodnoty. To znamená, že dojezd vozidla bude při 80-ti procentní kapacitě baterií stále dosahovat cca 70 km na jedno nabití, což je pro životnost baterií a elektromobilu jako celku zvláště výhodné.⁴

³ *Elektrochemie nikl-kadmiových baterií* [online]. c2006 [cit. 2008-06-03]. Text v češtině. Dostupný z WWW: <<http://www.saft-ferak.cz/cz/PRIRUCKA/PRIRUCKA3.HTM#top>>.

⁴ *Nickel-Cadmium (Ni-Cd) - STM - High energy module for traction* [online]. c2007 [cit. 2008-05-10]. Text v angličtině. Dostupný z WWW: <http://www.saftbatteries.com/Technologies/Nickel/NiCd/Produit_STM__High_energy_module_for_traction_293_44/Language/en-US/Default.aspx#DL2>.



Při určování parametrů a podmínek pro rychlodobíjení se vycházelo z předpisů a manuálů výrobce akumulátorů použitých ve vozidle, tzn. z předpisů firmy Saft. Z manuálů lze vyčíst, že rychlodobíjení je možné provádět konstantním proudem o maximální hodnotě až $150A$ a to až do doby, než napětí na akumulátoru dosáhne určité hodnoty, tzv. prahového napětí (viz. vztah 2.1). Při tomto rychlonabíjení se však baterie dobíjí jen zhruba na 75 až 80 procent původní kapacity. Pro plné dobití baterie je poté nutno zahájit druhou fázi dobíjení. To znamená, že po ukončení rychlonabíjení velkým proudem a při požadavku dobití baterií na plnou kapacitu, je poté ještě nutno použít klasické dobíjení akumulátoru mnohem menším proudem. V praxi to znamená, že akumulátor je poté ještě nutno dobíjet zhruba až do prahového napětí $180V$ proudem o velikosti cca $4A$. A to z toho důvodu, aby se vyrovnalo napětí mezi články a baterie prošla fází plynování, kdy se obnoví část ztracené kapacity.

Tato práce řeší jen rychlonabíjení akumulátoru. Tzn., že v práci není řešena druhá část dobíjení akumulátoru elektromobilu, což znamená část dobíjení akumulátoru do prahového napětí $180V$, proudem $4A$. S navrženou rychlonabíječkou tedy bude akumulátor elektromobilu dobíjen jen asi do 80 procent své kapacity.

Doba dobíjení baterií jen při rychlodobíjení, tzn. dobití akumulátoru jen do kapacity cca 80 procent, se pohybuje okolo 30 až 45 minut.

Pro prahové napětí akumulátoru, při jehož dosažení je nutno ukončit rychlodobíjení platí dle manuálu vztah:

$$U = U_1 + k_1 \cdot (T - T_1) + k_2 \cdot (I - I_1) \quad (2.1)$$

Výrobce poté udává: $U_1=8V$, $k_1=-0,01V/^\circ C$, $k_2=0,005V/A$, $T_1=20^\circ C$, $I_1=150A$, kde T je aktuální teplota a I je zvolený dobíjecí proud.⁵

⁵ Description of charge mode for low maintenance STM modules STM 5-100 MRE [online]. [2001] [cit. 2008-02-28]. Text v angličtině. Dostupný z WWW: <http://www.evdI.org/docs/Stm5_chg.pdf>.



3 Návrh rychlonabíječky – DC/DC měnič

Při návrhu a dimenzování silových obvodů rychlonabíječky je nutno vycházet z následujících poznatků. Jmenovité napětí akumulátoru elektromobilu je $120V$, avšak prahové napětí detekující konec rychlodobíjení má velikost cca $160V$ (viz. vztah 2.1). dále je třeba zmínit, že baterie použité v tomto elektromobilu mohou být při dobíjení dobíjeny konstantním proudem až $150A$. Z tohoto všeho vyplývá, že rychlonabíječka bude mít značně velký výkon.

3.1 Volba koncepce rychlonabíječky jako celku

Ačkoli je možné při rychlonabíjení dobíjet akumulátor konstantním proudem o velikosti až $150A$, při návrhu této rychlonabíječky bylo **zvoleno rychlonabíjení proudem o velikosti maximálně $100A$** . Bylo tak učiněno z toho důvodu, že proud o hodnotě $150A$ je již značně velký a na tento proud by musely být dimenzovány všechny použité součástky a celá rychlonabíječka jako celek. Tyto součástky by byly mnohem dražší, dále pak by vzrostly ztráty na součástkách, muselo by se použít dostatečně velké chlazení, což by mělo za následek zvětšení hmotnosti i objemu rychlonabíječky, atd.. Čas potřebný k rychlonabíjení při dobíjení proudem $100A$ bude sice delší, ale zhruba jen asi o 10 až 15 minut, oproti nabíjení proudem o velikosti $150A$. Tento rozdíl je zanedbatelný. V praxi to znamená, že při dobíjení elektromobilu proudem o velikosti $100A$, bude potřebný dobíjecí čas cca 40 minut. Z těchto důvodů byl maximální dobíjecí proud zvolen „jen“ $100A$.

Koncové – prahové napětí pro rychlodobíjení proudem $100A$ je pro daný akumulátor zhruba $155V$. Toto napětí bylo spočteno dle vztahu 2.1. Při výpočtu však byl zanedbán vliv teploty a zahřívání baterie (viz. vztah 2.1). Vliv teploty a zahřívání baterie se bude muset ověřit až při praktickém dobíjení akumulátoru elektromobilu danou rychlonabíječkou. Poté se bude muset rychlonabíječka a její prahové napětí doladit a donastavit. **Výkon rychlonabíječky** při dobíjení konstantním proudem $100A$ bude tedy **$16kW$** (při předpokladu prahového napětí $160V$).

Koncepce rychlonabíječky jako celku byla zvolena takto. Kvůli velkému výkonu zařízení je použito napájení z třífázové sítě. Toto napětí je usměrněno klasickým diodovým šestipulsním usměrňovačem, za nímž je umístěn stejnosměrný napěťový meziobvod v podobě kondenzátorů. Na něj bude připojen klasický spínaný zdroj v podobě DC/DC konvertoru. Samozřejmostí celého zařízení jsou příslušné ochranné, budící, řídicí a regulační obvody.

V případě klasického zapojení, to znamená v případě připojení jen jednoho spínaného DC/DC měniče k stejnosměrnému meziobvodu, by bylo třeba kvůli velkému výstupnímu napětí usměrňovače použít v DC/DC měniči ke spínání tranzistory IGBT. Od použití tranzistorů IGBT se však upustilo, jelikož tyto tranzistory jsou oproti tranzistorům MOS-FET značně pomalejší, dražší, atd. Kromě ekonomických nákladů by použití IGBT tranzistorů mělo za následek to, že by bylo nutné v měniči použít mnohem větší transformátor a tlumivku, což by zvětšilo hmotnost i velikost celého zařízení. Jinou alternativou by také bylo to, že by bylo nutné pro IGBT tranzistory použít neřiditelný rezonanční měnič a poté klasický snižující měnič. Výsledkem by opět bylo robusní, těžké a složité zařízení nevhodné pro použití v automobilovém průmyslu. Z těchto důvodů bylo od použití IGBT tranzistorů upuštěno a bylo použito trochu netradiční **řešení s tranzistory MOS-FET**. Nevýhoda tranzistorů MOS-FET je však v tom, že je lze na dané potřebné proudové hladině použít jen do napětí zhruba $600V$.



Z tohoto důvodu je nutné na výstupu šestipulsního usměřovače umístit **do série dva kondenzátory**, tvořící napěťový meziobvod a ke každému z nich připojit jeden spínaný zdroj. Rychlonabíječka tedy obsahuje **dva do série spojené DC/DC měniče**.

K dimenzování jednotlivých součástí rychlonabíječky je nutné znát střední hodnotu proudu a střední hodnotu napětí s kterou pracuje každý z obou DC/DC měničů. Je známo, že střední hodnota šestipulsně usměrněného napětí je cca $540V$. Na obou kondenzátorech zapojených v napěťovém meziobvodu je tedy střední hodnota napětí cca $270V$. Ke každému z těchto kondenzátorů je poté připojen jeden DC/DC měnič. Je-li celkový výkon rychlonabíječky $16kW$, pak musí být výkon každého z těchto dvou měničů $8kW$. Dle vztahu 3.1 musí tedy být střední hodnota proudu tekoucího do každého měniče cca $30A$.

$$P = U_d \cdot I_d \quad (3.1)$$

Kde U_d je střední hodnota napětí a I_d je střední hodnota proudu. Po úpravě a dosazení tedy bude platit:

$$P = U_d \cdot I_d \Rightarrow I_d = \frac{P}{U_d} = \frac{8 \cdot 10^3 W}{270V} = 30A$$

3.2 Usměřovač a stejnosměrný napěťový meziobvod – návrh a dimenzování

Jak již bylo zmíněno, kvůli velkému výkonu zařízení je nutné použít **napájení z třífázové sítě** a poté toto napětí usměrnit klasickým šestipulsním diodovým usměřovačem.

Amplituda sdruženého napětí má velikost $U_m=565V$. Lze vypočítat, že po usměrnění třífázového sdruženého síťového napětí, kolísá výsledné stejnosměrné napětí mezi $490V$ a $565V$.

Pro střední hodnotu usměrněného napětí pak platí: $U_d = U_m \cdot \frac{3}{\pi} = 565V \cdot \frac{3}{\pi} = 540V$.

Nabízí se možnost zvolit zapojení usměřovače s kondenzátorem, nebo usměřovače s tlumivkou a kondenzátorem. Volba a odůvodnění zvoleného zapojení je uvedeno dále.

V předcházející kapitole bylo uvedeno, že v rychlonabíječce budou za usměřovačem, jako stejnosměrný napěťový meziobvod, zapojeny do série dva kondenzátory. Kvůli zjednodušení výpočtů se však v následujících kapitolách, to znamená při návrhu a výpočtu potřebné kapacity kondenzátorů, počítá jen s jedním kondenzátorem. Jeho velikost kapacity je stejná jako celková velikost kapacity oněch dvou sériově spojených kondenzátorů.

3.2.1 Usměřovač bez tlumivky, s kondenzátorem

Nejprve byl navrhnout usměřovač, na jehož výstupu by nebyla tlumivka, ale jen vyhlazovací kondenzátor.

Velikost maximálního napětí na výstupu usměřovače má velikost $U_m=565V$. Zvlnění usměrněného napětí bylo zvoleno $\Delta U=50V$. Relativní pokles napětí lze poté snadno vypočítat a

platí pro něj $\delta = \frac{\Delta U}{U_m} = \frac{50V}{565V} = 0,088$.



Pro výpočet kapacity kondenzátoru potřebného pro dané zapojení bude platit vztah (3.2). Vztah je uveden bez předchozího odvození. Avšak platí tedy:

$$C = \frac{T}{2} \cdot \frac{I_d}{\Delta U} \cdot \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - \delta) \right] \quad (3.2)$$

Kde T je perioda síťového napájecího napětí, ΔU je zvlnění usměrněného napětí, I_d je střední hodnota proudu a δ je relativní pokles usměrněného napětí.⁶ Po dosazení a výpočtu tedy platí:

$$C = \frac{T}{2} \cdot \frac{I_d}{\Delta U} \cdot \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - \delta) \right] = \frac{0,02s}{2} \cdot \frac{30A}{50V} \cdot \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - 0,088) \right] = 1,192mF$$

Po výpočtu tedy vyšla požadovaná hodnota kapacity kondenzátoru $C=1,192mF$. Pro dané zapojení, tzn. při použití dvou sériově spojených kondenzátorů, by musel každý z nich mít kapacitu $C=2,384mF$.

Dále je třeba spočítat efektivní hodnotu proudu odebíraného ze sítě. Vztah pro výpočet efektivní hodnoty proudu odebíraného ze sítě je značně komplikovaný a bez předešlého odvození je vcelku zbytečné jej zde uvádět. Po výpočtu však vyjde výsledná efektivní hodnota odebíraného síťového proudu $I_{fef}=40A$. Proud ze sítě teče jen při dobíjení kondenzátorů. Tento proud má tedy tvar úzkých impulsů a má tedy i značně velkou amplitudu a efektivní hodnotu.

Výkon odebíraný ze sítě, lze jej označit jako typový výkon, má v tomto případě hodnotu:

$$P_t = 3 \cdot U_{fef} \cdot I_{fef} \quad (3.3)$$

Kde U_{fef} je efektivní hodnota síťového napětí a I_{fef} je efektivní hodnota odebíraného proudu. Tedy po dosazení:

$$P_t = 3 \cdot U_{fef} \cdot I_{fef} = 3 \cdot 230V \cdot 40A = 27,6kW$$

Při výkonu nabíječky $16kW$ a výkonu odebíraném ze sítě o velikosti $27,6kW$ by pro účinník v tomto případě platilo $\lambda = \frac{P}{P_t} = \frac{16kW}{27,6kW} = 0,6$.

Toto řešení, tzn. použití k napájení rychlonabíječky, respektive jejich spínaných zdrojů jen usměrňovač za nímž budou zapojeny jen vyhlazovací kondenzátory, je nevhodné. Důvodů je hned několik. Efektivní hodnota odebíraného síťového proudu je značně velká, je malý účinník a taky požadovaná hodnota kapacity kondenzátorů je příliš velká. Bylo tedy počítáno s jiným řešením, které bude popsáno v následujících kapitolách.

3.2.2 Usměrňovač s tlumivkou a kondenzátorem

Při dalším návrhu usměrňovače a stejnosměrného meziobvodu, bylo na výstupu usměrňovače počítáno s tlumivkou a kondenzátorem. Lze předpokládat, že při nekonečně velké

⁶ PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky : Pulsní měniče bez transformátoru*. Brno : [s.n.], 2005. 109 s. Elektronické skriptum FEKT VUT v Brně.



indukčnosti tlumivky bude odebíraný síťový proud vyhlazen. Proud již nebude mít tvar úzkých impulsů a jeho efektivní hodnota bude menší než v předchozím případě. Totéž bude platit pro jeho amplitudu. Pro efektivní hodnotu odebíraného, ideálně vyhlazeného proudu při daném zapojení bude platit:

$$I_{\text{fef}} = I \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (3.4)$$

Kde I je velikost vyhlazeného proudu. Po dosazení tedy:

$$I_{\text{fef}} = I \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 30\text{A} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 24,5\text{A}.$$

Tato efektivní hodnota odebíraného síťového proudu je již značně menší než v prvním případě, tzn. při zapojení usměřovače jen s vyhlazovacím kondenzátorem a bez tlumivky. Menší bude také amplituda tohoto proudu a přirozeně bude menší také výkon odebíraný ze sítě. Dle vztahu 3.4 bude platit:

$$P_t = 3 \cdot U_{\text{fef}} \cdot I_{\text{fef}} = 3 \cdot 230\text{V} \cdot 24,5\text{A} = 17\text{kW}$$

$$\text{Tedy pro účinnost bude platit } \lambda = \frac{P}{P_t} = \frac{16\text{kW}}{17\text{kW}} = 0,94.$$

Z těchto, výše uvedených odvození vyplývá, že by na výstupu usměřovače bylo vhodné použít tlumivku.

Výpočet indukčnosti tlumivky

Pro proud tlumivkou platí vztah:

$$i = I_D + \frac{1}{L} \int u_L dt \quad (3.5)$$

Kde I_D je stejnosměrná hodnota proudu a $\frac{1}{L} \int u_L dt$ se rovná zvlnění proudu ΔI .

Při výpočtu bylo požadované zvlnění proudu zvoleno $\Delta I=4\text{A}$. Velikost integrálu $\int u_L dt$ se vypočítá z průběhu šestipulsně usměrněného napětí. Pro zjednodušení se však nepočítalo se sinusovým, ale s pilovitým průběhem napětí. V tomto případě, při zvlnění napětí $\Delta U=50\text{V}$ a $\Delta I=4\text{A}$ platí dle vztahu 3.5 pro požadovanou indukčnost tlumivky:

$$L = \frac{1}{\Delta I} \int u_L dt = \frac{1}{4\text{A}} \cdot \left(\frac{3,33 \cdot 10^{-3} \text{s} \cdot 50\text{V}}{2} \right) = 20\text{mH}$$

Tlumivka by musela mít indukčnost $L=20\text{mH}$.

Tato vypočtená hodnota indukčnosti je značně velká a případná tlumivka by měla velké rozměry i velkou hmotnost. Proto bylo od tohoto způsobu řešení usměřovače s tlumivkou a kondenzátorem také upuštěno a bylo zvoleno zcela jiné a trochu netradiční a netypické řešení.



3.2.3 Zvolený typ řešení síťového usměrňovače a napětového meziobvodu

Jelikož ani jedno z výše uvedených řešení síťového usměrňovače a napětového meziobvodu není zcela ideální, bylo zvoleno zcela jiné, trochu netradiční řešení. Na výstupu klasického šestipulsního diodového usměrňovače nebude tlumivka, ale jen kondenzátor, respektive dva sériově spojené kondenzátory, jejichž hodnota kapacity bude dostatečně malá na to, aby se usměrněné napětí na nich nestačilo vyhlazovat a průběh napětí na kondenzátorech byl totožný s průběhem šestipulsně usměrněného napětí. Následné kolísání napětí na primární a sekundární straně měniče, které by mělo vliv na výsledné výstupní napětí celé rychlonabíječky bude vyřešeno řízením spínání tranzistorů DC/DC měničů rychlonabíječky tak, aby střední hodnota napětí na výstupu rychlonabíječky byla konstantní. Kvůli dostupnosti, velikosti požadované kapacity a také kvůli dosti velké efektivní hodnotě proudu kondenzátory jsou použity svitkové kondenzátory.

Odebíraný síťový proud již nemá průběh úzkých impulsů o velké amplitudě a velké efektivní hodnotě. Jelikož se oba sériově spojené kondenzátory nestačí rychle nabíjet, napětí na nich sleduje šestipulsně usměrněné napětí. Při požadovaném konstantním výkonu na výstupu měniče, bude sice odebíraný síťový proud zvlněný, zvlnění ale bude malé a lze jej zanedbat. Proud však již nebude mít tvar úzkých impulsů s velkou amplitudou a efektivní hodnotou. Jeho průběh bude podobný, jako při zapojení usměrňovače s tlumivkou a kondenzátorem. Totéž bude platit i pro výkon odebíraný ze sítě.

Pro jednoduchost výpočtu je brán jen jeden kondenzátor o kapacitě stejné, jako oba sériově spojené kondenzátory. Pak pro jeho maximálně přípustnou hodnotu kapacity platí vztah 3.6.

$$C_{\max} = \frac{T \cdot I_D}{\pi \cdot U_m} \quad (3.6)$$

Kde T je perioda síťového napájecího napětí, I_D je střední hodnota proudu a U_m je maximální hodnota napětí na kondenzátoru.⁷ Po dosazení bude tedy maximální hodnota kapacity kondenzátoru:

$$C_{\max} = \frac{T \cdot I_D}{\pi \cdot U_m} = \frac{0,02s \cdot 30A}{\pi \cdot 565V} = 0,338mF$$

Požadovaný kondenzátor tedy smí mít maximální kapacitu $338\mu F$. V tomto případě se na něm usměrněné napětí nebude vyhlazovat, ale bude mít totožný průběh jako na výstupu usměrňovače. V případě našeho zapojení, to znamená v případě zapojení dvou kondenzátorů do série, smí být maximální kapacita každého z nich $C = 676\mu F$

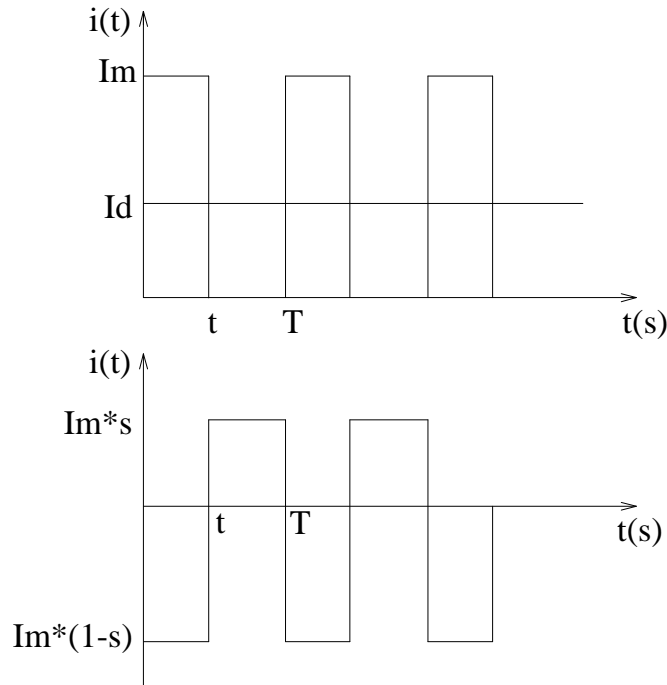
Pro efektivní hodnotu proudu kondenzátorem bude platit:

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i_C^2(t) dt} \quad (3.7)$$

⁷ PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky : Pulsní měniče bez transformátoru*. Brno : [s.n.], 2005. 109 s. Elektronické skriptum FEKT VUT v Brně.



Kde T je perioda proudu a i_c je proud kondenzátorem. Velikost integrálu $\int i_c^2(t)dt$ lze spočítat dle vztahu (3.8). Průběh pulzního proudu kondenzátorem, jehož střední hodnota je nulová a také průběh proudu tekoucího z kondenzátoru do měniče ukazuje obrázek 3.1.



Obr. 3.1: Průběh pulzního proudu tekoucího do měniče a průběh proudu kondenzátorem v stejnosměrném napěťovém meziobvodu

Průběh proudu na obr 3.1 není ve skutečnosti pravouhlý. Ale proud vlivem rozptylové indukčnosti transformátoru v DC/DC měniči narůstá a klesá s určitou strmostí di/dt . Podrobnější vysvětlení bude uvedeno v následujících kapitolách.

Pro efektivní hodnotu proudu kondenzátorem platí:

$$\int i_c^2(t)dt = I_m^2(1-s)^2Ts + I_m^2s^2T(1-s) = I_m^2T(s-s^2) \quad (3.8)$$

Kde I_m je maximální hodnota proudu a s je střída. Pozn.: velikost proudu $I_m=93A$ je odvozena z převodu transformátoru DC/DC měniče a z velikosti proudu tekoucího jeho sekundárním vinutím. Popsáno bude v následujících kapitolách. Pro efektivní hodnotu proudu tekoucího kondenzátorem bude tedy po využití vztahu 3.8 platit:

$$\begin{aligned} I_{Cef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int i_c^2(t)dt} = \sqrt{\frac{1}{T} [I_m^2 \cdot (1-s)^2 \cdot T \cdot s + I_m^2 \cdot s^2 \cdot T \cdot (1-s)]} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot I_m^2 \cdot T \cdot (s-s^2)} = \\ &= I_m \cdot \sqrt{(s-s^2)} = 93A \cdot \sqrt{(0,43-0,43^2)} = 46A \end{aligned}$$

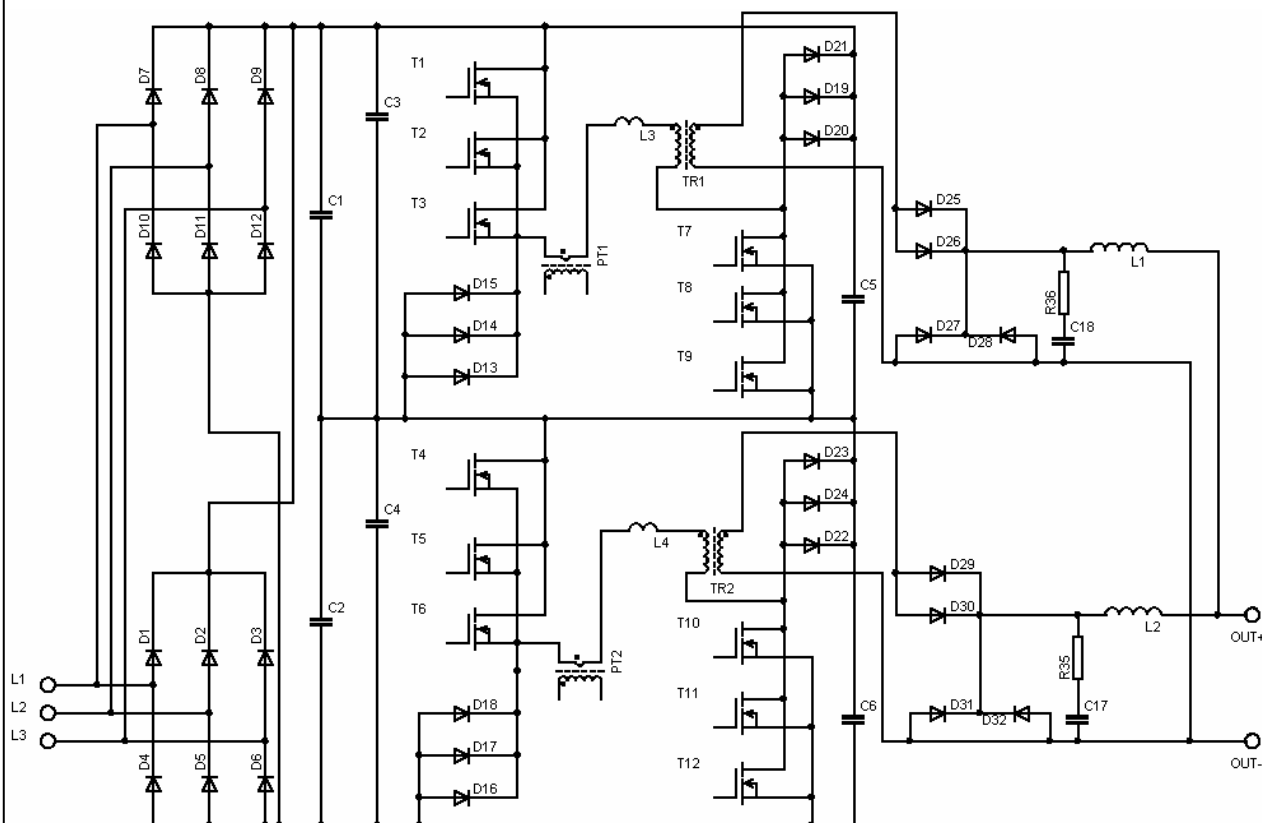
Jelikož rychlonabíječka obsahuje v meziobvodu dva sériově spojené kondenzátory, protéká oběma stejně velký, výše vypočítaný proud. Na tuto efektivní hodnotu proudu, tedy 46A musí být také použité svitkové kondenzátory dimenzovány. (Zvolení střídy $s=0,43$ bude odůvodněno dále).

Při tomto použitím řešení a při předpokladu, že střední hodnota proudu za usměrňovačem bude $30A$ je nutno usměrňovač dimenzovat takto: Střední hodnota proudu diodami $I_{Dstř}=10A$, maximální hodnota proudu diodami $I_{Dmax}=30A$.

Pro samotnou konstrukci měniče jsou použity dva paralelně spojené šestipulsní usměrňovače **36MT120**. Výstupní proud každého usměrňovače může být až $30A$ a napětí na nich může být až $1200V$. Dále byly pro samotnou konstrukci použity dva svitkové kondenzátory. Označení kondenzátorů je **MKPI 300-136**. Kondenzátory jsou na napětí $400V$ DC, kapacita každého z nich je pak $20 \mu F$

3.3 DC/DC měnič

Základem rychlonabíječky je jednočinný můstkový propustný měnič DC/DC. Princip jeho činnosti je vcelku znám a proto zde nebude podrobně popisován. Schéma zapojení silové části obvodu rychlonabíječky je znázorněno na obr. 3.2.



Obr. 3.2: Schéma zapojení silové části rychlonabíječky

3.3.1 Měnič – primární část

Z obr. 3.2 je vidět, že zařízení je napájeno z trojfázové sítě. Napětí je poté usměrněno dvěma paralelně spojenými šestipulsními usměrňovači, ke kterým jsou připojeny dva do série zapojené kondenzátory $C1$ a $C2$, tvořící stejnosměrný napěťový meziobvod. Ke každému z těchto kondenzátorů je připojen jeden DC/DC měnič. Každý měnič obsahuje vždy dvě trojice paralelně spojených tranzistorů typu MOS-FET. Kvůli velikosti proudu jsou použity vždy tři tranzistory spojené paralelně. Dimenzování jednotlivých prvků však bude uvedeno v dalších kapitolách. Dále každý měnič obsahuje opět dvě trojice paralelně spojených demagnetizačních



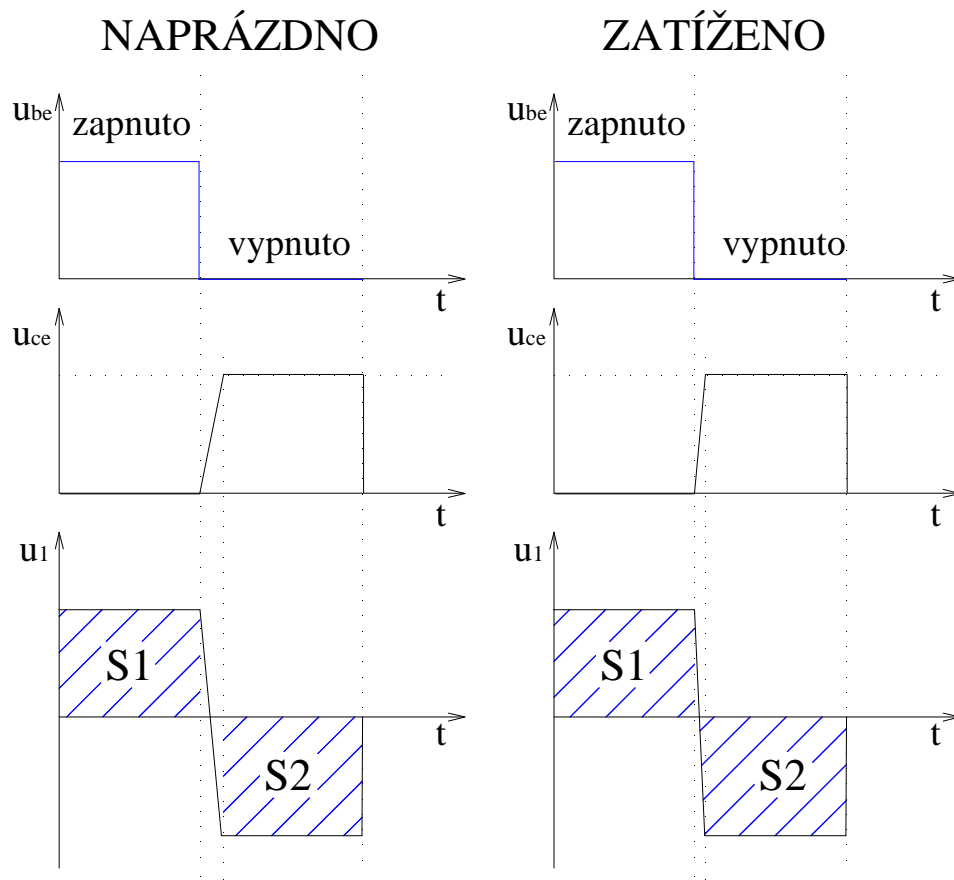
diod. Odůvodnění použití tří paralelně spojených demagnetizačních diod je uvedeno v následujících kapitolách. Tyto prvky jsou stěžejními částmi měničů, které se starají o magnetizaci a následnou demagnetizaci jádra výkonového impulsního transformátoru. Frekvence spínání tranzistorů byla zvolena **100kHz**.

Spolu do série s transformátorem *TR1* a *TR2* je zařazen měřicí transformátor proudu *PT1* a *PT2*, který se stará o snímání skutečné hodnoty proudu, je to zpětná vazba pro regulační obvody. Jeho funkce a podrobný návrh bude rozebrán později. Dále pak primární část každého z DC/DC měničů obsahuje „vyměkčovací“ cívku *L3* a *L4*. Jejich funkce bude rozebrána později.

Poslední součástí primární části měničů jsou kondenzátory *C3*, *C4*, *C5* a *C6*. Tyto kondenzátory musí být bezindukční. Kondenzátory mají za úkol potlačit případné parazitní indukčnosti mezi meziobvodem a výkonovými spínacími tranzistory. Jsou použity kondenzátory **MKP 363**, jejich kapacita je $1 \mu F$. Jejich maximální napětí pak **630V**.

Je známo, že maximální možné napětí na výstupu jednočinného můstkového propustného měniče je teoreticky poloviční než na vstupu (za podmínky že převod transformátoru je $p=1$). Toto by nastalo v případě, pokud by se střída rovnala $0,5$. Tzn., že doba zapnutí a vypnutí spínacích tranzistorů by byla shodná. Tohoto však v praxi nelze nikdy dosáhnout, a proto dochází k požadavku zmenšení střídy. V tomto případě bylo zvoleno $s = 0,43$. Spínací tranzistory mají totiž mezi přechodem kolektor-emitor (C-E) parazitní kapacitu C_p (zjednodušeně si ji lze představit jako připojený kondenzátor mezi emitorem a kolektorem). Čím větší bude magnetizační proud, tím rychleji se parazitní kapacita nabije a tím větší může být střída. Pokud tranzistory vypneme, magnetizační proud začne nabíjet výše zmíněnou parazitní kapacitu, až do doby kdy napětí na této kapacitě (tj. mezi kolektorem a emitorem) dosáhne vstupního napětí U . Demagnetizace začíná v okamžiku kdy jsou parazitní kapacity tranzistorů MOS-FET nabity na polovinu. Proud demagnetizačními diodami poté teče zpět do zdroje a jádro transformátoru se demagnetuje. K dalšímu zapnutí tranzistorů může dojít až v případě, kdy magnetizační proud klesne úplně na nulu, jinak by začal s každým cyklem růst a způsobil by zničení demagnetizačních diod a spínacích tranzistorů. Vlivem parazitní kapacity tranzistorů tedy dochází k požadavku zmenšení střídy. Plochy *S1* a *S2* (viz. obr.: 3.3) se musí rovnat, aby napětí U na primární straně transformátoru neobsahovalo stejnosměrnou složku a nedocházelo tak k stejnosměrnému přemagnetizování jádra. Kdyby tranzistory sepnuly dříve ($S1 \neq S2$), magnetizační proud by nebyl nulový a rostl by s každým dalším cyklem nade všechny meze.

Při zatížení měniče dosáhne napětí mezi emitorem a kolektorem výkonového tranzistoru rychleji hodnoty napětí U_I . Je tomu tak díky rozptylové indukčnosti transformátoru. Ta se snaží „zachovat si“ proud, který jí protéká. Nejedná se demagnetizační proud, ale o celý proud, který protéká primárním vinutím.



Obr. 3.3: Vliv parazitní kapacity tranzistoru na celkovou maximální střihu měniče.

3.3.2 Měnič – sekundární část

Ze schématu je zřejmé, že sekundární části obou měničů jsou paralelně spojeny. Každý měnič, respektive každá jeho sekundární část má svou vlastní usměrňovací diodu, dále svou nulovou diodu a také svou vlastní tlumivku. Při tomto zapojení lze snadněji udržet plovoucí střed napětí v stejnosměrném napěťovém meziobvodu. Je zde vzájemné ovlivnění zpětnými vazbami od každého z měničů. Je-li například střída u prvního z měničů větší, pak stoupá napětí na tomto měniči a sekundárním vinutím transformátoru teče větší proud. Toto by způsobilo vybíjení kondenzátoru $C1$ (viz. obr. 3.2), pokleslo by na něm napětí a na druhém kondenzátoru $C2$ by napětí narůstalo. Sekundárním vinutím měniče připojeného na kondenzátor $C2$ by tekla větší proud. Toto by však způsobilo vybíjení tohoto kondenzátoru a napětí na něm by opět kleslo. Díky této zpětné vazbě se udržuje plovoucí střed napětí v meziobvodu na nule.

3.4 Dimenzování jednotlivých prvků DC/DC měniče

3.4.1 Vysokofrekvenční impulsní transformátor

Celá rychlonabíječka obsahuje dva spínané DC/DC zdroje, tudíž musí být navrženy a vyrobeny dva vysokofrekvenční impulsní transformátory.

Pro konstrukci vysokofrekvenčního impulsního transformátoru byla použita toroidní feritová jádra. Ferit je málo elektricky vodivý (má velký měrný odpor $R_v = 1010 \Omega \cdot m$) a tudíž v



něm nevznikají velké ztráty vířivými proudy. Při velkých frekvencích spínání by byly totiž tyto ztráty obrovské a neúnosně by zahřívaly celý transformátor. Nevýhodou feritu je však malá maximální hodnota sycení, která se pohybuje někde kolem hodnoty $0,3T$.

Při návrhu transformátoru je nutné si nejprve uvědomit, že napětí na jeho primární straně kvůli malé hodnotě kapacity vyhlazovacího kondenzátoru kolísá v rozmezí hodnot $245V-283V$. To znamená, že transformátor musí být konstruován tak, aby i při nejmenší hodnotě napětí na jeho primární straně (tj. $245V$) a při dané maximální střídě bylo na jeho výstupu napětí, jehož střední hodnota bude $160V$.

Pro výrobu transformátoru bylo zvoleno toroidní jádro dle katalogu Semic Trade s.r.o. Typ **Lj T4919/CF138**. Pro zvětšení průřezu bylo použito **6** paralelně spojených jader.

Pro počet závitů v impulsního transformátoru platí vztah:

$$N = \frac{U \cdot s \cdot T}{B \cdot S} \quad (3.9)$$

Kde U je napětí na primární straně transformátoru, T je perioda spínání tranzistorů, s je střída, B je sycení jádra transformátoru a S je průřez jádra transformátoru. Tedy pro počet závitů primárního vinutí transformátoru platí :

$$N_1 = \frac{U \cdot s \cdot T}{B \cdot S} = \frac{283V \cdot 0,43 \cdot 1 \cdot 10^{-5} s}{0,2T \cdot 966 \cdot 10^{-6} m^2} \cong 7záv.$$

Počet závitů na sekundární straně transformátoru se zjistí z předpokladu, že i při minimální hodnotě napětí na primární straně, tj. $245V$ je potřeba, aby na sekundární straně bylo přibližně $450V$ (při předpokládání zkrácení střídy vlivem rozptylu transformátoru na $0,36$. Podrobněji bude uvedeno dále). Tedy je potřeba, aby sekundární vinutí mělo 13 závitů. Tedy: $N_2 = 13záv$.

Z katalogu firmy Semic Trade, s.r.o., lze vyčíst, že magnetická vodivost materiálu toroidů transformátorů je: $A_L \rightarrow A = 3450 nH / zav.^2$

Pro indukčnost vinutí transformátorů bude platit:

$$L = N^2 \cdot \Lambda \quad (3.10)$$

Kde N je počet závitů vinutí a Λ je magnetická vodivost jádra. Pro primární a sekundární vinutí transformátoru tedy bude platit:

$$L_1 = N_1^2 \Lambda = 7^2 \cdot 6 \cdot 3450 \cdot 10^{-9} nH / zav.^2 = 1,014 mH$$

$$L_2 = N_2^2 \Lambda = 13^2 \cdot 6 \cdot 3450 \cdot 10^{-9} nH / zav.^2 = 3,498 mH$$

Pro výpočet velikosti časového integrálu přiloženého primárního napětí platí vztah:

$$A = \max \left| \int u_1(t) dt \right| = \int_0^{t_{zap}} U_1 dt = U_1 \cdot t_{zap} \quad (3.11)$$

Kde $u_1(t)$ je časový průběh přiloženého napětí. Tedy pro hodnotu maximální a minimální velikosti integrálu přiloženého primárního napětí bude platit.



$$A_{\min} = \max \left| \int_0^{t_{zap}} u_1(t) dt \right| = \int_0^{t_{zap}} U_1 dt = U_1 \cdot t_{zap} = 245V \cdot 4,3 \cdot 10^{-6} s = 1,0535 \cdot 10^{-3} V \cdot s$$

$$A_{\max} = \max \left| \int_0^{t_{zap}} u_1(t) dt \right| = \int_0^{t_{zap}} U_1 dt = U_1 \cdot t_{zap} = 283V \cdot 4,3 \cdot 10^{-6} s = 1,2169 \cdot 10^{-3} V \cdot s$$

Pro výpočet hodnoty syčení transformátoru platí obecně vztah:

$$B = \frac{A}{N \cdot S} \quad (3.12)$$

Kde A je velikost časového integrálu přiloženého napětí, N je počet závitů transformátoru a S je průřez jádra transformátoru. Tedy po dosazení bude platit:

$$B_{\min} = \frac{A_{\min}}{N_1 \cdot S} = \frac{1,0535 \cdot 10^{-3} V \cdot s}{7 \cdot 966 \cdot 10^{-6} mm^2} = 0,16T$$

$$B_{\max} = \frac{A_{\max}}{N_1 \cdot S} = \frac{1,2169 \cdot 10^{-3} V \cdot s}{7 \cdot 966 \cdot 10^{-6} mm^2} = 0,18T$$

Tato hodnota syčení B je vyhovující, nepřekračuje totiž maximální přípustnou hodnotu syčení materiálu $0,3T$. Nedojde tedy k přesycení magnetického obvodu.

Dále je třeba určit minimální hodnotu magnetizačního proudu transformátoru. Bude platit:

$$I_{\mu} = \frac{U_1 \cdot t_{zap}}{L_1} \quad (3.13)$$

Kde U_1 je velikost napětí na primární straně transformátoru, t_{zap} je doba zapnutí tranzistorů a L_1 je velikost indukčnosti primárního vinutí. Po dosazení tedy bude platit:

$$I_{\mu} = \frac{U_1 \cdot t_1}{L_1} = \frac{245V \cdot 4,3 \cdot 10^{-6} s}{1,01 \cdot 10^{-3} H} = 1,04A.$$

K ověření této hodnoty lze využít vztahu 3.14:

$$N_1 \cdot \phi_{\mu}(t) = L_1 \cdot i_{\mu}(t) \quad (3.14)$$

Kde N_1 je počet závitů primáru vinutí transformátoru, ϕ_{μ} je magnetický tok jádrem transformátoru, L_1 je indukčnost primárního vinutí transformátoru a i_{μ} je magnetizační proud. Po dosazení tedy bude platit:

$$N_1 \cdot \phi_{\mu}(t) = L_1 \cdot i_{\mu}(t) \Rightarrow I_{\mu} = \frac{N_1 \cdot B_{\min} \cdot S}{L_1} = \frac{7 \cdot 0,16T \cdot 966 \cdot 10^{-6} mm^2}{1,01 \cdot 10^{-3} H} = 1,07A$$



Lze poznamenat, že tento magnetizační proud je dostatečně velký na to aby se stačily dostatečně rychle nabít vstupní kapacity použitých tranzistorů MOS-FET. (parametry MOS-FETů byly odečteny z jeho katalogu)

Při návrhu vinutí transformátoru je také nutné počítat se skin efektem. Pro hloubku vniku proudu platí vztah:

$$d = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \cdot \mu}} \quad (3.15)$$

Po úpravě lze pro měděný vodič dostat vztah: $d = \frac{0,0628}{\sqrt{f}}$. Kde f je frekvence proudu. Pro požadovaný průměr drátu bude platit:

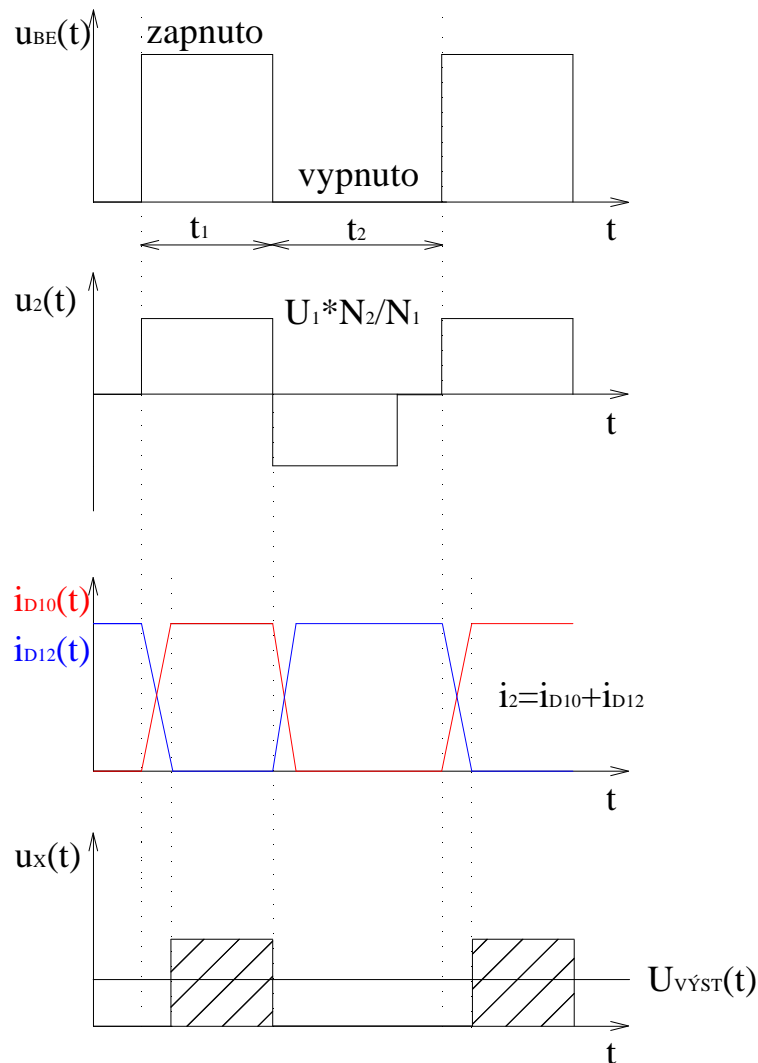
$$\phi = 2 \cdot d = \frac{0,0628}{\sqrt{100 \cdot 10^3}} = 0,39 \text{ mm}.$$

Proudová hustota ve vodičích transformátoru byla zvolena $3,5 \text{ A/mm}^2$. Kvůli dostupnosti byl pro výrobu svazku vodiče použit měděný drát o průměru $\phi = 0,45 \text{ mm}$. Počet drátů ve svazku je **55**. Svazek byl stažen smršťovačkou. Sekundární vinutí transformátoru má **13** závitů. Na primární stranu bylo navinuto **2x7** závitů paralelně. Výhoda tohoto řešení je v tom, že lze použít jen jeden svazek drátu o stejném průměru, jelikož převodový poměr je skoro 1:2 a tedy i proud primárním vinutím je skoro dvakrát větší než proud sekundárním.

Vyrobený transformátor, jehož jádro slouží zároveň jako jádro tlumivky na sekundární straně měniče je ukázán na obrázku 3.6.

Při návrhu transformátoru je třeba také v úvahu brát rozptyl transformátoru. Reálný transformátor si lze zjednodušeně představit jako transformátor bezrozptylový s připojenými rozptylovými indukčnostmi $Lr1$ do série s primárním vinutím a $Lr2$ do série se sekundárním vinutím. Z hlediska vnějšího chování transformátoru lze uvažovat i jedinou rozptylovou indukčnost Lr , přepočtenou například jen na sekundární stranu.

Při zapnutí tranzistorů jsou diody $D25$, $D26$ ($D29$, $D30$) polarizovány propustně a začíná jimi procházet proud. Ten se však nezvětší skokově, ale právě díky rozptylové indukčnosti transformátoru postupně narůstá až do okamžiku kdy dosáhne své maximální hodnoty. V ten samý okamžik kdy začne narůstat proud těmito diodami, začne klesat proud diodami $D27$, $D28$ ($D31$, $D32$). Výstupní proud I je přesto stále konstantní. Kvůli jednoduchosti značení byly dále tyto proudy označeny indexy i_{D10} a i_{D12} . Dle I.KZ platí, že $I = I_{D10} + I_{D12}$. Výsledkem rozptylu transformátoru je „zmenšení“ střídá a pokles střední hodnoty výstupního napětí. Viz. obr. 3.4.



Obr. 3.4: Vliv rozptylu transformátoru na výsledné výstupní napětí

Uvažovaná střída $s=0,43$ bude vlivem rozptylu transformátoru ještě zmenšena. Zmenšení střídy vlivem rozptylu bylo při výpočtech předpokládáno a teoreticky zvoleno na $s=0,36$. Při frekvenci spínání 100kHz , to znamená zmenšení doby sepnutí tranzistorů o $0,7\mu\text{s}$. Pro rozptylovou indukčnost bude tedy v tomto případě platit vztah:

$$L_r = \frac{U}{\frac{di}{dt}} \quad (3.16)$$

Kde U je napětí na sekundární straně transformátoru a $\frac{di}{dt}$ je časová změna proudu. Po dosazení a úpravě vztahu tedy bude platit:

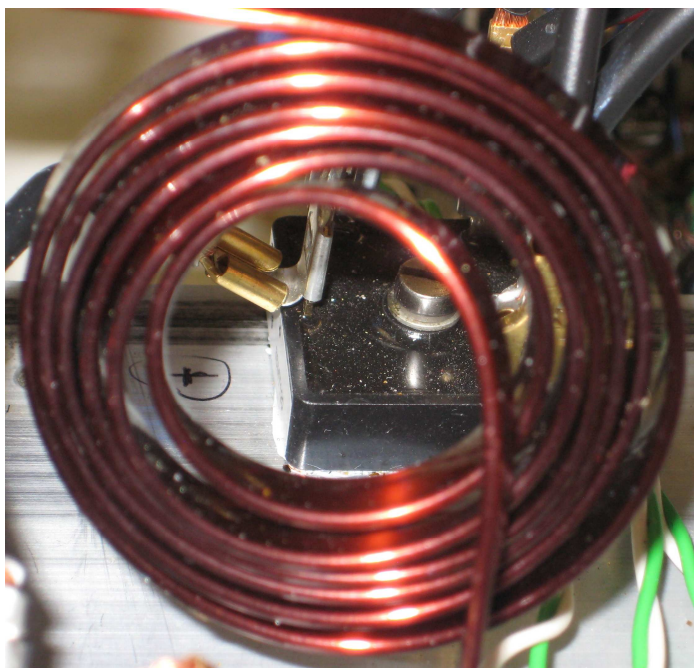
$$L_r = \frac{U \cdot \Delta t}{\Delta I} = \frac{450\text{V} \cdot 0,7 \cdot 10^{-6}\text{s}}{50\text{A}} = 6,3 \cdot 10^{-6}\text{H} .$$



Tímto výpočtem si lze ověřit realizovatelnost transformátoru měniče. Tento transformátor s touto rozptylovou indukčností by šlo realizovat. Lze totiž realizovat transformátor s rozptylem jedna tisícina hodnoty indukčnosti vinutí.

Po vyrobení transformátoru a jeho měření však bylo zjištěno, že jeho rozptylová indukčnost, přepočtená na sekundární stranu je jen $L_r=3,3\mu H$. V tomto případě však nastává problém. A to ten, že kvůli malé rozptylové indukčnosti transformátoru je zánik a nárůst proudů $i_{D10}(t)$ a $i_{D12}(t)$ diodami na sekundární straně - (viz. obr. 3.4) moc rychlý – velké di/dt . Kvůli parazitních indukčností vznikají poté na diodách na sekundární straně velké překmity, které by je mohly zničit. Rozptylová indukčnost transformátoru musela být tedy uměle zvětšena.

Rozptylová indukčnost obou transformátorů byla zvětšena tak, že ke každému primárnímu vinutí transformátoru byla do série připojena vzduchová cívka – viz. obrázek 3.5. Jedná se o cívky $L3$ a $L4$ na obr. 3.2. Každá cívka má 6 závitů. Její vnitřní průměr je $25mm$, vnější průměr $55mm$. Vinutí je vyrobeno z měděné pásoviny jejíž šířka je $7mm$ a tloušťka je $1,5mm$. Indukčnost každé z cívek je $L=1,6\mu H$.



Obr. 3.5: Pomocná vzduchová cívka

Připojení pomocné cívky na primární stranu má tu výhodu, že indukčnost se přepočítává na sekundární stranu umocněná na druhou. Cívka tedy může být menší, než při zapojení na sekundární stranu. Po přepočtení indukčnosti pomocné vzduchové cívky a po přičtení samostatné rozptylové indukčnosti transformátoru bude výsledná rozptylová indukčnost $L_{rcelk}=8,8\mu H$.

Dle vztahu 3.17 bude platit:

$$L_{rcelk} = p^2 \cdot L + L_r \quad (3.17)$$

Kde p je převod transformátoru a L_r je vlastní rozptylová indukčnost transformátoru přepočtená na jeho sekundární stranu. Po dosazení tedy bude platit:



$$L_{r2} = p^2 \cdot L + L'_{r2} = \left(\frac{13}{7}\right)^2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-6} H + 3,3 \cdot 10^{-6} H = 8,8 \cdot 10^{-6} H$$

Rozptylová indukčnost celého transformátoru (včetně připojené cívky) byla poté ještě ověřena měřením. Měření bylo provedeno při výstupním napětí rychlonabíječky 150V. Byly provedeny dvě měření. Při prvním měření byla rychlonabíječka zatížena na výstupu proudem 6,5A, při druhém měření pak proudem 30A. Z průběhů sekundárních napětí bylo pomocí osciloskopu zjištěno „zkracování“ střídavy rychlonabíječky při jejím zatížení a vypočtena rozptylová indukčnost. Při zatížení rychlonabíječky proudem 30A byla střída vlivem rozptylové indukčnosti zkrácena o 0,75μs více, než při zatížení proudem 6,5A. (Pozn.: při výpočtech se nesmí zapomenout na to, že celé zařízení obsahuje dva DC/DC měniče spojené paralelně, tzn. že každým měničem a taky transformátorem teče poloviční proud než na výstupu rychlonabíječky. Tzn., v tomto případě 3,25A a 15A).

Pro výpočet rozptylové indukčnosti poté dle vztahu 3.16 platí:

$$L_{r2} = \frac{U}{\frac{di}{dt}} = \frac{150V}{\frac{15A - 3,25A}{0,75 \cdot 10^{-6} s}} = 9,5 \cdot 10^{-6} H$$

Tato změřená hodnota zhruba odpovídá hodnotě vypočtené.

3.4.2 Tlumivka na výstupu měniče

Na výstupu každého měniče je umístěna tlumivka $L1$ a $L2$ (viz. obr. 3.2). Návrh tlumivky vychází ze zvoleného zvlnění proudu.

Vzhledem k jednoduššímu řízení bylo zvoleno, že oba dva měniče budou pracovat souhlasně. Zvlnění proudu na každé cívce bylo zvoleno $\pm 5A$. Výsledné zvlnění proudu na výstupu měniče – tedy za spojením obou měničů bude tedy $\pm 10A$. Pro výpočet indukčnosti platí vztah (uvedeno bez odvození):

$$L = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot \Delta I} (1 - s) \cdot s \quad (3.18)$$

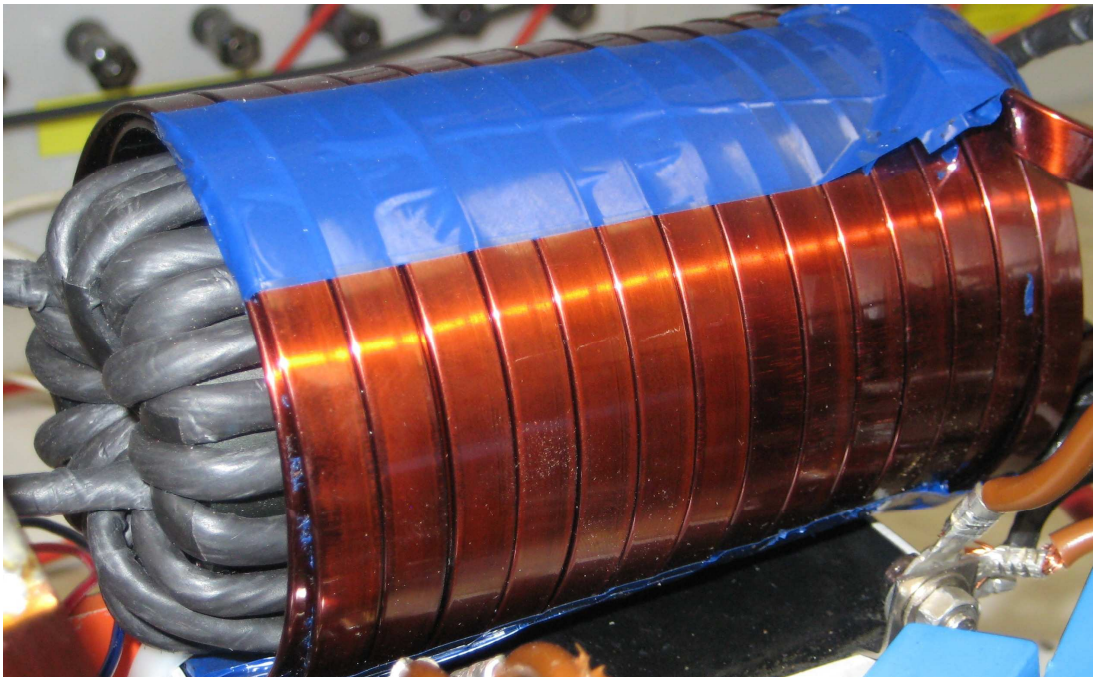
Kde U_d je maximální hodnota napětí na sekundární straně transformátoru, s je střída měniče, f je frekvence spínání tranzistorů a ΔI je zvolené zvlnění proudu.⁸ Po výpočtu musí mít každá z tlumivek indukčnost:

$$L = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot \Delta I} (1 - s) = \frac{450V}{2 \cdot 100 \cdot 10^3 Hz \cdot 5A} (1 - 0,36) \cdot 0,36 = 103 \mu H .$$

Při konstrukci tlumivky bylo postupováno tak, že pro jádro tlumivky se použilo jádro, na němž je umístěn výkonový impulsní transformátor – viz. obrázek 3.6. Toto elegantní řešení ušetří místo a zároveň zvětší výslednou indukčnost tlumivky. Magnetické toky transformátoru a tlumivky jsou na sebe kolmé a tudíž se vzájemně neovlivňují.

⁸ PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky : Pulsní měniče bez transformátoru*. Brno : [s.n.], 2005. 109 s. Elektronické skriptum FEKT VUT v Brně.

Pokusně bylo měřením zjištěno, že pro dosažení dané indukčnosti je třeba, aby tlumivka měla **30 závitů**.



Obr. 3.6: Vysokofrekvenční impulsní transformátor a tlumivka měniče

Tlumivka má délku 125mm , její průměr je 75mm a vinutí je umístěno ve dvou vrstvách. Vinutí je vyrobeno z měděné pásoviny jejíž šířka je 7mm a tloušťka je $1,5\text{mm}$.

3.4.3 Dimenzování tranzistorů a diod měniče

Usměrňovací diody na sekundární straně měniče - $D25$, $D26$, $D29$, $D30$:

Musí být použity tzv. rychlé diody. Diody musí být dimenzovány na střední hodnotu proudu, který jimi protéká. Při výpočtu je brána v úvahu maximální možná střída. V katalogu se tato střední hodnota proudu označuje jako I_{FAV} a vypočte se následovně:

$$I_{FAV} = I_{výst} \cdot s_{max} = 50\text{ A} \cdot 0,43 = 21,5\text{ A}$$

Důležitá je také maximální dovolená hodnota napětí v závěrném směru, v katalogu označovaná jako U_{RRM} . U každého měniče bude maximální hodnota napětí v závěrném směru $U_{RRM} = U_{2max} = 520\text{ V}$. Diody tedy musí být dimenzovány i na toto napětí.

Tato hodnota napětí nesmí být překročena, mohlo by dojít k průrazu diody. Dále je nutné respektovat, že pokud neteče proud do zátěže, která je však k rychlonabíječce připojena, je pak na diodách napětí větší. Maximálně na nich může být až 680V . Je to z toho důvodu, že k maximálnímu závěrnému napětí se přičte napětí zátěže, což znamená, že v případě připojení rychlonabíječky k akumulátoru elektromobilu se přičte napětí o velikosti cca 160V . Diody tedy musí být dimenzovány i na toto napětí U , pro které platí:

$$U = U_{RRM} + 160\text{V} = 520\text{V} + 160\text{V} = 680\text{V}$$



Nulové diody na sekundární straně měniče - *D27, D28, D31, D32*:

Diody jsou dimenzovány podobně jako v předchozím případě na proud I_{FAV} a napětí U_{RRM} , s tím rozdílem že nyní je při výpočtu uvažováno s minimální střídou ($s \rightarrow 0$):

$$I_{FAV} = I_{výst} \cdot (1 - s_{min}) = 50A$$

Napětí v závěrném směru nesmí překročit hodnotu: $U_{RRM} = U_{2max} = 520V$

Kvůli parazitních indukčností, a také kvůli velké strmosti proudu di/dt na diodách – viz.obr. 3.4., vznikají na nulových diodách překmity, které by mohly diody zničit. Překmity jsou potlačeny odlehčovacím RC členem.

RC člen je na schématu na obrázku 3.2 označen *R36, C18*, respektive *R35, C17*. Odpor označen *R36*, respektive *R35* se ve skutečnosti skládá z dvaceti bezindukčních paralelně spojených výkonových odporů $1k5/5W$. Je tak učiněno z toho důvodu, že na výkonovém odporu se maří poměrně velký výkon.

Diody na sekundární straně měniče jsou použity všechny stejného typu (jednoduchost nákupu, atd.) Jsou použity diody **DSEP 29-12A**. V reálu jsou vždy použity dvě diody spojené paralelně. Viz. obr. 3.2. Vlastnosti použitých diod jsou: $I_{FAV} = 30A$, $U_{RRM} = 1200V$, $t_{rr}=40ns$. Jejich nevýhodou je trochu vyšší prahové napětí. To je závislé na teplotě. Při provozní teplotě cca $80^{\circ}C$ je $U_F = 2V$. Pro střidu $s=0,36$ budou tedy celkové ztráty na diodách.

$$P_{ZTR} = 2 \cdot \left\{ 2 \cdot \left(U_F \cdot \frac{I_{VÝST}}{2} \cdot s \right) + 2 \cdot \left[U_F \cdot \frac{I_{VÝST}}{2} (1-s) \right] \right\} = \\ = 2 \cdot \{ 2 \cdot (2V \cdot 25A \cdot 0,36) + 2 \cdot [2V \cdot 25A \cdot (1-0,36)] \} = 200W$$

Demagnetizační diody:

Diody jsou opět dimenzovány na střední hodnotu proudu I_{FAV} a napětí U_{RRM} . Přes demagnetizační diody se uzavírá magnetizační proud který teče zpět do zdroje. Tento proud nabývá maximální hodnoty I_{μ} . Platí tedy:

$$I_{FAV} = I_{\mu} \cdot \frac{t_{demag}}{T} \cdot \frac{1}{2} = 1A \cdot \frac{5,7 \cdot 10^{-6} s}{10 \cdot 10^{-6} s} \cdot \frac{1}{2} = 0,285A$$

Maximální napětí v závěrném směru je: $U_{RRM} = 283V$.

Demagnetizačními diodami protéká krátkou dobu díky rozptylové indukčnosti transformátoru velký špičkový proud. Při dimenzování těchto diod je třeba na toto brát zřetel.

Kvůli snadné dostupnosti jsou použity diody **STTH30R06P**. Jejich vlastnosti jsou: $I_{FAV} = 30A$, $U_{RRM} = 600V$, $t_{rr}=50ns$. Také kvůli rozptylové indukčnosti transformátoru musí být diody značně předdimenzované.

Z katalogu bylo pro tento typ diody zjištěno $U_F = 1,4V$. Tedy při protékající střední hodnotě proudu cca $0,285A$, budou ztráty na těchto diodách malé. Pro jednu diodu cca $0,4W$.

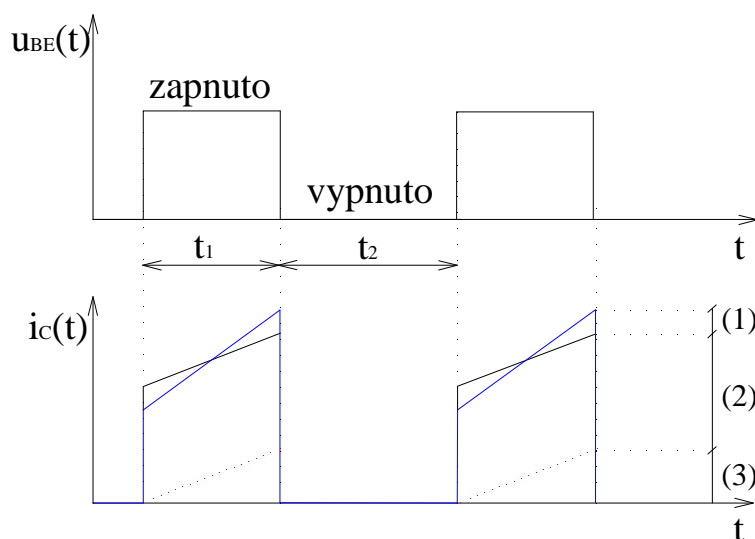


Při samotné realizaci měniče byly použity vždy tři diody spojené paralelně – viz. obr. 3.2. Bylo tak učiněno z toho důvodu, že budicí obvody a spínání výkonových tranzistorů je moc rychlé – 100kHz . Kvůli velké strmosti proudu di/dt poté na diodě vznikají velké překmity – až 100V , které se objevují také na výkonových tranzistorech. Jedná se o tzv. forward překmity. Tyto překmity by mohly zničit jednak demagnetizační diody, ale také hlavně výkonové spínací tranzistory. Proto byly při realizaci použity tři demagnetizační diody spojené paralelně. Strmost proudu di/dt se zmenší a překmity již nejsou tak velké. (Strmost proudu di/dt lze také snížit zpomalením spínacího děje výkonového tranzistoru. Viz. budicí obvody – kapitola 4).

Výkonové spínací tranzistory:

Tranzistory jsou dimenzovány na maximální proud (I_{Cmax}) a napětí (U_{CEmax}) na přechodu kolektor-emitor. Velikost proudu protékajícího přechodem ukazuje obr.3.4.

Pro výpočet maximálního proudu přechodem D-S bude třeba znát zvlnění proudu $\Delta I_{výst}$. (Ve skutečnosti není proud dokonale konstantní, to by nastalo jen v případě ideální tlumivky s nekonečně velkou indukčností). Zvlnění proudu bylo zvoleno $\pm 5\text{A}$ (viz. výše).



Obr. 3.7: Průběh proudu protékajícího tranzistorem (D-S)

Pozn.: na obrázku 3.5 označuje (1) proud $\frac{\Delta I_2}{2} \cdot \frac{N_2}{N_1}$, (2) označuje proud $I_2 \frac{N_2}{N_1}$ a (3) označuje proud I_μ .

Pro maximální možný proud tranzistorem platí:

$$I_{Cmax} = I_2 \cdot \frac{N_2}{N_1} + \frac{\Delta I_2}{2} \cdot \frac{N_2}{N_1} + I_\mu \quad (3.19)$$

Kde I_2 je proud sekundárem měniče, N_1 a N_2 je počet primárních a sekundárních závitů transformátoru měniče, ΔI_2 je zvlnění proudu v měniči a I_μ je magnetizační proud měniče. Po dosazení tedy bude platit:



$$I_{C \max} = I_2 \cdot \frac{N_2}{N_1} + \frac{\Delta I_2}{2} \cdot \frac{N_2}{N_1} + I_\mu = 50A \cdot \frac{13}{7} + \frac{10A}{2} \cdot \frac{13}{7} + 1A = 103A$$

Tranzistory je nutné předdimenzovat. Jak již bylo zmíněno u demag. diod vlivem různých parazit je lepší součástky předdimenzovat, pokud to tedy není na úkor ceny nebo rozměrů.

Jsou použity tranzistory MOS-FET, resp. CoolMOS typ *SPW47N60CFD*. Zapojeny jsou vždy 3 paralelně – viz. obr. 3.2.

Jejich vlastnosti jsou $U_{DS} = 600V$, $R_{DS(on),max} = 0,083\Omega$, $I_D = 46A$, $t_{on} = 60ns$, $t_{off} = 115ns$

Pro efektivní hodnotu proudu tranzistory, dle průběhu na obr. 3.7 přibližně platí:

$$I_{Cef} = I_{C \max} \cdot \sqrt{s} = 100A \cdot \sqrt{0,43} = 65A.$$

Ztráty tranzistory jsou ztráty vedením a ztráty přepínací. Pro ztráty vedením pro jednu paralelně spojenou trojici tranzistorů tedy platí: (Pozn.: Je nutné počítat s celou trojicí paralelně spojených tranzistorů).

$$\Delta P_{ved} = R_{DS(on)} \cdot I_{ef}^2 \quad (3.20)$$

Kde $R_{DS(on)}$ je vnitřní odpor jedné paralelně spojené trojice tranzistorů je vodivém stavu a I_{ef} je efektivní hodnota proudu protékající těmito tranzistory. Po dosazení tedy bude platit:

$$\Delta P_{ved} = R_{DS(on)} \cdot I_{ef}^2 = 0,0277\Omega \cdot (65A)^2 \cong 100W$$

Pro přepínací ztráty jedné paralelně spojené trojice tranzistorů platí:

$$\Delta P_{pr} = \frac{(t_{on} + t_{off}) \cdot u_{ce} \cdot i_c}{2} \cdot f \quad (3.21)$$

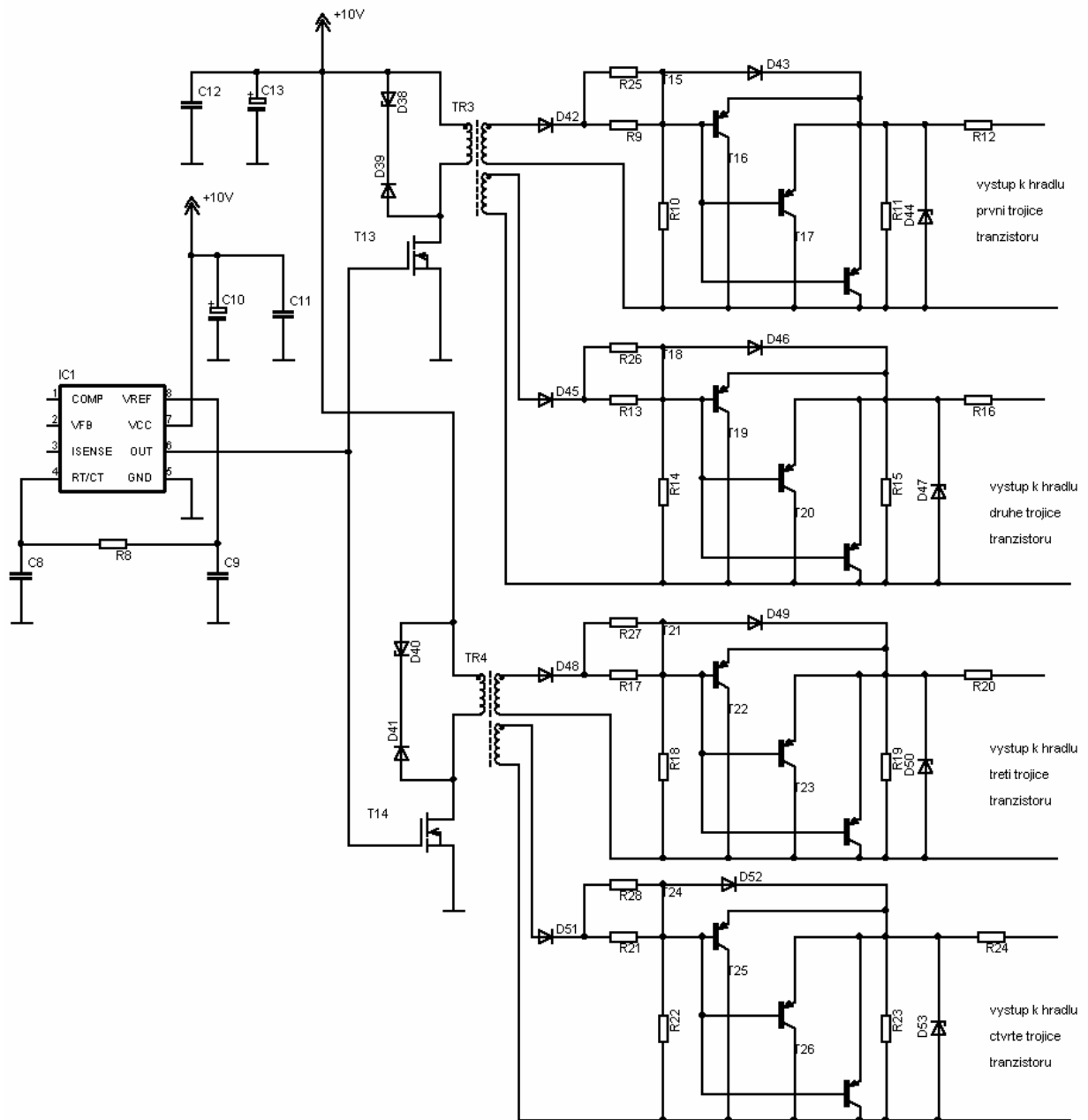
Kde t_{on} a t_{off} je doba spínání a vypínání tranzistoru, u_{ce} je napětí na tranzistoru (v tomto případě se počítalo s průměrnou hodnotou napětí na tranzistoru $264V$) a i_c je proud protékající tranzistory. Po dosazení tedy bude platit:

$$\Delta P_{pr} = \frac{(t_{on} + t_{off}) \cdot u_{ce} \cdot i_c}{2} \cdot f = \frac{175 \cdot 10^{-9} s \cdot 264V \cdot 100A}{2} \cdot 100 \cdot 10^3 Hz \cong 231W$$

Pro celkové ztráty tranzistory v obou sériově spojených měničích tedy bude platit:

$$\Delta P_{celk} = 4 \cdot (231W + 100W) = 1324W$$

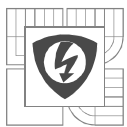
4 Budicí obvody měniče



Obr. 4.1: Budicí obvody měniče

Snahou celého projektu je postavit co nejjednodušší funkční zařízení. Proto i budicí obvody jsou řešeny velice jednoduše. Celý měnič bude mít jeden budicí obvod. Jedna jeho část bude sloužit 1. DC/DC měniči, druhá jeho část 2. DC/DC měniči. Viz. obr. č. 4.1.

Řídícím obvodem *UC3845*, respektive jeho výstupem č.6 je řízeno spínání tranzistorů *T13* a *T14*. Sepnou-li tyto tranzistory, objeví se na sekundárních stranách transformátorů *TR3* a *TR4* budičů napětí *15V* a sekundárním vinutím protéká proud. V tomto okamžiku tedy spínají výkonové tranzistory MOS-FET výkonového měniče. Při vypnutí tranzistorů *T13* a *T14*, jsou transformátory *TR3* a *TR4* demagnetizovány přes diody *D39* a *D41* a Zenerovy diody *D38* a *D40*. Výkonové tranzistory MOS-FET měniče v tento okamžik vypínají. Řídící signál z výstupu č. 6 řídicího obvodu je tedy galvanicky oddělen.



Výkonové tranzistory MOS-FET (všeobecně MOS-FET) jsou extrémně rychlé, proto musí být zapínací a vypínací děj poněkud zpomalen. Nestalo-li by se tak, pak by ve výkonovém obvodu měničů kvůli parazitních indukčnostím a velké strmosti proudu vznikaly překmity, což by mělo za následek zničení demagnetizačních diod a výkonových tranzistorů. Zpomalení zapínacího děje se dosáhne odporem R_G .

Pro jednoduchost popisu je dále popsán a vysvětlen pouze první budič, respektive sekundární strana prvního budiče. U ostatních se situace obdobná.

Odpor R_G je v našem případě u prvního budiče tvořen odpory R_9 , R_{12} , R_{25} (obdobně u ostatních budičů). Tyto odpory tvoří spolu s parazitní vstupní kapacitou C_{GS} výkonových tranzistorů časovou konstantu. Odpor R_{11} je zapojen preventivně – po případ mechanického přerušení řídicího signálu. (Kapacita hradla vydrží dlouho nabitá a tranzistor zůstává po tuto dobu sepnutý – nastala by tedy havárie)

O vypnutí výkonových tranzistorů MOS-FET se starají tři paralelně spojené PNP tranzistory T_{15} , T_{16} , T_{17} a odpory R_{10} a R_{12} . Kapacity hradla výkonových tranzistorů se musí vybit. O to se starají tyto tranzistory s odpory. Nabitá parazitní kapacita je připojena přímo na přechod emitor-kolektor tranzistoru PNP. Dojde k průchodu proudu do báze, tranzistory se otevřou a kapacitu tím zkratují (vybijí).

K omezení strmosti proudu a překmitů ve výkonových obvodech rychlonabíječky, je vypínací děj obdobně jako zapínací děj zpomalen. Zpomalení vypínacího (obdobně jako děje zapínacího) má za úkol rezistor R_{12} .

Jak již bylo řečeno výše, spínání a vypínání výkonových tranzistorů budiči je popsáno pouze pro první budič, respektive jeho sekundární částí. U ostatních výkonových tranzistorů a jejich budičů je situace obdobná.

Transformátory TR_3 a TR_4 tedy byly navrženy takto: Pro každý transformátor byly použity 3 paralelně spojená feritová jádra $LjT1305/CF139$. Počet závitů primárního a sekundárního vinutí byl nejprve teoreticky spočítán – viz. vztah 3.8 a poté ještě měřením upraven. S využitím vztahu 3.9 tedy platí:

$$N_1 = \frac{U_1 \cdot s \cdot T}{B \cdot S} = \frac{11V \cdot 0,43 \cdot 1 \cdot 10^{-5} s}{0,25T \cdot 72 \cdot 10^{-6} m^2} \cong 3z\acute{a}v$$

$$N_2 = \frac{U_2 \cdot s \cdot T}{B \cdot S} = \frac{15V \cdot 0,43 \cdot 1 \cdot 10^{-5} s}{0,25T \cdot 72 \cdot 10^{-6} m^2} \cong 5z\acute{a}v$$

Měřením a zkoušením byl počet závitů upraven na $N_1=4z\acute{a}v$ a $N_2=6z\acute{a}v$. Vinutí je navinuto vodičem o průměru $0,4mm$. Pro zmenšení rozptylové indukčnosti a pro zlepšení rozprostření vinutí na jádre bylo na jádro transformátoru primární vinutí navinuto třikrát a spojeno paralelně. Obě vinutí jsou rovnoměrně rozprostřena na jádre transformátoru. Obrázek 4.2 ukazuje popisovaný transformátorek.



Obr. 4.2: Transformátorek v budicím obvodu měniče

Jelikož celá rychlonabíječka, respektive její výkonové spínací tranzistory pracují na velmi vysokém kmitočtu – $100kHz$, je potřeba, aby byly budící obvody udělány velmi precizně a byly schopny dostatečně rychle budit výkonové tranzistory – na požadovaném kmitočtu. Problém při tomto kmitočtu by mohl nastat na galvanickém oddělení – tranzistorech $TR3$ a $TR4$ budiče a to díky jejich rozptylové indukčnosti. Ta se tedy musela minimalizovat. Transformátory tedy musí mít velký obsah jádra a malý počet závitů, čímž se zmenší rozptylová indukčnost. Transformátorky tedy byly vyrobeny ze tří paralelně spojených jader. Pro srovnání a představu lze uvést:

V případě, že by měl transformátorek jen jedno jádro, lze pak s využitím vztahu 3.9 a 3.10 napsat:

S (1toroid)

$$N_1 = \frac{\max \int u_1 dt}{S \cdot B_{\max}}$$

$$L_1 = N_1^2 \cdot \Lambda = N_1^2 \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \frac{S}{l}$$

Pro rozptylovou indukčnost poté platí vztah:

$$L_{\sigma 1} = L_1 \cdot (1 - k^2) \quad (4.1)$$

Kde L_l je indukčnost vinutí a k je činitel vazby transformátorku. Bude tedy platit:

$$L_{\sigma 1} = L_1 \cdot (1 - k^2)$$

Dále pak v případě, že transformátorek bude mít tři jádra spojená paralelně. S využitím vztahu 3.9, 3.10 a 4.1 lze poté napsat:



S' (3toroidy)

$$N_1' = \frac{\max \int u_1 dt}{3 \cdot S \cdot B_{\max}} = \frac{N_1}{3}$$

$$L_1' = N_1'^2 \cdot 3 \cdot \Lambda = \left(\frac{N_1}{3}\right)^2 \cdot 3 \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \frac{S}{l} = \frac{L_1}{3}$$

$$L_{\sigma 1}' = L_1' \cdot (1 - k^2) = \frac{L_{\sigma 1}}{3}$$

Z výsledku je vidět, že rozptyl transformátorku bude v tomto případě třetinový, než v předešlém případě. Taková to konstrukce transformátorku je tedy co se rozptylu týče, mnohem výhodnější.

Pozn.: V této kapitole jsou popsány jen budící obvody měniče. Ve skutečnosti to znamená, že schéma zapojení na obr. 4.1 není zcela kompletní. K řídicímu obvodu UC3845 chybí zapojit vstupy 1, 2 a 3 (informace o skutečné a žádané hodnotě proudu a o přepětí, respektive nadproudu).

Při samostatné výrobě budících obvodů se muselo postupovat zvláště důkladně. Výkonový DC/DC měnič totiž pracuje s velkou strmostí du/dt . Při samotné realizaci budících a řídicích obvodů a při oživování měniče se poté stávalo, že vlivem parazitních kapacit a velké strmosti du/dt u výkonové části měniče se od určité velikosti výstupního proudu rychlonabíječky začaly budící a řídicí obvody vlivem parazitních kapacitních proudů zarušovat. Následkem toho bylo, že řídicí obvod začal svévolně měnit střídu.

K odstranění tohoto problému se musely řídicí i budící obvody udělat velice precizně – s ohledem na potlačení parazitní kapacity mezi primární a sekundární stranou budiče. V praxi to znamená to, že řídicí obvod UC3845 a budící obvody až po primární vinutí transformátorků TR3 a TR4 jsou umístěny na samostatné desce plošných spojů. Tato deska je udělaná tak, aby byly co nejvíce potlačeny parazitní kapacity mezi součástkami. Sekundární strany budících obvodů jsou pak umístěny také na samostatné desce plošných spojů. Tato deska je opět vyrobená tak, aby byly co nejvíce potlačeny parazitní kapacity mezi součástkami. Dále pak k potlačení parazitních kapacitních proudů byly propojovací dráty mezi budiči a výkonovými tranzistory navinuty na toroidy, což má funkci kompenzované odrušovací tlumivky.

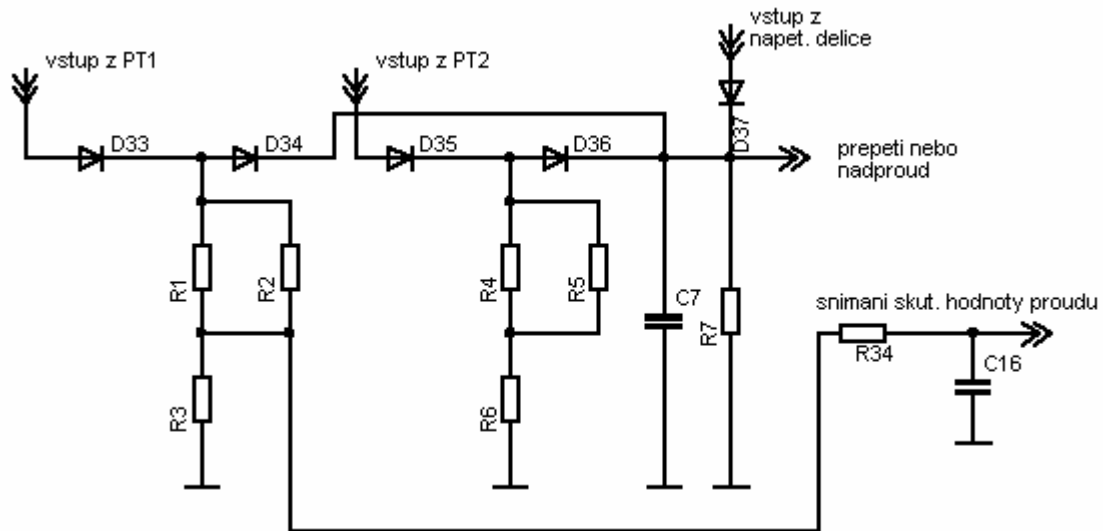
5 Řídící obvody a regulace, ochranné obvody

Kvůli jednoduchosti celého zařízení bylo v návrhu zvoleno analogové řízení měniče. Bude použit řídicí obvod *UC3845*. Vnitřní blokové schéma zapojení tohoto obvodu je na obrázku 5.3.

5.1 Snímání a vyhodnocování skutečné hodnoty proudu

K řízení a regulaci měniče je třeba znát skutečnou hodnotu proudu tekoucího měničem. Proud je snímán měřicím transformátorem proudu, který je umístěn do série s primárním vinutím výkonového transformátoru měniče.

Schéma obvodu, detekujícího skutečnou hodnotu proudu, ale také přepětí a nadproud je ukázáno na obr. č. 5.1.



Obr. 5.1: Snímání skutečné hodnoty proudu

Měřicí transformátor proudu *PT1*, respektive *PT2* je zapojen do série s primárním vinutím výkonového transformátoru *TR1* (*TR2*) – viz. obr. 3.2.

Při návrhu transformátoru proudu se vychází z představy, že měřicí transformátor proudu je na primární straně napájen ze zdroje proudu $i_1(t)$. Sekundární napětí poté vzniká vlivem transformovaného proudu z primáru až na zátěži, připojené k sekundáru transformátoru proudu. Původně není tedy primární napětí známé, takže i magnetizaci jádra je nutno řešit použitím sekundárního napětí. Sekundární vinutí se tedy jeví jako zdroj proudu $i_1'(t)$, k němuž je ovšem paralelně připojena sekundární indukčnost. Díky sekundárnímu napětí na výstupu proudového transformátoru bude sekundární indukčností procházet magnetizační proud. Pro výstupní proud proudového transformátoru tedy bude platit: $i_2(t) = i_1'(t) - i_\mu(t)$. Je tedy zřejmé, že magnetizační proud zmenšuje výstupní proud a způsobuje chybu měření. Chyba bude tím větší, čím větší bude hodnota časového integrálu sekundárního napětí a také čím menší bude sekundární indukčnost. Proto je žádoucí, aby sekundární vinutí pracovalo do co nejmenšího odporu a bylo by tedy na něm co nejmenší napětí a aby mělo co největší indukčnost. Platí totiž:



$$i_{\mu}(t) = I_0 + \frac{1}{L_2} \int u_2(t) dt \quad (5.1)$$

Kde $u_2(t)$ je časový průběh sekundárního napětí, L_2 je indukčnost sekundárního vinutí transformátoru a I_0 je počáteční ss hodnota proudu.

Při samotném návrhu proudového transformátoru proudu je nutné brát v úvahu maximální hodnotu snímaného proudu $I_{1\max}$, požadovanou hodnotu výstupního napětí na zátěži proudového transformátoru $U_{Z\max}$ (odpovídající $I_{1\max}$), periodu T a maximální šířku impulsů $t_{1\max}$.

Kritériem při návrhu proudového transformátoru je požadavek malé chyby transformátoru, tedy $I_{\mu\max} \ll I_{1\max}$ a požadavek na maximální přípustné sycení jádra B_{\max} .

Pro výrobu proudového transformátoru proudu bylo použito jedno feritové toroidní jádro **LjT3813/CF138**.

Při návrhu je nejprve nutno respektovat podmínku, že hodnota magnetizačního proudu musí být značně menší, než hodnota transformovaného proudu. Tedy:

$$I_{\mu\max} = \frac{U_{Z\max} + U_F}{L_2} \cdot t_{1\max} \ll I_{1\max} \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (5.2)$$

Kde $U_{Z\max}$ je požadovaná hodnota výstupního napětí na zátěži proudového transformátoru, U_F je prahové napětí použité diody (na obr. 5.1 se jedná o diodu **D33**, respektive **D35**), $t_{1\max}$ je maximální doba sepnutí výkonových tranzistorů a L_2 je indukčnost sekundárního vinutí proudového transformátoru.

Dále, při použití vztahu 3.10, $L_2 = N_2^2 \cdot \Lambda$, lze pro tuto podmínku odvodit:

$$N_1 \cdot N_2 \gg \frac{U_{Z\max} + U_F}{I_{1\max} \cdot \Lambda} t_{1\max} \quad (5.3)$$

Pro dané proudové trafo bylo zvoleno, že primární vinutí bude mít jen **1** závit (vinutí se však skládá ze dvou vinutí spojených paralelně). Sekundárním vinutím poteče proud max. **1A**. Při předpokladu, že primárním vinutím výkonového měniče teče maximální proud cca **103A**, musí mít sekundární vinutí proudového transformátoru **103 závitů**. Viz. obr. 5.2. Vinutí je navinuto drátem o průměru **0,4mm**.

Kvůli použitému řídicímu obvodu **UC3845** a jeho vnitřní struktuře, se musí zdůraznit, že $U_{Z\max} = 2,1V$. Tomuto napětí bude odpovídat proud výkonovým měničem o velikosti cca **103A**. Vznikl-li by na zátěži proudového transformátoru úbytek napětí **2,5V**, který by znamenal přepětí, nebo nadproud v měniči, zareagovala by na něj ochrana měniče a snížila střidu měniče na 0. Funkce ochran však bude podrobněji popsána v následující kapitole. Dioda **D33** a **D35** byla použita typu **BYW29-200**. Po dosažení do výše uvedeného vztahu 5.3 a po odečtení potřebných hodnot z katalogu daných součástek tedy platí:



$$N_1 \cdot N_2 \gg \frac{U_{Z \max} + U_F}{I_{1 \max} \cdot \Lambda} t_{1 \max}$$
$$1 \cdot 103 \gg \frac{2,1V + 0,895V}{100A \cdot 2100 \cdot 10^{-9} H / \text{zav}^2} \cdot 4,3 \cdot 10^{-6} s$$

Tato podmínka je tedy splněna. Pro výstupní napětí proudového transformátoru tedy platí vztah:

$$U_{Z \max} = I_{1 \max} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot R_Z \quad (5.4)$$

Kde $U_{Z \max}$ je požadovaná hodnota výstupního napětí proudového transformátoru (v našem případě 2,1V), N_1 a N_2 je počet primárních a sekundárních závitů proudového transformátoru, $I_{1 \max}$ je maximální proud primárním vinutím proudového transformátoru a R_Z je zátěž na sekundáru proudového transformátoru. Po dosazení a úpravě tedy pro velikost hledané zátěže platí:

$$U_{Z \max} = I_{1 \max} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot R_Z \Rightarrow R_Z = \frac{U_{Z \max}}{I_{1 \max}} \cdot \frac{N_2}{N_1} = \frac{2,1V}{103A} \cdot \frac{103}{1} = 2,1\Omega$$

Pro syčení v jádře lze odvodit pomocí vztahu 3.12 vztah:

$$B_{\max} = \frac{(U_{Z \max} + U_F) \cdot t_{1 \max}}{N_2 \cdot S_{Fe}} \quad (5.5)$$

Kde $U_{Z \max}$ je požadovaná hodnota výstupního napětí proudového transformátoru, U_F je prahové napětí použité diody (na obr. 5.1 se jedná o diodu D33, respektive D35), $t_{1 \max}$ je maximální doba sepnutí výkonových tranzistorů, N_2 je počet sekundárních závitů transformátoru a S_{FE} je průřez jádra transformátoru.

Po odečtení zadaných hodnot z katalogu a dosazení tedy:

$$B_{\max} = \frac{(U_{Z \max} + U_F) \cdot t_{1 \max}}{N_2 \cdot S_{Fe}} = \frac{(2,1V + 0,895V) \cdot 4,3 \cdot 10^{-6} s}{103 \cdot 77,5 \cdot 10^{-6} m^2} = 0,002T$$

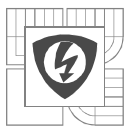
Syčení jádra je tedy v pořádku. Pro ztrátový výkon během demagnetizace by platilo:

$$P_Z = \frac{0,5 \cdot L_2 \cdot I_{\mu \max}^2}{T} \quad (5.6)$$

Kde L_2 je indukčnost sekundárního vinutí transformátoru, $I_{\mu \max}$ je maximální magnetizační proud transformátoru a T je perioda spínání výkonových tranzistorů měniče.

Ztrátový výkon by však byl malý, proto nebudou demagnetizační dioda použita.

Měřicí transformátor proudu je ukázán na obrázku 5.2.



Obr. 5.2: Měřicí transformátor proudu

Dále co se další funkce a řízení celého měniče týče, lze předpokládat, že díky paralelnímu zapojení sekundárních stran výkonových měničů a také díky jejich vzájemné zpětné vazbě (viz kapitola 3.3.2), bude na obou kondenzátorech – $C1$ a $C2$ (viz. obr. 3.2) připojených k vstupnímu usměrňovači stejné napětí a také lze předpokládat, že oba výkonové DC/DC měniče budou dodávat stejně velký proud (viz kapitola 3.3.2).

Pro celé řízení měniče lze tedy použít takové řešení, kdy se bude snímat skutečný proud protékající jen jedním dílčím DC/DC měničem a bude se předpokládat, že druhým měničem poteče naprosto stejný proud.

Skutečná hodnota proudu tedy bude snímána jen z jednoho DC/DC měniče. Obr. 5.1 ukazuje, že skutečný proud bude snímán a vyhodnocován z měniče č. 1. Bude tedy platit, že proud sekundárním vinutím proudového transformátoru poteče přes diodu $D33$ do napěťového děliče tvořeného odpory $R1$, $R2$, $R3$ a způsobí na něm úbytek napětí. Komparátor řídicího obvodu vyžaduje ke správné funkci napětí, které odpovídá skutečnému průběhu proudu. Toto napětí získáváme z děliče $R1$, $R2$, $R3$. Odpor $R3$ má hodnotu 1Ω . Při protékajícím proudu I_A (primárem silového transformátoru $TR1$ v tomto případě teče cca $100A$) na něm vzniká maximální možný úbytek $1V$, což odpovídá max. výstupnímu proudu měniče $100A$. Signál je pilovitého průběhu se stejnosměrnou složkou a odpovídá skutečné hodnotě proudu. Tento signál, který slouží jako informace o skutečné hodnotě proudu, je dále přiveden do řídicího obvodu $UC3845$. Jelikož má tento signál pilovité zvlnění, je důležité minimalizovat parazitní indukčnost L bočnicku, respektive jeho časovou konstantu L/R . Na indukčnosti vzniká parazitní napětí úměrné časové derivaci proudu, navíc má bočník i parazitní kapacitu. Díky existenci indukčnosti a parazitní kapacity dochází při časově proměnném proudu ke vzniku tlumených kmitů. K potlačení těchto kmitů slouží RC člen $R34$, $C16$.

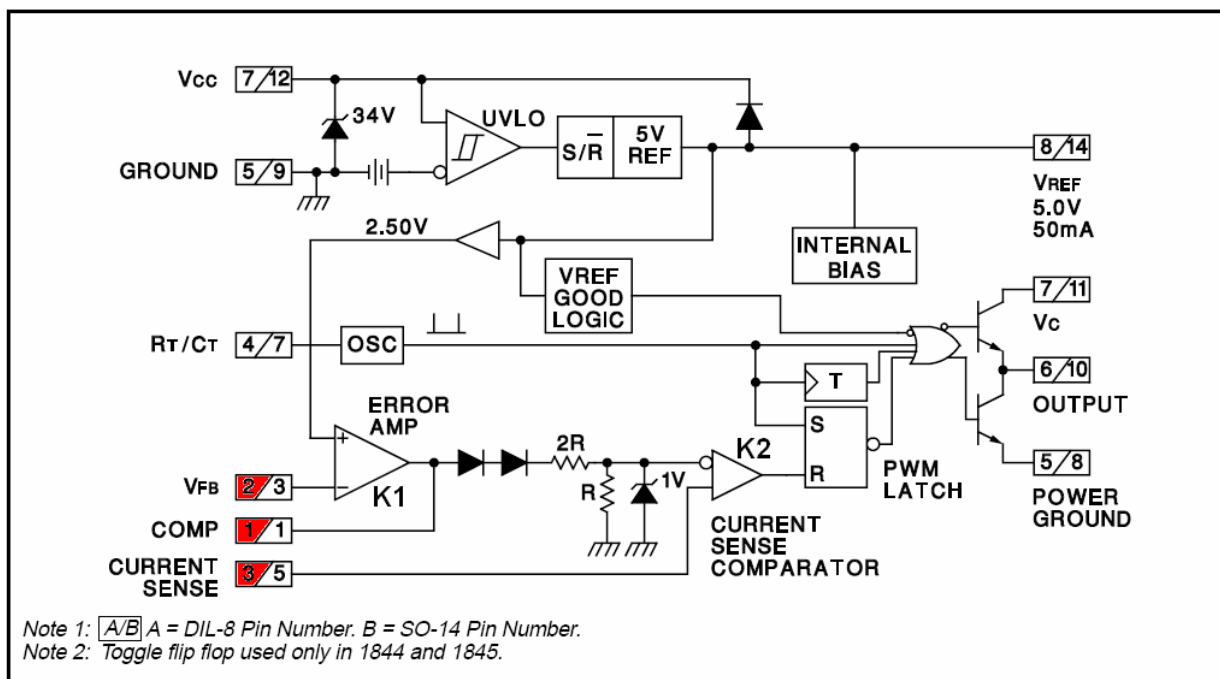
Obvod na obr. 5.1 má dále ještě funkci ochrany před přepětím a nadproudem. Maximální hodnota napětí na děliči $R1$, $R2$, $R3$ je dále vyhodnocena špičkovým usměrňovačem. ($D34$, $C7$, $R7$). Ze schématu je zřejmé, že reakce na přepětí nebo nadproud budou stejné. Pokud napětí na kondenzátoru $C7$ překročí hranici $2,5V$ (nadproud), ochrana zareaguje a řídicí obvod sníží

hodnotu střídavy na nulu. (viz. dále) Při přepětí se signál přivádí z napěťového děliče na výstupu nabíječky, přes diodu $D37$ na kondenzátor $C7$. Rezistor $R7$ s kondenzátorem $C7$ vytváří časovou konstantu obvodu.

Pro správnou funkci celého měniče je však nutné snímat i proud 2. DC/DC měničem. Viz. obr. 5.1. Skutečná hodnota proudu je opět snímána proudovým transformátorem – $PT1$. Dále je signál přiváděn přes diodu $D35$ na odpory $R4$, $R5$, $R6$, které mají stejnou hodnotu jako odpory $R1$, $R2$, $R3$. Snímání skutečné hodnoty proudu z 2.DC/DC není nutné kvůli řízení celého měniče, ale má funkci ochrany před nadproudem. Nastal-li by v 2.DC/DC měniči nadproud, vyhodnotil by ho daný odporový dělič, na kterém by vznikl úbytek napětí větší než $2,5V$ a na toto napětí by zareagovala ochrana řídicího obvodu a snížila by hodnotu střídavy na 0 .

Odpory $R3$ a $R6$ byly použity výkonové: $1\Omega/2W$. Dále pak odpory $R1$, $R2$, $R4$, $R5$: byly použity dva paralelně spojené odpory: $2,2\Omega/2W$

5.2 Řídicí obvod UC3845



Obr. 5.3: Blokové schéma zapojení řídicího obvodu UC3845⁹

Celá rychlonabíječka je řízena řídicím obvodem $UC3845$. Vlastností tohoto obvodu je, že má vlastní oscilátor, kmitající na požadované frekvenci s danou střídou. Tyto parametry jsou upraveny kondenzátorem $C8$ a odporem $R8$ - viz obrázek 4.1. Obvod dále obsahuje zdroj referenčního napětí $2,5V$, které je připojeno na neinvertující vstup komparátoru $K1$. Ke správné funkci regulačního obvodu $UC3845$ je třeba pilovitého průběhu napětí přivedeného na vstup 3. Toto napětí odpovídá skutečné hodnotě proudu a je snímáno proudovým transformátorem na měniči.

Na vstup 2 (invertující vstup komparátoru $K1$) je přiváděno takové napětí (snímáno na špičkovém usměrňovači – kondenzátor $C7$), které pokud překročí hodnotu $2,5V$, znamená to že

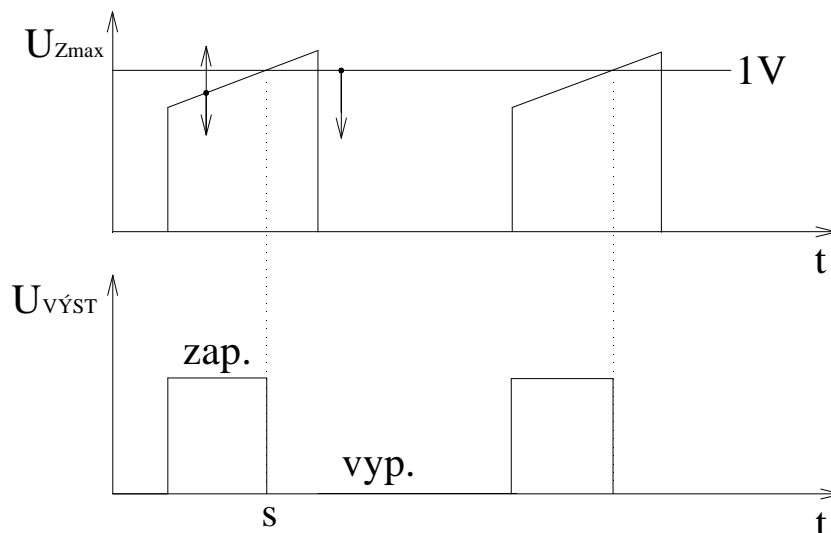
⁹ *Current Mode PWM Controller* [online]. Texas Instruments Incorporated, c1999 [cit. 2009-10-03]. Text v angličtině. Dostupný z WWW: <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/29384/TI/UC3845.html>>.

došlo v měniči buď k nadproudu, nebo k přepětí. V takovémto případě překlopí komparátor na nulu a komparátor $K2$ bude porovnávat pilovitý signál ze vstupu 3 – skutečná hodnota proudu s minimálním napětím komparátoru $K1$. Střída tedy bude nulová.

Komparátor $K2$ zajišťuje pulsně šířkovou modulaci (PWM) a regulaci proudu. Porovnáva skutečnou hodnotu proudu přiváděnou na vstup 3 s žádanou hodnotou proudu přivedenou na vstup 1. Jak již bylo v minulých kapitolách řečeno, skutečná i žádaná hodnota proudu je převedena na napěťový signál, jehož max. hodnota je $1V$.

Díky danému zapojení obvodu pro snímání skutečné hodnoty proudu a díky $1V$ Zenerově diodě obvodu $UC3845$ bude max. proud měničem cca $100A$ – viz. kapitola 5.1. Napětím, představujícím žádanou hodnotu proudu, přiváděným na vstup 1 obvodu lze však max. proud měničem snižovat.

Grafické znázornění regulace výstupního napětí rychlonabíječky a tím pádem také proudu je vidět na obr. 5.4.



Obr. 5.4: Grafické znázornění regulace výstupního napětí a proudu

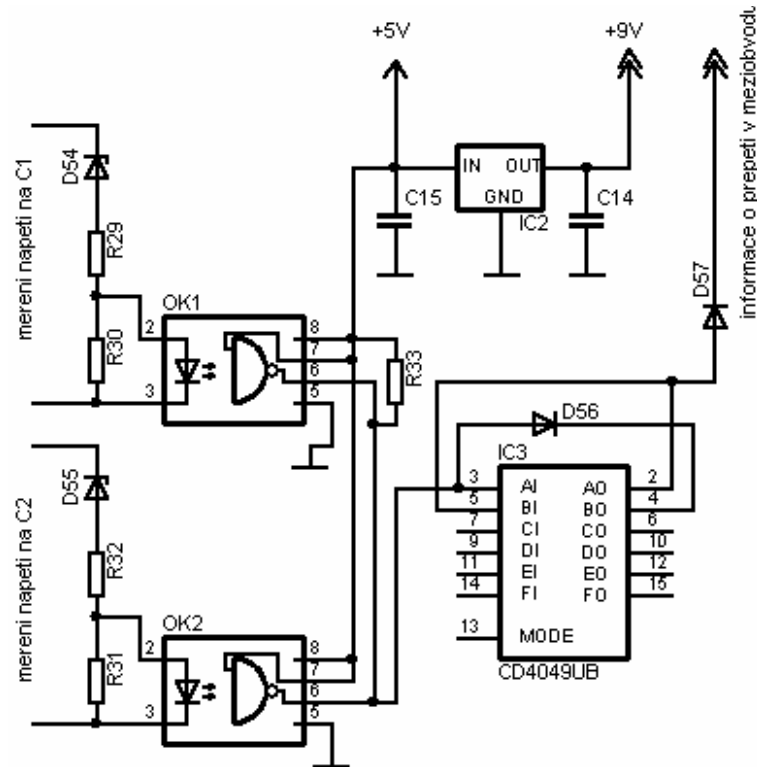
5.3 Ochranné obvody

Jak již bylo zmíněno a popsáno výše, ochranu výkonového měniče před nadproudem a přepětím zajišťuje řídicí obvod $UC3845$. Pomocí proudového transformátoru $PT1$, nebo $PT2$ je v měniči snímán případný nadproud a pomocí napěťového děliče na výstupu měniče je snímáno přepětí. Informace o nadproudu, nebo o přepětí je poté přivedena do řídicího obvodu $UC3845$, který sníží střídu měniče na 0. Podrobněji je daná problematika popsána v předešlých kapitolách.

Jako další ochranu celého měniče je ještě nutné zajistit, aby v případě přerušení obvodu u 1., nebo u 2. DC/DC měniče, bylo celé zařízení – celý měnič vypnut. Tato ochrana bude zajištěna pomocí měření a vyhodnocování napětí v stejnosměrném meziobvodu u 1. a 2. DC/DC měniče. Pokud by se tak nestalo a na jednom z kondenzátorů tvořících napěťový meziobvod měniče by bylo přepětí, které by vzniklo například tak, že by se u prvního, nebo u druhého měniče přerušil obvod, bude napětí na jeho kondenzátoru v meziobvodu stoupat (druhý

kondenzátor se bude zatížením vybíjet). Výsledkem by byla havárie celé rychlonabíječky. Zabránit tomu má tedy následující ochrana, která vypne celý měnič.

Schéma ochranného obvodu je uvedeno na obr. 5.5.



Obr. 5.5: Snímání a vyhodnocení přepětí v meziobvodu

Ochrana proti přepětí v meziobvodu, tzn. proti přepětí na kondenzátorech *C1* a *C2* (viz. obr. 3.2) funguje následujícím způsobem. Pro názornost je přepětíová ochrana vysvětlena pouze na jednom kondenzátoru v meziobvodu, a to na kondenzátoru *C1*.

Nastane-li na kondenzátoru *C1* přepětí, což znamená že se na něm objeví napětí větší než cca 400V, je toto přepětí vyhodnoceno děličem napětí *D54*, *R29*, *R30*. Informace o přepětí ve výkonovém meziobvodu, je přes optočlen *6N137* v podobě *log 0* přenášena k integrovanému obvodu *CD4049UB*. Tento integrovaný obvod se skládá z invertorů. Informace o přepětí, v podobě logické nuly, je tímto integrovaným obvodem zpracována a v případě přepětí ve výkonovém meziobvodu se na jeho pinu č. 2 integrovaného obvodu *CD4049UB* objeví napětí 5V, které je přes diodu *D57* zavedeno do vstupu č. 2 řídicího obvodu *UC3845*, kde způsobí zmenšení střídy měniče na 0.

Obdobným způsobem, jak bylo popsáno výše funguje vyhodnocování přepětí v meziobvodu i u 2. DC/DC měniče. Přepětí je vyhodnoceno děličem napětí *D55*, *R31*, *R32* a přes optočlen *OK2* je tato informace zavedena do integrovaného obvodu *CD4049UB* a poté do řídicího obvodu *UC3845*, který zmenší střídu výkonového měniče na 0.

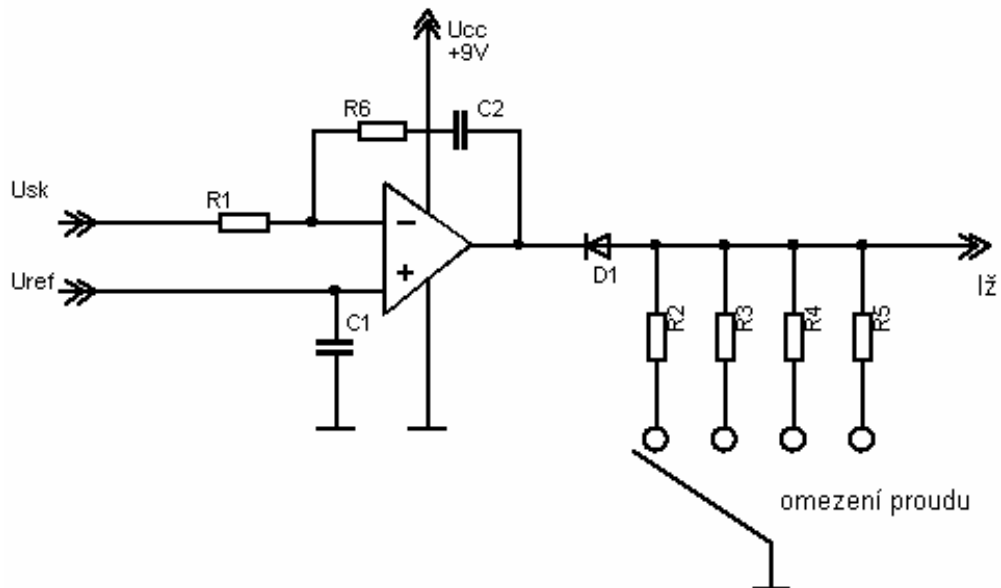
5.4 Nadřazená napětíová regulace

Proudová regulační smyčka rychlonabíječky bude mít nadřazenou napětíovou regulační smyčku.

Nadřazená napěťová regulace nebyla při stavbě rychlonabíječky fyzicky sestavena. Bylo to z toho důvodu, že při stavbě a ožívání rychlonabíječky se vyskytlo mnoho problémů, které musely být řešeny prioritně. Z časových důvodů tedy již k samotné realizaci nadřazené napěťové regulační smyčky nedošlo a nadřazená napěťová regulační smyčka byla navržena jen teoreticky.

Z tohoto důvodu není tato nadřazené napěťová regulační smyčka nakreslena v celkovém schématu zapojení realizované rychlonabíječky. Schéma je umístěno v příloze diplomové práce.

V podstatě bude použit napěťový PI regulátor. Na vstup je přiváděna žádaná a skutečná hodnota napětí z výstupu rychlonabíječky. Skutečná hodnota napětí se získá z napěťového děliče z výstupu rychlonabíječky. Na výstupu PI regulátoru se nachází žádaná hodnota proudu, která se přivádí přes blok proudového omezení na vstup I regulačního obvodu UC3845. Proudové omezení je nastaveno tak, že s ním lze snižovat max. hodnotu I_V napětí přiváděného na vstup I řídicího obvodu. Ve výsledku to po komparaci skutečné a žádané hodnoty znamená, že měnič bude moci pracovat i s nižším výstupním proudem než $100A$.



Obr. 5.6: Schéma zapojení PI regulátoru

6 Výsledky a zhodnocení měření na sestavené rychlonabíječce

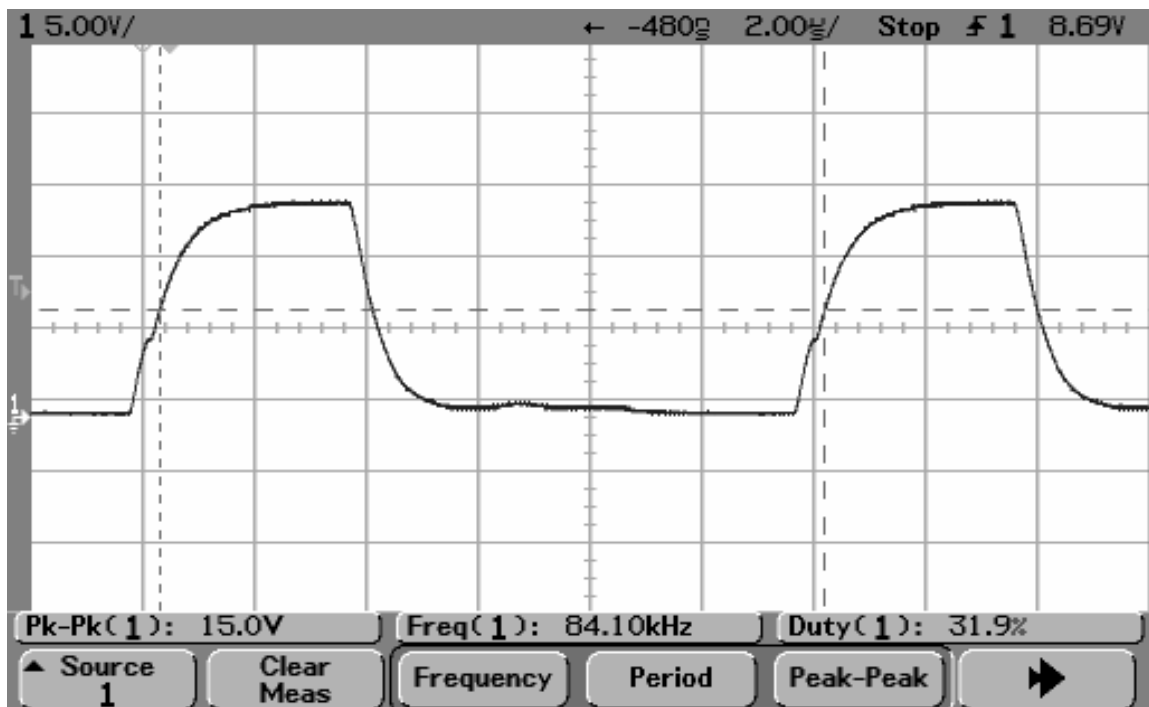
Na navržené a sestavené rychlonabíječce dle předcházejících kapitol, bylo provedeno měření. Výsledky měření, včetně obrázků jsou uvedeny v následující podkapitole. V navazující podkapitole jsou poté výsledky měření zhodnoceny.

6.1 Výsledky měření

6.1.1 Řídící napětí U_{GE} při vypnutém, nezatíženém a zatíženém silovém obvodu rychlonabíječky

Nejprve bylo měřeno napětí, jímž jsou spínány výkonové tranzistory MOS-FET. Tzn., že bylo měřen signál z budičů.

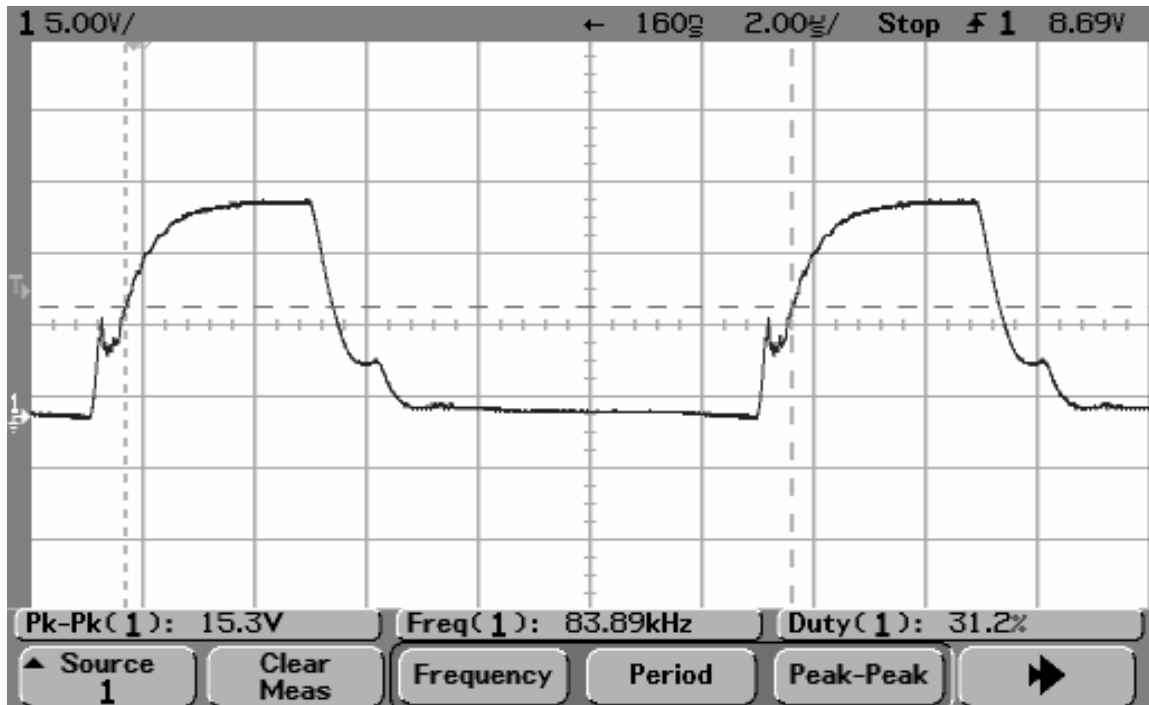
Obrázek 6.1 ukazuje řídicí napětí U_{GE} , jímž jsou spínány výkonové tranzistory. V tomto případě při $U_{CE} = 0V$ a $I_{CE} = 0A$. To znamená, že na výkonových tranzistorech není v tuto chvíli žádné napětí a tranzistory tedy neteče ani žádný proud. Jak je z obrázku 6.1 vidět, velikost tohoto napětí U_{GE} je $15V$, což je dostačující pro spínání daných výkonových tranzistorů. Frekvence napětí je pak $84kHz$. Tato frekvence se sice liší od v předešlých kapitolách zmiňované a požadované frekvence spínání $100kHz$, ale chyba je relativně malá a lze ji zanedbat. Střída je pak přibližně $0,4$. Zpomalení spínání výkonových tranzistorů je dosaženo odpory R_G v budičích – viz. kapitola 4.



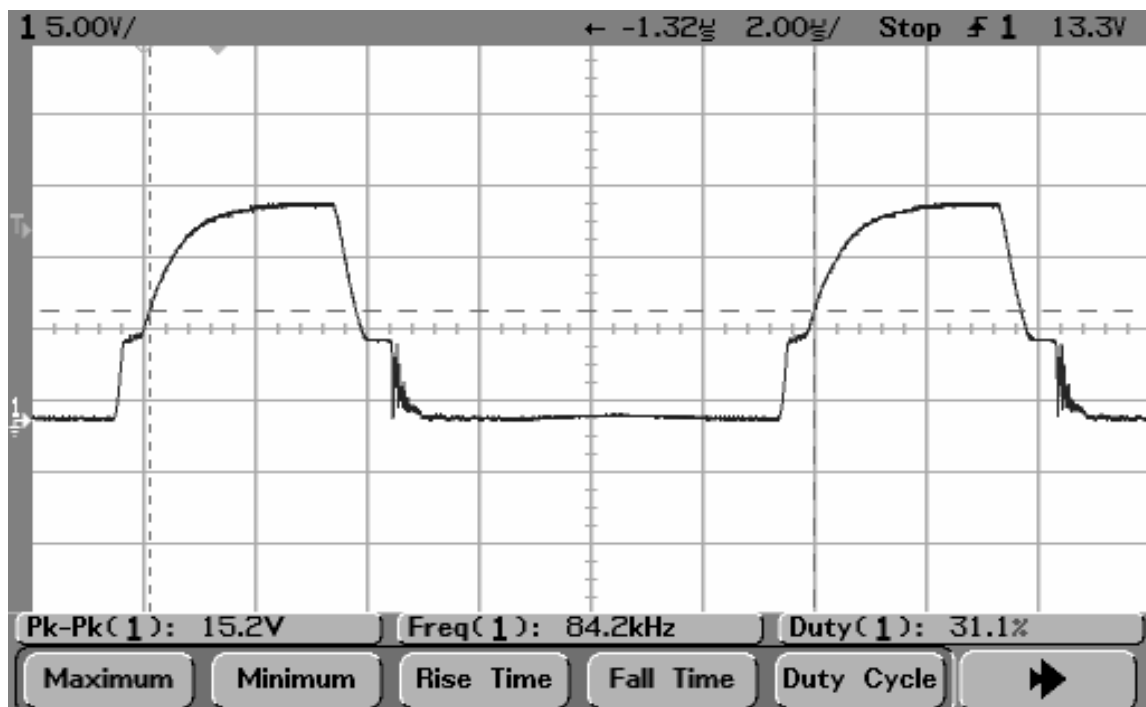
Obr. 6.1: Napětí U_{GE} při $U_{CE} = 0V$ a $I_{CE} = 0A$.

Obrázek 6.2 ukazuje napětí U_{GE} při $U_{CE} = 270V$ a $I_{CE} = 0A$. To znamená, že na výkonovém DC/DC měniči je plné napětí, ale měnič není zatížen. Napětí U_{GE} má podobný průběh jako napětí na obrázku 6.1. Sepnutí výkonových tranzistorů probíhá v ten okamžik, kdy se na vzestupné hraně napětí U_{GE} objeví malá „pomlčka“. Obdobně vypnutí výkonového tranzistoru

nastává v okamžik, kdy se na sestupné hraně napětí U_{GE} objeví malá „pomlčka“. „Pomlčka“ v průběhu napětí U_{GE} , tedy při sepnutí a vypnutí výkonového tranzistoru, je z důvodu nelineárnosti kapacity mezi gatem a emitorem výkonového tranzistoru.



Obr. 6.2: Napětí U_{GE} při $U_{CE} = 270V$ a $I_{CE} = 0A$.



Obr. 6.3: Napětí U_{GE} při $U_{CE} = 92V$ a $I_{CE} = 42A$

Při zatížení měniče se vlivem parazitní kapacity mezi kolektorem a gatem výkonového tranzistoru a také vlivem velké strmosti spínání napětí U_{CE} , velké du/dt těchto tranzistorů, začíná napětí U_{GE} zarušovat. Tato situace je zobrazena na obrázku 6.3. Z tohoto důvodu musí být budící obvody udělány velice precizně a musí mít maximálně potlačený všechny parazitní kapacity.



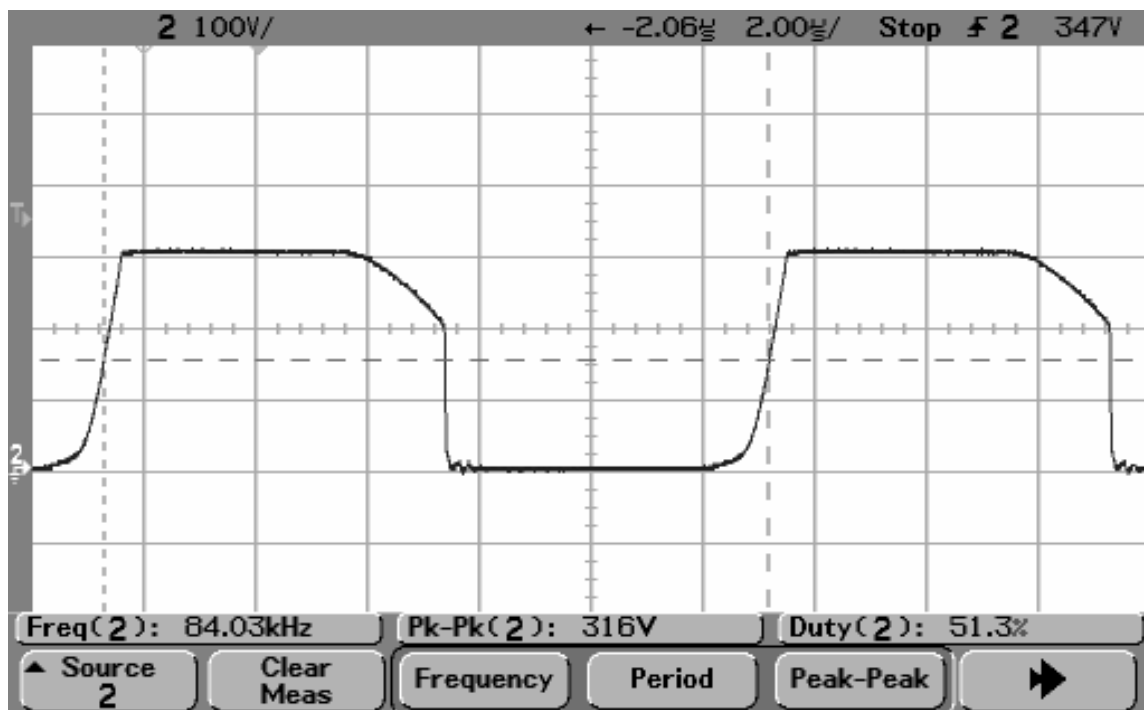
Jinak by vlivem těchto parazitních kapacit docházelo k dalšímu zarušování řídicího napětí U_{GE} – viz. kapitola 4.

6.1.2 Měření na nezatížené rychlonabíječce

Dalším bodem měření bylo změřit rychlonabíječku bez zátěže, tzn. naprázdno. Na vstupu rychlonabíječky bylo plné napětí, avšak neprotékal žádný proud (při zanedbání magnetizačního proudu). Průběhy napětí jsou uvedeny dále.

Na obrázku 6.4 je ukázán průběh napětí U_{CE} . Velikost napětí U_{CE} na obr. 6.4 je 316V. Kvůli řešení rychlonabíječky, respektive jejího stejnosměrného napěťového meziobvodu tak, že napětí na něm se nestačí vyhlazovat a sleduje průběh šestipulsně usměrněného napětí, kolísá stejnosměrné napětí v meziobvodu mezi 245V a 283V. Jelikož při měření nebylo na vstupu usměrňovače nastaveno přesně 400V, ale hodnota trochu vyšší a také kvůli tomu, že zobrazené spínané napětí U_{CE} je zobrazeno zrovna v ten okamžik, kdy je kondenzátor v napěťovém meziobvodu nabit na maximální hodnotu, má napětí na obrázku 6.4 velikost 316V.

Z průběhu napětí U_{CE} na obrázku 6.4 lze také poznat dobu nabíjení parazitní kapacity mezi kolektorem a emitorem výkonového tranzistoru. Je to doba nárůstu napětí U_{CE} na maximální hodnotu. Dále lze z průběhu vypočítat, že jádro výkonového impulsního transformátoru v DC/DC měničích se stačí dostatečně rychle demagnetovat. V okamžiku skončení demagnetizace jádra totiž přestávají vést demagnetizační diody a napětí U_{CE} , které se v daný okamžik nachází na parazitní kapacitě mezi kolektorem a emitorem výkonového tranzistoru, se již nemůže „opřít“ o kladné napájecí napětí a začíná „plovat“. Na obrázku 6.4 nastává tato situace v okamžik, kdy napětí U_{CE} začíná klesat.



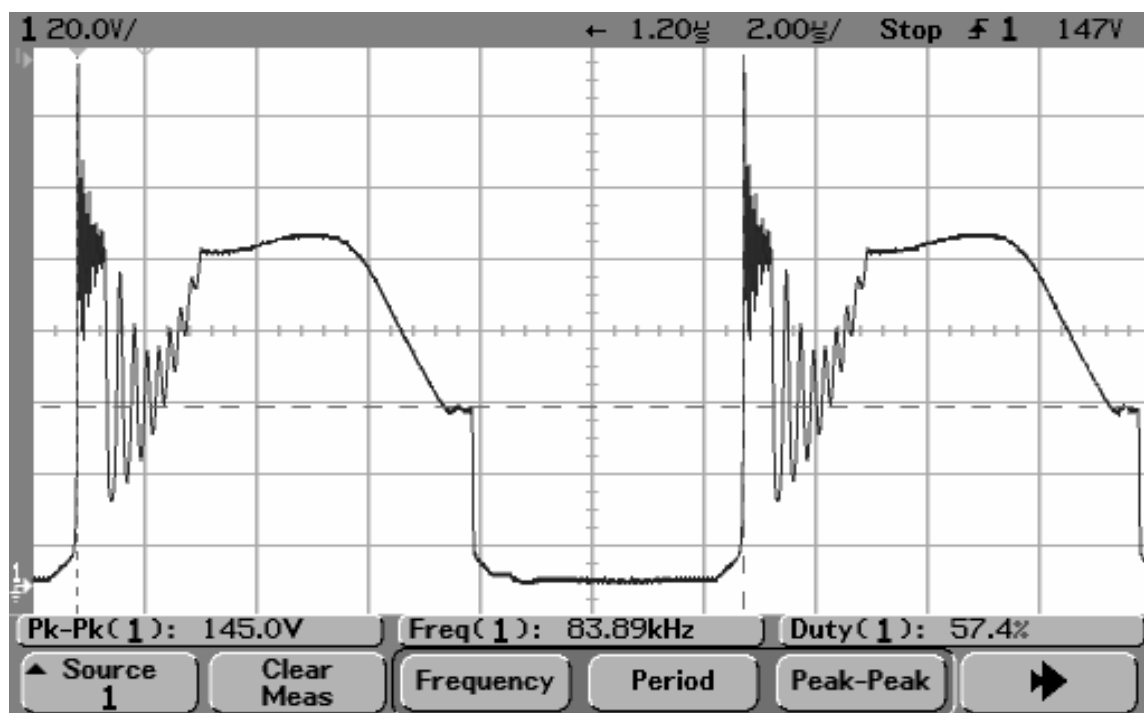
Obr. 6.4: Průběh napětí U_{CE} . $U_{CE} = 316V$, $I_{CE} = 0A$

6.1.3 Měření na zatížené rychlonabíječce

Další měření na rychlonabíječce bylo již provedeno při zatížení. Vzhledem k tomu, že kvůli jistým problémům, které budou podrobněji popsány dále nešlo nabíječku zatížit na plný výkon, tzn. na výstupní výkon 16kW (160V , 100A), bylo měření provedeno při výkonu jen 1311W . Na výstupu rychlonabíječky bylo napětí 57V a do zátěže tekla proud 23A .

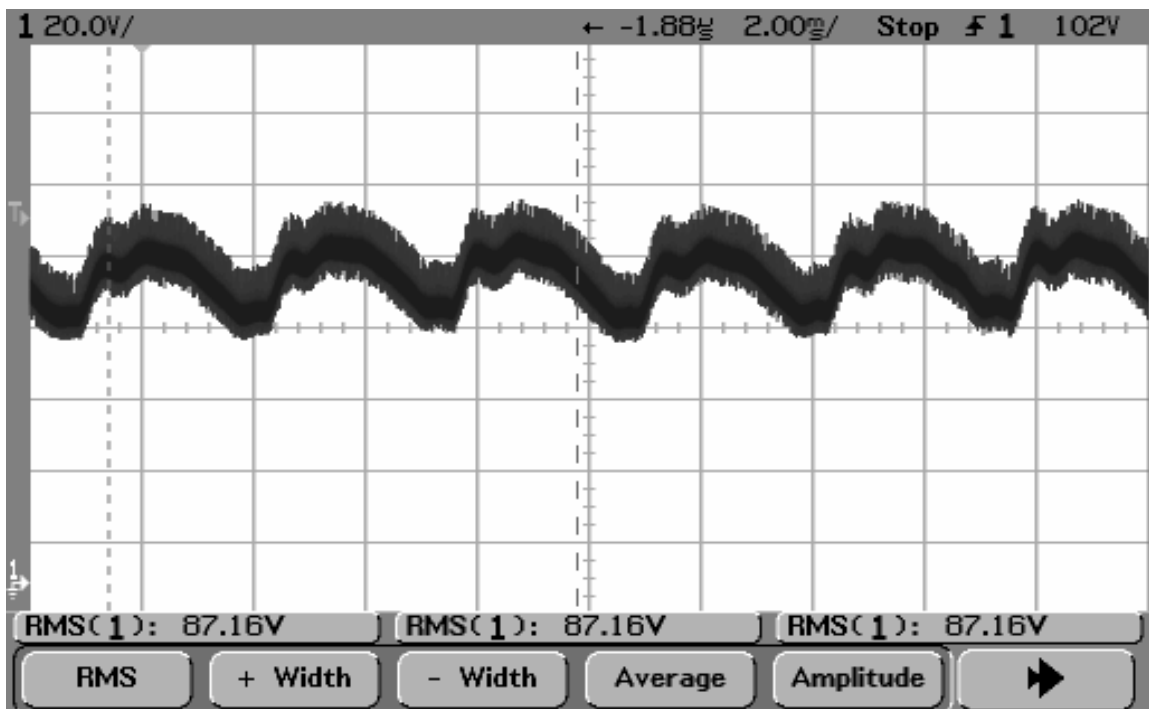
Obr. 6.5 ukazuje napětí U_{CE} při výše zmiňovaném zatížení rychlonabíječky. Překmitů na napětí U_{CE} jsou způsobeny překmitů na demagnetizačních diodách. Vznik překmitů je podrobněji popsán v kapitole 3.4.3. Překmitů jsou způsobeny vlivem velké strmosti spínaného proudu – di/dt . Velikost napěťové špičky během překmitů je v tomto případě cca 57V .

Při zvyšujícím se napětí U_{CE} a při zvyšujícím se proudu I_{CE} se tento překmit sice zvětšuje, ale i přesto napěťová špička tohoto překmitů nedosahuje nikdy takových hodnot, aby zničila výkonový tranzistor. Z hlediska výkonových spínacích tranzistorů lze tedy rychlonabíječku zatěžovat až do plného výkonu, tzn. do 16kW .

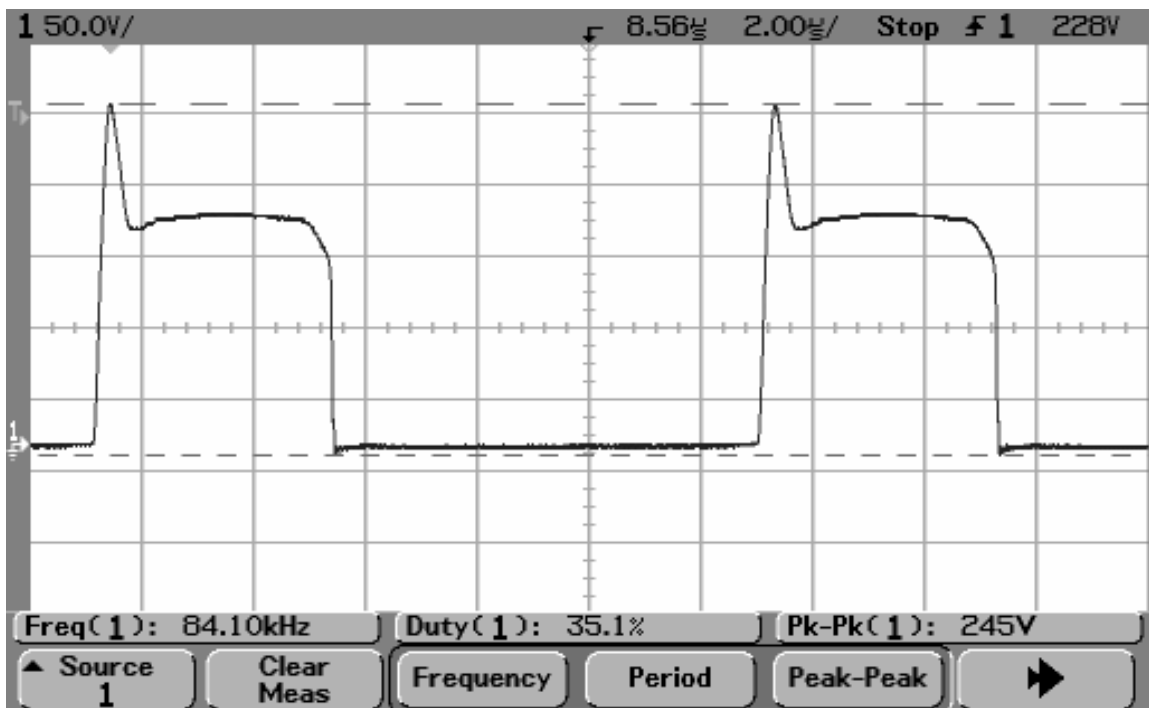


Obr. 6.5: Průběh napětí U_{CE} při zatížení rychlonabíječky výkonem $1,31\text{kW}$.

Obrázek 6.6 ukazuje průběh zvlněného napětí v stejnosměrném napěťovém meziobvodu, tzn. na kondenzátoru $C1$, respektive $C2$ (viz. obr. 3.2) při zatížení rychlonabíječky. Napětí je šestipulsně usměrněno a na kondenzátoru se nestačí vyhlazovat – viz. kapitola 3.2.3. DC/DC měnič pak z kondenzátoru odebírá napěťové a proudové pulzy. Je nutno také zmínit, že i na tomto napětí, tzn. na stejnosměrném napětí na kondenzátoru $C1$, respektive $C2$ se objevují překmitů způsobené strmostí pracovního proudu I_{CE} .



Obr. 6.6: Průběh stejnosměrného napětí v napěťovém meziobvodu při zatížení



Obr. 6.7: Průběh napětí na nulové diodě na sekundární straně měniče

Obrázek 6.7 ukazuje průběh napětí na nulové diodě na sekundární straně DC/DC měniče. Vlivem parazitní rozptylové indukčnosti impulsního výkonového tranzistoru, vlivem velké strmosti protékajícího proudu di/dt a také vlivem zotavovacího zkratu diod vznikají na diodách překmity. Překmity jsou potlačeny RC členem, který je připojen paralelně k diodám, ovšem i přesto vznikají na diodách překmity.



Velikost překmitu při tomto zatížení, tzn. při výstupním napětí 57V a proudu 23A je cca 70V. Avšak při zvyšujícím se proudu tento překmit ještě narůstá, místy až do hodnot, které jsou pro diodu na kritické hranici, tzn. na hranici 1200V a mohly by způsobit její zničení.

6.2 Vyhodnocení měření

V předešlé kapitole – 6.4 jsou uvedeny výsledky měření všech důležitých průběhů napětí v daném DC/DC měniči. Bylo provedeno měření naprázdno a měření se zátěží. Avšak při zatížení rychlonabíječky byl omezen její výkon. Měření bylo provedeno při menším výkonu. A to při výkonu 1311W (na výstupu bylo 57V a zátěží protékal proud 23A).

Bylo tak učiněno z toho důvodu, že jak již bylo zmíněno v úvodu, tak celá rychlonabíječka je pojata jako určitá výzkumná činnost a proto bylo nutné ji nejprve odzkoušet na malém, bezpečném výkonu.

Při zvyšování napětí se začal objevovat jeden zásadní a dosud nepřekonaný problém. Při výkonu, jehož hodnota byla cca 50 – 60% jmenovitého výkonu, tzn. cca 8kW docházelo k havárii rychlonabíječky. Problém nastává na diodách, respektive nulových diodách na sekundární straně měniče. Důvodem byly překmity na diodách a dále pak velké spínací ztráty diod (zotavovací zkraty). Překmity na diodách byly později omezeny RC členem. Avšak i přesto docházelo vlivem velkých spínacích ztrát k haváriím zmiňovaných diod.

Řešením daného problému je zcela nahradit diody na sekundární straně obou z DC/DC měničů. Vlastnosti nových diod musí být řádově lepší, než vlastnosti dosud používaných diod.

Byly vybrány diody **IDH15S120**, jejich vlastností je: $I_{FAV} = 15\text{ A}$, $U_{RRM} = 1200\text{ V}$, $t_{rr} < 10\text{ ns}$. Jedná se o tzv. SIC (Silicon Carbide Schottky) diody.

S použitím těchto diod na sekundární straně měniče, by rychlonabíječka zajisté fungovala na plný výkon. Kvůli obtížnosti sehnání a vysoké ceně za jeden kus diody – cca 7EUR se však již diody nepodařilo obstarat a měření muselo být provedeno na omezeném výkonu rychlonabíječky.



7 Závěr

Diplomová práce navazuje na Semestrální projekt 2 a Semestrální projekt 1 z minulých let studia. Úkolem práce bylo navrhnout, sestrojít a také oživit rychlonabíječku pro elektromobil Peugeot 106 electric.

Jak již bylo zmíněno v úvodu této práce, z důvodů nedostatků ropy začíná být po elektromobilech na trhu rok od roku větší poptávka. Mnohé automobilky na tento trend reagují a elektromobily vyvíjejí. Jedním z těchto elektromobilů je i Peugeot 106 electric vyvinutý koncernem PSA. Akumulátory těchto elektromobilů mají tu vlastnost, že je lze dobít proudem až 150A. Přitom elektromobil obsahuje pouze vestavěnou nabíječku s malým výstupním proudem. Nabíjení velkým proudem výrazně zkrátí dobu dobíjení elektromobilu, proto vznikl požadavek na sestrojení tzv. rychlonabíječky, která bude akumulátory dobít velkým proudem (až 150A). Návrhem a konstrukcí této rychlonabíječky se zabývá tato diplomová práce.

V úvodu této práce je popsán elektromobil Peugeot 106 electric. Jsou zde stručně uvedeny jeho parametry, vlastnosti jeho akumulátoru a způsob dobíjení akumulátoru, včetně tzv. rychlodobíjení.

Další část práce se zabývá volbou koncepce rychlonabíječky. Nejprve byly určeny výstupní parametry rychlonabíječky. Rychlonabíječka má napětí na výstupu rovno 160V a velikost výstupního proudu je 100A. Tzn., že výkon rychlonabíječky je 16kW.

Při další koncepci rychlonabíječky se vycházelo z předpokladu konkurence schopnosti a jednoduchosti celého zařízení. Rychlonabíječka byla navržena tak, aby její konstrukce byla jednoduchá a levná. Kvůli použití v automobilovém průmyslu byla dále snaha dosáhnout toho, aby celé zařízení mělo co možná nejmenší rozměry a také co možná nejmenší hmotnost. Z tohoto důvodu byla celá **práce pojata jako výzkumná a pokusná činnost** a při návrhu a realizaci rychlonabíječky bylo použito netradičních postupů a řešení.

Základem rychlonabíječky je spínaný DC/DC měnič. Je použito napájení z třífázové sítě, které je usměrněno šestipulsním usměřňovačem. Za ním je připojen stejnosměrný napěťový meziobvod v podobě dvou do série zapojených kondenzátorů. Podrobnější popis je uveden v kapitole 2. Ke každému z těchto kondenzátorů je připojen jeden spínaný DC/DC měnič. Sekundární strany těchto měničů jsou pak paralelně spojeny. Podrobnější popis je uveden v kapitole 3. Je nutno zdůraznit, že spínací součástky DC/DC měničů tvoří tranzistory MOS-FET. Oproti tranzistorům IGBT přináší použití tranzistorů MOS-FET pro rychlonabíječku celou řadu výhod. Rychlonabíječka by byla jednodušší, levnější, menší a lehčí, což by bylo výhodné pro použití v automobilovém průmyslu. Bohužel však tato koncepce přináší i celou řadu nedostatků. Podrobnější popis je uveden v kapitole 3. Účelem této práce tedy bylo v podstatě zjistit, zda lze ještě takto výkonný měnič sestavit s tranzistory MOS-FET.

Kapitola 3 popisuje návrh silového obvodu rychlonabíječky. Je zde uvedeno schéma zapojení silového obvodu a dále jsou zde popsány postupy výpočtů při navrhování a při dimenzování jednotlivých částí silového obvodu rychlonabíječky. Jedná se vysokofrekvenční impulsní transformátory, výkonové spínací tranzistory, demagnetizační diody a dále pak o tlumivky, nulové a usměřňovací diody na sekundární straně měniče. V této kapitole jsou uvedeny také podrobné a nutné postupy při samotné realizaci silového obvodu.

V kapitole 4 jsou popsány budící obvody rychlonabíječky. Opět je zde uvedeno schéma zapojení. Dále je pak v této kapitole uveden postup při dimenzování a také realizaci těchto



budících obvodů. Při oživování rychlonabíječky se začaly v budících obvodech objevovat problémy způsobené rušením. Podrobnější popis je uveden v kapitole 4. Jak je zde také uvedeno, tyto problémy byly odstraněny tak, že budící obvody musely být udělány tak, aby byly co nejvíce potlačeny parazitní kapacity mezi primární a sekundární stranou budiče.

V kapitole 5 je popsáno řízení rychlonabíječky. Je zde uveden způsob měření skutečné hodnoty proudu na sekundární straně rychlonabíječky. Měření skutečné hodnoty proudu je prováděno pomocí měřicího transformátoru proudu. Postup při jeho návrhu a realizaci je v této kapitole uveden také. Dále tato kapitole popisuje řídicí obvod rychlonabíječky. Jedná se o integrovaný obvod s označením *UC3845*. Další část této kapitoly pojednává o samotném řízení rychlonabíječky. Je zde použito řízení s podřazenou proudovou a nadřazenou napěťovou smyčkou. Součástí této kapitoly je také podkapitola, ve které jsou popsány navržené a realizované ochranné obvody rychlonabíječky. Jedná se zejména o ochranu před nadproudem a před přepětím. Dále je zde také popsána ochrana, která zabraňuje havárii rychlonabíječky spojené s rozkolísáním středu napětí na stejnosměrném napěťovém meziobvodu.

Jak již bylo řečeno, tak úkolem této práce bylo také navrženou rychlonabíječku realizovat. Realizace proběhla dle návrhu uvedeného v kapitolách 3 až 5. V těchto kapitolách je také postup při realizaci popsán. V kapitole číslo 6 jsou pak uvedeny výsledky měření na realizované rychlonabíječce. Měření je v této kapitole také vyhodnoceno.

Při samotném oživování a měření sestavené rychlonabíječky začalo docházet k mnoha problémům a měření nebylo možné provést při plném výkonu rychlonabíječky. Z důvodu bezpečnosti bylo tedy samotné měření provedeno pouze při sníženém výkonu. Na výstupu rychlonabíječky bylo napětí *57V* a do zátěže tekla proud *23A*. Rychlonabíječka tedy byla zatížena výkonem *1311W*.

Při samotném měření se nejprve začaly objevovat problémy spojené s rušením řídicích a budících obvodů rychlonabíječky. Tyto problémy a jejich řešení je podrobněji popsáno v kapitole číslo 4. Jako další se začaly objevovat problémy spojené s velkou strmostí spínaného proudu na primární straně měniče. Kvůli velké strmosti tohoto proudu a kvůli různým parazitním indukčnostem začaly na demagnetizačních diodách a výkonových spínacích tranzistorech měniče vznikat napěťové překmity. Hrozilo tedy zničení těchto součástí. Tento problém byl vyřešen snížením strmosti spínaného proudu di/dt . Podrobnější popis je uveden v kapitole číslo 3.

Další dva problémy při oživování rychlonabíječky nastaly na nulových diodách na sekundární straně měniče rychlonabíječky. Nejprve bylo zjištěno, že vlivem parazitních indukčností a vlivem velké strmosti proudu na sekundární straně měniče vznikají na těchto diodách velké napěťové překmity. Tyto překmity byly však částečně potlačeny paralelním připojením RC členu. Při plném zatížení rychlonabíječky, tzn. výkonem *16kW* by tyto překmity pravděpodobně způsobily zničení diod a havárii rychlonabíječky. Překmity jsou na hranici *1200V*, tzn. na hranici závěrného napětí na diodách. Avšak při sníženém výkonu by rychlonabíječka mohla i s těmito překmity fungovat. Podstatný a dosud nepřekonaný problém je způsoben špatnými dynamickými vlastnostmi nulových diod, tzn. velkými spínacími ztrátami diod (zotavovací zkraty), které při zvyšujícím se protékajícím proudem způsobují zničení těchto diod a havárii celého zařízení.

Z těchto důvodů bylo měření provedeno jen na omezeném výkonu *1311W*. Během pokusů se pak podařilo rychlonabíječku zatížit maximálně výkonem cca *8kW*. Což je cca 50 procent jmenovitého výkonu – *16kW*.



Jak je již také naznačeno v kapitole 6, řešením by bylo nahradit nulové diody na sekundární straně měniče jiným typem diod. Vlastnosti nových diod musí být řádově lepší, než vlastnosti dosud používaných diod – *DSEP29-12A*.

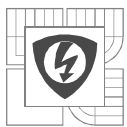
Byly vybrány diody **IDH15S120**, jejich vlastností je: $I_{FAV} = 15 \text{ A}$, $U_{RRM} = 1200 \text{ V}$, $t_{rr} < 10 \text{ ns}$. Jedná se o tzv. SIC (Silicon Carbide Schottky) diody.

S použitím těchto diod na sekundární straně měniče, by rychlonabíječka zajisté fungovala na plný výkon. Kvůli nedostatku času, obtížnosti sehnání a vysoké ceně za jeden kus diody – cca *7EUR* se však již diody nepodařilo obstarat a práce tedy již nebyla zcela dokončena.



Použité zdroje

- [1] NOVOTNÝ, Vlastislav, VOREL, Pavel, PATOČKA, Miroslav. *Napájení elektronických zařízení*. Brno : FEI VUT v Brně, 2003. 139 s. ISBN 80-214-2300-5.
- [2] PRACHAŘ, Tomáš. *Nabíječka olověných akumulátorů s velkým výstupním proudem*. [s.l.], 2007. 37 s. VUT. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky : Pulsní měniče bez transformátoru*. Brno : [s.n.], 2005. 109 s. Elektronické skriptum FEKT VUT v Brně.
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky : Magnetické obvody ve výkonové elektronice, pulsní měniče s transformátorem*. Brno : [s.n.], 2008. 266 s. Elektronické skriptum FEKT VUT v Brně.
- [5] PATOČKA, Miroslav, VOREL, Pavel. *Průmyslová elektronika*. Brno : [s.n.], 2007. 151 s. Elektronické skriptum FEKT VUT v Brně.
- [6] VOREL, Pavel, PROCHÁZKA, Petr. *Řídící členy v elektrických pohonech*. Brno : [s.n.], 2009. 101 s. Elektronické skriptum FEKT VUT v Brně.
- [7] *Elektrochemie nikel-kadmiových baterií* [online]. c2006 [cit. 2008-06-03]. Text v češtině. Dostupný z WWW: <<http://www.saft-ferak.cz>>.
- [8] *Peugeot 106 Electric* [online]. 2005 [cit. 2008-03-04]. Text v češtině. Dostupný z WWW: <<http://auta5p.eu>>.
- [9] *Elektromobily koncernu PSA* [online]. [2007] [cit. 2008-05-05]. Text v češtině. Dostupný z WWW: <<http://elektromobil.wz.cz/>>.
- [10] *Nickel-Cadmium (Ni-Cd) - STM - High energy module for traction* [online]. c2007 [cit. 2008-05-10]. Text v angličtině. Dostupný z WWW: <<http://www.saftbatteries.com>>.
- [11] *Description of charge mode for low maintenance STM modules STM 5-100 MRE* [online]. [2001] [cit. 2008-02-28]. Text v angličtině. Dostupný z WWW: <<http://www.evdl.org>>.
- [12] *Current Mode PWM Controller* [online]. Texas Instruments Incorporated, c1999 [cit. 2009-10-03]. Text v angličtině. Dostupný z WWW: <<http://www.alldatasheet.com>>.



Seznam příloh

Schéma zapojené vyrobené rychlonabíječky

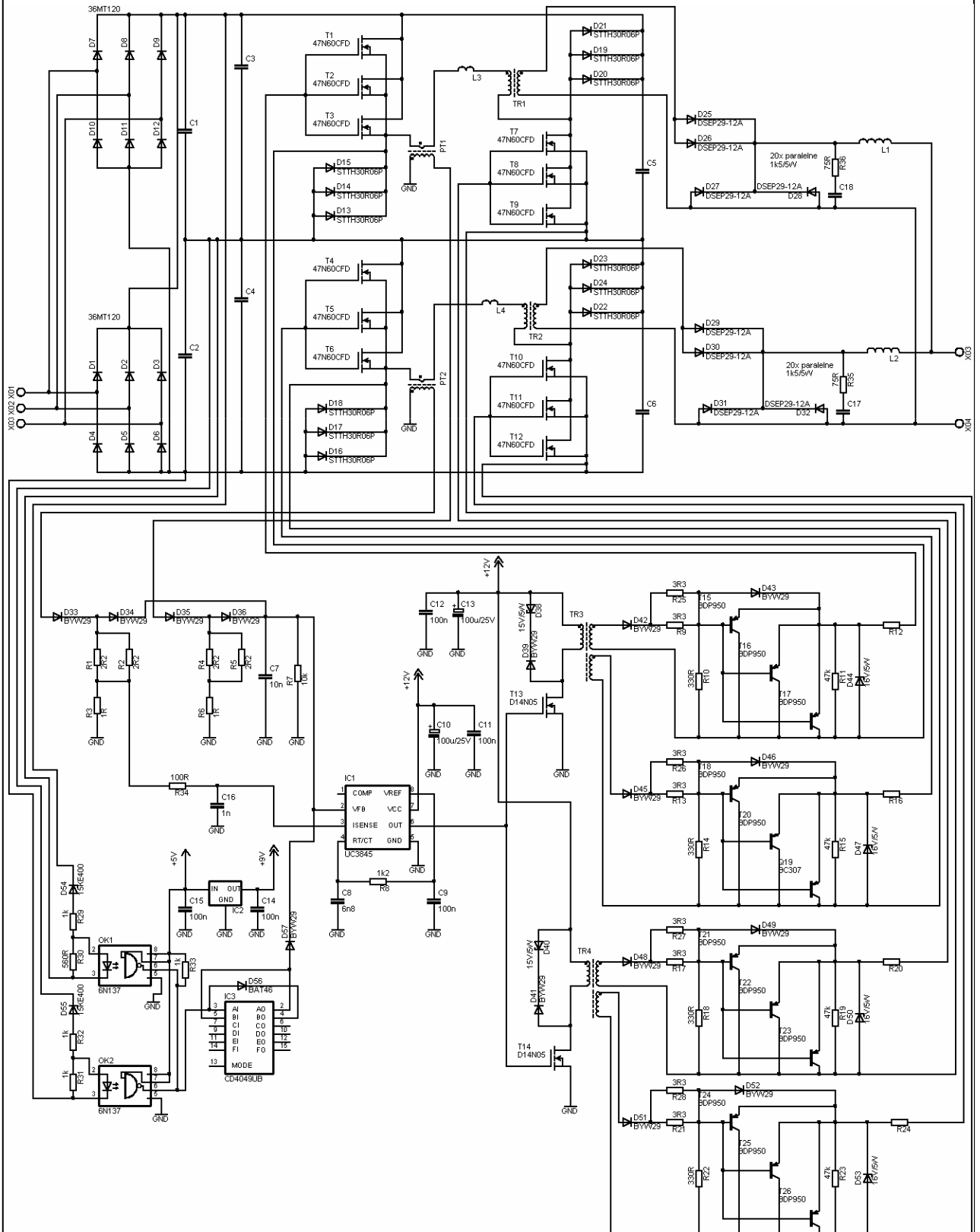
Specifikace součástek

Fotografie měniče a měřicí sestavy



Přílohy

Schéma zapojení vyrobené rychlonabíječky





Specifikace součástek

Silový obvod rychlonabíječky				
Popis	typ	počet kusů	označení ve schématu	poznámka
pasivní síťový šestipulsní usměrňovač	36MT120	2	36MT120	
kondenzátor - DC napěťový meziobvod	MKPI 300-136	2	C1, C2	použit svitkový kondenzátor
kondenzátor - potlačení parazitní indukčnosti	MKP 363	4	C3, C4, C5, C6	nutno použít bezindukční kondenzátor
výkonový spínací tranzistor	SPW47N60CFD	12	T1 - T12	
demagnetizační dioda	STTH30R06PI	12	D13 - D24	
Dioda	DSEP29-12A	8	D25 - D32	usměrňovací a nulová dioda v DC/DC měniči
Tlumivka	bez označení (vlastní výroba)	2	L1, L2	30 záv. , 2 vrstvy vinutí, navinuto na jádro transformátoru měniče, toky obou vinutí jsou posunuty o 90° (viz obr. 3.6), vinutí: Cu pásovina, 7x1,5mm, rozměry tlumivky: délka: 125mm, průměr: 75mm
pomocná vzduchová cívka	bez označení (vlastní výroba)	2	L3, L4	6 záv. , zvětšení rozptylové indukčnosti, vinutí: Cu pásovina, 7x1,5mm, rozměry cívky: vnitřní průměr: 25mm, vnější průměr: 55mm
transformátor DC/DC měniče	bez označení (vlastní výroba)	2	TR1, TR2	 jádro: 6ks paralelně spojených jader LjT4919/CF138 primární vinutí: 2x7 záv. paralelně sekundární vinutí: 13 záv. obě vinutí vyrobena ze svazku drátů, svazek stažen smršťovačkou, počet drátů ve svazku n = 55, průměr drátů ve svazku d = 0,45mm
odpor	75R	2	R35, R36	20ks paralelně spojených odporů 1k5
Řídicí obvod rychlonabíječky				
řídící obvod	UC3845	1	UC3845	
Odpor	1k2	1	R8	nastavení kmitočtu řídicího obvodu
kondenzátor - ker.	6n8	1	C8	nastavení kmitočtu řídicího obvodu
kondenzátor - ker.	100n	2	C9, C11	
kondenzátor - elektrolyt.	100μ/25V	1	C10	
Snímání skutečné hodnoty proudu				
měřicí transformátor proudu	bez označení (vlastní výroba)	2	PT1, PT2	 jádro: LjT3813/CF138 primární vinutí: 1 závit sekundární vinutí: 103 závitů průměr drátu vinutí d=0,4mm
Dioda	BYW29-200	5	D33, D34, D35, D36, D37	
Odpor	2R2	2, 4	R1, R2, R4, R5	výkonový odpor – 5W
Odpor	1R	2	R3, R6	výkonový odpor – 5W
Odpor	10k	1	R7	
kondenzátor - ker.	10n	1	C7	



Popis	typ	počet kusů	označení ve schématu	poznámka
Budící obvod rychlonabíječky				
kondenzátor - ker.	100n	1	C12	
kondenzátor - elektrolyt.	100 μ /25V	1	C13	
tranzistor MOS-FET	RFD14N05	2	T13, T14	
zenerova dioda	15V/5W	2	D36, D40	
zenerova dioda	16V/5W	4	D44, D47, D50, D53	
Dioda	BYW29-200	10	D39, D41, D42, D43, D45, D46, D48, D49, D51, D52	
Transformátor	bez označení (vlastní výroba)	2	TR3, TR4	jádro: 3ks paralelně spojených jader LjT1305/CF139 primární vinutí: 3x4 záv. paralelně sekundární vinutí: 7 záv. průměr drátu vinutí d=0,4mm
Odpor	3R3	8	R9, R13, R17, R21, R25, R26, R27, R28	
Odpor	330R	4	R10, R14, R18, R22	
Odpor	47k	4	R11, R15, R19, R23	
Tranzistor	BDP950	12	T15 - T26	
Ochranné obvod rychlonabíječky				
Transil	15KE400	2	D54, D55	
Odpor	1k	2	R29, R32	
Odpor	560R	2	R30, R31	
Optočlen	6N137	2	OK1, OK2	
kondenzátor - ker.	100n	2	C14, C15	
stabilizátor napětí	L7805CU	1	IC2	
Odpor	1k	1	R33	
Dioda	BAT46	1	D56	
integrováný obvod s inventory	CD4049UB	1	IC3	
Dioda	BYW29-200	1	D57	



Fotografie měniče a měřicí sestavy

