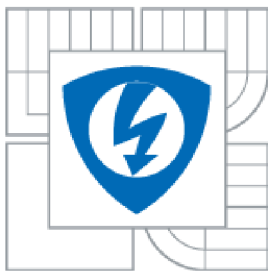




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A
ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

**DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING**

NOVÉ KONCEPCE VÝKONOVÝCH PULZNÍCH MĚNIČŮ S POUŽITÍM EXTRÉMNĚ RYCHLÝCH SPÍNACÍCH POLOVODIČŮ NA BÁZI KARBIDU KŘEMÍKU

**NEW CONCEPT OF POWER PULSE CONVERTERS USING SEMICONDUCTOR
SWITCHING EXTREMELY FAST BASED ON SILICON CARBIDE**

DIZERTAČNÍ PRÁCE
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. JAN KUZDAS

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. PAVEL VOREL, Ph.D.

BRNO 2014

Klíčová slova

DC/DC měnič velkého výkonu, propustný měnič, polovodiče SiC, ringing, impulsní transformátor, rozptyl, vysoká spínací frekvence.

Keywords

High power DC/DC converter, buck converter, SiC semiconductors, ringing, pulse transformer, leakage, high switching frequency.

Abstrakt

Tato práce se zabývá problematikou pulzních měničů velkého výkonu (desítky kW) při použití nových polovodičů z karbidu křemíků (SiC). Nejprve je analyzován současný stav dané problematiky. Dále navazuje vlastní výzkum v konkrétní oblasti výkonových propustných měničů s pulzním transformátorem. Zde byl kladen velký důraz na minimalizaci rozměrů a hmotnosti. Při volbě detailů koncepce byly důležitými vodítky spolehlivost a robustnost. Aby bylo dosaženo definovaných cílů, bylo nutné použít nejnovější dostupné spínací tranzistory a diody a neobvykle velkou spínací frekvenci měniče (100 kHz při výkonu cca 16 kW). Díky tak vysoké spínací frekvenci bylo dosaženo malých rozměrů jak pulzních transformátorů, tak výstupních tlumivek.

Dílčí samostatnou teoretickou oblastí práce byla optimalizace vysokofrekvenčního impulzního transformátoru s ohledem na minimální objem a hmotnost jádra a vinutí. Zde bylo provedeno několik analytických řešení optimalizačních úloh, jejichž výsledky by mohly mít přesah do realizační praxe v oblasti spínaných zdrojů.

Kombinace velkého spínacího kmitočtu, rychlých polovodičů a velkého výkonu přináší nárůst různých parazitních jevů v silových obvodech měniče. V práci jsou tyto jevy detailně analyzovány. Řešení vedoucí k jejich minimalizaci případně úplnému odstranění byla teoreticky navržena a v experimentální části práce úspěšně realizována, ověřena a dále dopracována. Detailní popis realizace funkčního vzorku a série ověřovacích měření jsou uvedeny v závěrečné části práce.

Abstract

This work deals with high power pulse converters (tens of kW) using new semiconductor devices of silicon carbide (SiC). Firstly the current state of the issue is analyzed. A research in a specific area of high power buck converters with pulse transformer follows. There was a strong emphasis on minimizing size and weight. The design process was focused also on reliability and robustness. To achieve the defined objectives, it was necessary to use the latest available switching transistors and diodes, and an unusually high switching frequency (100 kHz at a power of about 16 kW). Due to the high switching frequency, we achieved small size of pulse transformers and output chokes.

An optimization of high-frequency pulse transformer with demand on minimum volume and weight of core and windings represents a separate theoretical part of the thesis. There have been proposed several analytical solutions of optimization problems, the results of which could overlap with the implementation in practice of switching power supplies.

The combination of high switching frequency, fast semiconductors and the high power brings various parasitic effects to the power circuit. In the thesis, these parasitic effects are analyzed. Solutions which minimize or completely remove those effects were theoretically designed and successfully implemented, tested and finalized in experimental part of the work. Detailed description of the implementation of functional sample and series of validation measurements are included in the final part.

Bibliografická citace

KUZDAS, J. *Nové koncepce výkonových pulzních měničů s použitím extrémně rychlých spínacích polovodičů na bázi karbidu křemíku*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 98 s. Vedoucí dizertační práce doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem disertační práci na téma „NOVÉ KONCEPCE VÝKONOVÝCH PULZNÍCH MĚNIČŮ S POUŽITÍM EXTRÉMNĚ RYCHLÝCH SPÍNACÍCH POLOVODIČŮ NA BÁZI KARBIDU KŘEMÍKU“ zpracoval samostatně a použil jen prameny uvedené v seznamu literatury.

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

V úvodu této práce bych rád poděkoval svému školiteli doc. Ing. Pavlu Vorlovi, Ph.D. a doc. Dr. Ing. Miroslavu Patočkovi za jejich významnou odbornou pomoc při řešení této práce.

Obsah

1 Úvod	3
2 Přehled současného stavu problematiky	5
2.1 Typy DC/DC měničů s impulzním transformátorem vhodné pro velké výkony	5
2.1.1 Jednočinný můstkový propustný měnič s tvrdým spínáním	6
2.1.2 Dvočinný můstkový propustný měnič s tvrdým spínáním	8
2.1.3 Porovnání jednočinného a dvočinného měniče	10
2.1.4 Alternativy dvočinného propustného měniče s tvrdým spínáním	15
2.1.5 Propustné měniče s měkkým spínáním	17
2.2 Nové typy polovodičů	20
2.2.1 Diody ze substrátu karbidu křemíku (SiC)	20
2.2.2 Tranzistory Cool-MOS (Infineon)	21
2.2.3 Tranzistory ze substrátu karbidu křemíku (SiC)	21
2.3 Problematika budičů tranzistorů SiC MOSFET nebo Cool-MOS	22
2.4 Usměrňovač a stejnosměrný napěťový mezipřevod	23
2.4.1 Usměrňovač bez tlumivky, s kondenzátorem o velké kapacitě	23
2.4.2 Usměrňovač s tlumivkou a kondenzátorem	24
3 Cíle disertační práce	26
4 Navrhovaná koncepce DC/DC měniče pro velké výkony	28
4.1 Koncepce silové části DC/DC měniče	28
4.2 Vstupní usměrňovač s kriticky malou kapacitou	32
4.3 Budiče tranzistorů silového obvodu	33
5 Optimalizace rozměrů vysokofrekvenčního impulzního transformátoru	36
6 Parazitní jevy spojené s navrženou koncepcí silového obvodu	42
6.1 Vliv rozptylové indukčnosti na výstupní napětí měniče	42
6.2 Zpětný zotavovací proudový překmit nulových diod výstupního usměrňovače (Reverse recovery)	44
6.3 Dopředný zotavovací napěťový překmit na demagnetizačních diodách (Forward recovery)	45
6.4 Zpomalení demagnetizace impulzního transformátoru vlivem parazitní kapacity tranzistorů kolektor-emitor	46
6.5 Elektromagnetická odolnost řídicích a budičích obvodů (EMS)	47
7 Návrh a realizace funkčního vzorku	48
7.1 Návrh a realizace silového obvodu	48
7.1.1 Dimenzování tranzistorů	48
7.1.2 Dimenzování primárních demagnetizačních diod	49
7.1.3 Výpočet RCD členů pro snížení du/dt při vypínání tranzistorů	50
7.1.4 Návrh vysokofrekvenčního impulzního transformátoru	51
7.1.5 Návrh výstupního LC filtru	56
7.1.6 Návrh výstupního usměrňovače	57
7.1.7 Vstupní síťový usměrňovač	59
7.1.8 Vstupní odrušovací filtr	61
7.2 Řídicí a budič obvod	64

Nové koncepce výkonových pulzních měničů s použitím extrémně rychlých spínacích polovodičů na bázi karbidu křemíku

7.2.1	Zapojení budičů	64
7.2.2	PWM modulátor a ochrany	67
7.2.3	Monitor přepětí v polovičních meziobvodech	69
7.2.4	Podřízený proudový regulátor	70
7.2.5	Měřicí a signalizační modul s ochranou proti přepětí na výstupu	71
7.2.6	Napájecí zdroj pro řídicí a budicí obvody	73
7.3	Celkové zapojení měniče	74
7.4	Výpočet ztrát a účinnosti měniče	75
7.5	Měření na sestaveném prototypu	76
7.5.1	Měření na síťovém filtru a vstupním usměrňovači	76
7.5.2	Měření průběhů na tranzistorech	80
7.5.3	Měření průběhů na výstupním usměrňovači	84
8	Závěr	87
	Seznam použitých symbolů	89
	Literatura	96
	Publikace autora	98

1 Úvod

V dnešní době existuje u výkonných pulzních DC/DC měničů (řádově desítky kW) v některých aplikacích opodstatněná snaha docílit extrémně vysokého poměru výkon/hmotnost, resp. výkon/zastavěný objem (např. aplikace: palubní nabíječ trakčních akumulátorů elektromobilu). K minimalizaci rozměrů (velká objemová hustota výkonu) přispívá neustálý vývoj nových materiálů, hlavně v oblasti výkonových spínacích polovodičů. Je proto pro vývojáře měničů velkou výzvou tento potenciál nových polovodičů využít na možné maximum. V žádném případě se však přitom nejedná o pouhou rutinní inženýrskou práci, ale o poměrně složitý aplikovaný výzkum. Základní jednoduchou myšlenkou je použití neobvykle velkého spínacího kmitočtu (100 kHz) pro měnič velkého výkonu (desítky kW). To ovšem umocňuje komplikace (různé parazitní jevy) vyskytující se při praktické realizaci silového obvodu. Zvládnutí těchto problémů vyžaduje zcela nové přístupy ke koncepci a konstrukci silového obvodu a také v obvodovém návrhu budících obvodů. Elektromagnetická odolnost řídicích obvodů je rovněž limitujícím prvkem.

O obtížnosti problematiky svědčí fakt, že průmyslově vyráběné DC/DC měniče o výkonu v řádu desítek kW jsou dosud provozovány se spínacím kmitočtem nejvýše cca 40 kHz (častěji 20 až 30 kHz). Osazeny jsou přitom tranzistory IGBT (závěrné napětí 1200 V – je nutné z důvodu napájení napěťového meziobvodu měniče z třífázové sítě), a rychlými křemíkovými diodami. Jsou používány různé varianty dvojčinného propustného měniče s impulzním transformátorem, nebo také dva jednočinné měniče pracující v protitaktním zapojení. Z důvodu poměrně dlouhé spínací doby IGBT tranzistoru, můžeme tyto měniče provozovat (při tvrdém spínání) se spínacím kmitočtem pouze 25 až 40 kHz [4]. Při vyšších spínacích kmitočtech již dochází k velkým přepínacím ztrátám, což je nežádoucí z důvodu snížení účinnosti a kvůli problémům s chlazením (rozměrné a těžké chladiče). Také je možnost použití topologie s měkkým spínáním, např. různé rezonanční a kvazirezonanční měniče, resp. bezztrátové rezonanční odlehčovací obvody. Použitím této koncepce by bylo možné přepínací ztráty eliminovat pouze u některých typů IGBT (většinu typů IGBT tranzistorů se během procesu vypínání nedaří odlehčovat tak jako bipolární tranzistory nebo MOSFET). Navíc jsme ještě u měničů s měkkým spínáním omezení v jejich regulovatelnosti a silové obvody jsou podstatně složitější a výrobně dražší (obsahují výkonové rezonanční obvody – impulzní svitkové kondenzátory, vysokofrekvenční výkonové cívky a další nezbytné komponenty).

V této práci bude řešena problematika nové koncepce DC/DC měniče s transformátorem o výkonu cca 16 kW. Důraz bude kladen na minimalizaci rozměrů a hmotnosti. Dále bude požadována jednoduchost a robustnost zařízení. Z důvodu minimalizace hmotnosti a velikosti je nutné minimalizovat rozměry chladičů a vinutých částí měniče (tlumivek a vysokofrekvenčních transformátorů) – tyto celky tvoří největší a nejtěžší části spínaných zdrojů. Jak naznačuje předchozí text, minimalizace hmotnosti vinutých částí je možná díky použití většího spínacího kmitočtu. Vhodným řešením, jak toho docílit s jednoduchou topologií s tvrdým spínáním, je nahrazení poměrně pomalých

tranzistorů IGBT nejrychlejšími typy tranzistorů MOSFET (např. MOSFET od firmy Infineon s obchodním názvem Cool-MOS – doba vypnutí se pohybuje okolo 100 ns). Přepínací ztráty jsou tak eliminovány. Dále je nutné použít v celém silovém obvodu nové diody z karbidu křemíku (SiC) s minimálním dopředným i zpětným zotavovacím dějem (doba zpětného zotavení t_{rr} se pohybuje okolo 15 ns).

Díky použití velké spínací frekvence u měniče tak velkého výkonu se začínají projevovat nežádoucí parazitní jevy (tyto jevy se při nižších spínacích kmitočtech také vyskytují, avšak jejich vliv není tak silný), které je třeba eliminovat. Těmto nežádoucím jevům musí být věnována velká pozornost při teoretickém návrhu i při praktickém uvádění měniče do provozu.

Měnič netradiční koncepce byl tedy nejprve teoreticky analyzován, následoval konkrétní návrh a realizace. Při realizaci funkčních vzorků byla experimentálně ověřena míra uplatnění zmíněných nežádoucích jevů. Potlačení některých těchto jevů na akceptovatelnou míru si vyžádalo použití netradičních úprav a obvodových řešení v silové i řídicí části měniče.

Teoretická část práce se dále věnuje také minimalizaci objemu výkonového impulzního transformátoru měniče. Jedná se o nalezení vhodné velikosti a tvaru jádra transformátoru optimalizační metodou s použitím analytického přístupu (hledání lokálních minim funkcí). Platnost získaných výsledků přesahuje aplikační oblast vytyčenou při řešení této práce. Získané teoretické výsledky jsou obecně platné a jejich aplikace umožní zvyšovat objemovou resp. hmotnostní hustotu výkonu konstruovaných měničů.

Praktická pokusná realizace měniče s velkým výkonem přinesla cenné informace i do teoretické roviny. Teprve experimentální ověření vlivu jednotlivých parazitních jevů totiž umožnilo rozlišit, kterým teoretickým problémům je při koncipování popisovaného měniče třeba věnovat zvýšenou pozornost.

2 Přehled současného stavu problematiky

V této kapitole je uveden současný stav DC/DC měničů velkých výkonů, které obsahují vysokofrekvenční impulzní transformátor (transformátor zajišťuje vedle požadované transformace napěťové a proudové hladiny také požadované galvanické oddělení mezi vstupní a výstupní stranou měniče). Jsou zde popsány jak základní typy měničů, tak jejich jednotlivé části (nové typy polovodičů, impulzní transformátory). Dále je pak popsána problematika budičů pro výkonové spínací tranzistory.

V přehledu je věnována pozornost také problematice DC napaječů pro popisované měniče (pasivní diodový vstupní usměrňovač se sběrným kondenzátorem). Na závěr jsou uvedeny možné typy vstupních usměrňovačů.

2.1 Typy DC/DC měničů s impulzním transformátorem vhodné pro velké výkony

V následujícím textu jsou popsány a vzájemně porovnány jednotlivé typy měničů s impulzním transformátorem. Výběr popisovaných typů je veden zadanými požadavky na nově vyvíjenou koncepci. Mezi hlavní požadavky patří spínací frekvence alespoň 100 kHz (tato velká spínací frekvence nám umožní zmenšení rozměru vinutých částí měniče, tzn. transformátoru a tlumivek) při výkonech desítek kW, dále je požadována jednoduchost a spolehlivost celého zařízení při zachování co možná nejmenších rozměrů.

Díky předpokladu použití nových polovodičů s malými přepínacími ztrátami můžeme navzdory velké spínací frekvence přistoupit k topologii s tvrdým spínáním a tím se vyhnout složitým a špatně regulovatelným rezonančním měničům. Přesto i těmito topologiím s měkkým spínáním bude v následujícím přehledu věnována pozornost.

Použití blokujícího měniče samozřejmě při takto velkém výkonu nepřipadá v úvahu a z přehledu je proto vynechán.

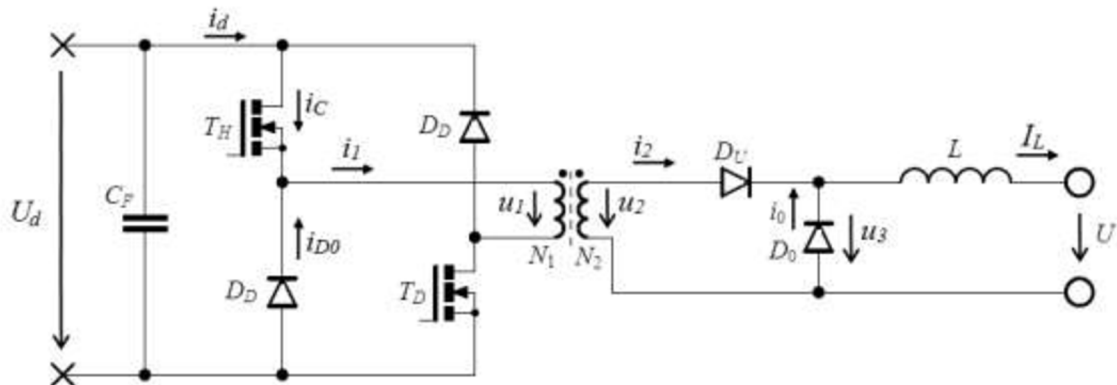
Na základě výše uvedeného je zřejmé, že hlavní pozornost bude směřovat do skupiny propustných měničů s tvrdým spínáním. Název „propustné měniče“ je použit pro měniče, které přenášejí energii ze vstupu na výstup v době magnetizace transformátoru. V době sepnutí tranzistorů je primární vinutí transformátoru napájeno v teoretickém případě z napěťového zdroje s nulovým vnitřním odporem.

Nejprve provedeme podrobnější popis jednotlivých typů. Princip činnosti těchto měničů je v oboru výkonové elektroniky obecně znám, provedeme tedy pouze stručný nástin s důrazem na myšlenky vedoucí k možnému vzájemnému srovnávání.

Následně provedeme vzájemné srovnání vybraných typů. Tak vznikne myšlenková základna pro konkrétní volbu realizované koncepce popsané v kap. 4.

2.1.1 Jednočinný můstkový propustný měnič s tvrdým spínáním

Základní zapojení jednočinného propustného měniče je uvedeno na následujícím obrázku.



Obr. 1: Jednočinný můstkový propustný měnič [1]

Oba tranzistory měniče jsou spínány synchronně (tj. jediným shodným řídicím signálem). Je nutné, aby maximální střída spínání tranzistorů s_{max} nepřekračovala $T/2$, při nedodržení této podmínky dochází k lavinovitému přesycení transformátoru. Demagnetizace transformátoru začíná v okamžiku vypnutí tranzistorů, kdy indukčnost transformátoru L_1 nedovolí zánik magnetizačního proudu a snaží se jej zachovat na původní velikosti. Tento proud tedy začne protékat přes demagnetizační diody D_D . Tím se na primární vinutí připojí stejnosměrné napětí meziobvodu v opačné polaritě než v době sepnutí. Podrobnější popis funkce tohoto měniče je uveden v literatuře [1].

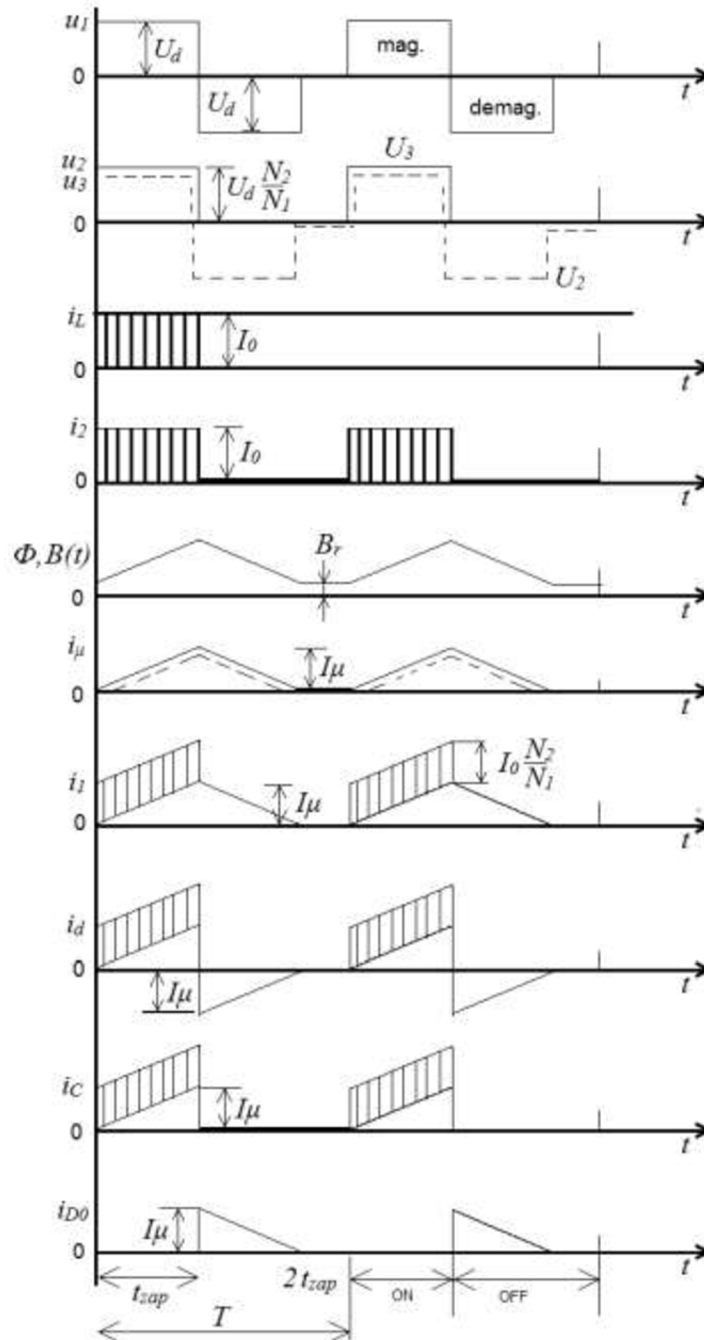
Existují i různé modifikace jednočinných propustných měničů, například s demagnetizačním vinutím, nebo s demagnetizací do Zenerovy diody (uvedeno viz [1]).

Výhody:

- jednoduchost a robustnost silového obvodu
- nenáročné řídicí obvody (neexistence „dead-time“, nemožnost „prohoření větve“ vlivem současného otevření spodního i dolního tranzistoru)
- spolehlivost

Nevýhody:

- velká potřebná výška napěťových pulzů na sekundární straně (dvojnásobná oproti měniči dvojčinnému, viz kap. 2.1.3)
- větší proudové namáhání primárních tranzistorů (dvojnásobné oproti měniči dvojčinnému, viz kap. 2.1.3)
- malé využití transformátoru (tj. např. větší objem vinutí při shodné proudové hustotě v porovnání s měničem dvojčinným, viz kap. 2.1.3)



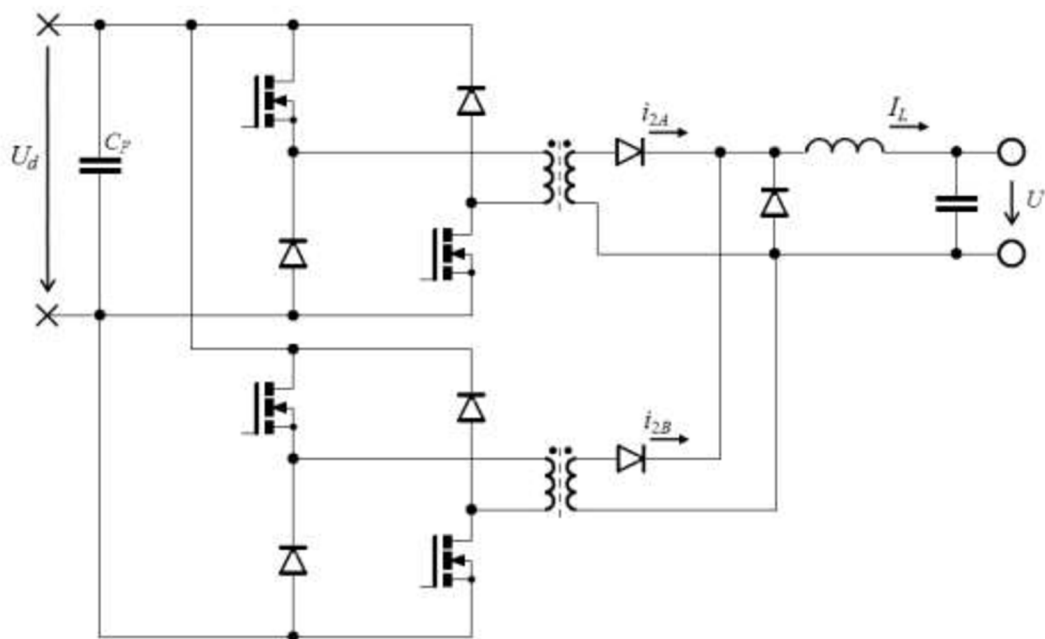
Obr. 2: Průběhy důležitých veličin u jednočinného propustného měniče [1]

Dva jednočinné propustné měniče

Dva jednočinné propustné měniče jsou zapojeny jak na vstupu tak i výstupu paralelně, zapojení je na Obr. 3. Tato topologie se vyznačuje jednoduchostí silového obvodu a spolehlivostí stejně jako samotný jednočinný propustný měnič, zároveň však odstraňuje výše zmíněnou nevýhodu velkého proudového namáhání primárních tranzistorů.

Budeme-li přitom navíc budít tyto měniče tzv. v protitaktu (spínací signál prvního měniče je posunut o $T/2$ oproti druhému měniči) a nikoliv soufázově (oba měniče jsou spínány současně), odstraní se také nevýhoda velké potřebné výšky sekundárních

napětíových pulzů. Při protitaktním spínání je rovněž dosaženo dvojnásobného kmitočtu na výstupním usměrňovači měniče oproti spínacímu kmitočtu tranzistoru, což vede ke snížení zvlnění výstupního proudu.



Obr. 3: Dva jednočinné měniče s primárními obvody zapojenými paralelně [1]

Topologie je vhodná pro větší výkony a při protitaktním buzení také pro případy s větším výstupním napětím.

Výhody:

- jednoduchost a robustnost silového obvodu
- nenáročné řídicí a budicí obvody
- spolehlivost

Nevýhody:

- malé využití transformátoru

2.1.2 Dvočinný můstkový propustný měnič s tvrdým spínáním

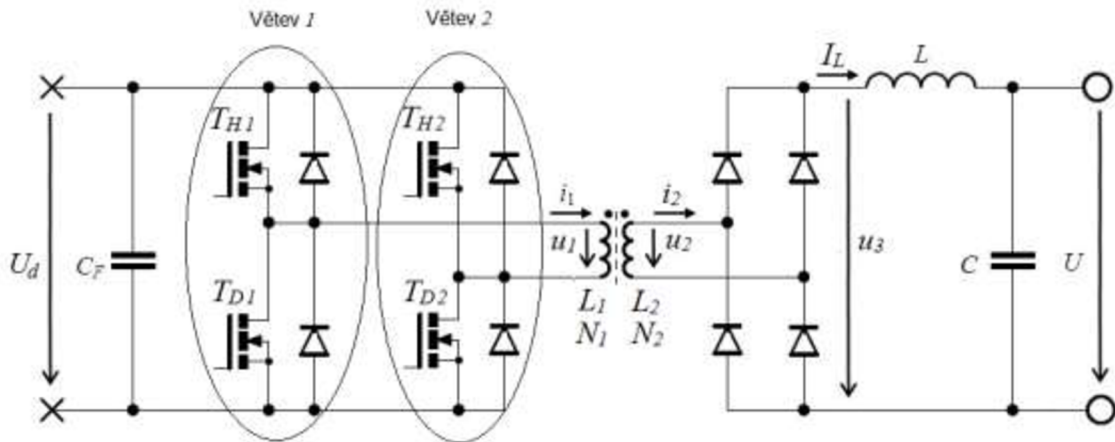
Dvočinný propustný měnič – celý můstek

Tyto měniče je výhodné použít pro oblasti větších výkonů (od jednotek kW) podobně jako dva jednočinné měniče pracující v protitaktu. Základní zapojení tohoto měniče je uvedeno na Obr. 4. Měnič je možné řídit dvěma odlišnými algoritmy.

První řídicí algoritmus:

Algoritmus pracuje tak, že jsou spínány současně tranzistory v úhlopříčce. Střídavě jsou spínány obě úhlopříčky. V žádném případě nesmí nastat okamžik, kdy bude sepnutý jak horní, tak i dolní tranzistor ve větvi (větvi jsou chápány dva tranzistory nad sebou), došlo by ke zkratování stejnosměrného napětíového meziobvodu a k prohoření tranzistorů. Je tedy nutné dodržet vždy ochranou dobu (dead-time, odskok) mezi sepnutím dolního a horního tranzistoru ve větvi, resp. jedné a druhé

úhlopříčky můstku. Je doporučeno volit minimální ochrannou dobu jako dvojnásobek celkové vypínací doby t_{off} použitých tranzistorů. Podrobnější popis včetně časových průběhů důležitých veličin je uveden v literatuře [1].



Obr. 4: Dvojitý propustný měnič – celý můstek [1]

Výhody:

- téměř dvojnásobné využití transformátoru oproti jednočinnému propustnému měniči, viz kap. 2.1.3
- stejné řídicí signály lze využít pro řízení dvou jednočinných propustných měničů pracujících v protitaktu

Nevýhody:

- díky nesymetrii sekundárního diodového můstku a dále díky nesymetrii budičů tranzistorů může docházet ke stejnosměrné magnetizaci jádra (k přesycení) – nutno ošetřit
- nutnost realizace ochranné doby (dead-time)
- relativní složitost (zvláště při realizaci z diskretních součástek)

Druhý řídicí algoritmus:

Druhý řídicí algoritmus pracuje tak, že horní i dolní tranzistor v jedné větvi je sepnut vždy po maximální možné dobu, tzn. téměř $T/2$ (samozřejmě je nutné dodržet ochrannou dobu, aby nedošlo k prohoření větve). Obě větve (jak větev A tak větev B) jsou řízeny stejně, ale s proměnným vzájemným fázovým posuvem. Podrobnější popis měniče včetně průběhů důležitých veličin je uveden v literatuře [1].

Výhody:

- téměř dvojnásobné využití transformátoru oproti jednočinnému propustnému měniči
- nezáleží na symetrii sekundárního diodového můstku (nemůže díky němu docházet k přesycení jádra)
- stejné řídicí signály lze využít pro řízení dvou jednočinných propustných měničů pracujících v protitaktu

Nevýhody:

- nutnost realizace ochranné doby (dead-time)
- relativní složitost (zvláště při realizaci z diskretních součástek)

2.1.3 Porovnání jednočinného a dvojčinného měniče

Předpokládejme, že od obou měničů požadujeme stejné výstupní parametry (napětí U i proud I). Dále z důvodu zjednodušení bude uvažována účinnost měniče 100% a maximální střída měniče s_{max} . Kde střída měniče je poměr doby sepnutí tranzistoru t_{zap} k době periody T , viz následující vztah.

$$s_{max} = \frac{t_{zap}}{T} \quad (1)$$

Maximální střída v idealizovaném stavu může být pro oba typy měniče max. $s_{max} = 0,5$.

Výška sekundárních napěťových pulzů a proudové namáhání tranzistorů:

Výstupní napětí jednočinného měniče je rovno střední hodnotě napětí u_3 (viz Obr. 2):

$$U = \frac{1}{T} \int_0^T u_3(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{zap}} U_d \frac{N_2}{N_1} dt = \frac{t_{zap}}{T} U_d \frac{N_2}{N_1} = U_d \frac{N_2}{N_1} s \quad (2)$$

Kde U_d je napětí stejnosměrného meziobvodu, N_2/N_1 je převod impulzního transformátoru měniče.

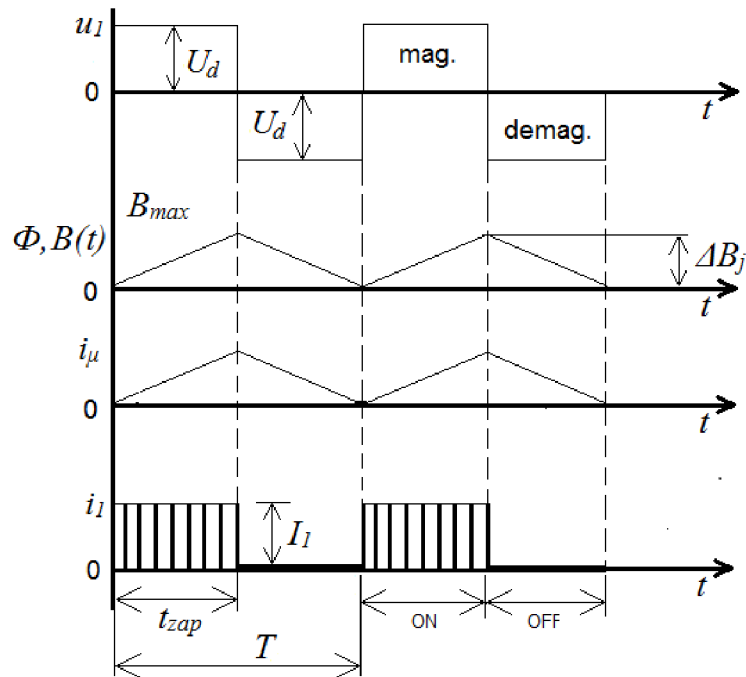
U dvojčinného měniče je napětí při stejném převodovém poměru, stejném napětí meziobvodu a stejné střídě z principu dvojnásobné.

Pro dosažení dané konkrétní hodnoty výstupního napětí stačí tedy u dvojčinného měniče poloviční převod transformátoru. Bude-li pak shodný i výstupní proud, bude díky polovičnímu převodu také poloviční proudové namáhání tranzistorů na primární straně. Další výhodou polovičního převodu dvojčinného měniče je poloviční výška napěťových pulzů v sekundárním usměrňovači. Tato výhoda nabývá důležitosti zejména při požadavku na velké výstupní napětí.

Např. požadujeme-li výstupní napětí 500 V, bude potřebná výška sekundárních napěťových pulzů u jednočinného měniče alespoň 1000 V (prakticky bude požadovaná výška pulzů ještě větší díky zúžení pulzů působením rozptylu a díky nutnosti použít maximální střídu nižší než 0,5). To vede na nutnost použití vysokonapěťových diod sekundárního usměrňovače s jejich nevýhodami – velké prahové napětí, relativně delší zotavovací doba.

Velikost transformátoru:

Z hlediska velikosti impulzního transformátoru je dvojčinný měnič také výhodnější. Díky sycení obojí polarity smí u dvojčinného měniče integrál primárního napětí dosahovat dvojnásobné velikosti oproti měniči jednočinnému – pro dosažení stejné maximální hodnoty sycení v jádře (u jednočinného měniče se sycení mění v rozsahu 0 až B_{max} , u dvojčinného $-B_{max}$ až $+B_{max}$). Při shodném napětí stejnosměrného meziobvodu tomu pak odpovídá poloviční potřebný počet závitů u dvojčinného měniče, viz následující odvození.



Obr. 5: Průběhy důležitých veličin pro výpočet max. sycení jádra jednočinného propustného měniče

Z průběhů na Obr. 5 kde jsou důležité veličiny jednočinného měniče (se střídou 0,5, zanedbaným remanentním magnetizmem jádra a u průběhu proudu i_1 je zanedbána složka magnetizačního proudu i_μ), můžeme sestavit rovnici pro maximální sycení jádra jednočinného měniče.

$$\Delta B_j = B_{\max} = \frac{1}{N_{1,j} S_{Fe}} \int_0^{t_1} u_t dt = \frac{U_d T}{2N_{1,j} S_{Fe}} \quad (3)$$

Ze vztahu (3) můžeme vyjádřit počet primárních závitů jednočinného měniče:

$$N_{1,j} = \frac{U_d T}{2B_{\max} S_{Fe}} \quad (4)$$

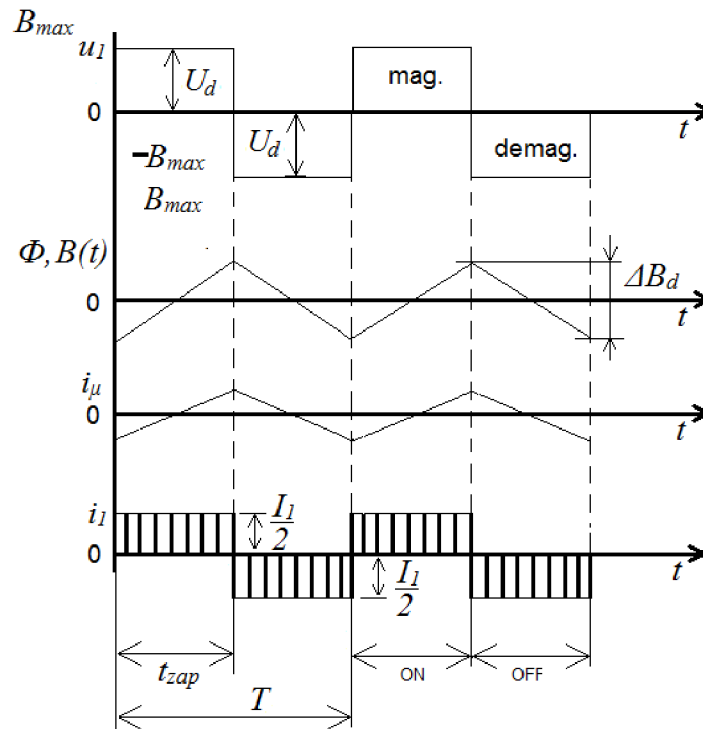
Dále sestavíme rovnici pro efektivní proud primárním i sekundárním vinutím transformátoru jednočinného měniče:

$$I_{1ef,j} = I_1 \sqrt{s} = I_1 \sqrt{0,5} = 0,7I_1 \quad (5)$$

$$I_{2ef,j} = I_L \sqrt{s} = I_L \sqrt{0,5} = 0,7I_L \quad (6)$$

Dále sestavíme z Obr. 6 rovnici pro maximální sycení u dvojčinného propustného měniče.

$$\Delta B_d = 2B_{\max} = \frac{1}{N_{1,d} S_{Fe}} \int_0^{t_{zap}} u_t dt = \frac{U_d T}{2N_{1,d} S_{Fe}} \quad (7)$$



Obr. 6: Průběhy důležitých veličin pro výpočet max. sycení jádra dvojitinného propustného měniče

Ze vztahu (7) vyjádříme počet primárních závitů pro dvojitinný měnič:

$$N_{1,d} = \frac{U_d T}{4B_{\max} S_{Fe}} = \frac{1}{2} \frac{U_d T}{2B_{\max} S_{Fe}} = 0,5N_{1,j} \quad (8)$$

Z rovnice (8) je patrné, že jednočinný propustný měnič má dvojnásobný počet primárních závitů než dvojitinný propustný měnič.

Dále vyjádříme efektivní proud procházející primárním i sekundárním vinutím transformátoru dvojitinného měniče:

$$I_{1ef,d} = \frac{I_1}{2} \sqrt{2s} = \frac{I_1}{2} \sqrt{2 \cdot 0,5} = 0,5I_1 \quad (9)$$

$$I_{2ef,d} = I_L \sqrt{2s} = I_L \sqrt{2 \cdot 0,5} = I_L \quad (10)$$

Nyní můžeme vyjádřit poměr mezi efektivními primárními a sekundárními proudy transformátoru jednočinného a dvojitinného měniče.

$$\frac{I_{1ef,j}}{I_{1ef,d}} = \frac{0,7I_1}{0,5I_1} = 1,4 \quad (11)$$

$$\frac{I_{2ef,j}}{I_{2ef,d}} = \frac{0,7I_L}{I_L} = 0,7 \quad (12)$$

Ze vztahu je patrné, že efektivní primární proud u jednočinného měniče je o 40% větší než u dvojitinného. Při shodné proudové hustotě pak průřez vodiče primárního

vinutí jednočinného měniče je také o 40% větší než průřez vodiče primárního vinutí dvojčinného měniče.

$$\frac{S_{Cu1,j}}{S_{Cu1,d}} = \frac{I_{1ef,j}}{I_{1ef,d}} = 1,4 \quad (13)$$

Naopak efektivní sekundární proud jednočinného měniče je asi o 30% nižší než u měniče dvojčinného. Při shodné proudové hustotě pak pro průřezy vodiče sekundárního vinutí lze psát:

$$\frac{S_{Cu2,j}}{S_{Cu2,d}} = \frac{I_{2ef,j}}{I_{2ef,d}} = 0,7 \quad (14)$$

Pro porovnání objemů primárních vinutí můžeme napsat následující vztah:

$$\frac{V_{1,j}}{V_{1,d}} = \frac{N_{1,j} S_{Cu1,j} l_1}{N_{1,d} S_{Cu1,d} l_1} = \frac{N_{1,j} \cdot 1,4 S_{Cu1,d}}{0,5 N_{1,j} \cdot S_{Cu1,d}} = 2,8 \quad (15)$$

kde $V_{1,j}$ resp. $S_{Cu1,j}$ je objem resp. průřez jednoho závitů vinutí jednočinného propustného měniče, $V_{1,d}$ resp. $S_{Cu1,d}$ je objem resp. průřez jednoho závitů vinutí dvojčinného propustného měniče a l_1 je délka jednoho závitů primárního vinutí.

S uvážením potřebného polovičního převodu a zároveň polovičního počtu primárních závitů dvojčinného měniče je zřejmé, že sekundární počet závitů dvojčinného měniče bude celkem čtvrtinový oproti měniči jednočinnému:

$$\frac{N_{2,j}}{N_{2,d}} = 4 \quad (16)$$

Pro porovnání objemu sekundárních vinutí pak obdobně:

$$\frac{V_{2,j}}{V_{2,d}} = \frac{N_{2,j} S_{Cu2,j} l_2}{N_{2,d} S_{Cu2,d} l_2} = \frac{4 N_{2,d} \cdot 0,7 S_{Cu2,d}}{N_{2,d} \cdot S_{Cu2,d}} = 2,8 \quad (17)$$

Z výsledků rovnic (15) a (17) je patrné, že objem (resp. hmotnost) mědi vinutí transformátoru dvojčinného měniče je 2,8-krát menší oproti měniči jednočinnému. Zopakujme ovšem pro přehlednost podmínky, za kterých tato skutečnost platí:

- shodná maximální hodnota sycení (tj. rozkmit sycení bude ale u dvojčinného měniče dvojnásobný oproti měniči jednočinnému)
- shodný pracovní kmitočet
- shodné napětí stejnosměrného meziobvodu
- shodné výstupní napětí a výstupní proud
- shodná proudová hustota ve vinutí

Z praktického hlediska je ovšem tento výsledek ve prospěch dvojčinného měniče poněkud nerealistický.

Při uvažování rychlých polovodičů (SiC) s velkými spínacími kmitočty (100 kHz) musíme již zohledňovat při volbě maximálního dovoleného sycení jádra také problémy s odvodem tepla z jádra, protože hysterezní ztráty nebudou zanedbatelné.

Pokud bychom u transformátoru dvojčinného měniče opravdu použili dvojnásobný rozkmit sycení (tj. shodné maximální sycení), budou jeho hysterezní ztráty zhruba čtyřnásobné (jsou úměrné ploše hysterezní smyčky tedy přibližně kvadrátu rozkmitu sycení).

Naopak pro dosažení shodných hysterezních ztrát bude třeba u dvojčinného měniče volit stejný rozkmit sycení jako u měniče jednočinného – tedy poloviční maximální sycení. Tím se příznivé výsledky ihned redukuje na polovinu, protože primární i sekundární počet závitů dvojčinného měniče bude muset být dvojnásobný, než bylo ve výpočtech uvažováno.

Ztráty v tranzistorech na primární straně:

V následujícím textu porovnáme ztráty v tranzistorech na primární straně u jednočinného a dvojčinného měniče. Ztráty v tranzistorech se skládají ze ztrát vedením a ztrát přepínacích.

Ztráty vedením na všech čtyřech spínačích v jednočinném propustném měniči pak jsou:

$$\begin{aligned} P_{ved,j} &= 2(R_{DS(on)}I_{1ef,j}^2) = 2\left(R_{DS(on)}\left(I_1\sqrt{s_{max}}\right)^2\right) = \\ &= 2\left(R_{DS(on)}\left(I_1\sqrt{0,5}\right)^2\right) = R_{DS(on)}I_1^2 \end{aligned} \quad (18)$$

Kde $R_{DS(on)}$ je odpor kanálu tranzistoru v sepnutém stavu. Dále vyjádříme velikost spínacích ztrát na těchto tranzistorech:

$$P_{prep,j} = 2\left(\frac{(t_{on} + t_{off})U_d I_1}{4} f\right) = \frac{1}{2}(t_{on} + t_{off})U_d I_1 f \quad (19)$$

Pro ztráty vedením na všech čtyřech tranzistorech v dvojčinném propustném měniči platí vztah:

$$\begin{aligned} P_{ved,d} &= 4(R_{DS(on)}I_{1ef,d}^2) = 4\left(R_{DS(on)}\left(\frac{I_1}{2}\sqrt{s_{max}}\right)^2\right) = \\ &= 4\left(R_{DS(on)}\left(\frac{I_1}{2}\sqrt{0,5}\right)^2\right) = 0,5R_{DS(on)}I_1^2 \end{aligned} \quad (20)$$

Dále vyjádříme velikost spínacích ztrát na tranzistorech ve dvojčinném propustném měniči:

$$P_{prep,d} = 4\left(\frac{(t_{on} + t_{off})U_d \frac{I_1}{2}}{4} f\right) = \frac{1}{2}(t_{on} + t_{off})U_d I_1 f \quad (21)$$

Můžeme tedy přistoupit k porovnání ztrát vedením u jednočinného a dvojčinného měniče:

$$\frac{P_{ved,j}}{P_{ved,d}} = \frac{R_{DS(on)}I_1^2}{0,5R_{DS(on)}I_1^2} = 2 \quad (22)$$

Z výsledků rovnice (22) je patrné, že ztráty vedením jsou u tranzistorů jednočinného měniče dvojnásobné oproti měniči dvojčinnému.

Pro porovnání přepínacích ztrát napíšeme:

$$\frac{P_{prep,j}}{P_{prep,d}} = \frac{\frac{1}{2}(t_{on} + t_{off})U_d I_1 f}{\frac{1}{2}(t_{on} + t_{off})U_d I_1 f} = 1 \quad (23)$$

Z rovnice (23) je patrné, že přepínací ztráty tranzistorů jsou u porovnávaných měničů totožné.

Musíme tedy konstatovat, že celkové ztráty jsou menší u měniče dvojčinného.

Ztráty v sekundárním usměrňovači:

Ztráty na sekundárním usměrňovači měniče se skládají ze ztrát vedením usměrňovacích a nulových diod.

Pro celkový ztrátový výkon sekundárního usměrňovače na jednočinném propustném měniči můžeme napsat:

$$P_{usm,j} = (U_F I_L s) + (U_F I_L (1-s)) = U_F I_L \quad (24)$$

Dále vyjádříme celkový ztrátový výkon sekundárního usměrňovače na dvojčinném propustném měniči (v případě použití Grätzova můstku):

$$P_{usm,d} = (2U_F I_L s) + (2U_F I_L (1-s)) = 2U_F I_L \quad (25)$$

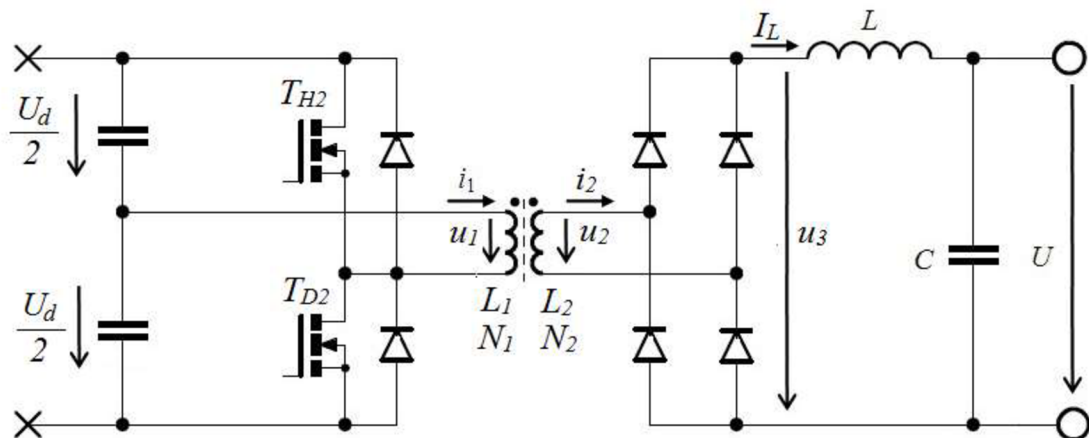
Porovnáme rovnice (24) a (25):

$$\frac{P_{usm,j}}{P_{usm,d}} = \frac{U_F I_L}{2U_F I_L} = \frac{1}{2} \quad (26)$$

Z porovnání je patrné, že ztráty na výstupním usměrňovači jsou v případě jednočinného měniče poloviční oproti dvojčinnému měniči.

2.1.4 Alternativy dvojčinného propustného měniče s tvrdým spínáním

Dvojčinný propustný měnič – poloviční můstek



Obr. 7: Dvojčinný propustný měnič – poloviční můstek [1]

Na Obr. 7 je uveden dvojitý propustný měnič v provedení polovičního můstku. Oproti celému můstku je větev 1 nahrazena kapacitním děličem. K řízení měniče je z principu možné použít pouze první řídicí algoritmus uvedený v předchozím textu pro celý můstek. U tohoto měniče je velikost primárního napětí $U_d/2$, z tohoto důvodu může být poloviční počet primárních závitů než u klasického celého můstku propustného měniče. Z tohoto faktu je patrné, že pak musí procházet přes tranzistory dvojnásobný proud než u celého můstku stejného výkonu. Je však nutné si uvědomit, že tranzistory jsou namáhány celým napětím vstupního meziobvodu o velikosti U_d .

Výhody:

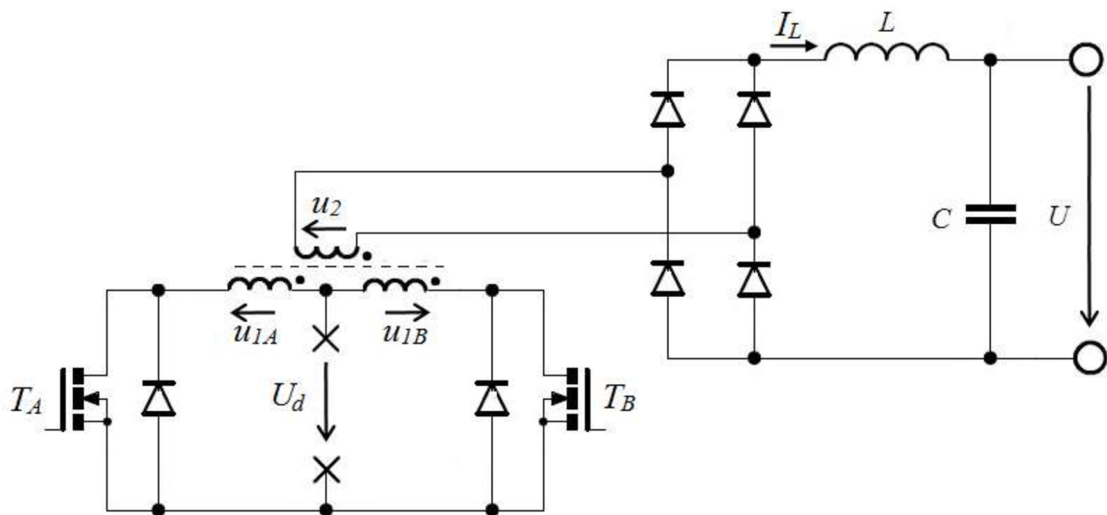
- díky kondenzátorům kapacitního děliče nemůže dojít k stejnosměrnému přesycení jádra
- menší počet budičů a vlastních silových tranzistorů

Nevýhody:

- je nutné vyřešit problém rozvážení napětí kapacitního děliče (regulačně zpětnovazebně, nebo obvodově ve výkonové části)
- realizace ochranné doby (dead-time)
- relativní složitost (zvláště při realizaci z diskrétních součástek)

Dvojitý propustný měnič – push-pull

Zapojení měniče je znázorněno na následujícím obrázku. Tento měnič obsahuje poloviční počet tranzistorů oproti celému můstku, zato jsou však tranzistory namáhány závěrným napětím o velikosti $2U_d$. Toto přepětí je důsledkem symetrického dvojitého primárního vinutí s vyvedeným středem.



Obr. 8: Dvojitý propustný měnič – push-pull [1]

K závěrnému napětí na tranzistorech $2U_d$ se ještě přičítají napěťové špičky vznikající procházejícím proudem přes parazitní rozptylové indukčnosti (mezi symetrickými primárními vinutími A a B). Tyto přepěťové špičky rostou spolu se zvyšujícím se pracovním proudem (výkonem měniče).

Výhody:

- poloviční počet tranzistorů oproti celému můstku (menší počet budičů)
- rozptyl mezi dvěma primárními vinutími do jisté míry chrání tranzistory před komutačním zkratem, ovšem dead-time je přesto nutný
- shodný potenciál emitorů obou tranzistorů – jednodušší koncepce budičů

Nevýhody:

- závěrné napětí na tranzistorech o velikosti $2U_d$ + přepěťové špičky na rozptylové indukčnosti

2.1.5 Propustné měniče s měkkým spínáním

Měniče s měkkým spínáním (nazývané také jako rezonanční nebo kvazirezonanční měniče) se vyznačují tím, že k spínání a vypínání výkonových polovodičů dochází ve chvíli odlehčení (v nulové hodnotě napětí nebo proudu na tranzistoru). Zmíněné odlehčení je přitom realizováno přídavnými LC rezonančními obvody, aby se jednalo o teoreticky bezeztrátovou odlehčovací metodu.

Název rezonanční měniče se přitom užívá, shoduje-li se pracovní kmitočet měniče s rezonančním kmitočtem LC obvodu. Neshodují-li se tyto kmitočty, užívá se název kvazirezonanční měnič.

Měniče s měkkým spínáním tedy pracují ve dvou základních režimech:

- spínání při nulovém proudu (ZCS – Zero Current Switching), více je uvedeno v literatuře [24]
- spínání v nule napětí (ZVS – Zero Voltage Switching), více je uvedeno v literatuře [25]

Základní výhodou u těchto měničů by tedy měly být malé přepínací ztráty (v ideálním případě nulové). Kvůli zajištění spínání ZCS resp. ZVS ovšem již nelze použít klasickou pulzní šířkovou modulaci. Okamžik zapnutí a vypnutí je totiž přesně časově vázán na probíhající rezonanční děje. Z tohoto důvodu je problematické řídit výstupní napětí těchto měničů. Existuje řada topologických řešení a strategií řízení, které se pokouší tento problém kompromisně vyřešit (omezená regulovatelnost a ústupek od zcela dokonalého režimu ZCS či ZVS).

Základními typy rezonančních měničů s transformátorem jsou uvedeny v následujícím textu.

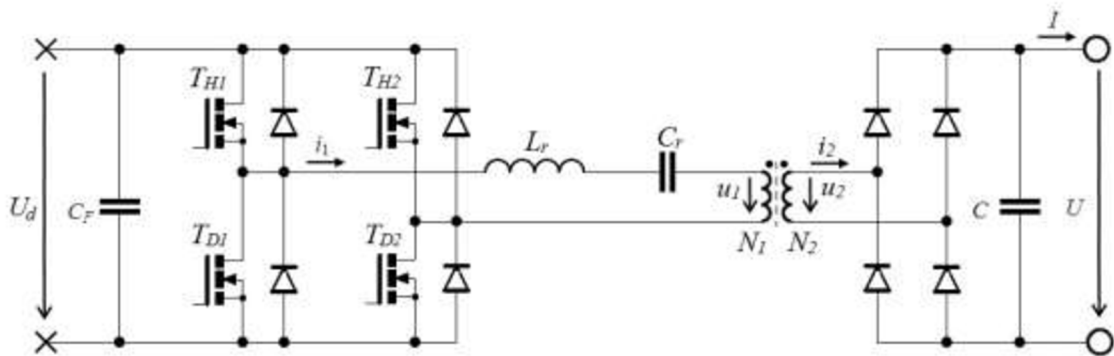
Sériový rezonanční měnič (SRC – Series Resonant Converter)

Jak je patrné z názvu, jsou rezonanční prvky L_r a C_r tohoto měniče v sérii, viz Obr. 9. Prvky L_r a C_r zde tvoří rezonanční sériový obvod s rezonanční frekvencí:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (27)$$

Jak již bylo uvedeno, při spínání obvodu na rezonanční frekvenci (která je dána vztahem (27)), nevznikají na spínacích prvcích žádné přepínací ztráty. Výhodou tohoto sériového měniče je fakt, že prvek můžeme s výhodou využít rozptyl transformátoru pro

realizaci prvku L_r . Rezonanční obvod pak mj. vlastně kompenzuje napěťovou měkkost, kterou by jinak rozptýl v měničích s tvrdým spínáním způsobil.

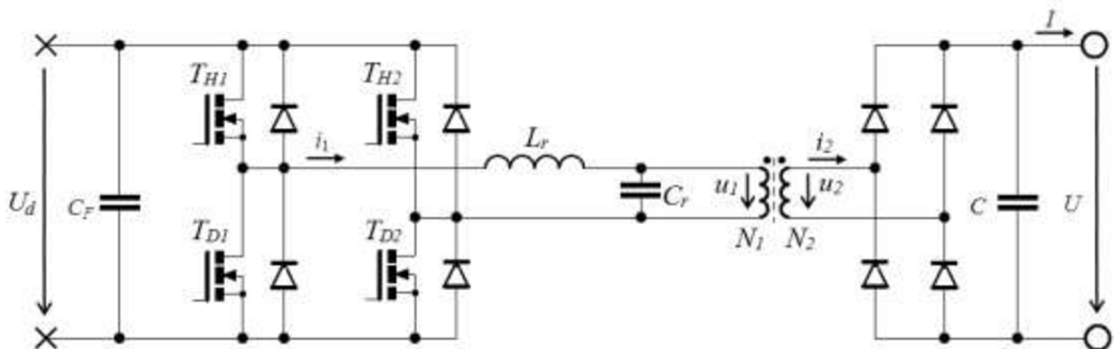


Obr. 9: Sériový rezonanční měnič

Paralelní rezonanční měnič (PRC – Parallel Resonant Converter)

Paralelní rezonanční měnič (Obr. 10.) má zátěž připojenou paralelně k rezonančnímu kondenzátoru. Vlastní rezonanční obvod je ovšem opět sériový (L_r a C_r). Jeho rezonanční frekvence je stejná jako u sériového rezonančního měniče. Je tedy dána vztahem (27).

Vzhledem k paralelnímu zapojení zátěže, skrývá tento měnič nebezpečí: pokud nebudeme z rezonančního obvodu odebírat energii zátěží, během několika period se na rezonančním obvodu nakmitá několikanásobné napětí (teoreticky, při bezztrátovém rezonančním obvodu až do nekonečna). Proto není možné tento měnič provozovat naprázdno (bez zátěže).



Obr. 10: Paralelní rezonanční měnič

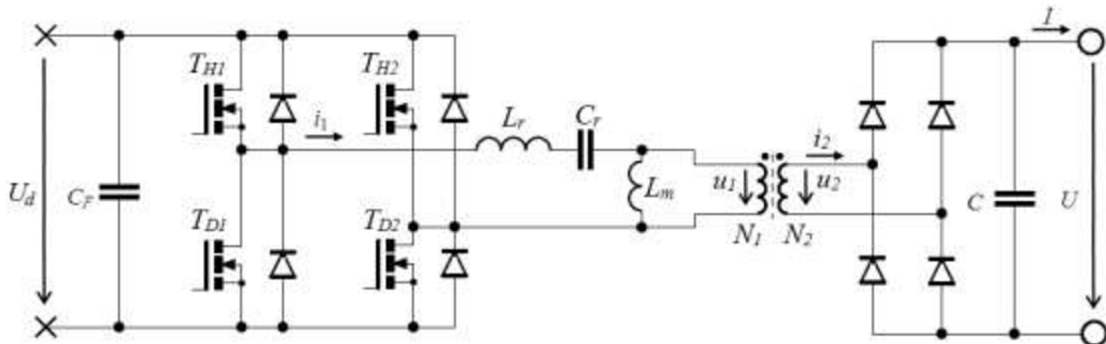
Sériově paralelní rezonanční měnič (SPRC – Series Parallel Resonant Converter)

Sériově paralelní rezonanční měnič vznikl spojením předchozích dvou typů měničů. Rezonanční obvod obsahuje tři prvky, dvě indukčnosti L_r , L_m a kapacitu C_r . Na Obr. 11 je schéma tohoto rezonančního měniče.

Na rozdíl od předchozích dvou typů, má sériově paralelní rezonanční měnič dvě rezonanční frekvence (28) a (29).

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (28)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (29)$$

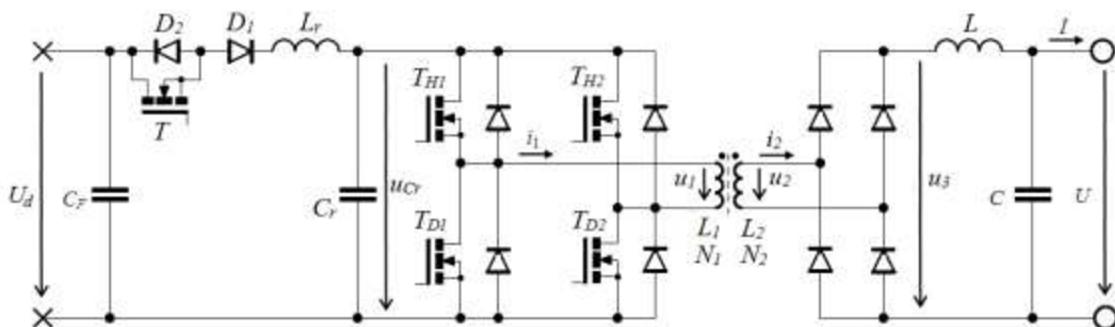


Obr. 11: Sériově paralelní rezonanční měnič

Kvazirezonanční měniče (QRC – Quasi Resonant Converter)

Na Obr. 12 je schéma jedné z variant kvazirezonančního měniče. Jak již bylo uvedeno: spínací frekvence těchto měničů se neshoduje s rezonančním kmitočtem $L_r C_r$ obvodu, proto jsou označovány jako kvazirezonanční měniče.

Výhodou kvazirezonančního měniče je možnost (v omezeném rozsahu) regulace výstupního napětí při zajištění spínání tranzistoru T v nule proudu a spínání tranzistorů T_{H1} , T_{H2} , T_{D1} a T_{D2} (tyto tranzistory pracují s poloviční spínací frekvencí než tranzistor T , zajišťují komutaci napětí u_{Cr}) při nulovém napětí. Regulace je řešena změnou času zpoždění sepnutí tranzistoru T . Podrobnější popis funkce tohoto typu kvazirezonančního měniče je uveden v literatuře [5].



Obr. 12: Kvazirezonanční měnič s impulzním transformátorem

Výhody:

- malé přepínací ztráty
- možná regulace výstupního napětí při zachování spínání tranzistorů při ZCS nebo ZVS

Nevýhody:

- omezené možnosti regulovatelnosti

- složité a drahé výkonové obvody
- složité budicí a řídicí obvody

2.2 Nové typy polovodičů

Polovodičové výkonové součástky neustále procházejí rychlým vývojem. S příchodem nových materiálů a nových technologických postupů je možné zlepšovat parametry známých struktur polovodičů, nebo vyvíjet úplně nové struktury.

V následujícím textu jsou uvedeny momentálně jedny z nejlepších polovodičů vhodných pro námi požadovanou výkonovou aplikaci. Jedná se o tranzistor Cool-MOS (jde pouze o obchodní název, principiálně se jedná o upravenou strukturu křemíkového tranzistoru MOSFET), diody a tranzistory ze substrátu SiC (Silicon Carbide).

2.2.1 Diody ze substrátu karbidu křemíku (SiC)

Tyto nové diody mají lepší dynamické vlastnosti oproti dosud používaným křemíkovým diodám, viz [20] a [21].

Kdybychom měli porovnat vlastnosti prvků ze substrátu SiC s klasickými křemíkovými polovodičovými prvky, jsou to tři hlavní parametry, ve kterých je tato technologie převyšuje. Je to tepelná vodivost, velikost průrazného elektrického pole a velká šířka zakázaného pásma energií. Široké pásmo zakázaných energií a nízká vlastní koncentrace nosičů dovoluje polovodiči pracovat ve velmi vysokých teplotách na rozdíl od křemíku. Pracovní teploty dosahují 800 °C (pracovní teplota 600 °C již byla experimentálně ověřena), tato přednost substrátu není v současnosti využita. Momentálně jsou pracovní teploty komerčně dostupných SiC diod 175 °C z důvodů teplotních omezení použitých pouzder a nynějších způsobů pájení. Vysoké průrazné elektrické pole a vysoká tepelná vodivost SiC spolu s vysokými pracovními teplotami dovolí polovodiči přenášet extrémně vysoké hustoty výkonu.

Pro naši aplikaci byla vybrána dioda IDH15S120 od fy. Infineon. Jedná se o diskretní součástku v pouzdře TO220-2. V Tab. 1 jsou uvedeny základní parametry.

Tab. 1: Základní parametry diody IDH15S120 udávané výrobcem [20]

U_{DC} [V]	Závěrné napětí	1200
I_F [A]	Dovolená střední hodnota proudu	15
U_F [V]	Prahové napětí	1,7
Q_C [nC]	Celkový náboj přechodu	54
t_{rr} [ns]	Závěrná zotavovací doba	10
T_j [°C]	Max. dovolená teplota pouzdra	175

Základní výhodou ve srovnání s ultrarychlou křemíkovou diodou se závěrným napětím 1200 V je velmi krátká doba zpětného zotavení („reverse recovery time“ $t_{rr} = 10$ ns namísto cca 100 až 150 ns). Podobně i „forward recovery“ jev je u SiC diody ve srovnání s klasickou Si diodou výrazně potlačen.

Naopak drobnou nevýhodou je poněkud vyšší hodnota prahového napětí v propustném směru, viz Tab. 1.

2.2.2 Tranzistory Cool-MOS (Infineon)

Jedná se o velmi rychlé tranzistory struktury MOSFET. Cílem vývoje těchto tranzistorů bylo dosažení malého úbytku v sepnutém stavu (což je typické pro tranzistory IGBT) a snížení doby zapnutí a vypnutí [9]. V dnešní době jsou tyto tranzistory vyráběny se závěrným napětím od 600 V do 900 V.

V následující tabulce jsou uvedeny základní parametry použitého tranzistoru SPW47N60CFD od fy. Infineon. Jedná se o diskretní součástku v pouzdře TO247.

Tab. 2: Základní parametry tranzistoru SPW47N60CFD udávané výrobcem [22]

U_{DS} [V]	Závěrné napětí	600
$R_{DS(on)max}$ [Ω]	Max. odpor přechodu	0,083
$I_{D,25^{\circ}C}$ [A]	Trvalý dovolený proud přechodu (při teplotě čipu 25 °C)	46
$I_{D,100^{\circ}C}$ [A]	Trvalý dovolený proud přechodu (při teplotě čipu 100 °C)	29
t_{on} [ns]	Celková doba zapnutí	60
t_{off} [ns]	Celková doba vypnutí	115
Q_G [nC]	Celkový náboj řídicí elektrody G	248

Díky nízkým přepínacím ztrátám tohoto tranzistoru je možné tvrdé spínání při vysokých frekvencích, aniž by docházelo k problémům s chlazením.

Výhody:

- malé přepínací ztráty
- možné spínání při vysokých frekvencích (řádově stovky kHz pro výkonové aplikace)
- malé ztráty vedením

Nevýhody:

- malé závěrné napětí (pro šestipulzně usměrněnou 3-fázovou síť 3x400 V je napětí meziobvodu 560 V)
- speciální požadavky na konstrukci budičů (nutnost potlačování tzv. „ringingu“ – viz [3])

2.2.3 Tranzistory ze substrátu karbidu křemíku (SiC)

Jak již bylo uvedeno, substrát karbidu křemíku svými vlastnosti převyšuje klasické křemíkové materiály používané v polovodičích. Substrát karbidu křemíku umožňuje u tranzistorů (ze své fyzikální podstaty) dosahovat vysokého závěrného napětí při zachování rychlých přechodových jevů a při vyšší kritické hodnotě intenzity elektrického pole (tedy nižšího $R_{DS(on)}$).

Podrobný přehled současného stavu vývoje v oblasti Si a SiC tranzistorů je uveden v [26].

V následující tabulce jsou uvedeny základní parametry nového SiC tranzistoru CMF20120D od fy. CREE. Jedná se o diskretní součástku v pouzdře TO247-3.

Tab. 3: Základní parametry tranzistoru CMF20120D udávané výrobcem [27]

U_{DS} [V]	Závěrné napětí	1200
$R_{DS(on)max}$ [Ω]	Max. odpor přechodu	0,080
$I_{D,25^{\circ}C}$ [A]	Trvalý dovolený proud přechodu (při teplotě čipu 25 °C)	42
$I_{D,100^{\circ}C}$ [A]	Trvalý dovolený proud přechodu (při teplotě čipu 100 °C)	24
t_{on} [ns]	Celková doba zapnutí	60
t_{off} [ns]	Celková doba vypnutí	37
Q_G [nC]	Celkový náboj řídicí elektrody G	78

Díky nízkým přepínacím ztrátám tohoto tranzistoru je opět možné tvrdé spínání při vysokých frekvencích, aniž by docházelo k problémům s chlazením. Srovnáním spínacích a vypínacích dob je patrné ještě poměrně výrazné zlepšení oproti tranzistorům Cool-MOS.

Díky vysokému závěrnému napětí je navíc snadné použití pro měniče napájené z usměrněné trojfázové sítě (napětí meziobvodu cca 560 V).

Výhody:

- je možné použít napět'ový meziobvod 560 V
- malé přepínací ztráty
- možné spínání při vysokých frekvencích (řádově stovky kHz pro výkonové aplikace)
- malé ztráty vedením

Nevýhody:

- vysoká pořizovací cena
- speciální požadavky na konstrukci budičů (nutnost potlačování tzv. „ringingu“)

2.3 Problematika budičů tranzistorů SiC MOSFET nebo Cool-MOS

Při realizaci měniče pracujícího na spínací frekvenci 100 kHz při výkonu desítek kW jsou kladeny velké nároky na budičí obvody tranzistorů. Je nutné vyřešit rychlé nabití a následné vybití kapacity hradla tranzistoru. Dalším důvodem náročnosti jsou velké strmosti du/dt (až 100 kV/ μ s) kolektorového napětí (při vypínání) a krátká doba periody (problematika rychlosti vybavení ochran, nutnost rychlého sepnutí a následného vypnutí tranzistorů).

V tomto případě není možné pro přenos signálu použít ani nejkvalitnější optočleny se stínicí mřížkou (tyto optočleny dosahují odolnosti proti rušení du/dt maximálně okolo $30 \text{ kV}/\mu\text{s}$). Galvanické oddělení je možné realizovat například pomocí impulzních transformátorů (v tomto případě se jak řídicí signál, tak i energie potřebná k sepnutí tranzistoru přenáší společným signálem přes impulzní transformátor) s toroidním jádrem. Toroidní jádro je vhodné použít z důvodu požadavku na malý rozptyl transformátoru [2].

Dále je nutné u budicího obvodu zajistit měření kritických veličin spínaných tranzistorů (např.: saturační napětí resp. aktuální proud) a zajistit rychlou odezvu, aby nedošlo k poškození silového obvodu.

Jelikož se tato práce zabývá použitím nových polovodičů, je také nutné pamatovat na přizpůsobení budiče právě těmto novým polovodičům.

Samostatným problémovým okruhem je pak schopnost potlačení tzv. „ringingu“. Jedná se o vznik vf oscilací v obvodu kolektoru tranzistoru (zejména při jeho vypínání) s rizikem následného přenosu kmitů přes Millerovu kapacitu do hradla tranzistoru (možné havarijní důsledky, viz později v kap. 4.3). Tyto vf kmity však mohou vznikat (vinou špatné koncepce budiče) i primárně v obvodu buzeného hradla. Tranzistory Cool-MOS (Infineon) i SiC MOSFET jsou ke vzniku „ringingu“ velmi náchylné. Samotný výrobce Infineon dokonce publikoval několikastránkový aplikační list a několik odborných publikací na téma minimalizace „ringingu“ v souvislosti s konstrukcí budiče.

Vyřešení celé problematiky budiče tak bude velmi komplexním a složitým úkolem.

2.4 Usměrňovač a stejnosměrný napět'ový meziobvod

Z důvodu velkého výkonu zařízení je nutné použít napájení z třífázové sítě. Protože byla požadována odolnost, jednoduchost a nízká cena měniče, bylo vyloučeno použití aktivního usměrňovače. Přesto však bylo třeba zajistit dostatečně vysokou hodnotu účinníku λ tj. minimální zastoupení vyšších harmonických fázových proudů.

V případě použití šestipulzního usměrňovače se nabízí následující standardně používané topologie zapojení:

- usměrňovač s kondenzátorem velké kapacity (nevyhovující účinník λ)
- usměrňovač s tlumivkou a kondenzátorem velké kapacity (vyhovující účinník λ , ovšem nevýhoda rozměrné těžké tlumivky)

V navržené koncepci pak bylo použito alternativní řešení usměrňovače bez tlumivky a se sběrným kondenzátorem s malou kapacitou, jež se vyznačuje vyhovující hodnotou účinníku λ , ovšem napětí stejnosměrného meziobvodu vykazuje zvlnění (300 Hz), což je nutné ošetřit regulačně. Nyní popíšme pouze zmiňovaná klasická řešení.

2.4.1 Usměrňovač bez tlumivky, s kondenzátorem o velké kapacitě

Proved'me tedy dimenzování usměrňovače a výpočet účinníku λ pro konkrétní parametry (např. výkon 16 kW).

Velikost maximálního napětí na výstupu usměrňovače má velikost $U_m = 560$ V. Velikost zvlnění usměrněného napětí volme $\Delta U = 50$ V. Relativní pokles napětí tedy stanovíme dle následující rovnice:

$$\delta = \frac{\Delta U}{U_m} = \frac{50}{560} = 0,09 \quad (30)$$

Podle vztahu (31) lze vypočítat tomu odpovídající hodnotu kapacity kondenzátoru.

$$C = \frac{T}{2} \frac{I_d}{\Delta U} \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - \delta) \right] = 1,193 \text{ mF} \quad (31)$$

Pro výpočet účinníku λ je nutný výpočet efektivní hodnoty proudu odebíraného ze sítě. Odvození tohoto vztahu je značně komplikované, proto zde není uveden. Pro námi volené hodnoty však vyjde výsledná efektivní hodnota odebíraného síťového fázového proudu $I_{L1,ef} = 40$ A. Tento proud má tvar úzkých impulzů a má tedy i značně velkou amplitudu a efektivní hodnotu.

Pro zdánlivý výkon odebíraný ze sítě můžeme napsat následující vztah (32), kde $U_{L1,ef}$ je efektivní hodnota síťového fázového napětí.

$$P_z = 3U_{L1,ef}I_{L1,ef} = 3 \cdot 230 \cdot 40 = 27,6 \text{ kW} \quad (32)$$

Při uvažovaném výkonu měniče $P = 16$ kW, můžeme provést výpočet účinníku dle následujícího vztahu:

$$\lambda = \frac{P}{P_z} = \frac{16}{27,6} = 0,6 \quad (33)$$

Nevýhodou tohoto řešení je tedy malý účinník.

Z předchozího textu je patrné, že napájení napět'ového meziobvodu pomocí můstkového usměrňovače s vyhlazovacím kondenzátorem o velké kapacitě je pro výkonové aplikace nevhodné a dokonce legislativně nepřijatelné.

2.4.2 Usměrňovač s tlumivkou a kondenzátorem

Jako další možné napájení napět'ového meziobvodu je možné použít usměrňovač s tlumivkou a kondenzátorem.

Když bude v tomto zapojení uvažována nekonečně velká indukčnost tlumivky, odebíraný síťový proud bude vyhlazen. Proud nebude mít tvar úzkých impulzů s velkou efektivní hodnotou, ale kladné a záporné obdélníky se střídou 2/3.

Efektivní hodnotu odebíraného (ideálně vyhlazeného) proudu můžeme proto vyjádřit pomocí následujícího vztahu:

$$I_{L1,ef} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (34)$$

Kde I_d je velikost výstupního stejnosměrného proudu (střední hodnota proudu).

Střední hodnota usměrněného napětí je pak totožná se střední hodnotou prostého šestipulzně usměrněného průběhu:

$$U_d = U_m \frac{3}{\pi} = 560 \frac{3}{\pi} = 540 \text{ V} \quad (35)$$

Dále provedeme konkrétní výpočet opět pro měniče s výkonem 16 kW. Střední hodnota výstupního proudu při uvažovaném výkonu 16 kW pak bude:

$$I_d = \frac{P}{U_d} = \frac{16 \cdot 10^3}{540} = 30 \text{ A} \quad (36)$$

A následně efektivní hodnota vstupního fázového proudu bude:

$$I_{L1,ef} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} = 30 \sqrt{\frac{2}{3}} = 24,5 \text{ A} \quad (37)$$

Vypočítaná efektivní hodnota proudu je znatelně menší než u předchozího obvodového řešení. Dále můžeme vypočítat zdánlivý výkon odebíraný ze sítě:

$$P_z = 3U_{L1,ef} I_{L1,ef} = 3 \cdot 230 \cdot 24,5 = 17 \text{ kW} \quad (38)$$

Pak již můžeme stanovit účinník:

$$\lambda = \frac{P}{P_z} = \frac{16}{17} = 0,94 \quad (39)$$

Z uvedených poznatků je patrné, že by bylo vhodné použít na výstupu usměrňovače tlumivku. Dále tedy provedeme výpočet požadované velikosti indukčnosti tlumivky.

Pro proud tlumivkou platí následující vztah:

$$i = I_D + \frac{1}{L_v} \int u_L dt \quad (40)$$

Kde I_D je stejnosměrná hodnota proudu a $\frac{1}{L_v} \int u_L dt$ reprezentuje jeho střídavou složku, tedy zvlnění proudu.

Pro výpočet bylo zvoleno zvlnění proudu $\Delta I = 4 \text{ A}$ (tímto se rozumí zvlnění špička-špička). Velikost integrálu $\int u_L dt$ se vypočítá z průběhu šestipulzně usměrněného napětí. Z důvodu zjednodušení nebylo počítáno se sinusovým, ale s pilovým průběhem napětí. Zvlnění napětí bylo tedy stanoveno na hodnotu $\Delta U = 50 \text{ V}$ (tímto se rozumí zvlnění špička-špička).

Můžeme tedy z předchozího vztahu vyjádřit indukčnost L_v a po dosazení provést výpočet.

$$L_v = \frac{\Delta U}{8f_{6p}\Delta I} = \frac{50}{8 \cdot 300 \cdot 4} = 5,2 \text{ mH} \quad (41)$$

Kde f_{6p} je kmitočet zvlnění šestipulzně usměrněného napětí.

Při této topologii zapojení lze dosáhnout účinníku $\lambda = 0,94$. Vypočtená hodnota indukčnosti pro tento případ je značně velká. Případná tlumivka by měla velké rozměry i velkou hmotnost.

3 Cíle disertační práce

Pro řešení disertační práce byly explicitně formulovány následující cíle:

- 1) Nalezení vhodné koncepce DC/DC měniče s impulzním transformátorem pro oblast větších výkonů (řádově desítky kW) s využitím potenciálu nových spínacích polovodičů z karbidu křemíku. Teoretická analýza stěžejních problémových okruhů spjatých s výběrem zvolené koncepce (měnič extrémních parametrů).
 - Dosažení velkého poměru výkon/hmotnost resp. výkon/objem silového obvodu měniče.
 - Důraz na relativní jednoduchost silového obvodu a co nejlepší říditelnost – použití topologie s tvrdým spínáním (tj. nikoliv rezonanční či kvazirezonanční měniče).
 - Vyřešení problémů s EMS řídicích obvodů měniče pracujícího s extrémním spínacím kmitočtem a extrémními strmostmi du/dt i di/dt .
 - Řešení budicích obvodů s ohledem na minimalizaci „ringingu“ a na velkou odolnost vůči strmosti du/dt .
- 2) Minimalizace objemu výkonového impulzního transformátoru měniče při daném výkonu, pracovním kmitočtu, sycení a dané proudové hustotě ve vinutí. Jedná se o nalezení vhodné velikosti a tvaru jádra impulzního transformátoru s použitím analytického přístupu (hledání lokálních minim funkcí). Platnost získaných výsledků přesahuje aplikační oblast, na niž se práce ve své experimentální části soustřeďuje. Získané teoretické výsledky tak mohou posloužit v širší oblasti výkonových pulzních měničů s transformátorem.
- 3) Ověření navržené koncepce realizací funkčního vzorku měniče. Posouzení vlivu jednotlivých parazitních jevů a účinnosti jejich eliminace daným praktickým řešením. Ověření parametrů, komparace výsledků s teoretickými předpoklady a návrhy.

Spínací polovodiče z karbidu křemíku (SiC) a částečně také z nitridu galia (GaN) představují výzvu pro konstruktéry v oblasti výkonové elektroniky. Vynikající dynamické vlastnosti SiC výkonových diod i SiC spínacích tranzistorů MOSFET umožňují použití velkého spínacího kmitočtu v jednoduché topologii s tvrdým spínáním, aniž by tím utrpěla účinnost (malé přepínací ztráty). Lze tak docílit snížení hmotnosti vinutých součástí měniče a tedy zvýšení poměru výkon/hmotnost celého silového obvodu. Rychlost těchto polovodičů nám tedy dovolí záměrně se vyhnout rezonančním či kvazirezonančním měničům s jejich obecně špatnou říditelností a velkou obvodovou složitostí.

Použití klasické jednoduché topologie s tvrdým spínáním na první pohled budí dojem snadného řešení. Ve skutečnosti však díky extrémním parametrům umožněným SiC polovodiči (např. spínací kmitočet 100 kHz při výkonu 16 kW, velké strmosti du/dt

při vypínání, velké strmosti di/dt při zapínání) vyvstává řada nových obtížných úkolů (viz dílčí cíle práce vyjmenované pod cílem 1). Tyto dílčí úkoly nelze považovat za pouhé inženýrské úkoly spjaté s vývojem zařízení. Jde o stěžejní a velmi obtížné problémy, jejichž úspěšné vyřešení rozhoduje o oprávněnosti a použitelnosti navrhované koncepce měniče.

4 Navrhovaná koncepce DC/DC měniče pro velké výkony

4.1 Koncepce silové části DC/DC měniče

Jedním z cílů této práce je nalezení vhodné koncepce měniče pracujícího na vysoké spínací frekvenci (100 kHz) při výkonech desítek kW. Je nutné si také připomenout, že je požadována jednoduchost a spolehlivost celého zařízení při zachování co možná nejmenších rozměrů.

Jelikož nové spínací polovodiče (křemíkové tranzistory Cool-MOS od výrobce Infineon nebo tranzistory typu MOSFET z materiálu SiC) mají velmi malé přepínací ztráty, je možné při jejich velké spínací frekvenci přistoupit k topologii s tvrdým spínáním. Není tedy nutné a dokonce ani vhodné použít některou topologii s měkkým spínáním, důvodem je složitost silových obvodů a velmi špatná a složitá regulovatelnost.

Použití blokujícího měniče samozřejmě při takto velkém výkonu nepřipadá v úvahu. Z předchozí rešerše (viz kap. 2) jednotlivých typů s tvrdým spínáním je patrné, že jako nejvhodnější typy měničů pro novou koncepci měniče o výkonu desítek kW se jeví dvojitý můstkový propustný měnič nebo jednočinný můstkový propustný měnič.

Pro zachování jednoduchosti a spolehlivosti měniče je však výhodné se vyhnout použití topologii dvojitýho měniče z důvodu realizace dead-time při extrémně krátké spínací periodě 10 μ s (realizace dead-time by byla zbytečnou komplikací).

Použití technologie Cool-MOS a vysoké spínací frekvence při tvrdém spínání přináší některé nové, nikoliv však neřešitelné problémy:

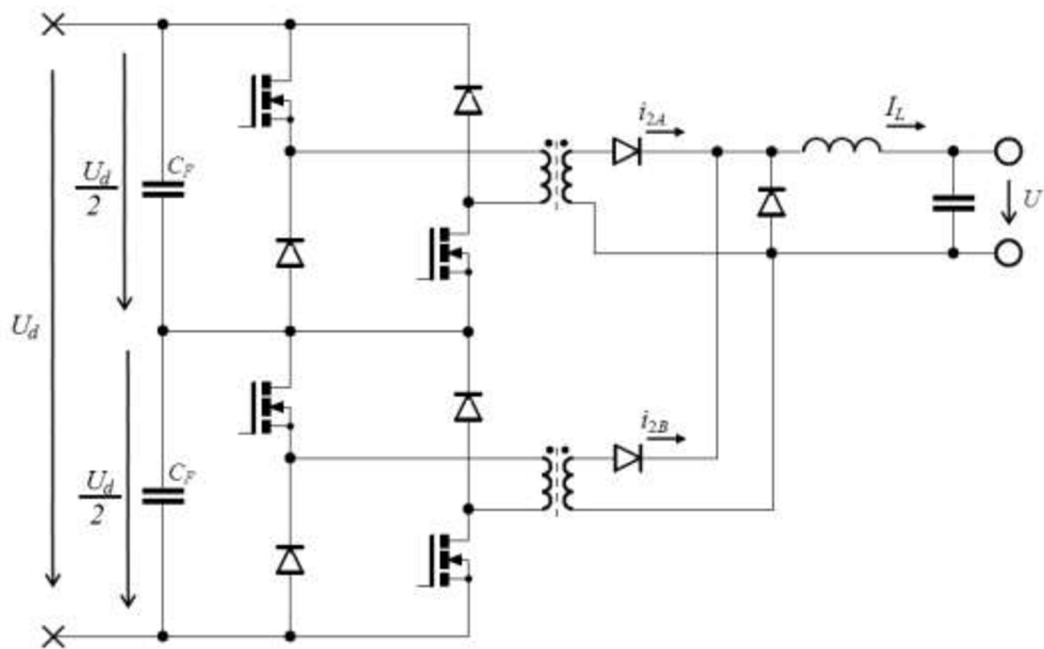
- V současnosti se tranzistory s potřebnou proudovou zatížitelností vyrábějí na závěrné napětí max. 600 V, nelze je tedy použít pro měnič se stejnosměrným meziobvodem tvořeným šestipulzním usměřňovačem třífázové sítě 3x400 V. Tranzistory Cool-MOS se závěrným napětím 900 V a více jsou sice vyráběny, ale jejich R_{DSon} je neúměrně větší. Tento problém lze jednoduše vyřešit použitím děleného ss meziobvodu. Je možné rozdělit meziobvod na dva do série (po 280 V) na místo jednoho meziobvodu s napětíovou hladinou 560 V.
- Velká strmota du/dt při vypínání. Tuto velkou strmotu du/dt je nutné omezit jak způsobem buzení, tak RC a RCD odlehčovacími obvody.
- Speciální požadavky na konstrukci budičů, nutno potlačit „ringing“.
- Problematika EMI.

Vhodnou konstrukcí silového obvodu lze uvedené parazitní jevy eliminovat a konstruovat měnič velkého výkonu se spínacím kmitočtem 100 kHz, tedy měnič velmi malých rozměrů.

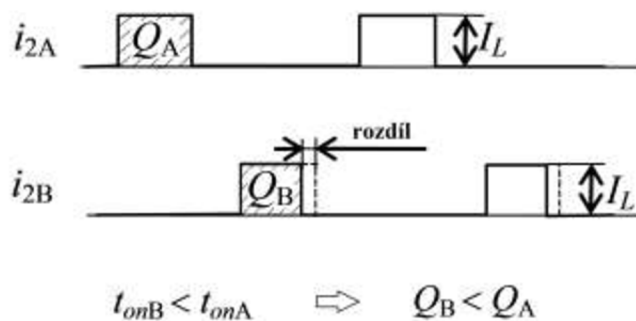
Vzhledem k výše zmiňované nutnosti použít dělený napěťový meziobvod, raději použijeme dva jednočinné můstkové propustné měniče. Tyto měniče však záměrně nepracují protitaktně do společné tlumivky (jak bývá obvyklé), ale každý má svou tlumivku. V následujícím textu bude vysvětleno, jakým způsobem u této topologie dochází automaticky k rovnoměrnému rozdělení vstupního usměrněného napětí 560 V do obou polovičních meziobvodů.

Problematika rovnoměrného rozdělení napětí v děleném stejnosměrném meziobvodu

Na Obr. 13 je uvedena varianta zapojení dvou jednočinných propustných měničů, jejichž vstupy jsou zapojeny do série na napěťový meziobvod 560 V a na výstupu pracují do společné výstupní tlumivky. V tomto zapojení může docházet k nerovnoměrnému rozdělení napětí. Symetrii napětí pak musí zajišťovat regulační obvody, díky jejich použití se stává měnič složitějším a samozřejmě klesá spolehlivost.



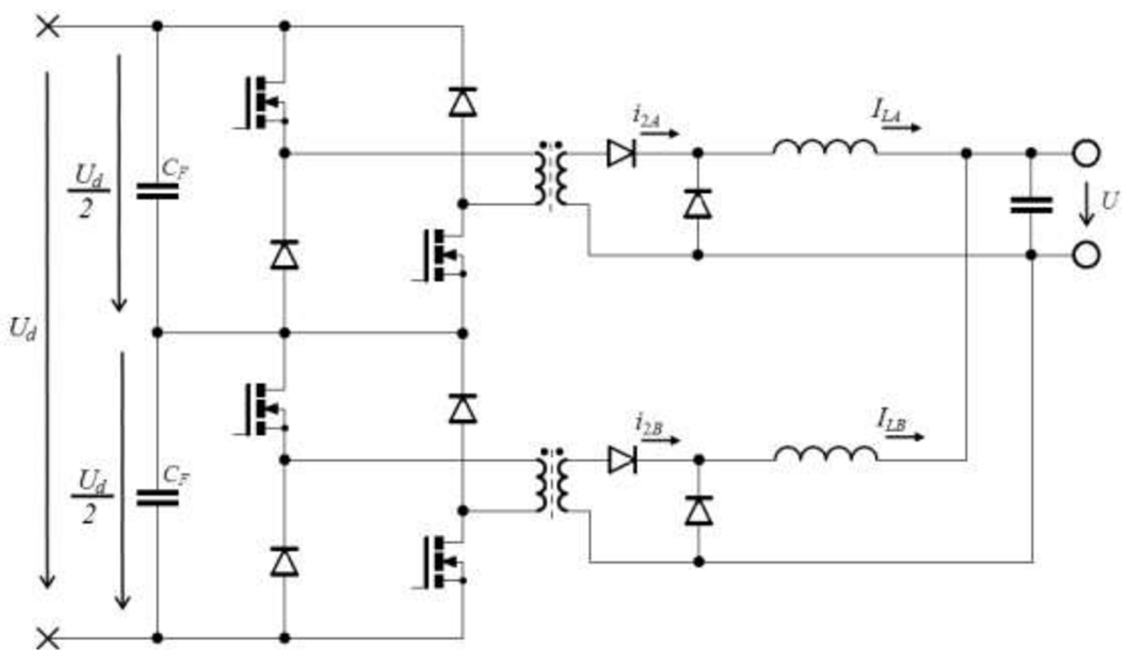
Obr. 13: Dva jednočinné měniče se společnou tlumivkou – nevhodné řešení [1]



Obr. 14: Proudy a náboje v topologii podle Obr. 13 [1]

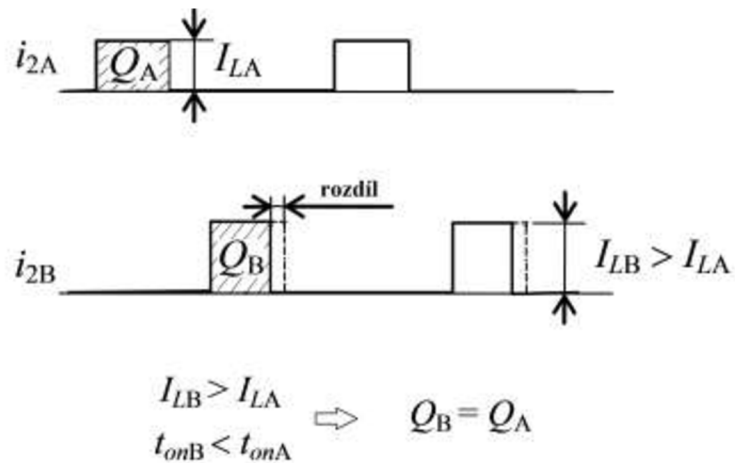
Dojde-li ke stavu, kdy se bude velikost střídavy spínání obou jednočinných měničů v zapojení podle Obr. 13 nepatrně vzájemně odlišovat (tento stav může být způsoben nesymetrií řídicích a budicích obvodů), pak špičková hodnota proudů i_{2A} a i_{2B} bude shodná, ale střední hodnoty těchto proudů se budou odlišovat. Konstantní špičková hodnota proudů i_{2A} a i_{2B} je udržována společnou výstupní tlumivkou. Je zřejmé, že také pulzní proudy odebírané na primární straně ze dvou meziobvodů budou mít stejnou špičkovou hodnotu, ale rozdílnou střední hodnotu. Dále bude také rozdílný náboj odebíraný během jedné periody z obou meziobvodů. Z tohoto důvodu bude jeden kondenzátor vybíjen více než ten druhý a dojde k postupnému rozvážení napětí meziobvodu s následkem vzniku přepětí a zničení tranzistorů. Tato situace je znázorněna na Obr. 14 [1].

Tento problém je možné zcela odstranit použitím topologie podle Obr. 15. V tomto zapojení mají oba měniče svůj kompletní usměrňovač a svou samostatnou výstupní tlumivku. To umožňuje, aby každý z měničů dodával rozdílný výstupní proud I_{LA} resp. I_{LB} . Pokud se nyní objeví nerovnost středních hodnot primárních proudů z důvodu neshodnosti střídavy, napětí kondenzátoru jednoho meziobvodu začne klesat oproti druhému. Pak měnič napájený z vyššího napětí, tedy méně vybíjený kondenzátor začne poskytovat také větší výstupní napětí, a proto jeho výstupní proud také vzroste. Tím ovšem také vzroste střední hodnota primárního proudu tohoto měniče a kondenzátor jeho meziobvodu se začne více vybíjet [1].



Obr. 15: Navrhované řešení s děleným meziobvodem – automatické zajištění rovnoměrného rozdělení napětí [1]

Z tohoto je tedy zřejmé, že v zapojení je přítomna automatická záporná zpětná vazba, která zabraňuje postupnému rozvážení napětí meziobvodu. Při této topologii tedy nejsou potřebné žádné přídavné regulační obvody. Situace je znázorněna v Obr. 16 [1].



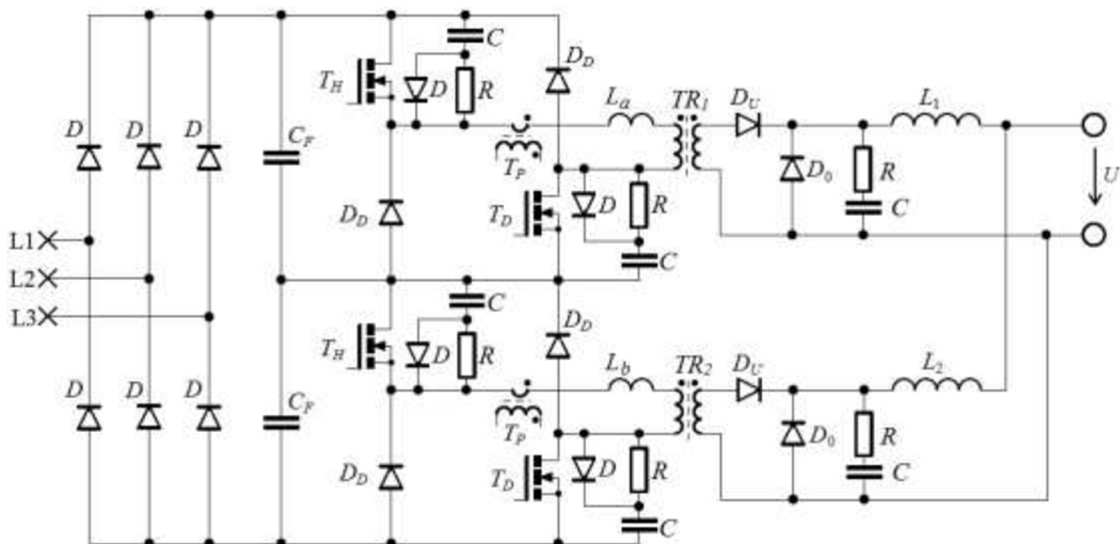
Obr. 16: Proudy a náboje v topologii podle Obr. 15 [1]

Celkové zapojení silové části měniče

Navržené zapojení silového obvodu z Obr. 17 musí být doplněno o následující pomocné prvky:

- RCD odlehčovací obvody pro snížení du/dt kolektorového napětí při vypínání tranzistorů.
- Přídavná indukčnost L_a a L_b v sérii s primárními vinutími impulzních transformátorů. Tato indukčnost zvětšuje uměle rozptyl za účelem omezení spínacích ztrát tranzistoru a změkčuje komutaci sekundárních diod.
- RC odlehčovací členy na diodách sekundárních usměrňovačů (omezují napěťový překmit na diodách).

Skutečné zapojení silového obvodu je tedy uvedeno na následujícím obrázku.



Obr. 17: Schéma zapojení silové části měniče

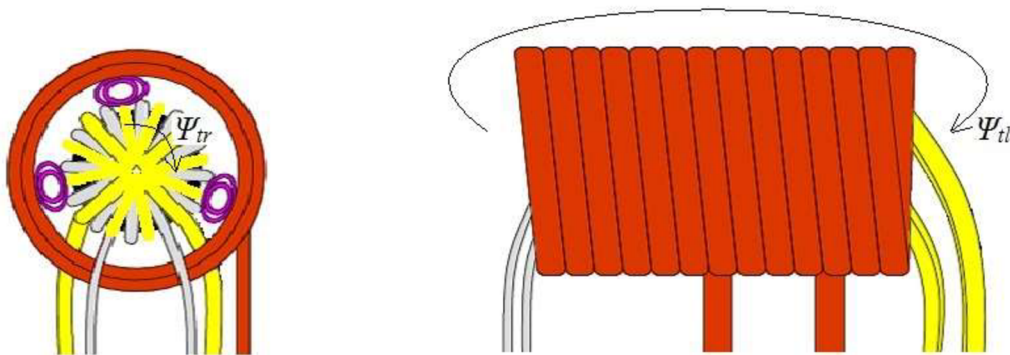
Tato navržená koncepce měniče je modulární. Jak již bylo uvedeno, každý modul se skládá ze dvou dílčích jednočinných propustných měničů, které jsou spínány

současně. Vstupy měničů jsou zapojeny do série na napěťový meziobvod. Výstupy jsou zapojeny paralelně (každý měnič má svou tlumivku a nulovou diodu). Tato koncepce a současné spínání obou jednočinných můstkových propustných měničů nám zajišťuje rovnoměrné rozdělení napětí v děleném stejnosměrném meziobvodu jak je podrobněji popsáno v předchozím textu.

Řešení vinutých částí silového obvodu

Z důvodu co nejmenších požadovaných rozměrů na měnič bude využito následující konstrukční řešení vinutých částí silového obvodu:

- Vinutí vysokofrekvenčního impulzního výkonového transformátoru bude navinuto na feritové jádro složené z několika paralelně spojených toroidů (obrysový tvar jádra tedy bude válec s výškou větší než průměr) viz Obr. 18.
- Vinutí tlumivky pak bude provedeno jako solenoid okolo celého impulzního transformátoru, takže zmíněný feritový válec bude tvořit jeho tyčové jádro. Směry syčení od tlumivky a od vinutí transformátoru budou tedy na sebe kolmé a vzájemná indukčnost mezi tlumivkou a vinutími transformátoru bude nulová. Jádro bude tedy využito dvojnásobně pro realizaci transformátoru i tlumivky. Dojde tak k úspoře ceny i hmotnosti. Situace je patrná z Obr. 18.
- Mezi vnějším vinutím transformátoru a tlumivkou je nutné zachovat distanční mezeru z důvodu dobrého chlazení jednotlivých vinutí.



- Primární vinutí transformátoru
- Sekundární vinutí transformátoru
- Výstupní tlumivka měniče

Obr. 18: Vysokofrekvenční impulzní transformátor s výstupní tlumivkou

4.2 Vstupní usměrňovač s kriticky malou kapacitou

Navrhovaná strategie realizace vstupního usměrňovače byla nastíněna v kap. 2.4.

Na výstup šestipulzního diodového usměrňovače nebude připojena tlumivka, ale pouze kondenzátor s malou kapacitou. Kapacita bude dostatečně malá na to, aby se usměrněné napětí na kondenzátoru nestačilo vyhlazovat a průběh napětí byl totožný s průběhem šestipulzně usměrněného napětí bez vyhlazení. Následné kolísání výstupního napětí měniče bude eliminováno pomocí regulačních obvodů měniče.

Z důvodu velkého efektivního proudu procházejícího přes kondenzátory je nutné použít svitkové polypropylénové kondenzátory (tyto kondenzátory mají nejmenší možnou parazitní indukčnost ze současně nabízených typů). Vzhledem k malé kapacitě nebude tedy nutné použít kondenzátor elektrolytický. To je další výhoda, jelikož životnost svitkových kondenzátorů je mnohem vyšší než elektrolytických (elektrolytické kondenzátory často omezují životnost celého měniče).

V tomto případě odebíraný síťový proud nebude mít průběh úzkých impulzů o velké amplitudě a velké efektivní hodnotě. Průběh proudu odebíraný ze sítě bude mít podobný průběh jako při zapojení usměrňovače s tlumivkou a kondenzátorem tj. půjde o střídavě kladné a záporné obdélníky se střídou 2/3.

Výpočet maximální přípustné hodnoty kapacity kondenzátoru provedeme podle následujícího vztahu:

$$C_{\max} = \frac{TI_d}{\pi U_m} \quad (42)$$

Tento vztah je převzat z literatury [1]. Kde T je perioda síťového napájecího napětí, I_d je střední hodnota proudu a U_m je maximální hodnota napětí na kondenzátoru.

4.3 Budiče tranzistorů silového obvodu

Při realizaci měniče pracujícího na spínací frekvenci 100 kHz při výkonu desítek kW není možné použít žádný standardní budič např. výrobce: Concept, Toshiba, nebo Semikron. Důvodem je velká parazitní kapacita budiče (pro strmost napětí du/dt až 100 kV/ μ s) a pomalé vybavení saturační ochrany z důvodu, že budiče jsou určeny pro pomalé IGBT tranzistory.

V měniči bude použit budič s galvanickým oddělením pomocí pulzních transformátorků. Z důvodu poměrně velké vstupní kapacity použitých Cool-MOS tranzistorů musí být impulzní transformátorek budiče navržen tak, aby byl jeho rozptyl minimální. Tímto je zaručeno rychlé sepnutí tranzistoru. Aby byl zajištěn minimální rozptyl, je nutné použít toroidní jádra a obě vinutí navíjet bifilárně a rozprostřít je rovnoměrně okolo celého obvodu toroidu [12].

V našem případě nebude použita saturační ochrana, ale bude použit proudový transformátor na měření proudu tekoucího primárním vinutím transformátoru. V případě nadproudu bude budič měniče zablokován.

Dále je také vhodné zajistit malou vlastní indukčnost vinutí, potom při daném činiteli vazby k bude malá i indukčnost rozptylová. Požadované malé indukčnosti dosáhneme použitím jádra s větším průřezem, potom počet závitů může být malý. V následujícím textu tuto myšlenku objasníme:

Nejdříve bude uvažováno toroidní jádra s průřezem S . Pak výpočet počtu primárních závitů pro zaručení nepřesycení bude:

$$N_1 = \frac{\max \int u_1 dt}{SB_{\max}} = \frac{U_1 s_{\max}}{SB_{\max} f} \quad (43)$$

kde u_1 je obecný průběh primárního napětí, U_1 je výška primárního napěťového obdélníkového pulzu, B_{\max} je maximální dovolené sycení.

Primární indukčnost bude:

$$L_1 = N_1^2 \Lambda \quad (44)$$

Kde Λ je magnetická vodivost jádra.

Rozptylová indukčnost přepočtená na primární stranu pak lze stanovit podle vztahu:

$$L_{\sigma 1} = L_1 (1 - k^2) \quad (45)$$

Kde k je činitel vazby daný geometrickou konstrukcí jádra a vinutí a také permeabilitou jádra.

Nyní budeme uvažovat použití několik (n) výše uvažovaných toroidů splených navzájem. Celkový průřez jádra bude tedy n -krát větší, a z tohoto důvodu můžeme použít n -krát méně závitů. Platí tedy následující vztah:

$$N_1' = \frac{\max \int u_1 dt}{n SB_{\max}} = \frac{N_1}{n} \quad (46)$$

Jelikož dojde k zvýšení průřezu, n -krát se zvýší magnetická vodivost jádra. Indukčnost primárního vinutí se ovšem sníží, jak je patrné z následující rovnice:

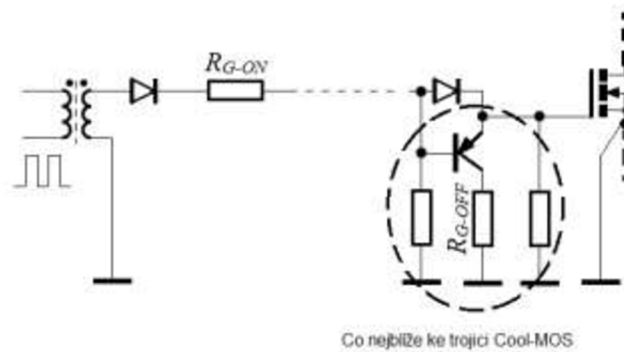
$$L_1' = N_1'^2 n \Lambda = \left(\frac{N_1}{n} \right)^2 n \Lambda = \frac{N_1^2 \Lambda}{n} = \frac{L_1}{n} \quad (47)$$

Při zachování činitele vazby pak dojde také ke zmenšení hodnoty rozptylové indukčnosti.

$$L_{\sigma 1}' = L_1' (1 - k^2) = \frac{L_1}{n} (1 - k^2) = \frac{L_{\sigma 1}}{n} \quad (48)$$

Tyto skutečnosti uvedené v předchozím textu byly prakticky ověřeny a je zjištěno, že bez problémů lze uvedeným způsobem kvalitně budit 3 paralelně spojené tranzistory Cool-MOS (Typ: SPW47N60CFD)

Zapojení sekundárních obvodů budiče je na Obr. 19. Toto zapojení bylo realizováno a experimentálně odladěno. Vypínání výkonového tranzistoru se provádí standardně pomocí přídavného PNP tranzistoru, který je zapojen jako emitorový sledovač s odporem R_{G-OFF} vřazeným do kolektoru. Standardně bývá tento odpor zapojen mezi emitor PNP vybíjecího tranzistoru a GATE výkonového tranzistoru. Námí uvedené řešení však přináší výhodu, že PNP tranzistor pracuje během celého procesu vybíjení hradla výkonového tranzistoru stále ve spínacím režimu. Z tohoto důvodu je zcela potlačen sklon ke vzniku oscilací tohoto PNP tranzistoru v době vypínání výkonového tranzistoru na rozdíl od topologie se zapojením R_{G-OFF} mezi emitor PNP vybíjecího tranzistoru a GATE výkonového tranzistoru. Tato skutečnost byla prakticky ověřena. Tato úprava silně omezuje „ringing“ [3].



Obr. 19: Geometrické uspořádání budiče tranzistoru

Parazitní jev označovaný názvem „ringing“ se projevuje jako vysokofrekvenční oscilace (o frekvenci 80 až 100 MHz) napětí u_{GE} a u_{CE} výkonového tranzistoru v průběhu zapínání a vypínání. V těchto časových úsecích pracuje tranzistor krátce v lineárním režimu. Napěťové kmity na řídicí elektrodě výkonového tranzistoru jsou tedy zesilovány a kolektorové kmity (řádově desítky voltů) se pak přes Millerovu kapacitu a cestou dalších vnějších parazitních vazeb přenáší zpět do řídicí elektrody. Z důvodu fázového posuvu na takto velkém kmitočtu se záporná zpětná vazba může změnit na kladnou a tím dojde k zesílení kmitů. Protože se jedná v obvodu kolektoru o velmi výkonové a vysokofrekvenční kmity, hrozí poškození tranzistoru. Samozřejmě dochází také k problémům s EMI. Je tedy nutné zvolit konstrukci budiče takovou, aby „ringing“ maximálně eliminovala. Je nezbytné, aby PNP vybíjecí tranzistor byl umístěn co nejbliže k trojici výkonových Cool-MOS tranzistorů, jak je uvedeno na Obr. 19.

5 Optimalizace rozměrů vysokofrekvenčního impulzního transformátoru

Jak již bylo uvedeno, u měniče je snahou dosáhnout co nejmenších rozměrů, tj. i rozměrů transformátoru. To znamená minimalizaci objemu vinutí V_{Cu} a magnetického obvodu V_{Fe} . Hodnoty parametrů vysokofrekvenčního impulzního transformátoru byly použity z kap. 7.1.4.

Pro následující úvahy zavedme tyto předpoklady:

1) Plocha okna pro vinutí je vinutím zcela zaplněna:

$$S_{Cu1}N_1 + S_{Cu2}N_2 = k_{vin}S_o \quad (49)$$

Kde k_{vin} je činitel plnění vinutí. Nesplněním tohoto předpokladu bychom totiž zbytečně zvyšovali délku siločáry tj. i objem jádra.

2) Předpoklad konstantní dané proudové hustoty ve vinutí (může být různá pro obě vinutí) a konstantního daného sycení.

Je dále zřejmé, že minimalizace objemu jádra a vinutí představuje tyto požadavky:

- Minimální objem jádra: Nejkratší možný mag. obvod s nejmenším možným průřezem S_{Fe} (musí být dodrženo zvolené sycení jádra).
- Minimální objem vinutí: Nejkratší možné závity primárního a sekundárního vinutí s co nejmenším možným celkovým průřezem S_{Cu} (musí být dodržena zvolená proudová hustota), dále minimální možné počty závitů (musí být však dodrženo zvolené sycení).

Z fyzikální podstaty jsou ale některé z těchto požadavků protichůdné: např. klesá-li průřez jádra S_{Fe} , roste nepřímo úměrně počet závitů pro zachování téhož sycení.

Dále je možné si povšimnout na první pohled zřejmých skutečností – např. při konstantním průřezu jádra S_{Fe} dosáhneme minimální délky závitu (tj. obvodu sloupku jádra) pouze při konkrétním tvaru průřezu sloupku (ideálně při kruhovém, u ortogonálního provedení pak při čtvercovém).

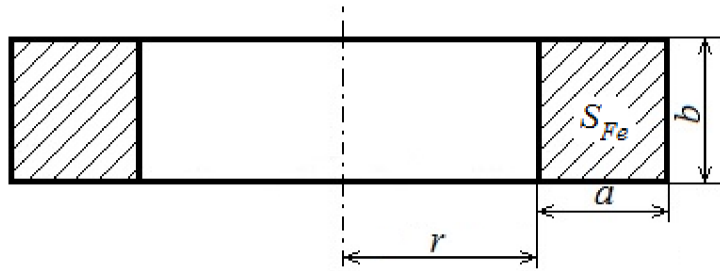
Celkový objem (vinutí + jádro) jakožto funkce lineárních rozměrů bude jistě vykazovat lokální extrém (minimum), jež lze nalézt.

Nejprve však provedme pro zajímavost několik dílčích optimalizací.

A) Nalezení optimálního tvaru plochy S_{Fe} , tedy rozměrů a , b (viz Obr. 20) pro minimální objem vinutí (bez ohledu na objem železa)

Při optimalizaci budeme postupovat následovně:

- Parametry S_{Fe} , N_1 , N_2 , S_{Cu1} , S_{Cu2} považujeme za konstanty.
- Hledáme minimum objemu vinutí tj. vlastně minimum délky jednoho závitu l_{Cu} .



Obr. 20: Výkres toroidního jádra transformátoru

Je tedy nutné vyjádřit průměrnou délku závitu vinutí l_{Cu} :

$$l_{Cu} \approx 2(a + b) \quad (50)$$

Pozn.: Zanedbáváme navýšení délky vinutí vlivem tloušťky vodičů vinutí – l_{Cu} tedy vyjadřuje prostý obvod sloupku jádra.

Do rovnice (50) dosadíme $b = \frac{S_{Fe}}{a}$, potom dostaneme:

$$l_{Cu} \approx \frac{2S_{Fe}}{a} + 2a \quad (51)$$

Nyní přistoupíme k nalezení lokálního minima závislosti l_{Cu} na rozměru a podle rovnice (51). Provedeme derivaci této funkce podle rozměru a a položíme ji rovnou nule.

$$\frac{dl_{Cu}(a)}{da} = \frac{-2S_{Fe}}{a^2} + 2 = 0 \quad (52)$$

Řešením rovnice obdržíme intuitivně očekávaný výsledek:

$$a = \sqrt{S_{Fe}} \quad (53)$$

Z výsledku je patrné, že ideální průřez jádra pro minimální délku závitu (tedy při daném počtu závitů také objem vinutí) transformátoru bude čtvercového tvaru (ideálně kruhového tvaru). Tento výsledek byl předpokládán (největší plocha při minimálním obvodu je v případě kruhového tvaru).

V této jednoduché optimalizaci jsme zcela ignorovali objem železa transformátoru a jeho závislost na lineárním rozměru a (při konstantním S_{Fe}). V další optimalizaci proto zohledníme i tento objem.

B) Nalezení optimálního tvaru plochy S_{Fe} , tedy rozměrů a, b pro minimální součet objemu vinutí a objemu železa

Při optimalizaci budeme postupovat následovně:

- Parametry $S_{Fe}, N_1, N_2, S_{Cu1}, S_{Cu2}$ považujeme opět za konstanty.
- Hledáme minimum součtu objemu vinutí a objemu jádra.

Pro celkový objem transformátoru můžeme napsat:

$$V_{Tr} = V_{Fe} + V_{Cu} \quad (54)$$

Nejdříve je tedy nutné si vyjádřit objem jádra transformátoru V_{Fe} . Dle Obr. 20 můžeme napsat:

$$V_{Fe} = \pi(r+a)^2 b - \pi r^2 b \quad (55)$$

Jestliže si vyjádříme rozměr $b = \frac{S_{Fe}}{a}$ a dosadíme do rovnice (55), po úpravách dostaneme:

$$V_{Fe} = S_{Fe}(2\pi r + a) \quad (56)$$

Dále je nutné vyjádřit objem vinutí V_{Cu} :

$$V_{Cu} = (N_1 S_{Cu1} + N_2 S_{Cu2}) l_{Cu} \quad (57)$$

Po dosazení rovnice (51) za l_{Cu} , dostaneme:

$$V_{Cu} = (N_1 S_{Cu1} + N_2 S_{Cu2}) \left(\frac{2S_{Fe}}{a} + 2a \right) \quad (58)$$

Pro celkový objem transformátoru V_{Tr} můžeme tedy napsat:

$$V_{Tr} = S_{Fe}(2\pi r + a) + (N_1 S_{Cu1} + N_2 S_{Cu2}) \left(\frac{2S_{Fe}}{a} + 2a \right) \quad (59)$$

Následně tedy můžeme přistoupit k nalezení lokálního minima objemu transformátoru V_{Tr} v závislosti na rozměru a podle upravené rovnice (59). Provedeme derivaci této funkce podle rozměru a a položíme ji rovnou nule.

$$\frac{dV_{Fe}(a)}{da} = S_{Fe} - (N_1 S_{Cu1} + N_2 S_{Cu2}) \frac{2S_{Fe}}{a^2} + 2(N_1 S_{Cu1} + N_2 S_{Cu2}) = 0 \quad (60)$$

Rovnici (60) dále upravujeme, až vyjádříme rozměr a :

$$a = \sqrt{\frac{2S_{Fe}(N_1 S_{Cu1} + N_2 S_{Cu2})}{S_{Fe} + 2(N_1 S_{Cu1} + N_2 S_{Cu2})}} \quad (61)$$

Pozn.: Je-li objem jádra zanedbatelný oproti objemu vinutí (tj. např. hypoteticky při $S_{Cu1} \rightarrow \infty$ a $S_{Cu2} \rightarrow \infty$ a zároveň $N_1 \neq 0$ a $N_2 \neq 0$), měla by rovnice (61) dávat shodný výsledek jako rovnice (53), která z podstaty objem jádra nerespektuje. V této situaci můžeme rovnici (61) napsat v podobě:

$$a = \lim_{S_{Cu1}, S_{Cu2} \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{2S_{Fe}(N_1 S_{Cu1} + N_2 S_{Cu2})}{S_{Fe} + 2(N_1 S_{Cu1} + N_2 S_{Cu2})}} = \sqrt{S_{Fe}} \quad (62)$$

Shodný výsledek s rovnicí (53) potvrzuje správnost úvah.

C) Nalezení optimálního tvaru plochy S_{Fe} (tj. poměr stran a a b) a přitom rovněž optimální velikosti plochy S_{Fe} pro dosažení minimálního celkového objemu transformátoru V_{Tr}

Tato simulace je v porovnání s předchozími dvěma nejsložitější, ovšem také nejužitečnější, jelikož napovídá vhodnou volbu velikosti i proporcí toroidního jádra. Výpočet bude proveden za následujících předpokladů:

- Parametry S_{Cu1} , S_{Cu2} považujeme opět za konstanty.

- Plocha S_o bude celá vyplněna vinutím transformátoru.
- Plocha S_o je proměnná (tedy poloměr r je proměnný).
- Plocha S_{Fe} je proměnná (tedy velikosti rozměrů a , b jsou proměnné).
- Poměr rozměrů $\frac{a}{b}$ je proměnný.
- Počty závitů N_1 , N_2 jsou již samozřejmě proměnné, neboť je proměnná plocha S_{Fe} při konstantním sycení.
- Převod p (N_2/N_1) však bude konstantní.

Jelikož plocha okénka S_o transformátoru je v ideálním případě vyplněna vinutím, můžeme napsat:

$$S_o = \frac{(N_1 S_{Cu1} + N_2 S_{Cu2})}{k_{vin}} \quad (63)$$

Dále je tedy nutné si vyjádřit počet závitů vinutí N_1 a N_2 v závislosti na S_{Fe} :

$$N_1 = \frac{U_d}{2fB_m S_{Fe}} \quad (64)$$

$$N_2 = pN_1 = \frac{pU_d}{2fB_m S_{Fe}} \quad (65)$$

Poté dosadíme N_1 a N_2 do rovnice (63) a dostaneme:

$$S_o = \frac{U_d}{2fS_{Fe} B_m k_{vin}} (S_{Cu1} + pS_{Cu2}) \quad (66)$$

Dále víme, že plocha S_o (dle Obr. 20) je dána rovnicí:

$$S_o = \pi r^2 \Rightarrow r = \sqrt{\frac{S_o}{\pi}} \quad (67)$$

Následně tedy můžeme vyjádřit r dosazením rovnice (66) do rovnice (67):

$$r = \sqrt{\frac{U_d}{2\pi f S_{Fe} B_m k_{vin}} (S_{Cu1} + pS_{Cu2})} \quad (68)$$

Dále dosadíme do rovnice (56) rovnicí (68):

$$V_{Fe} = S_{Fe} \left(2\pi \sqrt{\frac{U_d}{2\pi f S_{Fe} B_m k_{vin}} (S_{Cu1} + pS_{Cu2})} + a \right) \quad (69)$$

Následně vyjádříme objem vinutí V_{Cu} , dosazením rovnic (64), (65) a (51) do rovnice (57):

$$V_{Cu} = \left(\frac{U_d}{2fB_m S_{Fe}} S_{Cu1} + \frac{pU_d}{2fB_m S_{Fe}} S_{Cu2} \right) \left(\frac{2S_{Fe}}{a} + 2a \right) \quad (70)$$

Nyní vyjádříme celkový objem transformátoru součtem objemu železa a objemu vinutí:

$$V_{Tr} = 2\pi \sqrt{S_{Fe} \frac{U_d}{\pi B_m k_{vin}} (S_{Cu1} + pS_{Cu2})} + aS_{Fe} + \frac{U_d S_{Cu1}}{fB_m a} + \frac{U_d a S_{Cu1}}{fB_m S_{Fe}} + \frac{pU_d S_{Cu2}}{fB_m a} + \frac{apU_d S_{Cu2}}{fB_m S_{Fe}} \quad (71)$$

Naším cílem jak již bylo řečeno, je nalezení rozměru a a velikosti plochy S_{Fe} pro minimální objem transformátoru.

Budeme tedy rovnici (71) derivovat podle a a podle S_{Fe} , následně tyto derivace položíme rovny nule. Dostaneme tedy 2 rovnice o dvou neznámých:

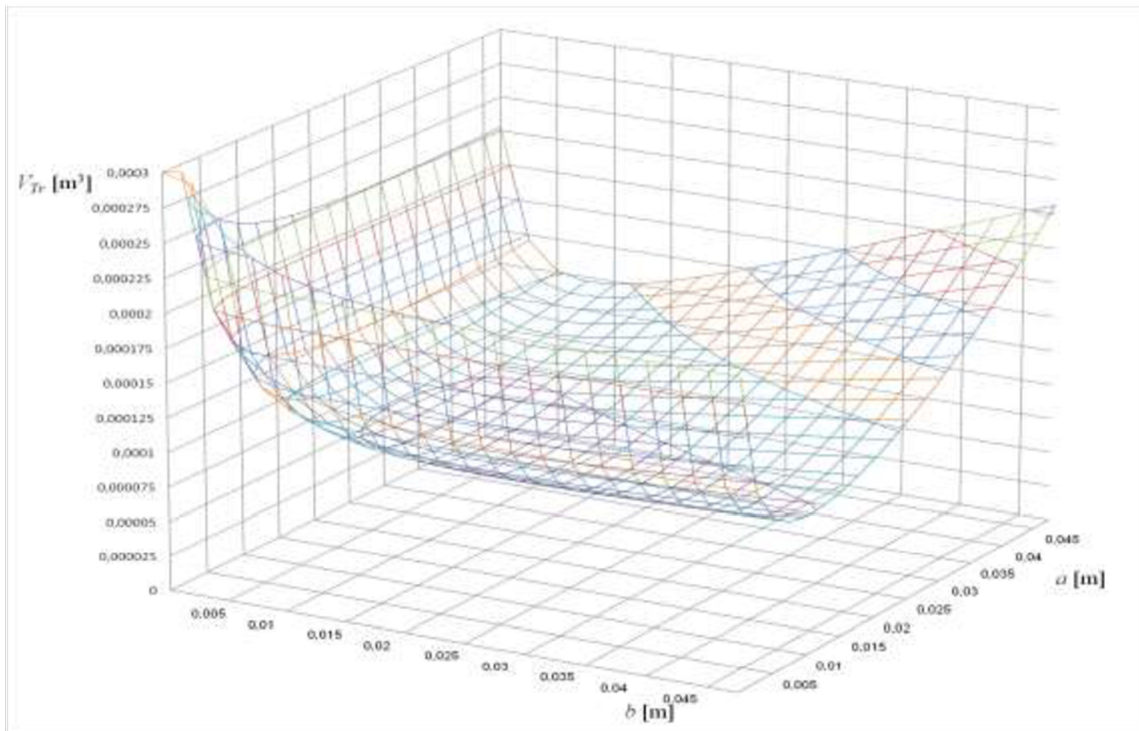
$$\frac{dV_{Tr}(a)}{da} = S_{Fe} - \frac{U_d S_{Cu1}}{fB_m a^2} + \frac{U_d S_{Cu1}}{fB_m S_{Fe}} - \frac{pU_d S_{Cu2}}{fB_m a^2} + \frac{pU_d S_{Cu2}}{fB_m S_{Fe}} = 0 \quad (72)$$

$$\frac{dV_{Tr}(S_{Fe})}{dS_{Fe}} = \pi \sqrt{\frac{U_d}{2f\pi k_{vin} B_m} (S_{Cu1} + pS_{Cu2})} \cdot \frac{1}{\sqrt{S_{Fe}}} + a - \frac{U_d a S_{Cu1}}{fB_m S_{Fe}^2} - \frac{apU_d S_{Cu2}}{fB_m S_{Fe}^2} = 0 \quad (73)$$

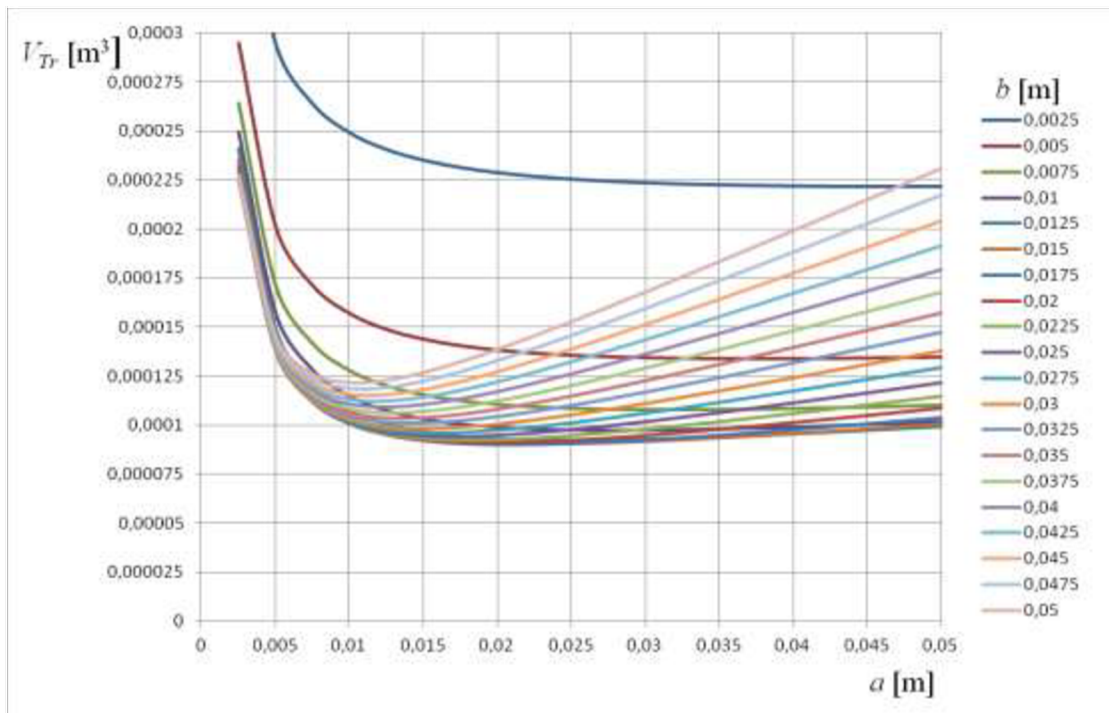
Soustava rovnic (72) a (73) není řešitelná analyticky v explicitním tvaru, proto je nutné přistoupit ke grafickému řešení. Byly použity hodnoty parametrů z kap. 7.1.4.

Na následujících obrázcích je zobrazena grafická závislost celkového objemu transformátoru V_{Tr} na rozměrech průřezu jádra a a b .

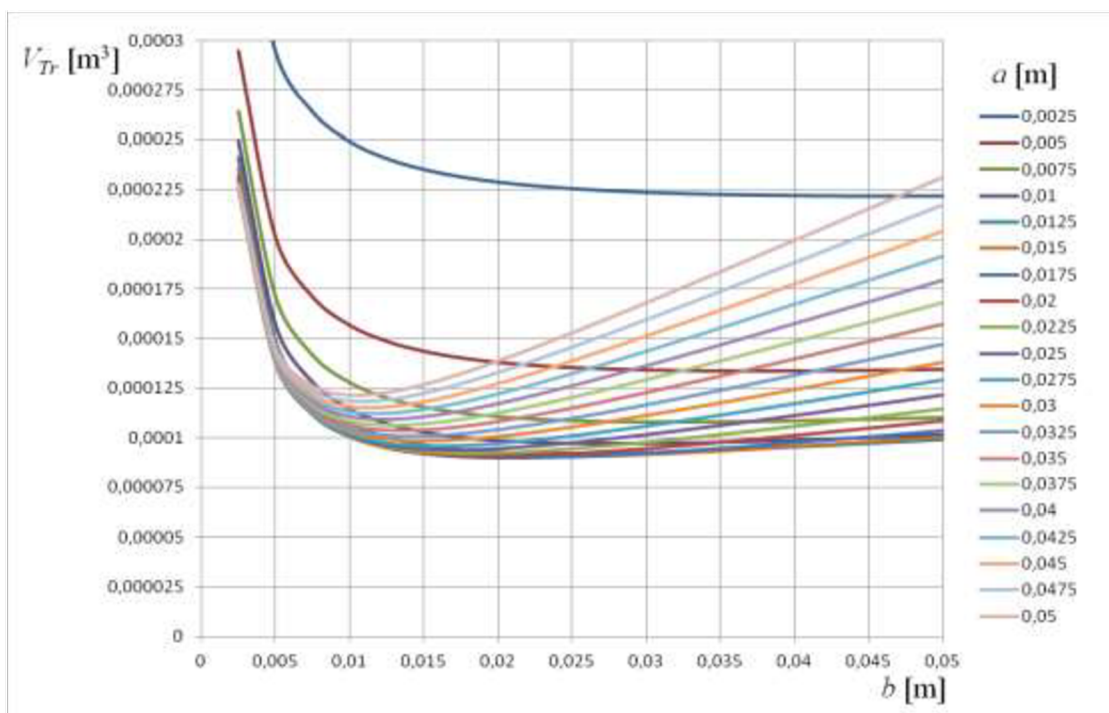
Z následujících grafů na Obr. 21 až 23 je patrné, že minimální objem transformátoru je při rozměrech jádra: $a = b = 0,0175 \text{ m}$. Tento výsledek nám potvrdil i předchozí úvahu z kapitoly: „A) Nalezení optimálního tvaru plochy S_{Fe} “ rovnice (53), z tohoto je tedy patrné že naše úvahy byly správné.



Obr. 21: Grafická závislost celkového objemu transformátoru V_{Tr} na rozměrech průřezu jádra a a b



Obr. 22: Boční pohled na závislost celkového objemu transformátoru V_{Tr} z osy pro rozměr a

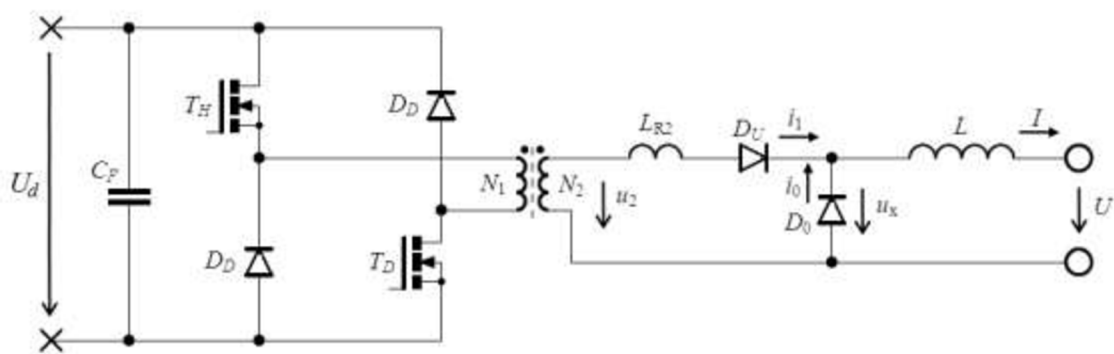


Obr. 23: Boční pohled na závislost celkového objemu transformátoru V_{Tr} z osy pro rozměr b

6 Parazitní jevy spojené s navrženou koncepcí silového obvodu

6.1 Vliv rozptylové indukčnosti na výstupní napětí měniče

Rozptyl vysokofrekvenčního transformátoru způsobuje zmenšení střídavy napětí na sekundární straně měniče (konkrétně střídavy pulzního napětí u_x , viz Obr. 25) v závislosti na velikosti zatěžovacího proudu, ačkoliv střída spínání tranzistorů je konstantní. Na následujícím obrázku je uvedeno zapojení se znázorněnou rozptylovou indukčností L_{R2} na sekundární straně transformátoru. U_d je napětí polovičního stejnosměrného napětěového meziobvodu.

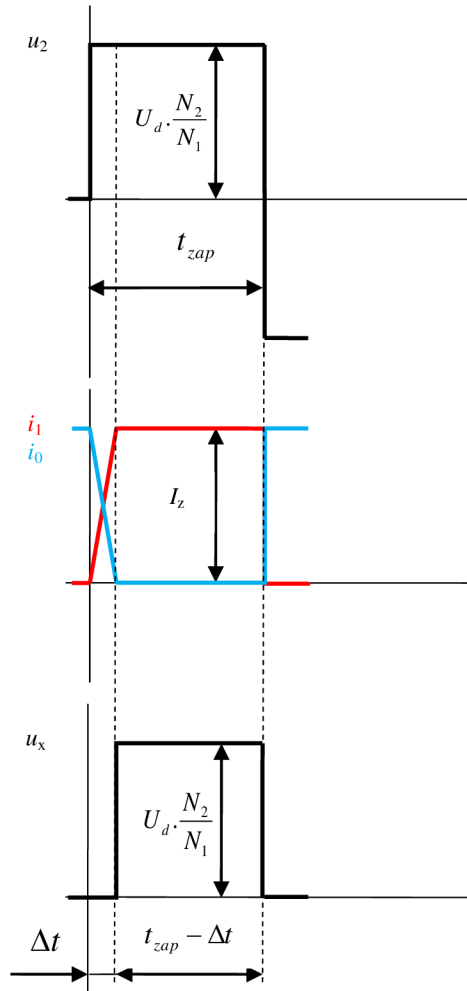


Obr. 24: Zjednodušené zapojení měniče s parazitní indukčností transformátoru vyjádřené na sekundární straně

Tento parazitní jev se projevuje v době komutace proudu z nulové diody na usměrňovací diodu (po sepnutí tranzistorů T_H a T_D). Jev lze popsat takto: Při zapnutí tranzistorů je usměrňovací dioda D_U polarizována propustně a začíná jí procházet proud i_1 . Ten však nedosáhne skokově hodnoty I_Z , ale právě díky rozptylové indukčnosti transformátoru k této hodnotě narůstá postupně (lineárně). Během nárůstu tohoto proudu klesá současně proud i_0 nulovou diodou D_0 , protože součet proudů i_1 a i_0 musí být roven konstantnímu proudu I_Z (přítomnost výstupní tlumivky):

$$I_Z = i_0 + i_1 \quad (74)$$

Dokud proud i_1 nevzroste na I_Z tj. dokud i_0 neklesne na nulu, je D_0 stále otevřená a napětí u_x je v této době tedy teoreticky nulové, prakticky jde o malé záporné napětí (prahové napětí otevřené diody D_0). Proto v době komutace proudu mezi oběma diodami je prakticky celé sekundární napětí přítomno na L_{R2} a nárůst proudu i_1 a pokles proudu i_0 jsou tedy lineární. Výsledkem celé situace je zúžení pulzů u_x o dobu Δt a tedy pokles střední hodnoty výstupního napětí, viz Obr. 25.

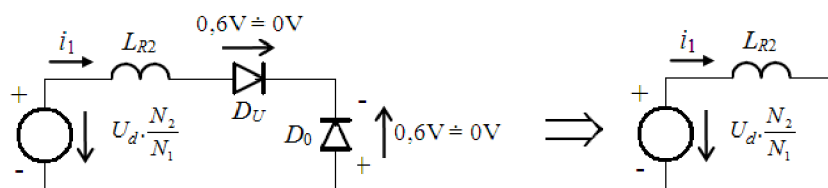


Obr. 25: Vliv rozptylu transformátoru na výsledné výstupní napětí

Zúžení Δt bude přímo úměrné velikosti zatěžovacího proudu I_Z , protože strmota nárůstu i_1 je konstantní – daná velikostí sekundárního napětí a rozptylovou indukčností L_{R2} . Pokles výstupního napětí bude tedy větší při větším zatěžovacím proudu. Rozptyl tedy způsobuje „napětíovou měkkost“ zdroje a lze vypočítat ekvivalentní vnitřní odpor R_i reprezentující tento jev. Lze jistě napsat:

$$U_Z = U_{Z0} - R_i \cdot I_Z \quad (75)$$

Kde U_Z je skutečné výstupní napětí a U_{Z0} je výstupní napětí bez vlivu rozptylu. Na Obr. 26 je zjednodušený obvod v momentě spínání tranzistorů, kdy se projevuje námi popisovaný parazitní jev.



Obr. 26: Náhradní zapojení sekundární strany měniče v momentě sepnutí tranzistorů

Z pravého schématu na Obr. 26 je zřejmé:

$$\frac{I_Z}{\Delta t} = \frac{U_d \frac{N_2}{N_1}}{L_{R2}} \Rightarrow \Delta t = \frac{I_Z \cdot L_{R2}}{U_d \frac{N_2}{N_1}} \quad (76)$$

Výstupní napětí U_Z je střední hodnotou napětí u_x , viz Obr. 25:

$$U_Z = \frac{t_{zap} - \Delta t}{T} U_d \frac{N_2}{N_1} \quad (77)$$

Když víme, že střída s je poměr času sepnutí tranzistoru t_{zap} k periodě spínání T tranzistorů, lze vztah dále upravit:

$$U_Z = U_d \frac{N_2}{N_1} s - \frac{\Delta t}{T} U_d \frac{N_2}{N_1} = U_{Z0} - \frac{\Delta t}{T} U_d \frac{N_2}{N_1} \quad (78)$$

Poté dosadíme za Δt vztah (76):

$$U_Z = U_{Z0} - \frac{I_Z L_{R2}}{U_d \frac{N_2}{N_1}} \frac{1}{T} U_d \frac{N_2}{N_1} \quad (79)$$

Po úpravě dostaneme (místo periody T použita frekvence f):

$$U_Z = U_{Z0} - L_{R2} f I_Z \quad (80)$$

Formálním srovnáním rovnic (75) a (80) lze vyjádřit ekvivalentní vnitřní odpor:

$$R_i = L_{R2} f \quad (81)$$

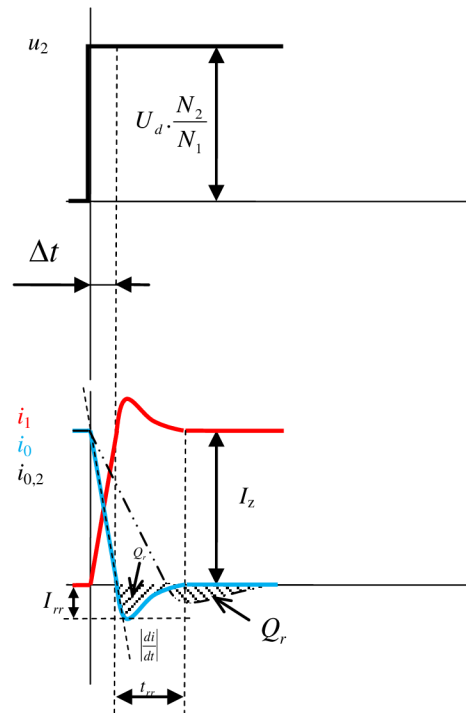
Ze vztahu (81) je patrné, že úbytek výstupního napětí měniče (při konstantním proudu a střídě spínání) bude růst se zvětšující se spínací frekvencí a rozptylovou indukčností transformátoru.

6.2 Zpětný zotavovací proudový překmit nulových diod výstupního usměrňovače (Reverse recovery)

V době komutace proudů i_1 a i_0 ve výstupním usměrňovači klesá proud i_0 se strmostí definovanou sekundárním napětím a rozptylovou indukčností. Po dokončení komutace se na D_0 objeví napětí v závěrném směru (kladný užitečný pulz napětí u_x). Dioda D_0 ovšem ještě není zotavená, a proto jí v krátké době bezprostředně po zániku i_0 začne procházet proud opačné polaritě (dioda ještě neobnovila své blokovací schopnosti). Jelikož stále platí vztah (74), projeví se tento proudový impulz i v průběhu proudu i_1 jako proudový překmit, viz Obr. 27. Jedná se o známý jev zpětného zotavení diody (reverse recovery).

Amplituda překmitu je tím větší, čím je větší strmost di/dt (čím je menší parazitní rozptylová indukčnost transformátoru) a čím větší je Q_r („reverse recovery charge“ diody). Proudový překmit dosahující velké hodnoty může způsobovat překračování opakovatelného špičkového proudu diody D_1 , ale především způsobuje dynamické ztráty na diodě D_0 – v době zotavení t_{rr} je totiž na ní přítomen velký okamžitý ztrátový

výkon. Praktické pokusy ukázaly, že v konstruovaném měniči s konkrétními parametry (viz kap. 7) nelze proto použít běžné křemíkové tzv. ultra-rychlé vysokonapěťové diody.



Obr. 27: Vliv rozptylu transformátoru na velikost proudového překmitu na nulové diodě

Snížení strmosti proudu di/dt pomocí navýšení rozptylové indukčnosti transformátoru bylo v experimentu nevhodné z důvodu nevyhovujícího nárůstu ekvivalentního vnitřního odporu, viz výše. Proto bylo nutné použít diody s menším Q_r . Byly tedy vybrány nové diody z karbidu křemíku (SiC) IDH15S120 Infineon (1200 V/15 A), které mají $Q_r = 54$ nC (tento parametr se při vzrůstající strmosti di/dt u těchto diod již nemění, viz [20]). Pro porovnání: dosud běžně používané křemíkové diody DSEP29-12A IXYS (1200 V/30 A), mají $Q_r = 500$ nC (pro $I_f = 15$ A, Q_r ještě se vzrůstající strmostí di/dt roste, viz [21]).

6.3 Dopředný zotavovací napěťový překmit na demagnetizačních diodách (Forward recovery)

Demagnetizační dioda nepřijímá při vypnutí tranzistoru pouze malý proud magnetizační, ovšem díky existenci rozptylu transformátoru přijímá zpočátku také celý velký primární proud. Potom nejvyšší možná střední hodnota proudu tekoucího demagnetizační diodou, je dána vztahem:

$$I_{DAV} = \frac{I_{\mu \max}}{2} S_{\max} + \frac{I_{C \max}}{2} \frac{\Delta t}{T} \quad (82)$$

Kde $I_{\mu \max}$ a Δt viz kap. 7.1.

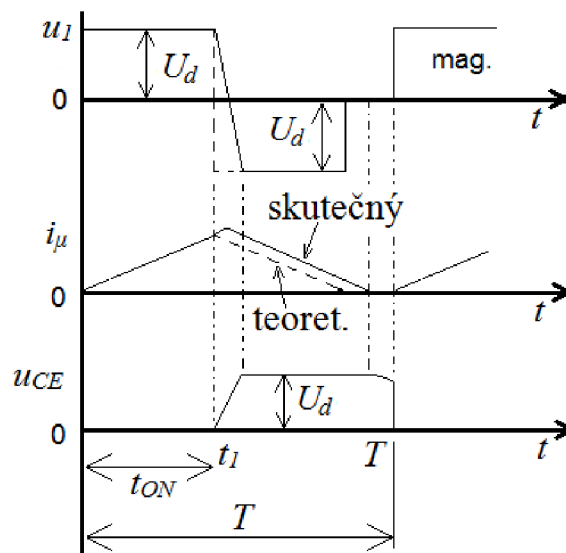
Vzhledem k velkému spínanému primárnímu proudu a velké rychlosti vypínání tranzistorů vykazuje nárůst proudu demagnetizační diodou D_D (komutační děj při

vypnutí tranzistoru) také velkou strmost di/dt . Z toho důvodu musíme demagnetizační diodu nejen dimenzovat na patřičně velký špičkový proud, ale také zaručit, aby při velké strmosti nárůstu di/dt na ní nevznikl příliš markantní napěťový překmit v propustném směru (forward recovery). Tento překmit se přičítá k překmitu na parazitní indukčnosti smyčky kondenzátor meziobvodu-tranzistor-nulová dioda a zvyšuje tedy překmit napětí kolektor-emitor vypínaného tranzistoru. Tranzistory jsou opravdu rychlé a tak je tento překmit nutno minimalizovat úzkostlivě (vedle kvalitní demagnetizační diody musíme geometricky minimalizovat parazitní indukčnosti a musíme použít baterii kvalitních bezindukčních sítkových kondenzátorů v meziobvodu).

Křemíkové diody opět nevyhoví (napěťový překmit v okamžiku jejich otevření až 100 V). Jako demagnetizační diody byly v experimentu použity opět rychlé progresivní diody z materiálu karbidu křemíku (SiC) IDH15S120 Infineon (1200 V/15 A). Diody SiC vykazují zanedbatelný „forward recovery“ jev a proudově jsou dimenzovány dostatečně. Bylo dokonce použito několik kusů paralelně. Sníží-li se totiž proud každou z nich, sníží se logicky také strmost di/dt a tím i napěťový překmit. Praktické pokusy ukázaly vhodnost tohoto řešení.

6.4 Zpomalení demagnetizace impulzního transformátoru vlivem parazitní kapacity tranzistorů kolektor-emitor

Tento jev se projevuje při chodu měniče naprázdno. Jeho podstata je patrná z Obr. 28. V době zapnutí tranzistorů narůstá magnetizační proud z nuly na hodnotu $I_{\mu max}$. V teoretické představě činnosti měniče by se pak v okamžiku vypnutí měly otevřít nulové diody, jimiž by magnetizační proud dále protékal. Napětí na primárním vinutí by proto změnilo polaritu a ihned po vypnutí by tak započala demagnetizace (lineární pokles magnetizačního proudu zpět na nulu).



Obr. 28: Důležité průběhy pro vysvětlení zpomalení demagnetizace transformátoru způsobené parazitní kapacitou tranzistorů kolektor-emitor

Ovšem v reálné situaci musí po vypnutí tranzistorů nejprve dojít k nabití jejich parazitních kapacit kolektor-emitor (a k vybití parazitních kapacit demagnetizačních

diod) právě pouze zmíněným malým magnetizačním proudem. Dokud se kapacity tranzistoru C_{CE} nenabijí na plnou hodnotu napětí meziobvodu, nemohou se demagnetizační diody otevřít. Dokud nedosáhne napětí na C_{CE} poloviny napětí meziobvodu, magnetizační proud dokonce dále narůstá (ačkoliv tranzistory jsou již vypnuty). Díky popisovanému jevu dochází ke zpomalení procesu demagnetizace – viz Obr. 28.

Popsaný jev způsobuje nutnost snížit maximální dovolenou střidu spínání tranzistorů pod teoretickou mez 0,5. Při chodu pod zátěží jev vymizí, protože díky existenci rozptylu transformátoru se po vypnutí tranzistorů nabíjí parazitní kapacity nikoliv jen malým magnetizačním proudem, ale plným primárním pracovním proudem.

Pokud bychom nenechali při chodu naprázdno magnetizační proud klesnout k nule (střída blízká 0,5), došlo by v další periodě sice k navýšení jeho maximální hodnoty, ale parazitní kapacity by se tedy již po vypnutí nabíjely rychleji a zpomalení demagnetizace by se tak zmenšovalo. Díky této automatické záporné zpětné vazbě by tedy nemuselo dojít k lavinovému nárůstu magnetizačního proudu (havárie), ale ustálil by se určitý ss offset – s následkem přesycování jádra transformátoru. Vlivem toho by tedy při chodu naprázdno v jádře vznikaly zbytečně větší hysterezní ztráty.

Omezení střidy (pro zabránění vzniku tohoto jevu) je nepříjemné, protože způsobuje logicky snížení maximálního dosažitelného napětí (výkonu) měniče. Čím je spínací kmitočet vyšší, tím více se při dané velikosti kapacit a magnetizačního proudu musí střída snižovat a dochází tak tím více ke snížení maximálního dosažitelného výstupního napětí. Proto je v těchto případech někdy nutné přistoupit k umělému zvýšení magnetizačního proudu např. zapojením přídavné cívky paralelně k primárnímu vinutí transformátoru (je nutné zapojit diodu do série s touto cívkou pro zabránění vzniku okruhových proudů).

6.5 Elektromagnetická odolnost řídicích a budicích obvodů (EMS)

Díky existenci uzlů zapojení silového obvodu s pulzním napětím s extrémní strmostí du/dt dochází k injektování impluzních rušivých proudů do řídicích obvodů přes parazitní kapacitní vazby. Dalším mechanismem vniku rušení je rozptylové magnetické pole tlumivek, transformátorů a přídavných cívek (použitých pro mírné zvýšení rozptylu transformátoru, viz kap. 7.1.4). Spektrum pulzních napětí a proudů v silovém obvodu zasahuje bohužel až do oblasti desítek MHz a hrozí tedy i rušení vyzařováním elektromagnetických vln (některé vodiče silového obvodu jsou parazitními vysílacími anténami).

Je důležité zajistit minimální parazitní kapacitu budičů výkonových tranzistorů. Dále je potřebné minimalizovat montážní parazitní kapacitu mezi řídicími obvody a obvodem silovým. Nezbytné je umístění řídicích obvodů do ukostřeného stínícího krytu. Rovněž rozvody napájení jsou kritické, je nutné používání soufázových tlumivek pro omezení nežádoucích vf proudů. Topologie propojení zemí a provedení rozvodu napájení je složitou úlohou, jejíž teoretické uchopení je často možné jen částečně a vyžaduje nakonec i empirická doladění.

Související konkrétní podrobnosti budou uvedeny v popisu realizace zkušebního vzorku, viz následující kap. 7.

7 Návrh a realizace funkčního vzorku

Ověření funkčnosti zvolené koncepce bylo provedeno na navrženém a poté realizovaném funkčním vzorku.

Parametry navrhovaného měniče jsou uvedeny v Tab. 4. Jak již bylo uvedeno, měnič je napájen z klasické 3-fázové sítě 3x400 V / 50 Hz.

Tab. 4: Požadované parametry měniče (1 modul)

P [kW]	Výstupní výkon	16
U [V]	Výstupní napětí	160
I [A]	Výstupní proud	100
U_{in} [V]	Vstupní napětí (standardní 3-fázová síť 50 Hz)	3x400
f [kHz]	Spínací frekvence	100
m [kg]	Požadovaná hmotnost cca	25

7.1 Návrh a realizace silového obvodu

Jak již bylo uvedeno, modul měniče se skládá ze dvou dílčích jednočinných propustných měničů (celkové zapojení silové části měniče je uvedeno na Obr. 17). Vstupy měničů jsou zapojeny do série na napěťový meziobvod. Výstupy jsou zapojeny paralelně (každý měnič má svou tlumivku a nulovou diodu). Tato koncepce a současné spínání obou jednočinných můstkových propustných měničů nám zajišťuje rovnoměrné rozdělení napětí v děleném stejnosměrném meziobvodu, jak je podrobněji popsáno v kap. 4.

Výstupní výkon modulu (sestaveného pro účely ověření správné funkce použité topologie) byl zvolen 16 kW. Moduly lze podle potřeby spojovat pro navýšení výkonu. Po úpravě vysokofrekvenčního transformátoru a sekundárního usměrňovače tato koncepce měniče může pracovat s jinými výstupními hodnotami napětí a proudu.

V následujícím textu přistoupíme k návrhu jednotlivých částí silového obvodu.

7.1.1 Dimenzování tranzistorů

Aby bylo dosaženo max. výstupního napětí $U = 160$ V při uvažované maximální střídě $s_{max} = 0,45$, bude převodový poměr transformátoru:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{U}{\frac{U_d}{2} s_{max}} = \frac{160}{280 \cdot 0,45} = 1,3 \quad (83)$$

U transformátoru je nutné uvažovat větší převod, než který byl vypočítán v rovnici (83), důvodem je zúžení sekundárních napěťových pulzů (při plném výstupním proudu) způsobené rozptylovou indukčností transformátoru. Bude tedy zatím uvažován převod 1,8.

$$I_{C \max} = \frac{I N_2}{2 N_1} = \frac{100}{2} \cdot 1,8 = 90 \text{ A} \quad (84)$$

Efektivní hodnota pak při plné střídě bude:

$$I_{CRMS} = I_{C \max} \sqrt{s_{\max}} = 90 \cdot \sqrt{0,45} = 60 \text{ A} \quad (85)$$

Jak již bylo uvedeno, k realizaci budou použity tranzistory Cool-MOS v pouzdře TO-247 (typ SPW47N60CFD od výrobce Infineon). Na místě každého spínače v Obr. 17 použijeme vždy 3 ks těchto tranzistorů paralelně. Základní parametry jednoho tranzistoru jsou uvedeny v Tab. 2. Díky paralelní kombinaci tří tranzistorů vznikne dostatečná proudová rezerva a sníží se celkový odpor kanálu $R_{DS(on)}$ a tím i ztráty vedením.

Pro přepínací ztráty na jednom spínači (paralelní trojice tranzistorů), pak můžeme napsat:

$$P_{Csw} = \frac{(t_{on} + t_{off}) \frac{U_d}{2} I_{C \max}}{4} f = \frac{(60 \cdot 10^{-9} + 115 \cdot 10^{-9}) \cdot 280 \cdot 90}{4} \cdot 100 \cdot 10^3 = 110 \text{ W} \quad (86)$$

Pro ztráty vedením na jednom spínači (paralelní trojice tranzistorů) pak můžeme napsat:

$$P_{Con} = \frac{R_{DS(on)}}{3} I_{CRMS}^2 = \frac{0,083}{3} \cdot 60^2 = 100 \text{ W} \quad (87)$$

Celkové ztráty (ztráty vedením + přepínací ztráty) na všech čtyřech spínačích pak budou:

$$P_C = 4(P_{Csw} + P_{Con}) = 4 \cdot (110 + 100) = 840 \text{ W} \quad (88)$$

7.1.2 Dimenzování primárních demagnetizačních diod

Díky existenci rozptylu transformátoru je nutné uvažovat, že demagnetizační diody nepřejímají při vypnutí tranzistorů pouze malý magnetizační proud, ale zpočátku přejímají celý velký primární proud. Vzhledem k velké rychlosti vypínání tranzistorů a vypínání velkého primárního proudu dochází na demagnetizačních diodách k velké strmosti nárůstu proudu (velká strmost di/dt). Z tohoto důvodu je nutné demagnetizační diodu navrhovat na maximální špičkový proud a také zajistit, aby velká strmost di/dt nezpůsobila velký napěťový překmit v propustném směru (forward recovery – tento parazitní jev byl vysvětlen v kap. 6.3).

Jako demagnetizační diody byly zvoleny nové diody z materiálu SiC (typ IDH15S120 od výrobce Infineon). Na místě každé nulové diody v Obr. 17 použijeme vždy 3 ks těchto diod paralelně. Základní parametry jedné diody jsou uvedeny v Tab. 1. Díky paralelní kombinaci tří diod je proudová rezerva dostatečná, diody SiC také vykazují zanedbatelný parazitní jev „forward recovery“. Praktické testy prokázaly, že klasické křemíkové diody díky svým špatným dynamickým vlastnostem v daném náročném zapojení neobstojí.

Nejvyšší možná střední hodnota proudu protékající trojicí demagnetizačních diod (tj. jednou ideovou diodou v Obr. 17) bude s uvážením vlivu rozptylu:

$$I_{DAV} = \frac{I_{\mu \max}}{2} s_{\max} + \frac{I_{C \max}}{2} \frac{\Delta t}{T} = \frac{1,26}{2} \cdot 0,45 + \frac{90}{2} \frac{0,86 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^{-6}} = 4,2 \text{ A} \quad (89)$$

Kde $I_{\mu \max}$ a Δt viz kap. 7.1.4.

Potom můžeme pro ztrátový výkon na trojici demagnetizačních diod napsat:

$$P_D = U_F \cdot I_{DAV} = 1,7 \cdot 4,2 = 7,1 \text{ W} \quad (90)$$

Kde U_F je prahové napětí diody, které uvádí výrobce v katalogovém listu, u použité SiC diody je poměrně vysoké (cca 1,7 V, viz Tab. 1). Každá z trojice diod je tedy namáhána výkonem cca 2,4 W, a proto jsou diody (TO-220) raději opatřeny malými chladiči.

Celkové ztráty na všech demagnetizačních diodách měniče tedy budou:

$$P_{D, \text{celk}} = 4 \cdot P_D = 4 \cdot 7,1 = 28,4 \text{ W} \quad (91)$$

7.1.3 Výpočet RCD členů pro snížení du/dt při vypínání tranzistorů

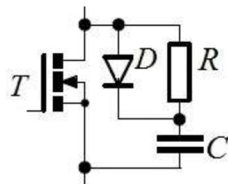
Ke spínačům je paralelně připojen RCD člen, jak je uvedeno na Obr. 17. RCD člen není použit za účelem odlehčování vypínacího děje, pouze má zmenšit strmost du/dt při vypínání a tím předejít problémům s EMC. Dalším cílem je snížení rizika vzniku „ringingu“ v obvodu kolektoru a snížení napěťového překmitu na vypínajícím se tranzistoru. Odlehčující efekt je zanedbatelný (malá kapacita kondenzátorů), jak ukazuje následující výpočet času nabíjení kondenzátoru RCD členu z 0 na 280 V (při plném proudu 90 A):

$$t_{\text{charge}} = \frac{U_d}{I_{C \max}} C = \frac{280}{90} \cdot 3,3 \cdot 10^{-9} = 10,3 \text{ ns} \quad (92)$$

Kde $C = 3,3 \text{ nF}$ (zvolená hodnota kapacity).

Strmost napětí du/dt při vypínání je tedy omezena na hodnotu:

$$\frac{du}{dt} = \frac{U_d}{t_{\text{charge}}} C = \frac{280}{10,3 \cdot 10^{-9}} = 27,2 \text{ kV}/\mu\text{s} \quad (93)$$



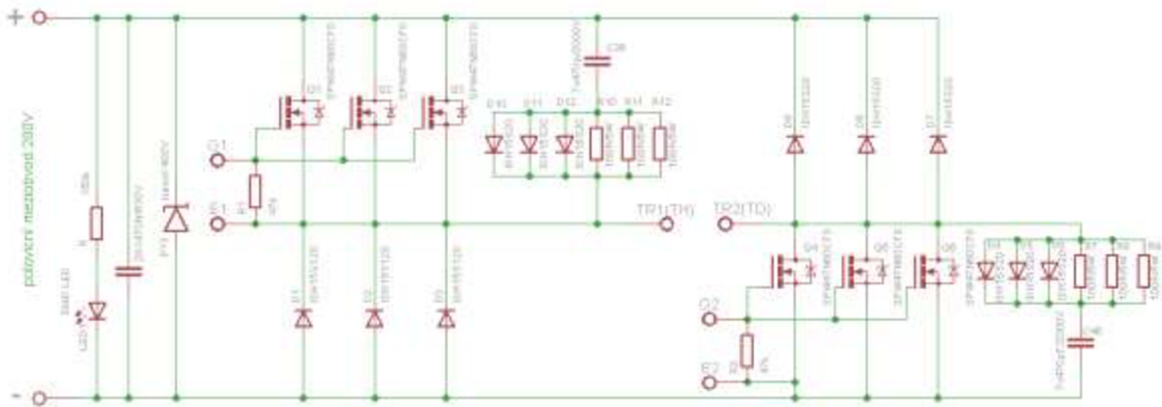
Obr. 29: RCD člen pro Cool-MOS tranzistor

Dále můžeme vypočítat ztrátový výkon na odporu R:

$$P_R = f \frac{1}{2} C \left(\frac{U_d}{2} \right)^2 = 100 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{2} \cdot 3,3 \cdot 10^{-9} \cdot (280)^2 = 13 \text{ W} \quad (94)$$

Tato ztráta je již poměrně značná, proto nebyla volena hodnota kapacity vyšší. Hodnota odporu byla zvolena 50Ω . Přídavný proud při sepnutí tranzistoru je tedy pouze $280 \text{ V}/50 \Omega = 5,6 \text{ A}$. Ve skutečné realizaci má každý tranzistor s paralelní trojice svůj odpor (hodnota 150Ω) a diodu (opět dioda SiC typ: IDH15S120).

Celkové skutečné zapojení primárních obvodů jednoho měniče (v jednom polovičním meziobvodu) je na následujícím obrázku:



Obr. 30: Skutečné zapojení primárních obvodů měniče

Základní modul měniče obsahuje dvě desky zapojené podle Obr. 30. V zapojení je umístěn Transil 400 V (D13), který slouží jako poslední ochrana proti přepětí v polovičním meziobvodu. Transil je v obvodu použit pro případ, kdy by selhala ochrana elektronická. V zapojení je přítomna i LED dioda signalizující přítomnost napětí v meziobvodu. Ke svorkám TR1 a TR2 je připojeno primární vinutí impulzního transformátoru.



Obr. 31: Fotografie desky primárních obvodů zapojené podle Obr. 30 (fotografováno před dokončením, některé součástky proto na snímku chybí)

7.1.4 Návrh vysokofrekvenčního impulzního transformátoru

Aby byl minimalizován rozptýl, byl realizován toroidní transformátor. Jak již bylo uvedeno, díky válcovému tvaru transformátoru lze následně využít jádro i pro výstupní

vyhlazovací tlumivku (dojde k podstatnému zmenšení zastavěného prostoru a snížení hmotnosti).

K realizaci jádra byl použit standardní feritový materiál pro výkonové aplikace (CF138). Bylo vybráno toroidní jádro Lj T4919/CF138 (rozměry jádra jsou uvedeny v Tab. 5). Pro spínací frekvenci 100 kHz dovolíme maximální hodnotu magnetické indukce $B_m = 0,21$ T.

Tab. 5: Základní parametry toroidního jádra Lj T4919/CF138

d_1 [mm]	Vnitřní průměr	31,8
d_2 [mm]	Vnější průměr	49
v [mm]	Výška jádra	19
S_{Fe1} [mm ²]	Průřez jádra	161
A_1 [μH]	Magnetická vodivost jádra	3,45
P_{href} [kW/m ³]	Měrné hysterezní ztráty (100kHz, 20°C)	730
V_1 [mm ³]	Objem jádra	19796

Jádro transformátoru složíme z 6 ks jednotlivých toroidů slepených do tvaru válce. Průřez jádra transformátoru tedy bude:

$$S_{Fe} = 6S_{Fe1} = 6 \cdot 161 = 966 \text{ mm}^2 \quad (95)$$

Potřebný počet primárních závitů (aby nedocházelo k překročení maximální zvolené indukce) pak bude:

$$N_1 = \frac{\frac{U_{d\max}}{2} s_{\max}}{S_{Fe} B_m f} = \frac{\frac{622}{2} 0,45}{966 \cdot 10^{-6} \cdot 0,21 \cdot 100 \cdot 10^3} = 7 \quad (96)$$

Kde hodnota $U_{d\max} = 622$ V odpovídá maximální hodnotě usměrněného sdruženého napětí sítě s možným přepětím 10%.

Dále je nutné zvolit proudovou hustotu primárního vinutí, volíme tedy 3,5 A/mm². Průřez mědi primárního vinutí pak bude:

$$S_{Cul} = \frac{I_{CRMS}}{J_1} = \frac{60}{3,5} = 17,2 \text{ mm}^2 \quad (97)$$

Z důvodu skin efektu je vodič vinut z vysokofrekvenčního lanka. Hloubka vniku na kmitočtu 100 kHz je přibližně:

$$\sigma = \frac{65}{\sqrt{f}} = \frac{65}{\sqrt{100 \cdot 10^3}} = 0,2 \text{ mm} \quad (98)$$

U vysokofrekvenčního lanka nesmí být tedy průměr jednotlivých drátů větší než cca 0,4 mm. Bylo použito lanko Rupalit Classic 300x0,2 mm (s izolací 3x Myllar od výrobce Pack Feindrahte) s průřezem 9,4 mm². Vinutí bylo realizováno dvojitě tj. 2x7 závitů.

Průřez primárního vinutí je tedy 2x9,4 mm² = 18,8 mm². Proudová hustota primárního vinutí tedy bude:

$$J_1 = \frac{I_{CRMS}}{S_{Cu1}} = \frac{60}{18,8} = 3,19 \text{ A/mm}^2 \quad (99)$$

Dále můžeme vypočítat počet závitů sekundárního vinutí:

$$N_2 = N_1 \frac{N_2}{N_1} = 7 \cdot 1,8 = 13 \quad (100)$$

Efektivní hodnota proudu v sekundárním vinutí bude:

$$I_{2RMS} = \frac{I}{2} \sqrt{s_{\max}} = \frac{100}{2} \cdot \sqrt{0,45} = 34 \text{ A} \quad (101)$$

Sekundární vinutí bylo realizováno z vysokofrekvenčního lanka Rupalit Classic 300x0,2 mm (od výrobce Pack Feindrahte) s průřezem 9,4 mm². Proudová hustota v sekundárním vinutí bude:

$$J_2 = \frac{I_{2RMS}}{S_{Cu2}} = \frac{34}{9,4} = 3,6 \text{ A/mm}^2 \quad (102)$$

Ztráty v primárním vinutí P_1

Nejprve určíme délku vodiče primárního vinutí. Při výpočtu uvažujeme rozměry jádra transformátoru (jádro je složeno z 6 paralelně řazených toroidních jader o rozměrech viz Tab. 5). Celková výška jádra transformátoru je pak cca 120 mm. Dále je nutné určit délku čela vinutí, která je cca 16 mm. Můžeme tedy napsat následující vztah pro výpočet délky primárního vinutí:

$$l_1 = N_1 \cdot 2 \cdot (16 + 120) = 7 \cdot 2 \cdot (16 + 120) = 1904 \text{ mm} \quad (103)$$

Dále můžeme stanovit odpor vinutí:

$$R_{Cu1} = \rho_{Cu(20^\circ\text{C})} \frac{l_1}{S_{Cu1}} = 0,0178 \frac{1,904}{18,8} = 1,8 \text{ m}\Omega \quad (104)$$

Pak ztráty v primárním vinutí jsou:

$$P_1 = R_{Cu1} I_{CRMS}^2 = 1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 60^2 = 6,5 \text{ W} \quad (105)$$

Ztráty v sekundárním vinutí P_2

Průměrná délka sekundárního vinutí je:

$$l_2 = N_2 \cdot 2 \cdot (16 + 140) = 13 \cdot 2 \cdot (16 + 140) = 4056 \text{ mm} \quad (106)$$

Dále můžeme stanovit odpor vinutí:

$$R_{Cu2} = \rho_{Cu(20^\circ\text{C})} \frac{l_2}{S_{Cu2}} = 0,0178 \frac{4,056}{9,4} = 7,7 \text{ m}\Omega \quad (107)$$

Pak ztráty v sekundárním vinutí jsou:

$$P_2 = R_{Cu2} I_{2RMS}^2 = 7,7 \cdot 10^{-3} \cdot 34^2 = 8,9 \text{ W} \quad (108)$$

Hysterezní ztráty v jádře P_h

Jak již bylo uvedeno v Tab. 5, měrné hysterezní ztráty $p_{href} = 730 \text{ kW/m}^3$ (udávaná hodnota při pracovním kmitočtu 100 kHz, teplotě 20 °C a při zdvihu indukce

$\Delta B_{ref} = 0,4 \text{ T}$). V našem případě při zdvihu indukce $B_m = 0,21 \text{ T}$ budou pak hysterezní ztráty ve feritovém jádře:

$$P_h = \left(\frac{B_m}{\Delta B_{ref}} \right)^2 P_{href} = \left(\frac{0,21}{0,4} \right)^2 \cdot 730 = 201 \text{ kW/m}^3 \quad (109)$$

Celkový objem šesti použitých toroidních jader je (katalogová hodnota objemu jednoho toroidního jádra je uvedena v Tab. 5):

$$V = 6V_1 = 6 \cdot 19796 = 118776 \text{ mm}^3 = 118 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3 \quad (110)$$

Pak tedy budou hysterezní ztráty v jádře:

$$P_h = p_h V = 201 \cdot 10^3 \cdot 118 \cdot 10^{-6} = 23,7 \text{ W} \quad (111)$$

Celkové ztráty v transformátoru P_{Tr}

Celkové ztráty v transformátoru jsou pak:

$$P_{Tr} = P_1 + P_2 + P_h = 6,5 + 8,9 + 23,7 = 39,1 \text{ W} \quad (112)$$

Vzhledem k tomu že prostorem kolem transformátoru bude protékat část objemu vzduchu od výkonného ventilátoru (určeného především pro chlazení polovodičových prvků), není nutné se obávat problematického chlazení.

Výpočet magnetizačního proudu

Magnetická vodivost jádra je (6 paralelně řazených toroidů):

$$\Lambda = 6\Lambda_1 = 6 \cdot 3,45 = 20,7 \mu\text{H} \quad (113)$$

Dále můžeme spočítat indukčnost primárního vinutí:

$$L_1 = N_1^2 \Lambda = 7^2 \cdot 20,7 \cdot 10^{-6} = 1 \text{ mH} \quad (114)$$

Potom bude tedy špičková hodnota magnetizačního proudu:

$$I_{\mu\text{max}} = \frac{U_d}{2} \frac{s_{\text{max}}}{L_1 f} = \frac{280 \cdot 0,45}{1 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^3} = 1,26 \text{ A} \quad (115)$$

Posouzení vlivu rozptylu

Jedním z cílů práce je také posouzení vlivu rozptylové parazitní indukčnosti transformátoru. Jak již bylo uvedeno, parazitní rozptyl nám také díky eliminaci strmosti di/dt potlačuje další nežádoucí jevy, mezi které patří: omezení zapínacích ztrát tranzistorů, eliminace komutačních zkratů v sekundárním usměrňovači a eliminace napěťových překmitů v tomto usměrňovači. Je proto nutné najít vhodný kompromis. Z tohoto důvodu byl u námi sestaveného funkčního vzorku uměle zvětšen rozptyl transformátoru pomocí přídavné cívky zapojené do série s primárním vinutím transformátoru.

Na funkčním vzorku byla naměřená primární rozptylová indukčnost transformátoru $L_{R1} = 1 \mu\text{H}$. Jak již bylo uvedeno, z důvodu umělého zvětšení rozptylu, tedy zmenšení strmosti di/dt , byla zařazena cívka s indukčností $1,6 \mu\text{H}$ do série s primárním vinutím. Celková rozptylová indukčnost primárního vinutí je tedy $2,6 \mu\text{H}$.

Můžeme tedy vypočítat velikost parazitní rozptylové indukčnosti převedené na sekundární stranu transformátoru:

$$L_{R2} = L_{R1} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 = 2,6 \cdot 10^{-6} \cdot \left(\frac{13}{7} \right)^2 = 8,9 \mu H \quad (116)$$

Dále můžeme vyjádřit maximální strmost di/dt při plném sekundárním proudu po zapnutí tranzistorů:

$$\frac{di}{dt} = \frac{\frac{U_d}{2} \frac{N_2}{N_1}}{L_{R2}} = \frac{560}{8,9 \cdot 10^{-6}} \frac{13}{7} = 58 \text{ A} / \mu s \quad (117)$$

Zkrácení doby zapnutí na sekundární straně pak bude:

$$\Delta t = \frac{L_{R2}}{\frac{U_d}{2} \frac{N_2}{N_1}} I_L = \frac{L_{R2}}{\frac{U_d}{2} \frac{N_2}{N_1}} \frac{I}{2} = \frac{I}{2 \frac{di}{dt}} = \frac{100}{2 \cdot 58} = 0,86 \mu s \quad (118)$$

Toto zkrácení způsobí pokles výstupního napětí při zatížení. Maximální střída zmenšená na sekundární straně vlivem rozptylu totiž je:

$$s_r = s_{\max} - \frac{\Delta t}{T} = s_{\max} - f \Delta t = s_{\max} - f \frac{L_{R2}}{\frac{U_d}{2} \frac{N_2}{N_1}} I_L \quad (119)$$

Výpočet zmenšeného výstupního napětí pak je:

$$U_r = \frac{U_d}{2} \frac{N_2}{N_1} s_r = \frac{U_d}{2} \frac{N_2}{N_1} \left(s - \frac{L_{R2}}{\frac{U_d}{2} \frac{N_2}{N_1}} f I_L \right) = \frac{U_d}{2} \frac{N_2}{N_1} s - L_{R2} f I_L = U_0 - R_i I_L \quad (120)$$

Kde R_i je ekvivalentní vnitřní odpor způsobený rozptylem:

$$R_i = L_{R2} f = 8,9 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3 = 0,89 \Omega \quad (121)$$

Při plném výstupním proudu měniče $I = 100 \text{ A}$, tedy $I_L = 50 \text{ A}$ je tedy úbytek měniče na tomto vnitřním odporu:

$$\Delta U_{OUT} = R_i I_L = 0,89 \cdot 50 = 45 \text{ V} \quad (122)$$

Napětí usměrňovače naprázdno bude:

$$U_{OUT,0} = \frac{U_d}{2} \frac{N_2}{N_1} s_{\max} = 280 \cdot \frac{13}{7} \cdot 0,45 = 234 \text{ V} \quad (123)$$

Napětí usměrňovače při plném proudu pak bude:

$$U_{OUT,r} = U_{OUT,0} - \Delta U_{OUT} = 234 - 45 = 189 \text{ V} \quad (124)$$

Napětí na výstupu měniče poklesne z hodnoty na prázdko 234 V na hodnotu 189 V při plném proudu.

7.1.5 Návrh výstupního LC filtru

Výstupní tlumivky

Velikost těchto tlumivek je závislá na povoleném zvlnění výstupního proudu (uvažováno špička-špička). Každý z obou měničů (spojených na výstupu paralelně, jak je uvedeno na Obr. 17) pracuje s výstupním proudem $I_L = 50$ A. Dovolené zvlnění výstupního proudu bylo zvoleno 50%, tedy $\Delta I = 25$ A. Tak velké zvlnění bylo zvoleno z důvodu požadavku co nejmenší hmotnosti a rozměrů celého měniče. Pak bude indukčnost výstupní tlumivky:

$$L = \frac{\left(\frac{U_d}{2} \frac{2N_2}{N_1} - U \right) S_{\max}}{\Delta I f} = \frac{\left(280 \cdot \frac{2 \cdot 13}{7} - 160 \right) 0,45}{25 \cdot 100 \cdot 10^3} = 158 \mu H \quad (125)$$

Byla navinuta vzduchová válcová cívka s vnitřním (světlym) průměrem 72 mm a délkou cca 120 mm. Ta byla potom nasazena na výkonový transformátor. Jeho jádro bude tedy magnetizováno vlivem vinutí transformátoru a navíc v kolmém směru – ve směru osy válce sestaveného z toroidů – vlivem vinutí tlumivky. Díky vzájemné kolmosti obou magnetických toků nemá vinutí tlumivky s vinutími transformátoru žádnou vazbu, což je žádoucí. Dojde ovšem k dvojitému využití jádra a tedy k úspoře ceny a hmotnosti.

Bylo prakticky zjištěno, že pro dosažení indukčnosti 158 μH je nutné, aby popisovaná cívka měla počet závitů N_{tl} cca 30 (dvě vrstvy po 15 závitěch).

Tlumivka byla vinuta plochým smaltovaným vodičem 7x2 mm. Pak proudová hustota bude:

$$J_{tl} = \frac{I_L}{S_{Cu,tl}} = \frac{50}{14} = 3,6 \text{ A/mm}^2 \quad (126)$$

Tato proudová hustota je vyhovující.

Výpočet ztrát vedením v tlumivce

Pro výpočet je nutné znát střední průměr závitů tlumivky, který je cca $d_{tl} = 74$ mm. Z kterého pak délka vodiče bude:

$$l_{tl} = N_{tl} \pi d_{tl} = 30 \pi \cdot 0,074 = 7 \text{ m} \quad (127)$$

Odpor vinutí tlumivky pak bude:

$$R_{tl} = \rho \frac{l_{tl}}{S_{Cu}} = 0,0178 \frac{7}{14} = 8,9 \text{ m}\Omega \quad (128)$$

Úbytek napětí na tlumivce:

$$\Delta U_{tl} = R_{tl} I_L = 0,0089 \cdot 50 = 0,445 \text{ V} \quad (129)$$

Potom ztrátový výkon na vinutí bude:

$$P_{Cu} = \Delta U I_L = 0,445 \cdot 50 = 22,3 \text{ W} \quad (130)$$

Kontrola sycení feritového jádra

Jak již bylo uvedeno, jádro je syceno jak od transformátoru, tak i v kolmém směru (na sycení od transformátoru) od tlumivky. Je tedy nutné zkontrolovat, aby výsledná velikost sycení nepřekračovala maximální hodnotu 0,35 T.

Nejdříve je nutné vypočítat sycení jádra od tlumivky, ke kterému je nutné znát čelní průřez feritového jádra LjT4919:

$$S_{\text{čela}} = \pi \left(\frac{d_2}{2} \right)^2 - \pi \left(\frac{d_1}{2} \right)^2 = \pi \left(\frac{49}{2} \right)^2 - \pi \left(\frac{31,8}{2} \right)^2 = 1092 \text{ mm}^2 \quad (131)$$

Sycení jádra od vinutí tlumivky tedy bude:

$$B_{\text{tl}} = \frac{LI_L}{N_{\text{tl}} S_{\text{čela}}} = \frac{0,158 \cdot 10^{-3} \cdot 50}{30 \cdot 1092 \cdot 10^{-6}} = 0,24 \text{ T} \quad (132)$$

Sycení od transformátoru bylo v předchozím textu zvoleno $B_m = 0,21 \text{ T}$. Nyní tedy přistoupíme k výpočtu velikosti vektoru celkového sycení feritu:

$$B_{\text{celk}} = \sqrt{B_m^2 + B_{\text{tl}}^2} = \sqrt{0,21^2 + 0,24^2} = 0,32 \text{ T} \quad (133)$$

Sycení jádra $B_{\text{celk}} = 0,32 \text{ T}$ je v pořádku.

Výstupní kondenzátor

K výstupním svorkám měniče je paralelně připojen polypropylenový svitkový bezindukční kondenzátor C_V (20 $\mu\text{F}/800 \text{ V}$). Kondenzátor slouží k vyhlazení výstupního napětí, což přispěje nejen ke zkvalitnění napěťové regulace, ale také k potlačení rušení šířeného výstupními svorkami. V případě nepoužití kondenzátoru by indukčnost zátěže a kabelů a dále indukčnosti výstupních tlumivek měniče spolu tvořily induktivní dělič. Na výstupních svorkách by se projevovaly střídavé napěťové pulzy se spínacím kmitočtem měniče 100 kHz.

Výstupní kondenzátory mohou být v některých případech namáhány celým zvlněním výstupního proudu od obou měničů. Tedy zvlněním, které má trojúhelníkový průběh s rozkmitem špička-špička $2 \times 25 \text{ A} = 50 \text{ A}$.

Efektivní hodnota proudu kondenzátorem pak bude:

$$I_{C_V} = \frac{50}{2\sqrt{3}} = 14,4 \text{ A} \quad (134)$$

Dále je ještě nutné ověřit rezonanční kmitočet LC filtru. Rezonanční frekvence musí ležet s dostatečnou rezervou pod spínacím kmitočtem měniče.

$$f_{\text{rez}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_V}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{158 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^{-6}}} = 2,83 \text{ kHz} \quad (135)$$

7.1.6 Návrh výstupního usměrňovače

Usměrňovací dioda

Nejvyšší hodnota středního proudu usměrňovací diodou bude:

$$I_{FAV,0} = \frac{I}{2} s_{\max} = \frac{100}{2} \cdot 0,45 = 22,5 \text{ A} \quad (136)$$

Ve skutečnosti bude střední proud ještě poněkud menší, důvodem je lichoběžníkový tvar proudových impulzů způsobený rozptylem transformátoru.

Výška sekundárních napěťových pulzů pak bude:

$$U_{2\max,0} = \frac{U_d}{2} \frac{N_2}{N_1} = 280 \cdot \frac{13}{7} = 520 \text{ V} \quad (137)$$

Z důvodu použití kondenzátoru na výstupních svorkách měniče, může být (při chodu naprázdno) dioda v závěrném směru namáhána dvojnásobkem výstupního napětí naprázdno (není-li omezeno regulačními obvody) tj. 1040 V.

Byla vybrána dioda SiC se závěrným napětím 1200V, navíc výstupní napětí naprázdno je regulačně omezeno na 180V. Dioda pak může být namáhána nejvýše napětím 520 V + 180 V = 700 V.

Nulová dioda

Nejvyšší hodnota středního proudu bude nulovou diodou procházet v případě chodu s plným proudem do zkratovaných výstupních svorek, v tomto případě pak hodnota středního proudu bude:

$$I_{FAV,U} = \frac{I}{2} = \frac{100}{2} = 50 \text{ A} \quad (138)$$

V tomto případě byl uvažován teoretický pesimistický vztah se střídou blížící se nule. Ve skutečnosti bude i ve zkratu díky různým úbytkům napětí střída nenulová a proud bude poněkud menší.

Dioda bude opět dimenzována na napětí 1200 V.

Z důvodu nutné minimalizace zotavovacích zkratů při velké pracovní frekvenci, je nutné použít usměrňovací i nulové diody z karbidu křemíku.

Každý usměrňovač u obou měničů bude osazen takto:

- Usměrňovací dioda – 4x IDH15S120 (1200 V/celkem 60 A).
- Nulová dioda – 4x IDH15S120 (1200 V/celkem 60 A).

Usměrňovací diody by stačily pouze 2 ks (30 A), z důvodu požadavku na robustnost zařízení bylo zvoleno předimenzování usměrňovacích diod.

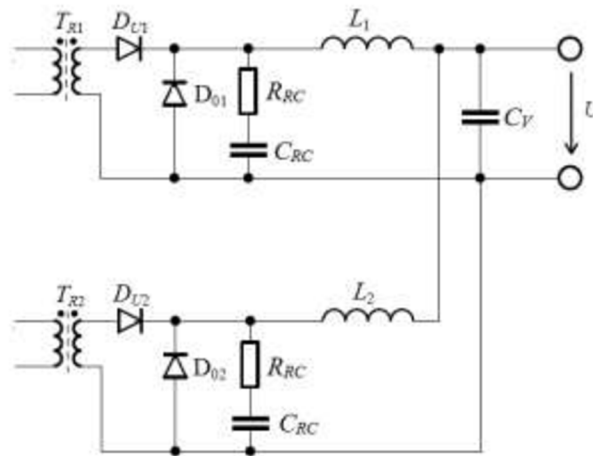
K potlačení překmitů souvisejících s parazitními indukčnostmi a zotavovacími ději při komutaci diod je nutné použít odlehčovací RC členy (viz Obr. 32).

Na odlehčovací RC obvod byly použity následující hodnoty:

- Odpor R_{RC} má tyto parametry 75 Ω /100 W (bezindukční odpor 1500 Ω /5 W, 20 ks paralelně).
- Kondenzátor C_{RC} má tyto parametry 3 nF/2000 V (bezindukční kondenzátor 1,5 nF/2000 V, 2 ks paralelně)

Ztrátový výkon na každém prvku R_{RC}

$$P_{RC} = \frac{1}{2} C_{RC} U_{2\max,0}^2 f \cdot 2 = \frac{1}{2} \cdot 3 \cdot 10^{-9} \cdot 520^2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 2 = 81,1 \text{ W} \quad (139)$$



Obr. 32: Zapojení výstupního usměrňovače

7.1.7 Vstupní síťový usměrňovač

Jak již bylo uvedeno, z důvodu jednoduchosti a spolehlivosti celého měniče bylo záměrem konstrukce se vyhnout použití aktivního usměrňovače. Samozřejmě bylo nutné dosáhnout co největšího účinníku λ , proto bylo použito trochu netradiční, jednoduché a přitom velice efektivní řešení.

Jedná se o zapojení s klasickým šestipulzním diodovým usměrňovačem, který je připojen na stejnosměrný napěťový meziobvod s malou kapacitou (dva do série spojené kondenzátory – důvodem sériového spojení dvou kondenzátorů je požadavek na dělený vstupní napěťový meziobvod).

Dosadíme tedy do rovnice (42), výsledkem pak bude maximální přípustná hodnota kapacity:

$$C_{\max} = \frac{TI_D}{\pi U_d} = \frac{0,02 \cdot 28}{\pi \cdot 560} = 318 \text{ } \mu\text{F} \quad (140)$$

Byla zvolena celková kapacita napěťového meziobvodu 6,6 μF , tj. dva do série spojené meziobvody z kapacitou 13,2 μF . Je nutné podle následujícího vztahu zjistit velikost vf zvlnění napětí polovičního meziobvodu (vf zvlnění nesmí být příliš velké).

$$\Delta U_{vf} = \frac{I_{C\max} s_{\max}}{f C_F} = \frac{90 \cdot 0,45}{100 \cdot 10^3 \cdot 13,2 \cdot 10^{-6}} = 30,7 \text{ V} \quad (141)$$

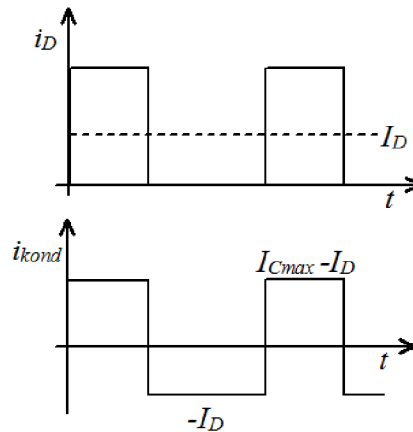
Velikost kapacity je dostatečně velká, protože vf zvlnění dosahuje přijatelných hodnot. Přitom se jedná o tak malou kapacitu, že průběh napětí meziobvodu kopíruje sinusové vrchlíky šestipulzně usměrněného napětí, tedy 300 Hz. Úhel otevření diod usměrňovače tak není zmenšován, jak by tomu bylo v případě použití velké kapacity meziobvodu. Fázový proud proto nemá charakter vysokých štíhlých pulzů s velkou efektivní hodnotou, která snižuje účinník λ . Naopak se jedná o obdélníkové proudy se

střídou 2/3. Nejedná se ovšem o proud harmonický, jak by bylo ideální, nicméně i tak dosahuje účinník výborné hodnoty okolo 0,95.

Dále je ještě nutné provést proudové dimenzování kondenzátoru meziobvodu. Proud kondenzátorem i_{kond} (viz Obr. 33) má efektivní hodnotu:

$$I_{kond,ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{kond}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} [I_{Cmax}^2 (1-s)^2 Ts + I_{Cmax}^2 s^2 T(1-s)]} = \quad (142)$$

$$= I_{Cmax} \sqrt{(s-s^2)} = 90 \cdot \sqrt{(0,45-0,45^2)} = 45 \text{ A}$$



Obr. 33: Průběh proudu polovičního stejnosměrného meziobvodu (i_D) a proudu kondenzátorem tohoto polovičního meziobvodu (i_{kond})

Při takto malé kapacitě napěťového meziobvodu bylo možné použít svitkové polypropylenové kondenzátory. Napěťový meziobvod byl sestaven z baterie kondenzátorů zapájených do DPS s primárním obvodem měniče (tranzistory + demagnetizační diody). Díky velkoplošným sendvičovým přívodům kladné a záporné sběrnice je zajištěna minimální parazitní indukčnost. Samotná baterie kondenzátorů díky svému paralelnímu řazení vykazuje minimální indukčnost. Vzhledem k velké strmosti di/dt při vypínání rychlých tranzistorů Cool-MOS je toto opatření nezbytné. Vzhledem k tomu, že měnič nebude obsahovat elektrolytické kondenzátory, byl odstraněn jeden z hlavních prvků limitujících jeho životnost.

Baterie kondenzátoru každé ze dvou polovin napěťového meziobvodu byla sestavena:

- Ze svitkových polypropylenových kondenzátorů 470 nF/630 V (výrobce: EPCOS) 28 ks paralelně. Celková kapacita polovičního meziobvodu je proto 13,2 μ F. Celková kapacita meziobvodu je pak 6,6 μ F.

Ztrátový činitel $tg\delta$ kondenzátoru na kmitočet 100 kHz byl pesimisticky odhadnut (výrobce jen přesně neudává) na cca 0,015. Protékající proud přes baterii kondenzátoru meziobvodu není v našem případě harmonický, ale obdélníkový (resp. lichoběžníkový díky rozptylu transformátoru), toto však nyní při výpočtu ztrát v kondenzátoru zanedbejme.

Pak sériový ztrátový odpor jednoho dílčího kondenzátoru bude:

$$R_s = \frac{tg \delta}{2\pi f C} = \frac{15 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 470 \cdot 10^{-9}} = 0,051 \Omega \quad (143)$$

V našem případě je přípustný možný ztrátový výkon na jednom kondenzátoru P_{ztr} cca 0,3 W (z důvodu možností odvodu tepla – rozměry pouzdra). Dovolená efektivní hodnota proudu jedním kondenzátorem pak bude:

$$I_{Cl,ef} = \sqrt{\frac{P_{ztr}}{R_s}} = \sqrt{\frac{0,3}{51 \cdot 10^{-3}}} = 2,4 \text{ A} \quad (144)$$

Při použití 28 ks kondenzátorů paralelně je tedy baterie kondenzátorů dimenzována na $28 \times 2,4 \text{ A}$ tj. na 67,2 A. Baterie kondenzátorů je tedy z tepelného hlediska dostatečně předdimenzována – viz vztah (142).

Ztráty na napěťovém meziobvodu

Ztrátový výkon na celém napěťovém meziobvodu je tedy (dva napěťové meziobvody v sérii kde každý se skládá z 28 paralelně řazených kondenzátorů):

$$P_{ztr,kond} = 2 \left(I_{kond,RMS}^2 \cdot \left(\frac{R_s}{28} \right) \right) = 2 \cdot \left(40^2 \cdot \left(\frac{0,051}{28} \right) \right) = 5,8 \text{ W} \quad (145)$$

Trojfázový šestipulzní můstkový usměřňovač je sestaven:

- Ze tří jednofázových Gratzových můstků KBPC5008 ($I_{out} = 50 \text{ A}$, $U_R = 800 \text{ V}$, $U_F = 1,1 \text{ V}$). Střídavé vstupy každého tohoto můstku jsou spojeny a každý můstek tedy tvoří jednu větev trojfázového usměřňovače.

Střední hodnota proudu každou ze šesti diod trojfázového usměřňovače je:

$$I_F = \frac{1}{3} I_d = \frac{1}{3} \frac{P}{U_d} = \frac{1}{3} \frac{16 \cdot 10^3}{560} = 9,5 \text{ A} \quad (146)$$

Námi sestavený můstek je dimenzován na střední hodnotu proudu 50 A (diody zatěžujeme pouze na 20 %). Toto předdimenzování je záměrné.

Ztráty vedením na vstupním usměřňovači

Ztrátový výkon na celém vstupním usměřňovači je:

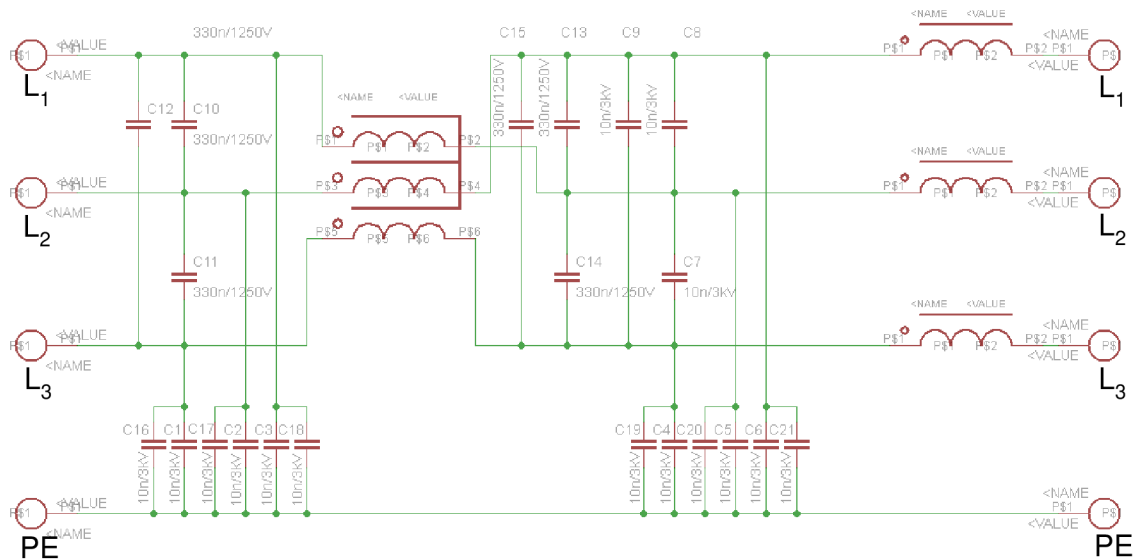
$$P_{usm,vst} = 6 U_F I_F = 6 \cdot 1,1 \cdot 9,5 = 62,7 \text{ W} \quad (147)$$

7.1.8 Vstupní odrušovací filtr

Z důvodu zajištění EMC kompatibility bylo nutné navrhnout vstupní odrušovací filtr měniče. Zapojení filtru je řešeno standardně.

Vstupní filtr obsahuje na vstupu soufázovou tlumivku na feritovém toroidním jádře a následně je na každé fázi ještě dodatečná samostatná tlumivka. Tyto fázové tlumivky jsou navinuty na jakostních vf feritových tyčkách (středovlnné feritové antény). Dodatečné tlumivky zlepšují filtrační účinky na vysokých kmitočtech, kde už ztráty v jádře soufázové tlumivky představují poměrně malý paralelní ztrátový odpor, a tak se její filtrační účinek zhoršuje. Navíc dodatečné fázové cívky vykazují indukčnost i pro pracovní proudy, což je žádoucí.

Zapojení filtru je na Obr. 34. Na místě mezifázových „X“ kondenzátorů jsou použity polypropylénové svitky, na místě „Y“ kondenzátorů jsou pak použity kvalitní bezindukční vysokonapětové keramické kondenzátory. Ty jsou použity i jako doplněk k mezifázovým svitkům ve vf části filtru (C7, C8 a C9).



Obr. 34: Schéma zapojení filtru

Filtr je realizován na samostatné desce plošných spojů, proudově namáhané spoje jsou posíleny měděnými pláty o tloušťce 1 mm a šířce odpovídající cestám na desce.

Soufázová tlumivka byla navinuta na jádře LjT8530 z materiálu CF197 (s velkou magnetickou vodivostí, $\lambda = 13000 \text{ nH/záv}^2$). Cívka každé fáze obsahuje 11 závitů navinutých plochým vodičem 4,5x2 mm, což při dané magnetické vodivosti představuje indukčnost 1,9 mH, průřez vodiče S_{Cu} je tedy 9 mm^2 .

Efektivní hodnota fázového proudu při výkonu 16 kW je přibližně:

$$I_{rms} \cong \frac{P}{3U_f} = \frac{16 \cdot 10^3}{3 \cdot 230} = 23 \text{ A} \quad (148)$$

Pozn.: Výpočet podle (148) počítá s harmonickým tvarem fázového proudu (účinník $\lambda = 1$). V našem případě, kdy účinník λ dosahuje hodnoty téměř cca 0,95, bude celková efektivní hodnota fázového proudu jen nepatrně vyšší, než udává výpočet (148).

Tomu odpovídá proudová hustota ve vinutí:

$$J_{filtr} = \frac{I_{rms}}{S_{Cu}} = \frac{23}{9} = 2,6 \text{ A/mm}^2 \quad (149)$$

To je vzhledem k provedení velmi uspokojivé.

Přídavné vf tlumivky jsou navinuty na vf feritových tyčích s průměrem 12,7 mm a délkou 101,6 mm. Magnetická vodivost otevřeného jádra s touto tyčí je 43 nH/záv^2 . U těchto cívek bylo třeba zajistit kontrolu sycení pracovním proudem. Průřez jádra je:

$$S_{ft} = \frac{\pi\Phi^2}{4} = \frac{\pi \cdot 12,7^2}{4} = 127 \text{ mm}^2 \quad (150)$$

Špičkový fázový proud dosahuje při obdélníkovém průběhu se střidou 2/3 velikosti:

$$I_m = I_{rms} \sqrt{\frac{3}{2}} = 23 \sqrt{\frac{3}{2}} = 28 \text{ A} \quad (151)$$

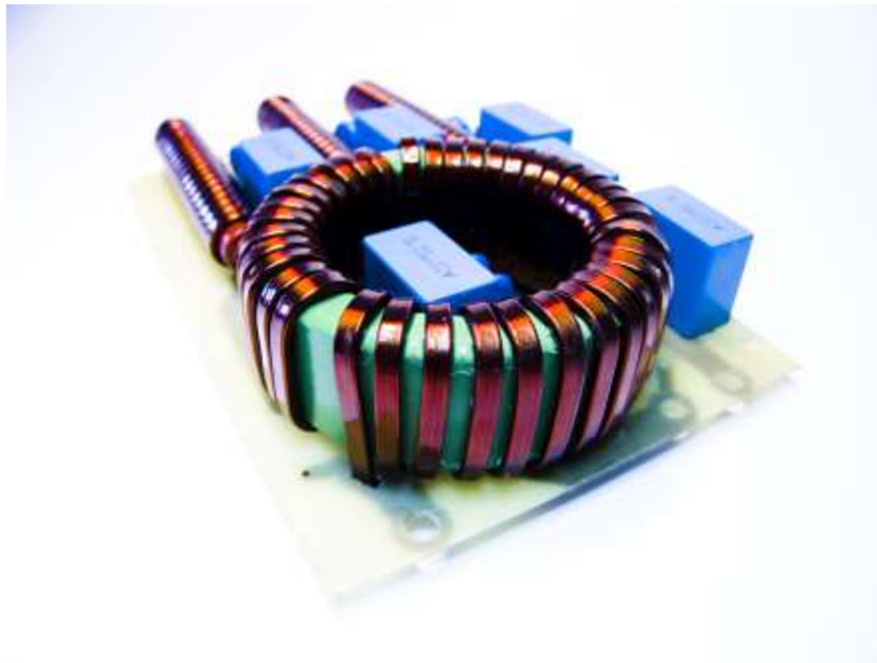
Pak maximální počet závitů cívky pro nepřekročení sycení 0,3 T smí být:

$$N_{ft} = \frac{BS_{ft}}{\Lambda_{ft} I_m} = \frac{0,3 \cdot 127 \cdot 10^{-6}}{43 \cdot 10^{-9} \cdot 28} = 31 \quad (152)$$

Z rozměrových důvodů bylo použito pouze 18 závitů navinutých opět vodičem 4,5x2 mm. Indukčnost přídavných tlumivek potom je:

$$L_{ft} = N_{ft}^2 \Lambda_{ft} = 18^2 \cdot 43 \cdot 10^{-9} = 14 \text{ } \mu\text{H} \quad (153)$$

Přídavné cívky i soufázová tlumivka mají jednovrstvá vinutí z důvodu minimalizace parazitní kapacity, jež by jinak zhoršovala filtrační schopnosti na vysokých kmitočtech.



Obr. 35: Vstupní odrušovací filtr

7.2 Řídicí a budicí obvody

V následujícím textu budou stručně popsány použité řídicí a budicí obvody. Jelikož tyto obvody nejsou jádrem práce, budou popsány jen stručně. Jedná se totiž většinou o standardní a běžně používaná obvodová zapojení.

7.2.1 Zapojení budičů

Celé zapojení budicích obvodů pro výkonové spínače silového obvodu je na Obr. 36. Tento modul je napájen napětím +10,5 V stejně jako ostatní řídicí obvody. Toto napájení zajišťuje pomocný zdroj. V zapojení je také umístěna zelená LED dioda pro indikaci přítomnosti napájecího napětí.

Signál z PWM modulátoru (obdélík, 0 V = vypni, +10,5 V = zapni) je veden nejprve do posilovacího stupně tvořeného kaskádou dvou dvojčinných invertorů MOSFET (T3-T1 a T2-T4).

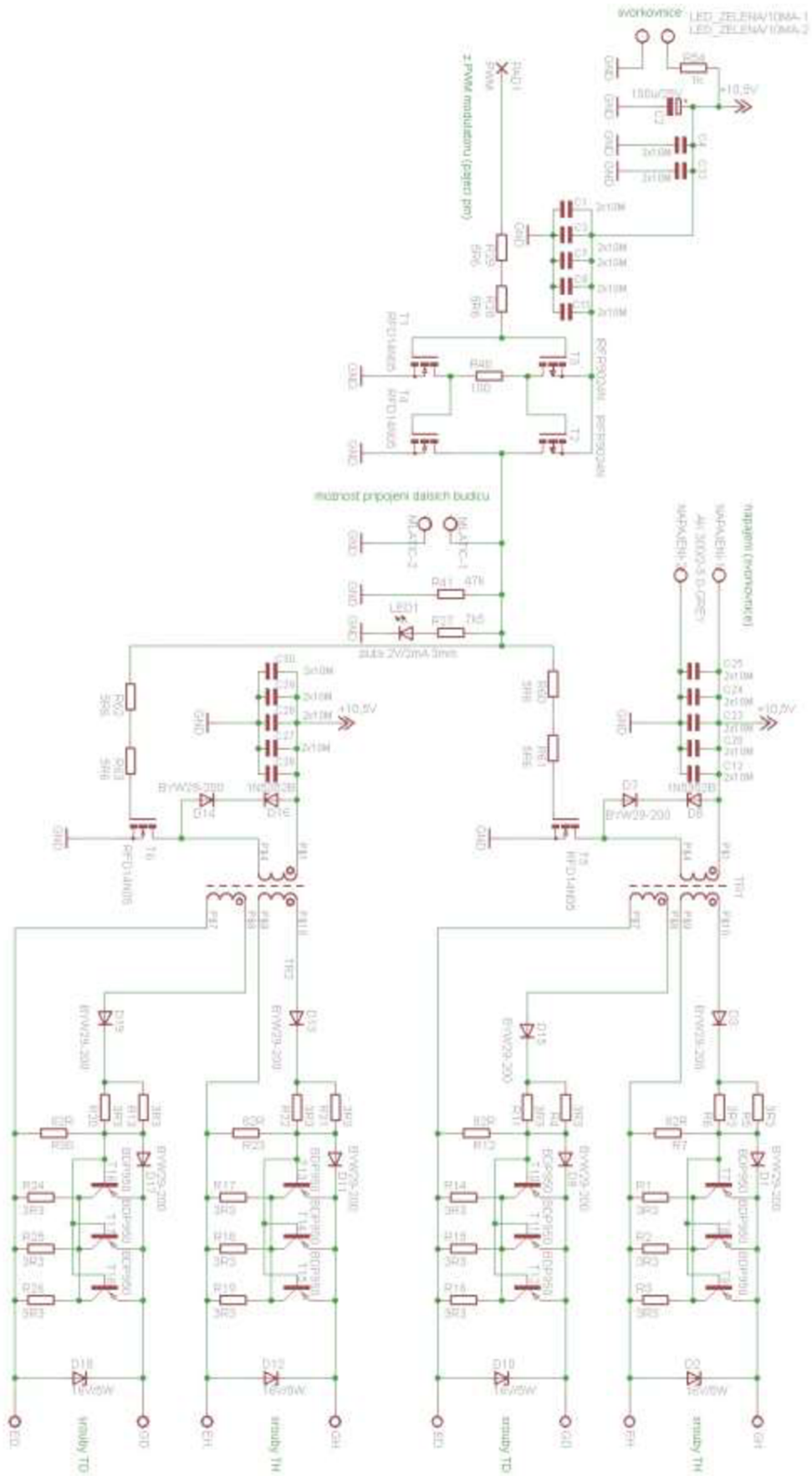
Výsledný „napěťově tvrdý“ signál z posilovacího stupně je vyveden na svorkovnici, aby s ním bylo možné budít i eventuální další moduly stejné konstrukce (vzájemným propojením těchto svorkovnic), u nichž by se již předešlý posilovací stupeň neosadil. Tak je řešení připraveno pro konstrukci zdrojů větších výkonů, obsahujících více dílčích měničů.

Na desce je dále přítomna malá žlutá LED dioda připojená přes odpor na popisovaný posílený PWM signál. Dioda slouží pro indikaci přítomnosti PWM signálu (servisní účely).

Posílený PWM signál dále pokračuje do dvou budicích kanálů pro buzení tranzistorů v obou dílčích měničích (polovičních meziobvodech). Oba budicí kanály jsou shodné, na primární straně obsahují spínací tranzistor (T5 resp. T6), primární vinutí oddělovacího transformátoru realizovaného podle myšlenek uvedených v kap. 4.3 a demagnetizační obvod (D7-D8, resp. D14-D16). Na sekundární straně je zapojení koncipováno podle Obr. 19. V obou budicích kanálech jsou dvě samostatné sekundární sekce – jedna pro horní tranzistor a druhá pro spodní tranzistor dílčího měniče. Ze zapojení je patrné, že všechny čtyři spínače (čtyři trojice tranzistorů) v silovém obvodu jsou buzeny jediným společným PWM signálem. To není sice optimální z hlediska eliminace zvlnění výstupního proudu, ale přispívá to k relativní jednoduchosti konstrukce.

Diody na primární i sekundární straně hradla jsou výkonové, v pouzdrech TO-220 bez chladičů. Díky malým hodnotám R_G jsou nabíjecí a vybíjecí proudy hradla značné (špičkově cca 10 A).

Jelikož proudový zesilovací činitel vybíjecích výkonových PNP tranzistorů není velký, je nutné, aby odpor R7 měl malou hodnotu 82 Ω . Patříčně velký bázový proud pak zajistí saturaci vybíjecích tranzistorů (obrana proti kmitání vybíjecího stupně SC, viz kap. 4.3).



Obr. 36: Modul budičů

Návrh oddělovacího transformátoru

Jádro transformátoru je sestaveno ze tří feritových toroidů LjT1305 z materiálu CF139. Celkový průřez jádra (trojice toroidů) pak je $S_b = 43,8 \text{ mm}^2$ a celková magnetická vodivost $\Lambda_b = 3750 \text{ nH/záv}^2$. Maximální sycení $B_{m,b}$ volíme 0,27 T. Pak počet primárních závitů s použitím vztahu (43):

$$N_{1,b} = \frac{U_{cc} \cdot s_{\max}}{S B_{m,b} f} = \frac{10,5 \cdot 0,45}{0,27 \cdot 43,8 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3} = 4 \quad (154)$$

Pro dosažení výšky pulzů výstupního napětí $U_{GE} = 15 \text{ V}$ (při respektování úbytků na sekundárních diodách) bylo potřebné použít sekundární počet závitů $N_{2,b} = 6$.

Obě sekundární vinutí jsou vinuta vodiči s průměrem 0,4 mm s teflonovou izolací. Primární vinutí je provedeno třemi paralelními vodiči s průměrem 0,3 mm s teflonovou izolací. Všechna vinutí jsou rovnoměrně rozprostřena podél celého toroidu s ohledem na minimalizaci rozptylu.

Ztrátový výkon na demagnetizační Zenerově diodě:

$$P_Z = \frac{B_{m,b}^2 S_b^2 f}{2 \Lambda_b} = \frac{0,27^2 \cdot (43,8 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 100 \cdot 10^3}{2 \cdot 3750 \cdot 10^{-9}} = 1,9 \text{ W} \quad (155)$$

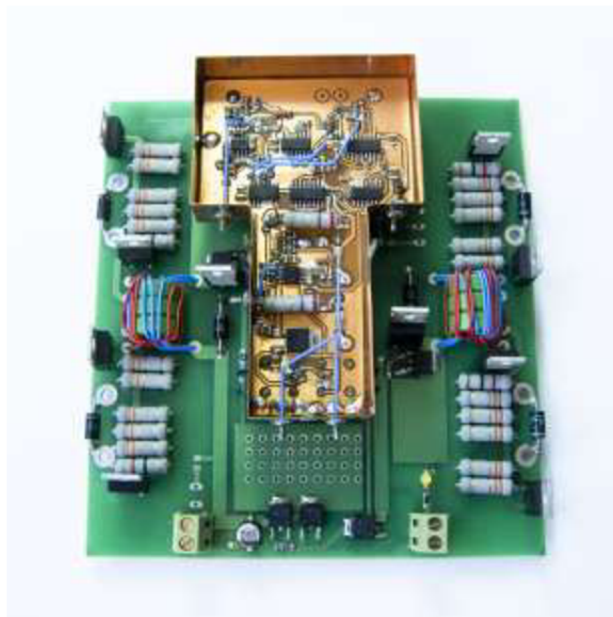
Zenerovy diody D8 a D16 jsou proto voleny s pouzdrem 5 W (dovolený ztrátový výkon).

Ztrátový výkon na odporech R_{Gon} a R_{Goff} :

Kapacita hradla C_{GS} paralelní trojice tranzistorů činí 23,1 nF. Pak ztrátový výkon na R_{Gon} i na R_{Goff} bude:

$$P_{RG} = \frac{1}{2} C_{GS} U_{GS}^2 f = \frac{1}{2} \cdot 23,1 \cdot 10^{-9} \cdot 15^2 \cdot 100 \cdot 10^3 = 0,26 \text{ W} \quad (156)$$

Konstrukční řešení modulu

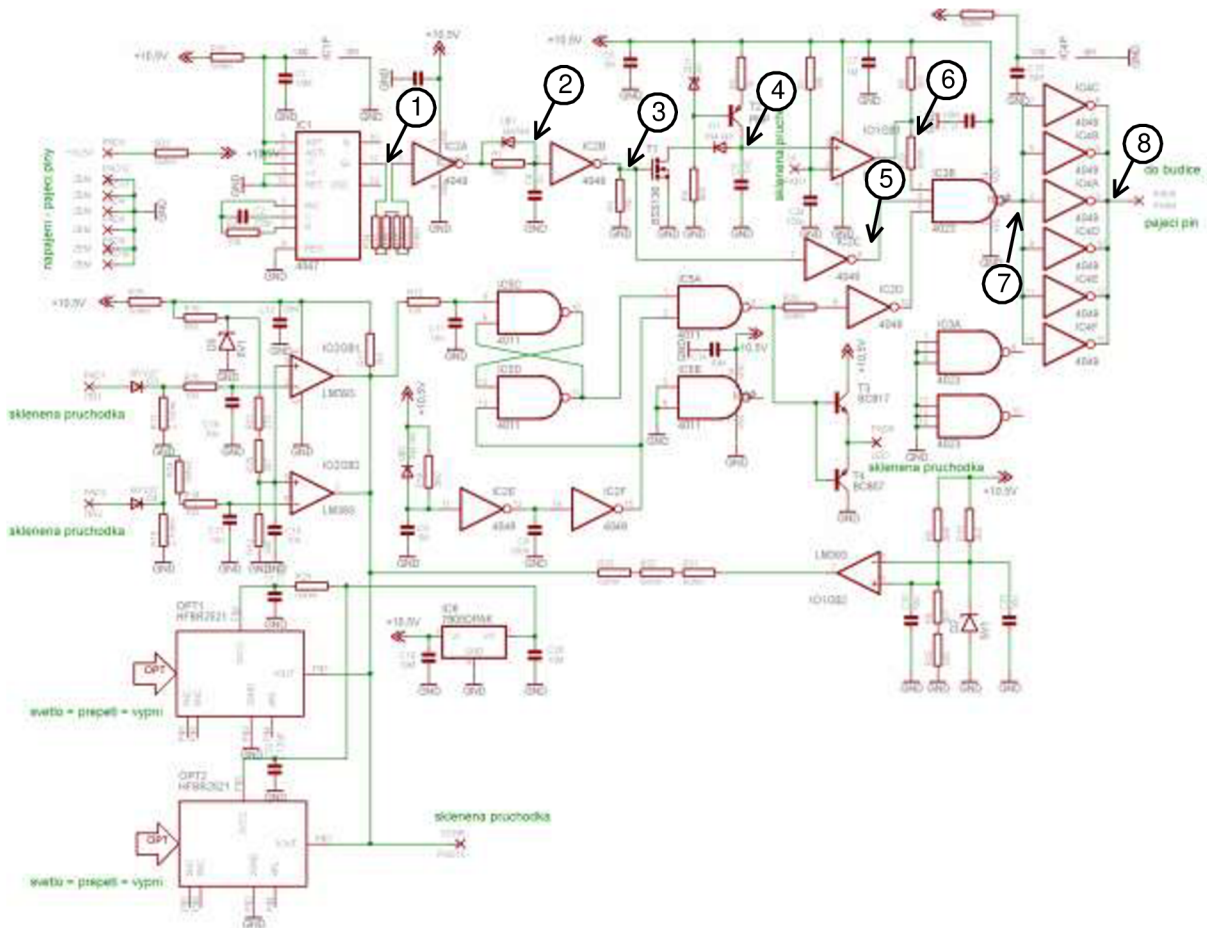


Obr. 37: Fotografie modulu budičů se zapájeným modulem PWM modulátoru a ochran (ve stínícím krytu)

Modul budičů je připevněn pomocí osmi šroubů M3, které zároveň tvoří propojení výstupů budičů k řídicím branám silových tranzistorů (umístěných na deskách primárních silových obvodů). Jediný modul budičů je společný pro všechny čtyři spínače tj. pro oba dva měniče.

Do modulu se dále přivádí pouze napájecí napětí +10,5 V a zem. Do modulu je také zapojen modul PWM modulátoru a ochran (v měděném stínícím krytu – viz foto na Obr. 37).

7.2.2 PWM modulátor a ochrany



Obr. 38: Modul PWM modulátoru a ochran

Na Obr. 38 je schéma zapojení PWM modulátoru a ochran. Očíslované průběhy signálů jsou uvedeny na Obr. 39. Návrh obvodu byl řešen s ohledem na odolnost proti velkému rušení.

Zapojení podle schématu z Obr. 38 zajišťuje celkový bezpečný chod měniče, kdy střída řídicího signálu nemůže být větší než 45% a při vybavení kterékoliv z ochran dojde k okamžitému vypnutí všech tranzistorů. Jelikož by při normálním provozu měniče nemělo dojít k vybavení kterékoliv z ochran, jsou všechny ochrany (díky RS klopnému obvodu) neregenerativní. Pro provedení resetu ochran je nutné vypnout celý měnič. Mezi tyto ochrany patří:

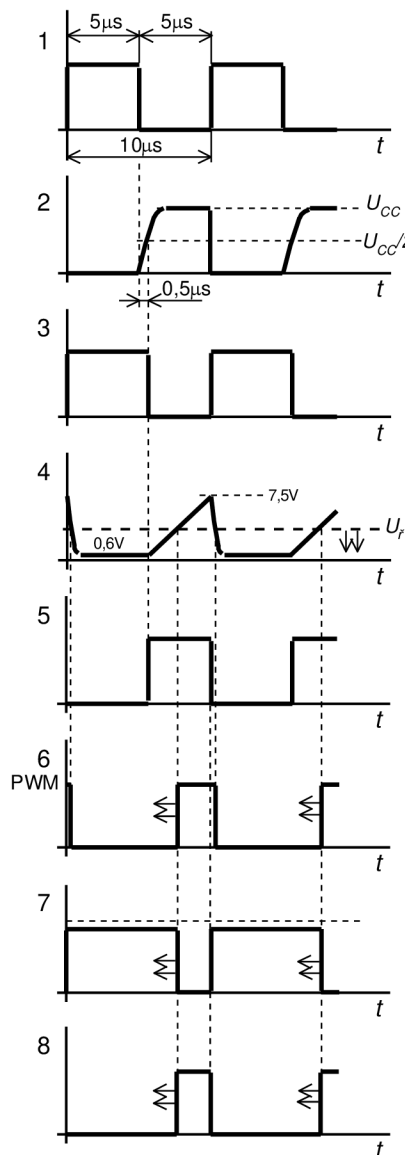
Podpěťová ochrana:

Jedná se o klasické zapojení komparátoru bez hystereze (IO1G\$2, LM393), který kontroluje napájecí napětí řídicí elektroniky. Ochrana vybaví vždy při poklesu napájecího napětí U_{cc} (10,5 V) pod cca 8,5 V.

Nadproudová ochrana:

Proud tekoucí tranzistoru na primární straně silového obvodu je snímán pomocí proudových impulzních transformátorků. Tímto transformátorkem je vybaven každý z obou měničů.

Ochrana je nastavena, aby vybavila při proudu 110 A, což je značná rezerva nad jmenovitým primárním špičkovým proudem I_{Cmax} , který je 90 A.



Obr. 39: Průběhy signálů očíslovaných v zapojení na Obr. 38

Ochrana proti rozvážení napěťového meziobvodu (přepětí):

Jak již bylo uvedeno v kap. 4.1, z principu zapojení nemůže dojít k rozvážení napěťových meziobvodů. Tento stav může nastat pouze při poruše budičů nebo silového

obvodu. Pro tento případ je implementován monitor přepětí v obou polovičních meziobvodech. Přenos informace o poruše z monitoru přepětí je zprostředkován pomocí optických vláken. Použití optických vláken pro přenos bylo nezbytné z důvodu velkého rušení (velké strmosti du/dt) uvnitř měniče.

Je použita logika: světlo = vypni – což není nejvhodnější, protože v případě poškození vlákna, nebo vysílací hlavy nebude přepětí vyhodnoceno (trvale tma = vše v pořádku). Tato ochrana je pouze doplňková, proto tento problém není zásadní.

Zpožděný start generování PWM signálu:

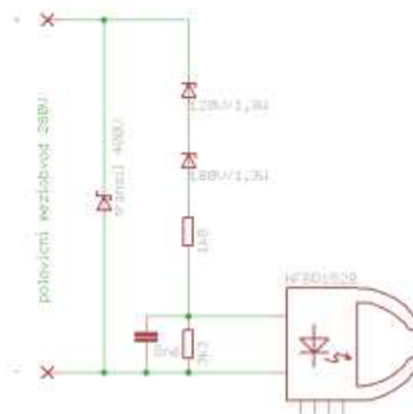
Při zapnutí měniče je nutné zpozdit generování PWM z důvodu zajištění plynulého nabití vstupního kondenzátoru napětíového meziobvodu. Po připojení měniče k síti je kondenzátor napětíového meziobvodu nabíjen přes předřadný odpor, který je po cca 1 s přemostěn stykačem.

Konstrukční řešení modulu:

Jak již bylo uvedeno, úroveň rušení uvnitř přístroje je vysoká. Nejedná se jenom o klasické du/dt rušení pronikající kapacitními vazbami, ale také o silná střídavá magnetická pole způsobená použitím otevřených magnetických obvodů výstupních tlumivek a použitím vzduchových přídavných cívek v sérii s primárním vinutím výkonového transformátoru (viz kap. 7.1.4). Důvodem použití těchto otevřených mag. obvodů jsou dosažitelné menší rozměry a hmotnost celého měniče. Z tohoto důvodu bylo nutné modul vestavět do měděné stínící krabičky a signály jsou vyvedeny pomocí vf skleněných průchodek. Tento celý modul je pak zapájen do modulu budicích obvodů pomocí vodících pinů. Na průchodky jsou připojeny následující vývody: vstup pro řídicí napětí, vstupy pro oba proudové transformátorky, výstupní blokovací signál, sdružený výstup ochran. Dále se pak do modulu zavádí i obě optická vlákna z monitorů přepětí polovičních meziobvodů.

7.2.3 Monitor přepětí v polovičních meziobvodech

Tento monitor přepětí v polovičních meziobvodech byl již popsán v předchozí kapitole. Na následující obrázku (Obr. 40) je schéma zapojení vysílací části tohoto monitoru, která je galvanicky spojena s polovičním meziobvodem.



Obr. 40: Monitor přepětí v polovičním meziobvodu

Schéma zapojení monitoru také obsahuje transil 400 V, který chrání jak samotný silový obvod tak i zabráňuje zničení vysílací hlavy při extrémním přepětí na meziobvodu. Tato ochrana je nastavena, aby vybavila při hodnotě napětí polovičního meziobvodu cca 320 V. K tomuto stavu může dojít nejen při nežádoucím přepětí napájecí sítě, tak i při prudkém odlehčení měniče. Při tomto stavu se totiž projeví rezonanční LC půlkmitem mezi parazitní indukčností sítě (ke které se ještě připočte indukčnost tlumivky síťového filtru) a kondenzátoru v meziobvodu. Tato okamžitá magnetická energie indukčnosti se půlkmitem předá dál do meziobvodu, kde dojde k napětovému překmitu. Protože kapacita napětového meziobvodu je malá, napětový překmit může dosáhnout až desítek voltů. Protože však řídicí obvody zabráňují skokové změně výstupního proudu, nemůže tato situace při běžném provozu nastat. Na Obr. 41 je fotografie modulu a jeho uchycení měděnými pásovými vývody k šroubovým vývodům polovičního napětového meziobvodu. Na obrázku je také vidět vývod s optickým vláknem.

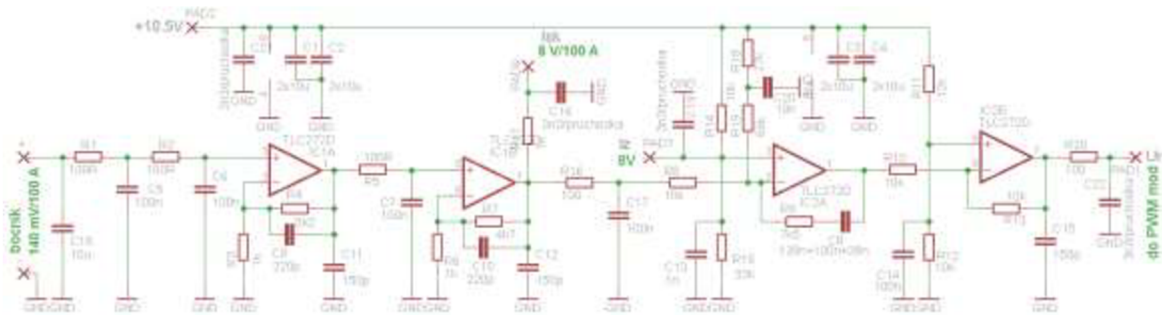


Obr. 41: Fotografie monitoru přepětí v polovičním meziobvodu

7.2.4 Podřízený proudový regulátor

Na Obr. 42 je uvedeno schéma zapojení modulu proudové regulace. Výstupní proud měniče je snímán pomocí bezindukčního bočnicku. Tento bočník je zapojen před vyhlazovacím výstupním kondenzátorem. Odpor bočnicku je 3,5 mΩ, při plném výstupním proudu 100 A tak napětový úbytek odpovídá hodnotě 35 mV.

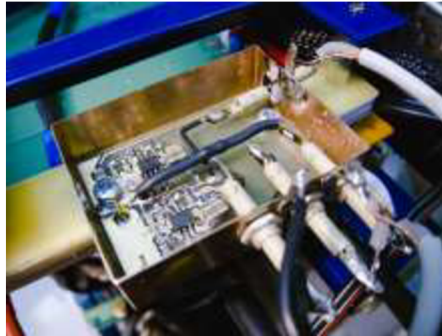
I při vývoji tohoto modulu bylo nutné se věnovat odolnosti proti rušení. Z tohoto důvodu je i tento modul vestavěn do měděné stínící krabice podobně jako modul PWM modulátoru a ochran. Pro vývody: napájecího napětí, vstup I_z , výstup I_{sk} , výstup U_f jsou použity keramické průchodkové kondenzátory. Modul je uchycen za pomoci dvou šroubů M3 přímo k izolační části bočnicku, tyto šrouby zároveň tvoří přívody od bočnicku. Díky tomuto uchycení je realizováno připojení bočnicku co nejkratšími přívody.



Obr. 42: Modul proudového regulátoru

Bočník je samozřejmě realizován jako čtyřvodičový.

Zesilovač napětí z bočníku bylo samozřejmě výhodné umístit v blízkosti bočníku a přenášet pak zesílený signál na vzdálený PWM modulátor, který se nachází v blízkosti silového obvodu a tedy v prostoru s velkým rušením.



Obr. 43: Fotografie modulu proudového regulátoru

7.2.5 Měřicí a signalizační modul s ochranou proti přepětí na výstupu

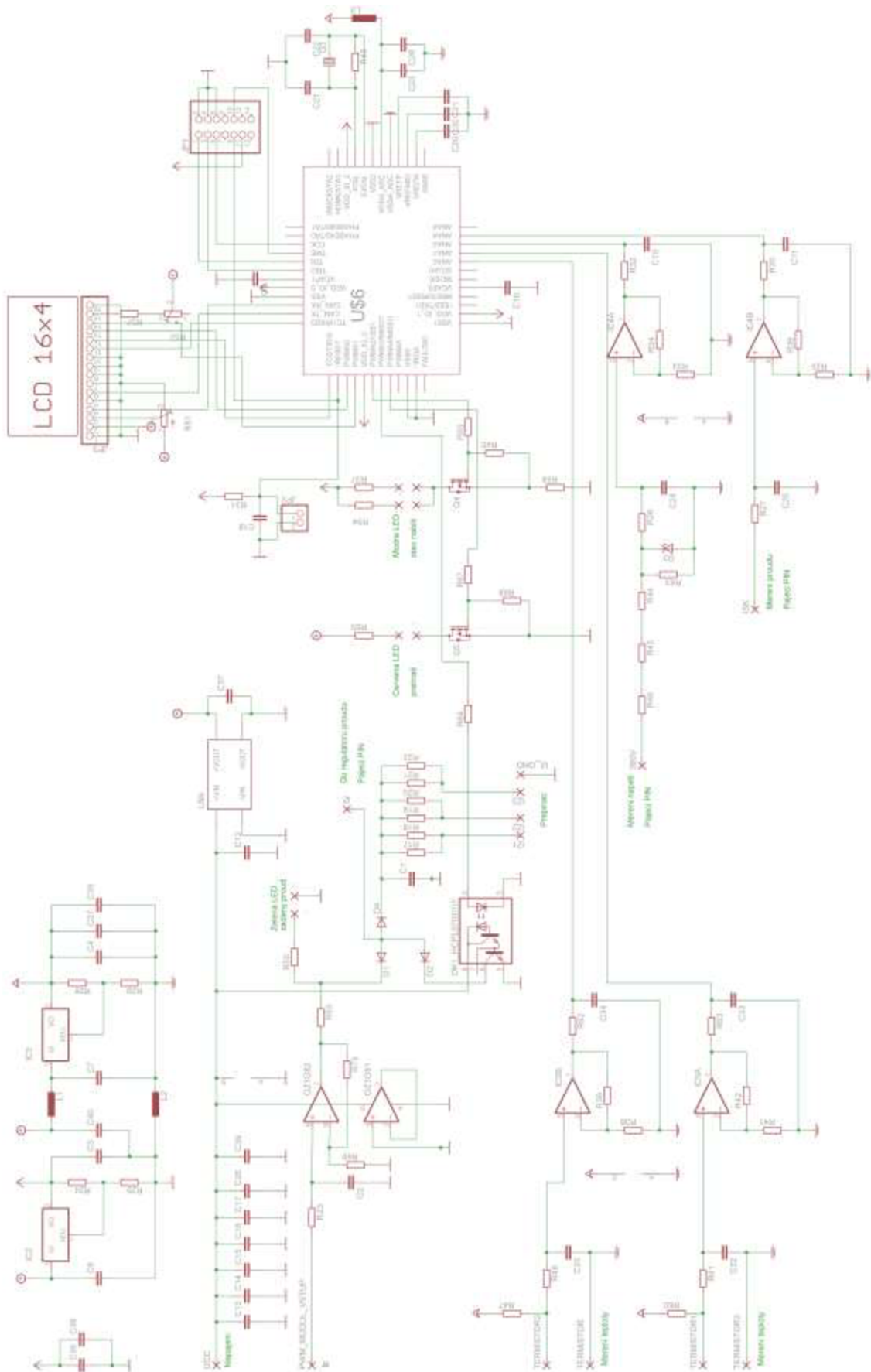
Na Obr. 44 je uvedeno schéma zapojení tohoto modulu.

Měnič je realizován s regulací výstupního proudu na konstantní požadovanou hodnotu (s napěťovým omezením).

Možná je však i varianta použití kaskádní regulační struktury s nadřazeným napěťovým regulátorem (napěťový regulátor není součástí námi vyvíjeného funkčního vzorku). Pro tuto variantu s napěťovým regulátorem je měřicí a signalizační modul vybaven vstupem: PWM_MODUL_VSTUP. Signál I_z v případné nadřazené napěťové regulaci je nutné generovat v podobě pomocné PWM (nemá nic společného s PWM použitou v měniči pro spínání tranzistorů). Filtrem R23-C2 s dostatečnou časovou konstantou by z tohoto impulzního PWM signálu byla získána střední hodnota (analogová informace I_z). Při výpadku nebo při mechanickém poškození přívodu impulzního signálu by tato hodnota automaticky byla nulová a došlo by k zablokování měniče.

Na desce modulu je dále také osazen mikroprocesor FREESCALE MC56F8322 (U\$6). Tento mikroprocesor do vlastního chodu měniče zasahuje velmi okrajově, obsluhuje pouze optočlen OK1, který dokáže zablokovat spínání silového obvodu v případě přehřátí zařízení nebo při přepětí na výstupních svorkách. Hlavním důvodem použití procesoru je digitální zobrazení aktuálních veličin na displeji měniče. Na tomto displeji je zobrazována aktuální teplota chladiče výkonových polovodičů, teplota výkonových impulzních transformátorů, výstupní proud, výstupní napětí a aktuální výkon. Tento procesor také dále obsluhuje dvě LED diody: modrá signalizuje rámcově velikost (přítomnost) výstupního napětí, červená se rozsvítí v případě vybavení tepelné ochrany. Tyto LED diody spolu s výše zmíněnou zelenou LED (velikost I_z) jsou umístěny na předním panelu měniče vedle displeje.

Jak již bylo uvedeno v předchozím textu, na chladiči tranzistorů silového obvodu a také ve vinutí jednoho z hlavních transformátorů jsou umístěny dva nezávislé termistory. Maximální přípustná teplota chladiče je nastavena na 70 °C, maximální teplota vinutí transformátoru pak na hodnotu 110 °C. Měnič je dimenzován na trvalý provoz (při maximálním výkonu) s teplotou okolí do 40 °C.

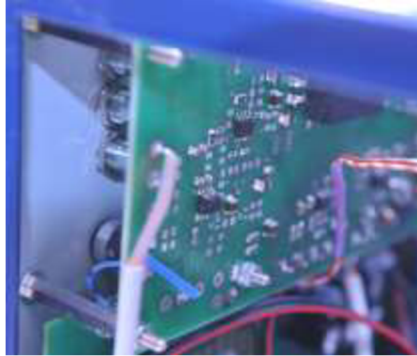


Obr. 44: Modul napěťové regulace, měření a signalizace

Ochrana proti přepětí na výstupu

Výstupní napětí měniče se přivádí přes dělič do A/D převodníku. Vybavení ochrany je nastaveno na hodnotu 170 V. Při dosažení této hodnoty procesor trvale sepne optočlen OK1 a silový obvod se tak neregenerativně vypne. Tato situace by při běžném provozu neměla nastat.

Modul byl navrhnout na dvoustrannou DPS s konektorem pro připojení displeje. Tento celek je namontován na vnitřní stranu předního panelu přístroje.



Obr. 45: Fotografie modulu nadřazené napěťové regulace, měření a signalizace

7.2.6 Napájecí zdroj pro řídicí a budicí obvody

Jednotlivé budicí a řídicí moduly jsou napájeny napětím +10,5 V. Tato hodnota napětí byla zvolena z realizačních důvodů oddělovacích transformátorků budičů. Tento zdroj je standardní konstrukce.

Jelikož měnič nemá připojen nulový vodič, zdroj je napájen sdruženým napětím 1x400 V/50 Hz. Zdroj je osazen síťovým transformátorem 400 V/24 V/50 VA. Za transformátorem následuje jednofázový dvoucestný usměrňovač s kondenzátorem. Výstupní stejnosměrné napětí 24 V je použito pro ovládání cívky stykače pro přemostění nabíjecího odporu pro meziobvod. Z napětí 24 V pomocí snižujícího DC/DC měniče bez transformátoru získáme potřebné napětí 10,5 V. Výstupní parametry zdroje jsou: 10,5 V/5 A. Spotřeba řídicích a budicích obvodů je cca 1,5 A, zdroj tyto požadavky splňuje s rezervou.

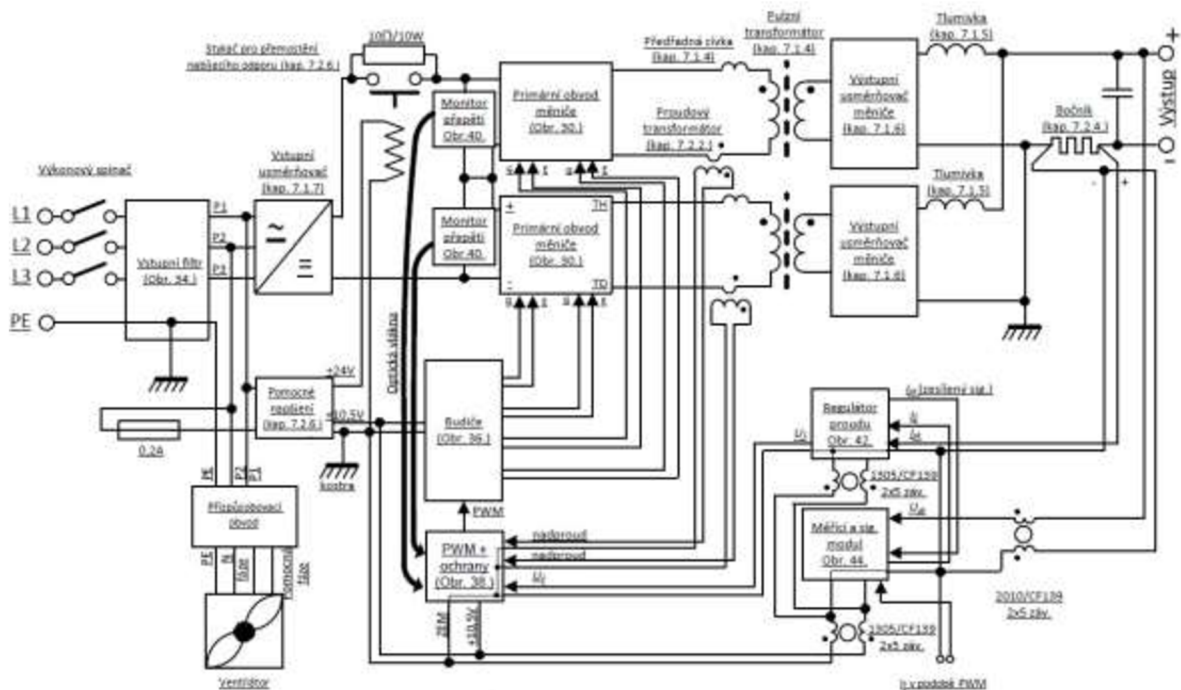


Obr. 46: Fotografie zdroje 24 V DC a 10,5 V DC

7.3 Celkové zapojení měniče

Zapojení celého měniče je uvedeno na následujícím Obr. 47. Jedná se o skutečné schéma zapojení jednotlivých dílčích modulů. Jednotlivé bloky jsou popsány a je zde uveden i odkaz na příslušnou kapitolu, kde je uvedený blok popsán.

Jak již bylo uvedeno, měnič je připojen k distribuční síti čtyřvodičově (tři fáze a ochranný vodič PE). Pomocí síťového vypínače (OT25FT3, 3x25 A) je dále napětí vedeno na vstupní síťový filtr. Tento filtr zabraňuje šíření rušení z měniče dál do sítě. Za filtrem je dále umístěn trojfázový síťový usměrňovač, z jehož výstupu je napájen stejnosměrný napěťový meziobvod. Na napěťový meziobvod jsou dále připojeny dva jednočinné propustné měniče. Každý z těchto dvou měničů se skládá z následujících bloků: „Primární obvod měniče“, „Impulzní transformátor“ (se sériovou předřadnou cívkou a sériově zařazeným proudovým transformátorem), „Výstupní usměrňovač“ a „Tlumivka“.



Obr. 47: Celkové zapojení měniče

Z důvodu požadavku na malé rozměry celého zařízení bylo nutné navrhnout co možná nejmenší chladiče s aktivním chlazením vzduchovým ventilátorem s velkým průtokem vzduchu. Tento ventilátor je poháněn jednofázovým asynchronním motorem s pomocnou fází. Proto bylo nutné tento ventilátor připojit přes přizpůsobovací modul napájený ze sdruženého napětí 400 V/50 Hz.

Jak již bylo uvedeno, na sdružené napětí 400 V/50 Hz je také připojen pomocný zdroj, který vyrábí stejnosměrné napětí 24 V a 10,5 V. Napětí 24 V je použito na spínání cívky stykače (tento stykač slouží ke zkratování nabíjecího odporu). Aby nedocházelo k proudovým rázům po připojení měniče na síť, je mezi výstup usměrňovače a meziobvod měniče vřazen výkonový nabíjecí odpor 10 Ω. Jakmile dojde k zapnutí zařízení, kondenzátor napěťového meziobvodu s kapacitou 6,6 µF se nejprve začne

nabíjet přes odpor a poté dojde k sepnutí stykače, který tento odpor zkratuje. Doba přitahu stykače je dostačující zpoždění, protože časová konstanta nabití meziobvodu je 66 μ s.

Napětí 10,5 V je používáno pro napájení všech řídicích a budicích modulů.

Dále měnič obsahuje modul budiče, který tvoří rozhraní mezi řídicími obvody a silovým obvodem. Jak je uvedeno v kap. 7.2, na budiče jsou kladeny velké nároky.

PWM signál je generován v PWM bloku na základě vstupního řídicího napětí U_f . V bloku PWM modulátoru je také integrována ochrana proti nadproudu v silovém obvodu (proud v silovém obvodu je měřen pomocí proudových transformátorků). Dále je také integrována ochrana proti přepětí v každém ze dvou do série spojených napěťových meziobvodů. Jak již bylo uvedeno, tento signál o přepětí je do bloku PWM předáván pomocí optických vláken.

Řídicí napětí pro PWM modulátor vzniká v regulátoru proudu. Nadřazený napěťový regulátor není v zařízení obsažen. V případě nutnosti použití napěťového regulátoru, je nutné, aby výstupem napěťového regulátoru byla informace o požadovaném proudu pomocí signálu zakódovaného pulzní šířkovou modulací (tato pulzní šířková modulace nemá nic společného s PWM použitou pro spínání tranzistorů). Blok „Reg. U, měření“ v Obr. 47 tedy pouze demoduluje tuto PWM informaci, tedy vytvoří analogový signál I_z . Do tohoto bloku je také veden signál skutečného výstupního napětí, výstupního proudu, teploty transformátorů a chladiče. Tyto hodnoty jsou zobrazovány na displeji. Při překročení některé z těchto hodnot dojde k vybavení ochrany a odstavení měniče.

Regulátor proudu dostává žádanou hodnotu proudu I_z z výše popsaného bloku „Reg. U, měření“. Skutečná hodnota proudu I_{sk} je měřena pomocí bočnicku na výstupu měniče. Výstupem regulátoru proudu je řídicí napětí U_f pro PWM modul.

Na Obr. 47 je také zachycen kompletní rozvod napájecího napětí 10,5 V, který obsahuje souřadkové tlumivky. Tyto tlumivky zvyšují odolnost jednotlivých řídicích a budicích bloků proti rušení. V Obr. 47 je také uveden rozvod zemí.

7.4 Výpočet ztrát a účinnosti měniče

V této kapitole budou uvedeny ztráty na prvcích měniče, které se na ztrátách měniče podílejí nezanedbatelnou měrou. Ve výpočtech budou uvažovány hodnoty při plném výstupním výkonu měniče (16 kW).

Tab. 6: Ztráty v silových obvodech měniče při chodu s plným výstupním výkonem 16 kW

P_C [W]	Tranzistory	840
$P_{D,celk}$ [W]	Demagnetizační diody	28
$P_{R,celk}$ [W]	Odpory primárních RCD členů (4x13 W)	52
$P_{Tr,celk}$ [W]	Transformátory (2x39,1W)	78
$P_{Cu,celk}$ [W]	Výstupní tlumivky (2x22,3 W)	45
$P_{RC,celk}$ [W]	Odpory sekundárních RC členů (4x81,1 W)	324

$P_{ztr,kond}$ [W]	Kondenzátory napětového meziobvodu	6
$P_{usm,vst}$ [W]	Vstupní usměrňovač	63
$P_{ztr,bud}$ [W]	Budič (4x0,26+2x1,9 W)	5
P_{celk} [W]	Celkový součet dominantních ztrát	1441

Z výsledného součtu dominantních ztrát pak můžeme vypočítat přibližnou účinnost celého silového obvodu měniče:

$$\eta = \frac{P}{P + P_{celk}} \cdot 100 = \frac{16000}{16000 + 1441} = 0,92 \quad (157)$$

Konečná účinnost celého měniče bude nepatrně nižší, důvodem je spotřeba pomocných obvodů (vlastní spotřeba zdroje pro řídicí obvody, cívky použitého stykače, ventilátoru chlazení, řídicí elektroniky) a ztráty na vodičích a kondenzátorech meziobvodu.

Přesto že je účinnost silového obvodu měniče uspokojivá, lze prakticky dosáhnout hodnot vyšších. Popisovaná konstrukce však byla motivována především minimalizací rozměrů a hmotnosti, dosahování maximální účinnosti nebylo primárním cílem. Ztrátový (tepelný) výkon měniče je cca 1,37 kW (při plném výkonu). Bylo proto nutné použít nucené vzduchové chlazení s výkonným ventilátorem.

Návrh chlazení měniče byl optimalizován v rámci spolupráce s fakultou FSI VUT v Brně. Chlazení se skládá s žebrovaného hliníkového chladiče (do tohoto chladiče je hnána převážná většina z celkového průtoku chladičím vzduchu) a již dříve zmíněného výkonného ventilátoru s průtokem cca 900m³/hod.

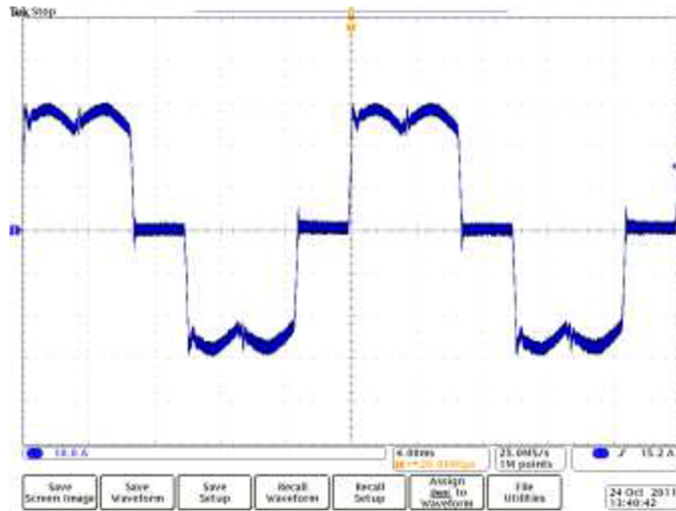
7.5 Měření na sestaveném prototypu

Po návrhu vinutých částí měniče, dimenzování silových a řídicích obvodů následovala realizace funkčního vzorku měniče. Nejdříve byly navrženy DPS jak silových tak řídicích obvodů. Jednotlivé DPS byly osazeny a oživeny, byly také vyrobeny veškeré vinuté části. Byla navržena a zkompletována celá mechanická konstrukce (kompaktní přístroj). Na funkčním vzorku měniče byla provedena následující měření.

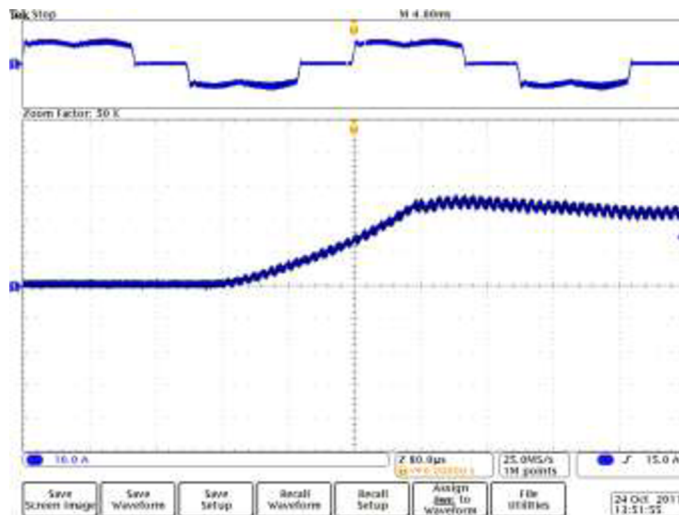
7.5.1 Měření na síťovém filtru a vstupním usměrňovači

Měření bylo provedeno na zatíženém měniči pracujícím na maximální výstupní výkon 16 kW.

Na Obr. 48. je průběh fázového proudu (za síťovým filtrem) do usměrňovače měniče. Nf vrchlíky s délkou 3,3 ms (300 Hz) jsou důsledkem malé kapacity napětového meziobvodu, jak je vysvětleno v kap. 4.2. Toto nf zvlnění se díky regulačním obvodům na výstupu měniče neprojevuje. Z průběhu na Obr. 48 je patrné také vf zvlnění, které je důsledkem spínání měniče (100 kHz). Detail tohoto vf zvlnění je uveden na Obr. 49.



Obr. 48: Průběh fázového proudu za síťovým filtrem

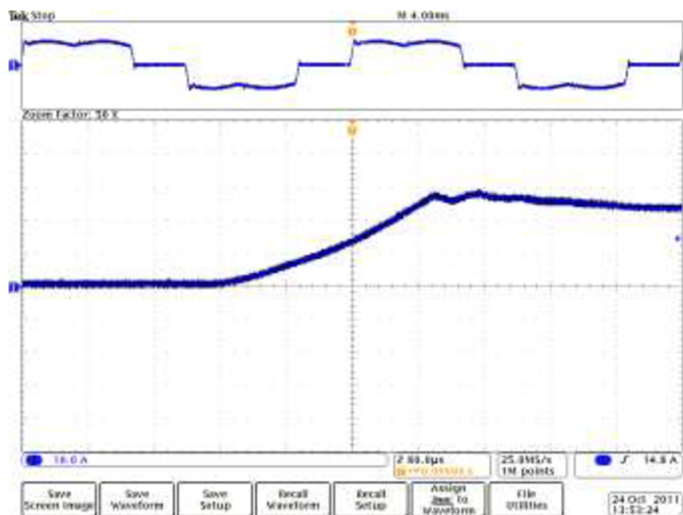


Obr. 49: Detail vř zvlnění průběhu fázového proudu (za síťovým filtrem)

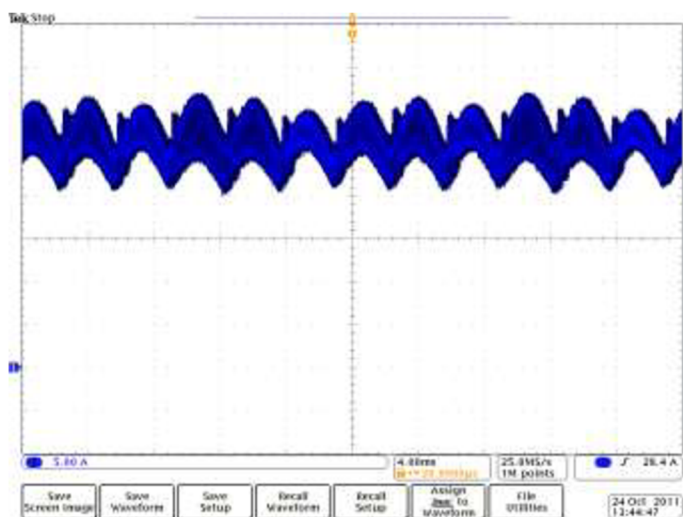
Na Obr. 49 je uveden průběh vstupního fázového proudu před síťovým filtrem (tedy na vstupních svorkách zařízení). Na průběhu není patrné žádné vř zvlnění, tento průběh tedy potvrzuje správnou funkčnost síťového filtru.

Síťový filtr navíc odstraňuje ještě souhlasné rušení. Jedná se o vř proud šířený souhlasně po fázových vodičích, tento proud by se uzavíral přes zem a ochranný vodič.

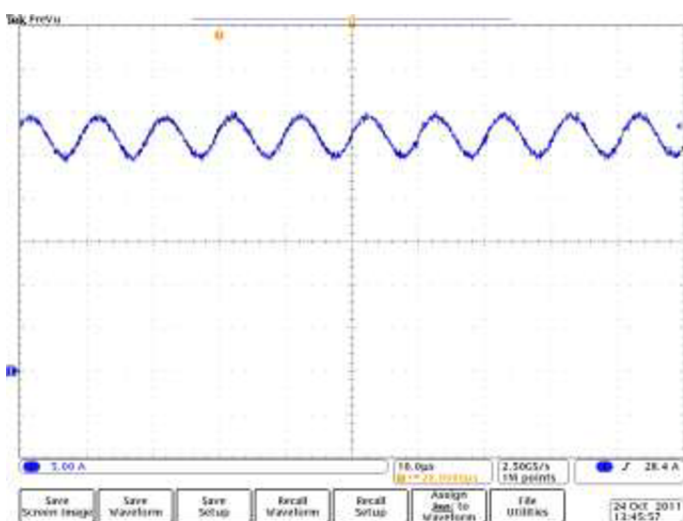
Dále byl také měřen průběh stejnosměrného proudu odebíraného ze vstupního šestipulzního usměrňovače. Na tomto průběhu (Obr. 50) je opět patrné vř zvlnění s frekvencí 300 Hz a vř zvlnění. Na Obr. 51 je detail průběhu zmíněného vř zvlnění stejnosměrného proudu ze vstupního usměrňovače. Z obrázku je patrné, že díky použití přídavných fázových cívek (navinutých na feritových tyčkách) je vř zvlnění poměrně malé a harmonické. Vř zvlnění má frekvenci 100 kHz (jedná se o spínací frekvenci měniče) a obsahuje pouze 1. harmonickou. Důvodem absence vyšších harmonických je velká reaktance zmíněných fázových cívek pro tyto vyšší harmonické.



Obr. 50: Detail průběhu vstupního fázového proudu (před síťovým filtrem, na připojovacích svorkách měniče k síti) bez vf zvlnění



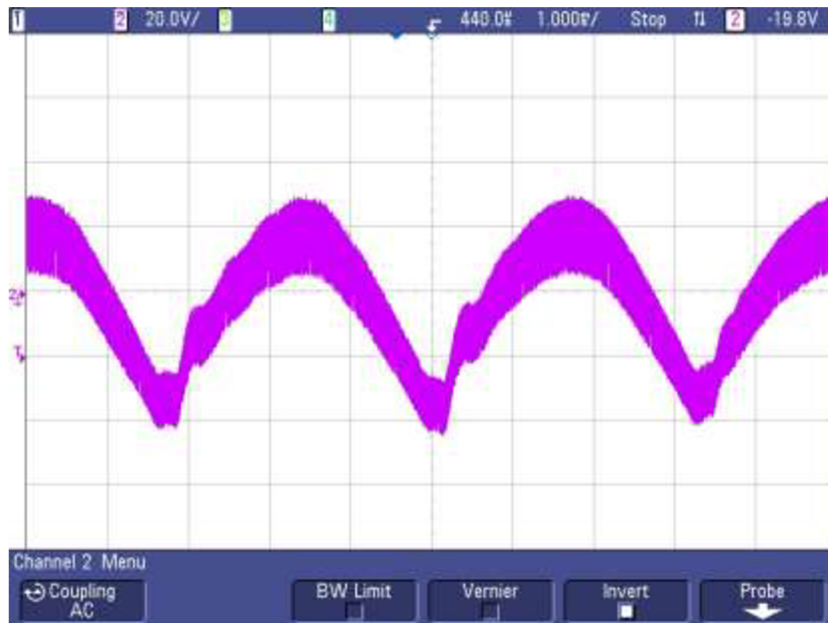
Obr. 51: Průběh proudu odebraného ze vstupního šestipulzního usměrňovače



Obr. 52: Detail průběhu vf zvlnění proudu odebraného ze vstupního šestipulzního usměrňovače

Na Obr. 53 je průběh zvlnění napětí polovičního meziobvodu, jedná se o nf zvlnění s frekvencí 300 Hz. Jedná se tedy o zvlnění od šestipulzního usměrňovače (způsobené malou kapacitou napěťového meziobvodu).

Na Obr. 54 je detail průběhu vf zvlnění napětí polovičního meziobvodu způsobené spínáním tranzistorů. Zvlnění má tedy frekvenci 100 kHz.



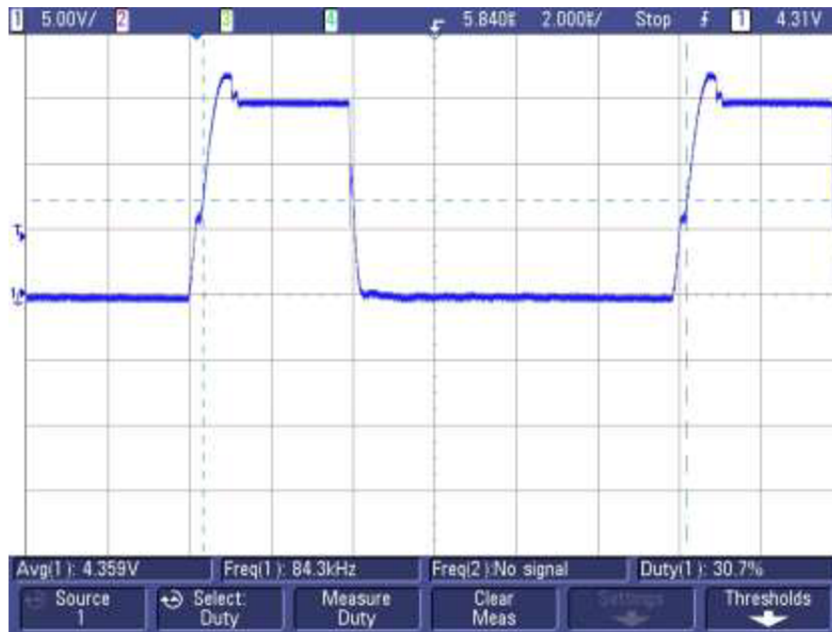
Obr. 53: Průběh zvlnění napětí na polovičním meziobvodu



Obr. 54: Detail průběhu vf. zvlnění napětí na polovičním meziobvodu

7.5.2 Měření průběhů na tranzistorech

Na Obr. 55 je uveden průběh řídicího napětí u_{GE} jedné paralelní trojice tranzistorů. Průběh byl měřen bez napětí v silovém obvodu. Díky kvalitně provedeným budičům s impulzní transformátorky s malým rozptylem lze dosáhnout potřebné strmosti náběžných a sestupných hran při buzení velké kapacity hradel tří paralelně spojených tranzistorů.



Obr. 55: Průběh napětí řídicího signálu dolního tranzistoru bez napětí v silovém obvodu



Obr. 56: Detail procesu zapnutí z průběhu signálu na Obr. 55

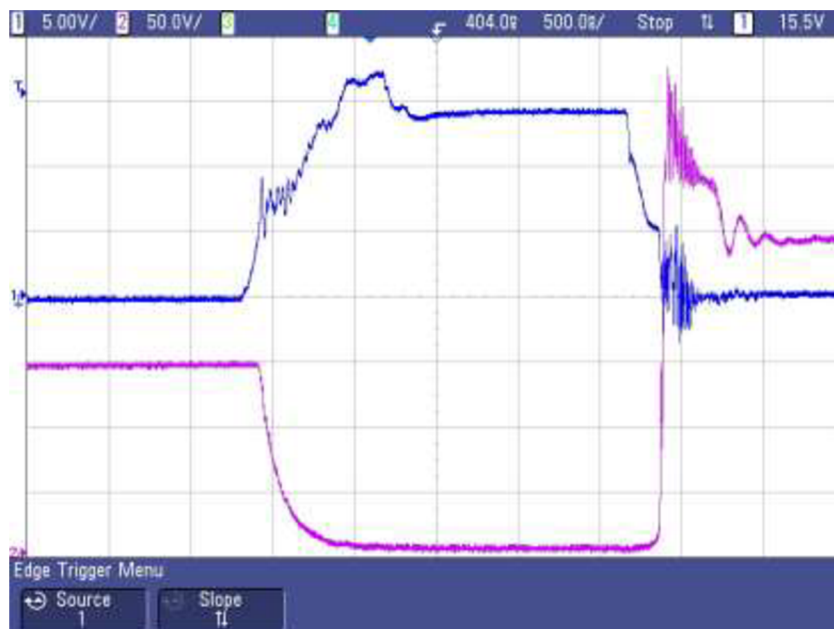
Na Obr. 56 a Obr. 57 je stejný signál u_{GE} jako na předchozím obrázku. Na Obr. 56 je detail momentu zapínání a na Obr. 57 je detail vypínání. Z obrázku je zřejmé, že „ringing“ byl opravdu minimalizován. Na průbězích jsou nepatrné náznaky vř kmitání

v řádu desítek MHz, tyto kmity jsou zanedbatelné. I výrobce tranzistoru Cool-MOS ve své dokumentaci uvádí, že není možné vf kmitání zcela eliminovat.



Obr. 57: Detail procesu vypnutí z průběhu signálu na Obr. 55

Na Obr. 58. Je průběh řídicího napětí u_{GE} a průběh kolektorového napětí u_{CE} stejného tranzistoru. Toto měření již bylo provedeno s napětím 250 V v polovičním meziobvodu a výstupním proudem 100 A (výstupní výkon měniče byl cca 14 kW).

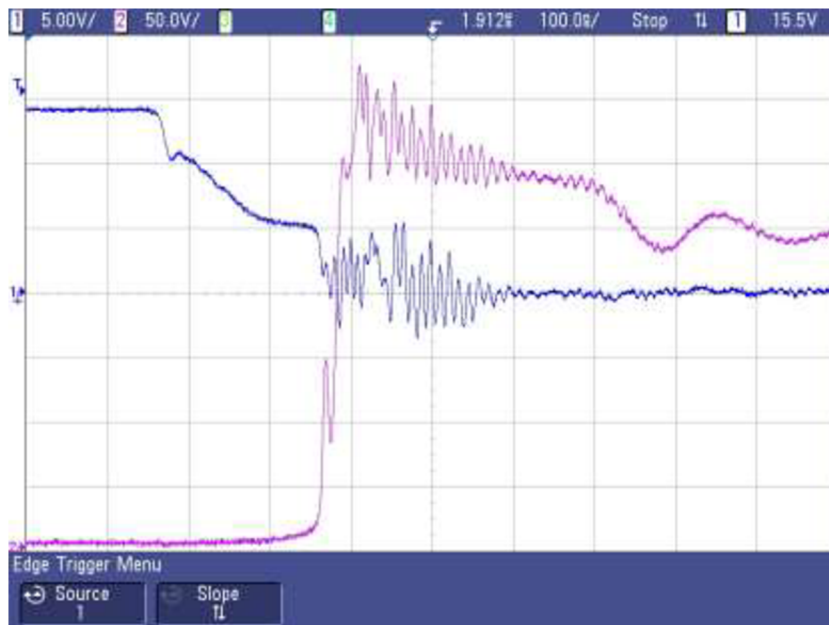


Obr. 58: Průběh řídicího napětí u_{GE} a napětí u_{CE} dolního tranzistoru při napětí polovičního meziobvodu 250 V a celkovém výstupním proudu měniče 100 A

Tento velký proud tekoucí do zátěže pomáhá díky existenci rozptylu rychle nabíjet při vypnutí tranzistoru jeho vlastní parazitní kapacitu C_{CE} a to umožňuje velkou strmost du/dt kolektorového napětí. (V případě že by měnič pracoval naprázdno, nabíjel by tuto kapacitu pouze magnetizační proud, viz Obr. 60) Tato velká strmost (při chodu pod

zátěží) pak způsobí vybuzení parazitních LC kmitů v obvodu kolektoru. Tyto parazitní kmity se potom přes Millerovu kapacitu přenáší z kolektoru do mřížky tranzistoru. Jedná se tedy opět o projev „ringingu“.

Nežádoucí LC obvod je tvořen indukčností smyčky: kondenzátor polovičního meziobvodu-tranzistor-protilehlá demagnetizační dioda a kapacita je zde tvořena výstupní kapacitou tranzistoru C_{CE} paralelně s kapacitou demagnetizační diody. Tyto kmity mají frekvenci opět v řádu desítek MHz – viz detailní Obr. 59 – kmitočet cca 80 MHz. Takto vysoká frekvence je důsledkem minimalizace parazitní indukčnosti zmíněné smyčky (základní pravidlo při návrhu výkonového měniče pro omezení vypínacích překmitů). Tato indukčnost dosahuje hodnot v řádu malých desítek nH. Kapacita je pak v řádu malých stovek pF. Je nutné si uvědomit, že se tedy jedná o parazitní rezonanční obvod na velmi malé impedanci (charakteristická impedance tohoto obvodu je velice malá, cca 10Ω). Tyto kmity tedy budou „napětově tvrdé“ a také potenciálně nebezpečnější i z hlediska vzniku rušení šířícího se do prostoru elektromagnetickou vlnou.



Obr. 59: Detail procesu vypnutí z Obr. 58

Nežádoucí zpětná vazba přes Millerovu kapacitu je principiálně záporná. Je-li ovšem kmitočet 80 MHz, můžou se projevit fázové posuvy (vlivem různých parazitních indukčností a kapacit) a hrozí nebezpečí vzniku kladné zpětné vazby. Dalším nebezpečím je skutečnost, že tranzistor při procesu vypínání pracuje také krátkou chvíli v lineárním režimu (tedy jako zesilovač se společným emitorem). Kombinací těchto dvou nežádoucích jevů by mohlo dojít k napětovému průrazu tranzistorů (nárůst amplitudy vf kolektorových kmitů vlivem rozkmitání zmíněného dočasného „zesilovače SE“).

Při uvádění měniče do chodu je vždy třeba sledovat, zda ke zmíněnému rozkmitávání nedochází (při snížení napětí meziobvodu). Jev se projevuje nástupem rostoucích kmitů kolektorového napětí po strmé náběžné vypínací hraně – maximum kmitů tedy není ihned po hraně, ale později. Velikost překmitu v tomto maximu pak dosahuje nezvykle vysoké hodnoty nezávisle na proudu, ovšem výskyt jevu je vázán často na napětí meziobvodu. Kolektorová kapacita tranzistoru se totiž mění v závislosti

na tomto napětí a při určité kritické hodnotě může dojít ke splnění oscilačních podmínek.

Potlačení těchto nežádoucích jevů je možné pomocí vhodné konstrukce budicích obvodů (viz kap. 7.2), které musí co nejúčinněji zabránit průniku vf kmitů z kolektoru do mřížky tranzistoru. Výstupní impedance budiče musí být během celého procesu vypínání velmi malá. Vzhledem k vysokému kmitočtu je nutné úzkostlivě minimalizovat i indukčnost spojů mezi budičem a tranzistorem.

Z Obr. 59 je možné odečíst také počáteční výšku překmitu (cca 50 V, bezprostředně po strmé vypínací náběžné hraně kolektorového napětí). To je při vypínání tak velkého proudu a takto rychlým tranzistorem velice dobrý výsledek. Tohoto výsledku bylo docíleno pečlivým návrhem primárních silových obvodů (sendvičové připojení ke kondenzátorům meziobvodů – minimální parazitní indukčnost), použitím vhodných moderních součástek (kondenzátory meziobvodu, SiC demagnetizační diody s téměř nulovým „forward recovery“) a použitím RCD odlehčovacích členů.

Na Obr. 60 je průběh kolektorového napětí tranzistoru při chodu naprázdno. Pomalý nárůst kolektorového napětí při vypínání je způsoben tím, že dochází k vypínání pouze malého magnetizačního proudu, který po vypnutí musí nabíjet parazitní kapacity.



Obr. 60: Průběh napětí u_{CE} dolního tranzistoru při chodu naprázdno při napětí polovičního meziobvodu 250 V

Na Obr. 61 je průběh proudu primárním vinutím transformátoru (v době zapnutí se tedy jedná o průběh kolektorového proudu tranzistoru). Lze pozorovat typický lichoběžníkový tvar. Pomalý lineární nárůst a sestup proudu je dán rozptylovou indukčností transformátoru – viz kap. 7.1.4.

Z doby trvání lineárního nárůstu proudu, konečné maximální hodnoty tohoto proudu a z napětí polovičního meziobvodu lze stanovit celkovou primární rozptylovou indukčnost (transformátor + přídavná cívka):

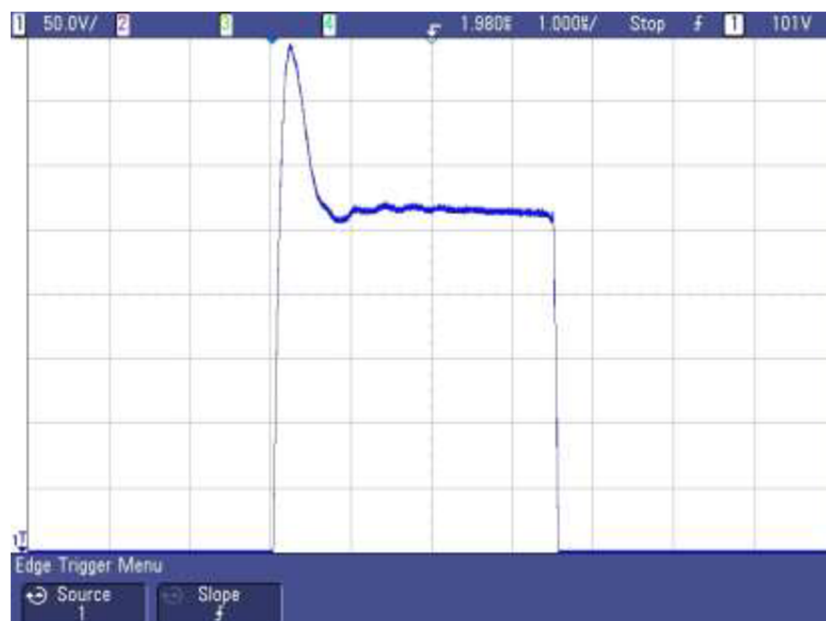
$$L_{r1} = \frac{\frac{U_d}{\Delta I}}{\frac{\Delta t}{1 \cdot 10^{-6}}} = \frac{250}{100} = 2,5 \mu H \quad (158)$$

Tento výpočet nám zhruba potvrzuje velikost rozptylové indukčnosti 2,6 μH uvedené v kap. 7.1.4.



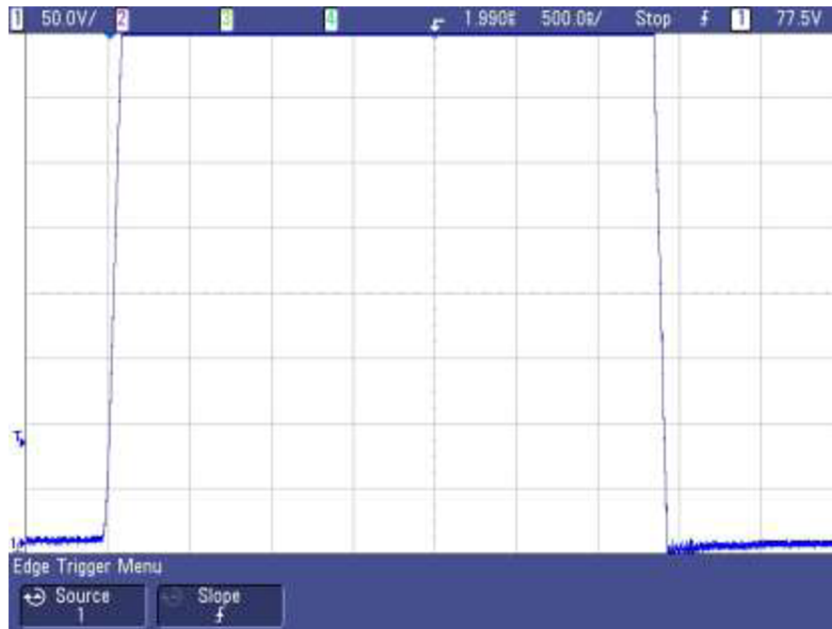
Obr. 61: Průběh proudu primárním vinutím transformátoru (50 A/dílek), při napětí polovičního meziobvodu 250 V a celkovém výstupním proudu měniče 100 A

7.5.3 Měření průběhů na výstupním usměrňovači

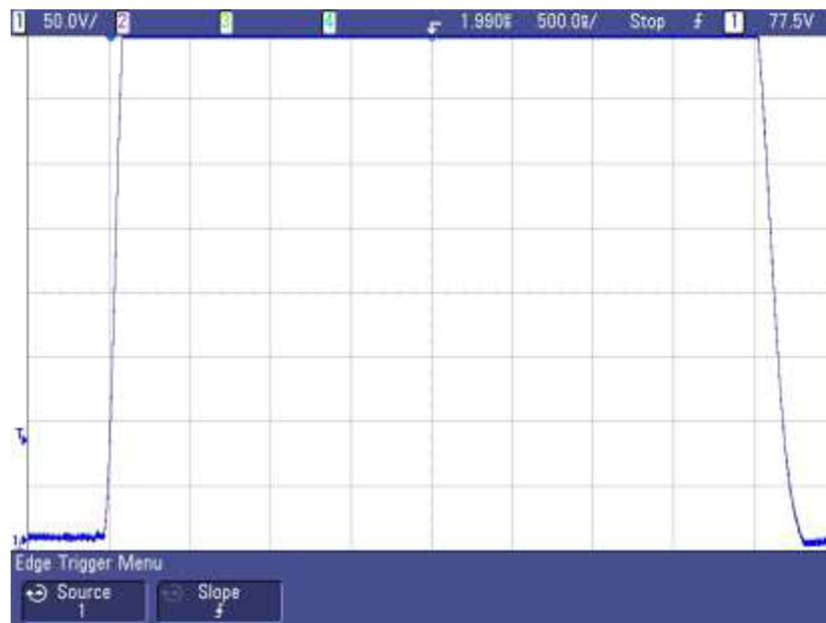


Obr. 62: Průběh napětí na nulové diodě výstupního usměrňovače při napětí polovičního meziobvodu 250 V a celkovém výstupním proudu měniče 71 A

Vlivem parazitní rozptylové indukčnosti výkonového transformátoru, velké strmosti protékajícího proudu di/dt a také vlivem zotavovacího zkratu diod vznikají na diodách napěťové překmity. Jen díky použití diod z karbidu křemíku (IDH15S120) nejsou překmity na nulových diodách kritické. Překmity jsou také omezeny RC členem, který je připojen paralelně k diodám.



Obr. 63: Detail paty průběhu napětí na nulové diodě výstupního usměrňovače při napětí polovičního meziobvodu 250 V a celkovém výstupním proudu měniče 73 A



Obr. 64: Detail paty průběhu napětí na nulové diodě výstupního usměrňovače při napětí polovičního meziobvodu 250 V a celkovém výstupním proudu měniče 9 A

Na Obr. 62 je zobrazen průběh napětí na nulových diodách. Z průběhu je patrné že velikost překmitu při zatížení 10,1 kW (tzn. při výstupním napětí 142 V a proudu 71 A) je cca 135 V. Jelikož mají diody závěrné napětí 1200 V, je zde dostatečná rezerva (samotný obdélkový impuls má výšku cca 510 V). Avšak při zvyšujícím se proudu

tento překmit ještě narůstá. Jelikož mají diody závěrné napětí 1200V, je zde dostatečná rezerva a měnič můžeme tedy provozovat při požadovaném výstupním výkonu 16 kW.

Na následujících obrázcích jsou detaily průběhu paty napětí na nulové diodě výstupního usměrňovače pro různé výstupní proudy měniče. Z průběhů odečteme rozdíl šířek pat obou pulsů ($\Delta t = 0,65 \mu\text{s}$) při známém rozdílu výstupních proudů obou měření ($\Delta I = 64 \text{ A}$). Můžeme pak podle následujícího vztahu znovu výpočtem ověřit rozptylovou indukčnost výkonového transformátoru.

$$L_{r1} = \frac{\frac{U_d}{2}}{\frac{\Delta I}{\Delta t}} = \frac{250}{\frac{64}{0,65 \cdot 10^{-6}}} = 2,54 \mu\text{H} \quad (159)$$

8 Závěr

V práci je pojednáno o problematice nové koncepce DC/DC měniče velkého výkonu. V úvodu práce je vysvětlena problematika a současný trend vývoje měničů velkého výkonu.

Protože bylo snahou vyvinout měnič o co možná nejmenších rozměrech a hmotnosti, byla zvolena neobvykle vysoká spínací frekvence.

Všechny vytčené cíle disertační práce se podařilo v průběhu řešení postupně splnit:

1) Na základě teoretického rozboru byla ustanovena jednoduchá použitelná koncepce DC/DC měniče s transformátorem s tvrdým spínáním pro oblast větších výkonů s využitím nových spínacích polovodičů z karbidu křemíku. Měnič byl následně navržen a pokusně realizován. Při návrhu musely být zohledněny všechny v práci popsané parazitní jevy a všechna úskalí. Některá z nich se přitom vynořila až v konfrontaci s pokusnou realizací – viz bod 3.

2) V teoretické části práce byla provedena minimalizace objemu výkonového impulzního transformátoru měniče jednočinného můstkového propustného měniče při daném výkonu, pracovním kmitočtu, sycení a dané proudové hustotě ve vinutí. Výpočty jsou založeny na analytickém přístupu (hledání lokálních minim funkcí). Získané výsledky mohou posloužit širšímu okruhu konstruktérů pulzních měničů velkých výkonů a mají tedy přesah do technické praxe v oboru.

3) Ověření navržené koncepce realizací funkčního vzorku měniče bylo provedeno nikoli jen jako poslední fáze práce – pouze pro ověření teoretických výsledků. Jak již bylo zmíněno, ve skutečnosti se řešení bodu 1) a 3) vzájemně prolínala a podporovala. Takový postup je při výzkumu v oblasti výkonové elektroniky typický a pochopitelný.

Spínací polovodiče z karbidu křemíku (SiC) a částečně také z nitridu galia (GaN) představují výzvu pro konstruktéry v oblasti výkonové elektroniky. Vynikající dynamické vlastnosti SiC výkonových diod i SiC spínacích tranzistorů MOSFET umožňují použití velkého spínacího kmitočtu v jednoduché topologii s tvrdým spínáním, aniž by tím utrpěla účinnost (malé přepínací ztráty). Lze tak docílit snížení hmotnosti vinutých součástí měniče a tedy zvýšení poměru výkon/hmotnost celého silového obvodu. Rychlost těchto polovodičů nám tedy dovolí záměrně se vyhnout rezonančním či kvazirezonančním měničům s jejich obecně špatnou říditelností a velkou obvodovou složitostí.

Použití klasické jednoduché topologie s tvrdým spínáním na první pohled budí dojem snadného řešení. Ve skutečnosti však díky extrémním parametrům umožněným SiC polovodiči (např. spínací kmitočet 100 kHz při výkonu 16 kW, velké strmosti du/dt při vypínání, velké strmosti di/dt při zapínání) vyvstává řada nových obtížných úkolů (viz dílčí cíle práce vyjmenované pod cílem 1). Tyto dílčí úkoly nelze považovat za pouhé inženýrské úkoly spjaté s vývojem zařízení. Jde o stěžejní a velmi obtížné

problémy, jejichž úspěšné vyřešení rozhoduje o oprávněnosti a použitelnosti navrhované koncepce měniče.

Poté co byla zvolena topologie měniče, byl sestrojen prototyp měniče o jmenovitém výkonu 16 kW a spínací frekvenci 100 kHz. Při uvádění zařízení do provozu se však vyskytlo mnoho parazitních jevů, které bylo nutné následně řešit, aby zdroj mohl spolehlivě pracovat při požadovaném výkonu. Tyto parazitní jevy jsou zde popsány. Ve výsledku se nám tyto parazitní jevy podařilo omezit nebo úplně odstranit a měnič tak pracoval spolehlivě při požadovaném výkonu 16 kW.

V současné době jsou již na trhu dostupné nové tranzistory na bázi SiC. V době volby koncepce experimentu v rámci této dizertační práce tomu tak však ještě nebylo. I nyní je v potřebných napěťových a proudových hladinách nabízí jediný výrobce CREE (USA) a jejich cena je vysoká. S těmito prvky jsou však otevřeny nové možnosti ve zvyšování frekvence spínání měniče. Proto cílem další práce by měl být měnič, který bude plně osazen polovodičovými spínacími prvky na bázi SiC. To znamená, že by měnič mohl pracovat na vyšší spínací frekvenci než 100 kHz. Také měrný výkon na jednotku objemu a hmotnosti by měl být větší. Samozřejmě se během procesu vývoje tohoto měniče bude zvětšovat vliv výše popsaných parazitních jevů. Pravděpodobně se projeví i jiné dosud zanedbatelné parazitní jevy.

Seznam použitých symbolů

a	rozměr toroidního jádra (šířka jádra)
b	rozměr toroidního jádra (výška jádra)
B_{celk}	celkové sycení jádra
B_m	max. sycení jádra impulzního transformátoru měniče
$B_{m,b}$	max. sycení jádra budiče
B_r	remanentní magnetická indukce
B_{tl}	sycení jádra od vinutí tlumivky
C	kapacita kondenzátoru RCD členu
C_F	kapacita kondenzátoru jedné poloviny napěťového meziobvodu
C_{GS}	kapacita hradla paralelní trojice tranzistorů
C_{max}	maximální přípustná hodnota kapacity kondenzátoru napěťového meziobvodu
C_r	kapacita kondenzátoru rezonančního obvodu
C_{RC}	kapacita kondenzátoru odlehčovacího RC členu
C_V	kapacita výstupního kondenzátoru měniče
d_1	vnitřní průměr toroidního jádra Lj T4919/CF138
d_2	vnější průměr toroidního jádra Lj T4919/CF138
d_{tl}	střední průměr závitů tlumivky
D_0	nulová dioda
D_D	demagnetizační dioda
D_U	usměrňovací dioda
E_{max}	součet ztrátové energie na tranzistoru při jeho zapnutí a vypnutí
E_{off}	ztráty energie na tranzistoru při jeho vypnutí
E_{on}	ztrátová energie na tranzistoru při jeho zapnutí
f_{6p}	kmitočet zvlnění šestipulzně usměrněného napětí
f_r	rezonanční frekvence
f_{rez}	rezonanční frekvence LC filtru
i	proud tlumivkou
i_0	proud nulovou diodou

i_I	proud usměrňovací diodou
i_{2A}	proud sekundární diodou měniče ve větvi A
i_{2B}	proud sekundární diodou měniče ve větvi B
i_{kond}	proud kondenzátorem meziobvodu
i_μ	magnetizační proud
I_{Cv}	efektivní hodnota proudu kondenzátorem
$I_{1ef,d}$	efektivní hodnota proudu primárním vinutím transformátoru dvojčinného měniče
$I_{1ef,j}$	efektivní hodnota proudu primárním vinutím transformátoru jednočinného měniče
$I_{2ef,d}$	efektivní hodnota proudu sekundárním vinutím transformátoru dvojčinného měniče
$I_{2ef,j}$	efektivní hodnota proudu sekundárním vinutím transformátoru jednočinného měniče
I_{2RMS}	efektivní hodnota proudu v sekundárním vinutí transformátoru
I_d	střední hodnota proudu
$I_{C1,ef}$	dovolená efektivní hodnota proudu jedním kondenzátorem meziobvodu
I_{Cmax}	max. kolektorový proud tranzistoru
I_{CRMS}	efektivní hodnota kolektorového proudu tranzistoru při maximální střídě
I_{DAV}	střední hodnota proudu protékajícího trojicí demagnetizačních diod
$I_{D,ef}$	efektivní hodnota proudu nulovou diodou
$I_{D,25^\circ C}$	trvalý dovolený proud přechodu tranzistoru (při teplotě čipu 25 °C)
$I_{D,100^\circ C}$	trvalý dovolený proud přechodu tranzistoru (při teplotě čipu 100 °C)
$I_{D,stř}$	střední hodnota proudu nulovou diodou
I_F	dovolená střední hodnota proudu diodou
$I_{FAV,0}$	nejvyšší hodnota středního proudu usměrňovací diodou
$I_{FAV,U}$	nejvyšší hodnota středního proudu nulovou diodou
I_{fef}	efektivní hodnota fázového proudu
$I_{kond,ef}$	efektivní hodnota proudu kondenzátorem meziobvodu
I_L	proud výstupní tlumivkou
I_{LA}	proud výstupní tlumivkou měniče ve větvi A
I_{LB}	proud výstupní tlumivkou měniče ve větvi B
$I_{LI,ef}$	efektivní hodnota síťového fázového proudu
I_m	maximální hodnota fázového proudu
I_{rms}	efektivní hodnota fázového proudu
I_s	sdružená hodnota proudu

I_{sk}	skutečný proud
I_{smax}	amplituda sdružené hodnoty proudu
$I_{T,ef}$	efektivní hodnota proudu tranzistorem
I_Z	výstupní proud měniče
$I_{\dot{z}}$	žádaný proud
$I_{\mu max}$	max. hodnota magnetizačního proudu
J_1	proudová hustota primárního vinutí
J_2	proudová hustota sekundárního vinutí
J_{filtr}	proudová hustota ve vinutí vstupního filtru
J_{tl}	proudová hustota výstupní tlumivky
k	činitel vazby
k_{vin}	činitel plnění vinutí
l_1	délka primárního vinutí
l_2	délka sekundárního vinutí
l_{Cu}	délka jednoho závitu vinutí
L	indukčnost výstupní tlumivky
L_1	indukčnost primárního vinutí
L_{1max}	maximální hodnota magnetizační indukčnosti
L_{1min}	minimální hodnota magnetizační indukčnosti
L_{ft}	indukčnost fázové tlumivky vstupního filtru
L_r	indukčnost rezonančního obvodu
L_{R1}	rozptylová indukčnost transformátoru převedená na primární stranu
L_{R2}	rozptylová indukčnost transformátoru převedená na sekundární stranu
L_V	indukčnost vstupní tlumivky
L_{σ}	rozptylová indukčnost
n	počet paralelně řazených toroidních jader transformátoru
N_1	počet primárních závitů impulzního transformátoru
$N_{1,b}$	počet primárních závitů impulzního transformátoru budiče
$N_{1,d}$	počet primárních závitů impulzního transformátoru dvojčinného měniče
$N_{1,j}$	počet primárních závitů impulzního transformátoru jednočinného měniče
$N_{2,b}$	počet sekundárních závitů impulzního transformátoru budiče
$N_{2,d}$	počet sekundárních závitů impulzního transformátoru dvojčinného měniče
$N_{2,j}$	počet sekundárních závitů impulzního transformátoru jednočinného měniče
N_2	počet sekundárních závitů impulzního transformátoru

N_2/N_1	převod impulzního transformátoru
N_{ft}	počet závitů tlumivky vstupního filtru
N_{tl}	počet závitů výstupní tlumivky
p_h	měrné hysterezní ztráty v jádře měniče
p_{href}	měrné hysterezní ztráty toroidního jádra Lj T4919/CF138
$P_{prep,d}$	celkové ztráty přepínací na spínačích ve dvojčinném propustném měniči
$P_{prep,j}$	celkové ztráty přepínací na spínačích v jednočinném propustném měniči
P	výkon měniče
P_I	ztráty v primárním vinutí
P_h	hysterezní ztráty v jádře měniče
P_R	ztrátový výkon na RCD členu
P_{RC}	ztrátový výkon na RC členu
$P_{RC,celk}$	celkové ztráty na RC členech měniče
P_{RG}	ztrátový výkon na hradle paralelní trojice tranzistorů
$P_{usm,d}$	celkové ztráty na sekundárním usměřovači dvojčinného propustného měniče
$P_{usm,j}$	celkové ztráty na sekundárním usměřovači jednočinného propustného měniče
$P_{usm,vst}$	celkové ztráty na vstupním usměřovači
$P_{ved,d}$	celkové ztráty vedením na spínačích ve dvojčinném propustném měniči
$P_{ved,j}$	celkové ztráty vedením na spínačích v jednočinném propustném měniči
P_{celk}	celkové dominantní ztráty na měniči
P_C	celkové ztráty na všech spínačích (tranzistorech) měniče
P_{Con}	ztráty vedením na jednom spínači (paralelní trojice tranzistorů)
P_{Csw}	přepínací ztráty na jednom spínači (paralelní trojice tranzistorů)
P_{Cu}	ztrátový výkon na vinutí výstupní tlumivky
$P_{Cu,celk}$	celkové ztráty na výstupních tlumivkách
$P_{D,celk}$	celkové ztráty na všech demagnetizačních diodách
P_h	hysterezní ztráty v jádře transformátoru
$P_{R,celk}$	celkové ztráty na všech odporech primárních RCD členů
P_{Tr}	celkové ztráty v transformátoru
$P_{Tr,celk}$	celkové ztráty na transformátorech měniče
P_z	zdánlivý výkon odebíraný ze sítě
P_Z	ztrátový výkon na demagnetizační Zenerově diodě

P_{ztr}	dovolený ztrátový výkon jednoho dílčího kondenzátoru napěťového meziobvodu
$P_{ztr,kond}$	ztrátový výkon na celém napěťovém meziobvodu
$P_{ztr,bud}$	celkový ztrátový výkon na budiči
Q_r	„reverse recovery charge“ diody
Q_A	náboj odebraný z meziobvodu v jedné periodě (měničem ve větvi A)
Q_B	náboj odebraný z meziobvodu v jedné periodě (měničem ve větvi B)
Q_C	celkový náboj přechodu diody
Q_G	celkový náboj hradla (řídící elektrody G) tranzistoru
r	rozměr toroidního jádra (poloměr okna)
R_{Cu1}	odpor primárního vinutí
R_{Cu2}	odpor sekundárního vinutí
R_{Goff}	odpor pro hradlo paralelní trojice tranzistorů při vypínání
R_{Gon}	odpor pro hradlo paralelní trojice tranzistorů při spínání
R_i	ekvivalentní vnitřní odpor způsobený rozptylem
R_{RC}	odpor odlehčovacího RC členu
R_s	sériový ztrátový odpor jednoho dílčího kondenzátoru
R_{tl}	odpor vinutí tlumivky
$R_{DS(on)}$	odpor kanálu tranzistoru v sepnutém stavu
$R_{DS(on)max}$	max. odpor kanálu tranzistoru v sepnutém stavu
s	střída spínání tranzistorů (střída měniče)
s_{max}	max. střída spínání tranzistorů (max. střída měniče)
s_r	max. střída měniče zmenšená na sekundární straně vlivem rozptylu
S_b	průřez feritového jádra impulzního transformátoru budiče
S_{Cu1}	průřez vodiče primárního vinutí transformátoru
$S_{Cu1,d}$	průřez vodiče primárního vinutí transformátoru dvojčinného měniče
$S_{Cu1,j}$	průřez vodiče primárního vinutí transformátoru jednočinného měniče
S_{Cu2}	průřez vodiče sekundárního vinutí transformátoru
$S_{Cu2,d}$	průřez vodiče sekundárního vinutí transformátoru dvojčinného měniče
$S_{Cu2,j}$	průřez vodiče sekundárního vinutí transformátoru jednočinného měniče
$S_{Cu2,j}$	průřez vodiče sekundárního vinutí transformátoru jednočinného měniče
$S_{Cu,tl}$	průřez vodiče výstupní tlumivky
S_{cela}	čelní průřez feritového jádra Lj T4919/CF138
S_{ft}	průřez jádra feritové tyčky vstupního filtru
S_{Fe}	průřez jádra transformátoru

S_{Fe1}	průřez jádra Lj T4919/CF138
S_o	plocha okna transformátoru
$tg\delta$	ztrátový činitel kondenzátoru
t_{charge}	doba nabíjení kondenzátoru RCD členu
t_{on}	celková doba zapnutí tranzistoru
t_{onA}	doba sepnutí tranzistorů měniče ve větvi A
t_{onB}	doba sepnutí tranzistorů měniče ve větvi B
t_{off}	celková doba vypnutí tranzistoru
t_{rr}	závěrná zotavovací doba diody
t_{zap}	doba sepnutí tranzistoru
T	perioda spínání tranzistorů
T_D	dolní tranzistor měniče
T_H	horní tranzistor měniče
T_j	max. dovolená teplota pouzdra
T_{R1}	transformátor 1
T_{R2}	transformátor 2
u_2	okamžitá hodnota sekundárního napětí transformátoru
u_x	okamžitá hodnota napětí na nulové diodě
$U_{2\ max,0}$	max. hodnota sekundárních napěťových pulzů
U_{cc}	napájecí napětí řídicích obvodů
U_d	napětí stejnosměrného meziobvodu
$U_{d\ max}$	max. hodnota sdruženého napětí sítě
U_{D1}	napětí stejnosměrného meziobvodu měniče ve větvi A
U_{D2}	napětí stejnosměrného meziobvodu měniče ve větvi B
U_{DC}	závěrné napětí diody
U_{DS}	závěrné napětí tranzistoru
U_f	fázové napětí
U_F	prahové napětí diody
$U_{L1,ef}$	efektivní hodnota síťového fázového napětí
$U_{OUT,0}$	napětí výstupního usměřovače naprázdno
$U_{OUT,r}$	napětí výstupního usměřovače při plném proudu
U_r	výstupní napětí měniče zmenšené rozptylem
$U_{\tilde{r}}$	řídící napětí
U_Z	výstupní napětí měniče
U_{Z0}	výstupní napětí měniče bez vlivu rozptylu

v	výška toroidního jádra Lj T4919/CF138
V_l	objem toroidního jádra Lj T4919/CF138
$V_{l,d}$	objem vinutí transformátoru dvojčinného měniče
$V_{l,j}$	objem vinutí transformátoru jednočinného měniče
V_{Cu}	objem vinutí transformátoru
V_{Fe}	objem magnetického obvodu
V_{Tr}	celkový objem transformátoru
δ	relativní pokles napětí
η	účinnost měniče
λ	účinník
$\rho_{Cu(20^\circ C)}$	měrný elektrický odpor mědi při 20 °C
σ	hloubka vniku
Δt	zkrácení doby zapnutí na sekundární straně
Δt_1	doba trvání změny ΔI_1
Δt_2	doba trvání změny ΔI_2
ΔB_d	max. sycení jádra dvojčinného měniče
ΔB_j	max. sycení jádra jednočinného měniče
ΔI	velikost zvlnění špička-špička proudu
ΔI_1	velikost změny proudu za dobu Δt_1
ΔI_2	velikost změny proudu za dobu Δt_2
ΔU	velikost zvlnění špička-špička usměrněného napětí
ΔU_{OUT}	velikost úbytku napětí způsobený rozptylem
ΔU_{it}	úbytek napětí na tlumivce
ΔU_{vf}	velikost vf zvlnění napětí meziobvodu
\mathcal{A}	celková magnetická vodivost jádra transformátoru měniče
\mathcal{A}_l	magnetická vodivost toroidního jádra Lj T4919/CF138
\mathcal{A}_b	magnetická vodivost toroidního jádra budiče
\mathcal{A}_{ft}	magnetická vodivost jádra feritové tyčky filtru

Literatura

- [1] PATOČKA, M. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. Brno: VUTIUM, 2011. 480 s. ISBN: 978-80-214-4003-6.
- [2] VOREL, P. *Řídicí členy v elektrických pohonech*. Brno: Elektronický učební text FEKT VUT v Brně. 2009. 100 s.
- [3] ABBASPOUR, S., PEDRAM, M., HEYDARI, P. *Optimizing the energy-delay-ringing product in on-chip CMOS line drivers*. Los Angeles: Department of Electronic Engineering, Southern California Univ. 2003.
- [4] ABBATE, C., BUSATTO, G., FRATELLI, L., IANNUZZO, F. *The high frequency behaviour of high voltage and current IGBT modules*. Original Research Article Microelectronics and Reliability, vol. 46, Issues 9-11, September-November 2006. Pages 1848-1853.
- [5] VOREL, P.: *Nové koncepce rezonančních měničů pro velké výkony*. Brno: Disertační práce. 1999. 98 s.
- [6] BUSATTO, G., ABBATE, C., FRATELLI, L., IANNUZZO, F., GIANNINI, G., CASCONI, B. *EMI Analysis in High power Converters for Traction Application*. Dresden, Germany: EPE 2005, 11-14 Sept 2005.
- [7] SIZHEN, L., XUECHENG, Z., XIAOFEI, C., QUAN, G. *Designing a compact soft-start scheme for voltage-mode DC-DC switching converters*. China: Department of Electronic Science and Technology, Huazhong University of Science and Technology. 2009.
- [8] EHSAN, A., HOSEIN, F. *Soft switching bidirectional DC-DC converter for ultracapacitor-batteries interface*. Iran: Department of Electrical and Computer Engineering, Isfahan University of Technology. 2009.
- [9] Öhnell, B., Isaksoon, M. *Evaluation of a Halfbridge Configuration Using CoolMOS transistors and Silicon Carbide Schottky Diodes*. Göteborg, Sweden: Department of Energy and Environment, Division of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology. 2007.
- [10] LOXTON, R.C., TEO, K.L., REHBOCK, V., LING, W.K. *Optimal switching instants for a switched-capacitor DC/DC power converter*. Perth, Australia: Department of Mathematics and Statistics, Curtin University of Technology. 2009.
- [11] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, svazek II*. Brno: Elektronický učební text FEKT VUT v Brně. 2004.
- [12] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, svazek IV*. Brno: Elektronický učební text FEKT VUT v Brně. 2010.
- [13] VOREL, P. *Výkonové elektromechanické systémy v silničních vozidlech*. Brno: Teze habilitační práce na FEKT VUT v Brně. 2005.
- [14] NOVOTNÝ, V., VOREL, P., PATOČKA, M. *Napájení elektronických zařízení*. Brno: FEI VUT v Brně. 2003. 139 s.
- [15] VOREL, P., PROCHÁZKA, P. *Výkonové elektromechanické systémy v silničních vozidlech*. Brno: Elektronický učební text FEKT VUT v Brně. 2009. 101s.
- [16] LANGER, R. *Rychlonabíječka pro trakční akumulátor elektromobilu "Peugeot106 electric"*. Brno: Diplomová práce na FEKT VUT v Brně. 2009. 60s.
- [17] BAHA, B., TOKHI, M.O. *Dynamic modelling and control of resonant switch mode converters*. Brighton, UK: Department of Electrical and Electronic Engineering, University of Brighton. 1998.

- [18] HUIA, S-Y., HENRY, S-Y., CHUNGA, S-H. Resonant and soft-switching converters. Hong Kong: Department of Electronic Engineering, City University of Hong Kong. 2007.
- [19] HANJU, C., JUNGWAN, C., PRASAD, E. *A three-phase current-fed dc/dc converter with a three-leg high frequency transformer for fuel cells*. Republic of Korea: Department of Electrical Engineering, Chungnam National University, 220 Gung-dong Yuseong-gu. 2008.
- [20] INFINEON. *SiC Schottky Diode IDH15S120* [online]. 2010 [cit. 2012-09-30]. Dostupné z: <http://www.infineon.com/dgdl/IDH15S120_Rev2.0.pdf?folderId=db3a30431d8a6b3c011dbeca72db281a&fileId=db3a30431f848401011ff4d334dc532b>.
- [21] IXYS, Milpitas, USA. *DSEP29-12A: HiPerFREDTM Epitaxial Diode with soft recovery Datasheet*. [online]. 2010 [cit. 2012-09-30]. Dostupné z: <<http://www.ixys.com>>.
- [22] INFINEON. *CoolMOS Power Transistor SPW47N60CFD* [online]. 2010 [cit. 2012-11-28]. Dostupné z : <http://www.infineon.com/dgdl/SPW47N60CFD_Rev.1.2.pdf?folderId=db3a304412b407950112b408e8c90004&fileId=db3a304412b407950112b42c088f4655>.
- [23] KOVACEVIC, G., TENCONIA, A., BOJOIA, R. *Advanced DC-DC converter for power conditioning in hydrogen fuel cell systems*. Italy: Department of Electrical Engineering, Politecnico di Torino. 2007.
- [24] ADIB, E., FARZANEHFARD, H. *Analysis and Design of a Zero-Current Switching Forward Converter With Simple Auxiliary Circuit*. Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.27, no.1, pp.144,150, Jan. 2012.
- [25] HONG M., ABDEL RAHMAN, O., BATARSEH, I. *Zero-Voltage-Switching DC-DC Converters With Synchronous Rectifiers*. Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.23, no.1, pp.369,378, Jan. 2008.
- [26] RABKOWSKI, J., PEFTITSIS, D., NEE, H-P.: *Silicon Carbide Power Transistor: A New Era in Power Electronics Is Initiated*. Industrial Electronics Magazine, IEEE, vol.6, no.2, pp.17,26, June 2012.
- [27] CREE. *CMF20120D-Silicon Carbide Power MOSFET* [online]. 2012 [cit. 2013-02-28]. Dostupné z: <<http://www.cree.com/Power/Products/1200V-SiC-MOSFET-Packaged/Packaged/CMF20120D>>.

Publikace autora

- [A.1] KUZDAS, J.; VOREL, P. Powerful charger for electric aircraft. In *Proceedings of the IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Vídeň, Rakousko: 2013. s. 1163-1166. ISBN: 978-1-4799-0223- 1.
- [A.2] KUZDAS, J.; VOREL, P. Rychlonabíječ pro elektromobil s využitím polovodičů z karbidu křemíku. In *XXXIII. Celostátní konference o elektrických pohonech*. 2013. s. 44-49. ISBN: 978-80-02-02457- 6.
- [A.3] KUZDAS, J.; ČERVINKA, D.; VOREL, P. Parazitní jevy pulsních měničů velkého výkonu. In *Proceedings 13th International Scientific Conference EPE 2012*. 2012. s. 1-3. ISBN: 978-80-214-4514- 7.
- [A.4] KUZDAS, J.; VOREL, P. PARASITIC EFFECTS IN POWER CIRCUITS OF HIGH POWER BATTERY CHARGERS. In *13TH ABAF BRNO 2012- Book of Proceedings*. 2012. s. 345-350. ISBN: 978-80-214-4610- 6.
- [A.5] ČERVINKA, D.; VOREL, P.; KUZDAS, J. Vliv rychlonabíječů pro elektromobily na distribuční síť. In *Proceedings of the 13th International Scientific Conference Electric Power Engineering 2012*. Brno: 2012. s. 425-430. ISBN: 978-80-214-4514- 7.
- [A.6] KUZDAS, J.; VOREL, P. Parasitic Effects in Battery Charger Using New SiC Diodes. In *XII. International Conference on Low Voltage Electrical Machines 2012*. 1. 2012. s. 110-112. ISBN: 978-80-214-4602- 1.
- [A.7] KUZDAS, J.; VOREL, P. Rychlonabíječka trakčních akumulátorů s novými polovodičovými prvky. *Elektrorevue - Internetový časopis (<http://www.elektrorevue.cz>)*, 2011, roč. 2011, č. 20, s. 1-4. ISSN: 1213- 1539.
- [A.8] KUZDAS, J.; VOREL, P. High- Power Converter Operating at Switching Frequency 100kHz. In *XI. International Conference on Low Voltage Electrical Machines LVEM2011*. 2011. s. 1-3. ISBN: 978-80-214-4362- 4.
- [A.9] KUZDAS, J. POWERFUL TRACTION BATTERY CHARGER USING NEW SEMICONDUCTOR DEVICES. In *Proceedings of the 17th Conference STUDENT EEICT 2010 Volume 3*. Brno: VUT v Brně, FEKT, 2011. s. 269-273. ISBN: 978-80-214-4273- 3.
- [A.10] KUZDAS, J. SYNCHRONOUS BUCK CONVERTER. In *Sborník studentské konference STUDENT EEICT 2010*. NOVAPRESS s.r.o., nám. Republiky 15, 614 00 Brno: NOVAPRESS s.r.o., nám. Republiky 15, 614 00 Brno, 2010. s. 132-136. ISBN: 978-80-214-4079- 1.
- [A.11] KUZDAS, J. Synchronní snižující měnič. In *Sborník celostátní konference EPVE 09*. Brno: VUT Brno, FEKT, UVEE, 2009. s. 1-5. ISBN: 978-80-214-3974- 0.

Curriculum Vitae

Jméno: Jan KUZDAS

Narozen: 11. 1. 1985 v Pelhřimově

Kontakt: xkuzda01@stud.feec.vutbr.cz

Vzdělání

2000-2004 Střední průmyslová škola Jihlava

2004-2009 Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně

2009-2013 Doktorské studium na UVEE, FEKT VUT Brno

Praxe

2010-2013 Technicko-hospodářský pracovník na UVEE, FEKT VUT Brno

2012-2013 Technicko-hospodářský pracovník v Centru výzkumu a využití obnovitelných zdrojů energie (CVVOZE), Brno

Účast na řešení projektů

2010 Spoluřešitel projektu „Mapování účinnosti střídavých elektrických pohonů“.

2011-2013 Spoluřešitel projektu „Využití nových technologií ve výkonové elektronice“.