



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

## ZVYŠOVÁNÍ ÚČINNOSTI A OPTIMALIZACE VÝKONOVÝCH PULZNÍCH MĚNIČŮ

EFFICIENCY IMPROVEMENT AND OPTIMIZATION OF HIGH POWER SWITCHING CONVERTERS

### TEZE DIZERTAČNÍ PRÁCE

AUTOR PRÁCE

Ing. Jan Martiš

ŠKOLITEL

doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

## Abstrakt

Práce se zabývá problematikou DC/DC měničů s transformátorem (spínaných zdrojů) velkého výkonu, s důrazem na zvyšování účinnosti a jejich optimalizaci. Hlavní zaměření práce je pak na použití měniče s blokující topologií pro oblast velkých výkonů, přestože bylo v oboru výkonové elektroniky doposud tradováno, že tato topologie pro velké výkony vhodná není. Tento typ měniče byl vybrán z důvodu potenciálně lepších dosažitelných parametrů, zejména účinnosti, v porovnání s propustným měničem – u blokujícího měniče vznikají ztráty pouze na jednom magnetickém prvku (transformátoru) oproti dvěma (transformátor a tlumivka) u propustného měniče. Oproti rezonančním a kvazirezonančním měničům je blokující měnič snadno regulovatelný v plném rozsahu výstupních veličin. Aby byl tento typ měniče výhodný i pro velké výkony, byly provedeny určité inovativní obvodové modifikace a použity moderní polovodičové i pasivní součástky.

Teoretická část práce je věnována optimalizaci účinnosti blokujícího měniče, založené na analytickém řešení. Provozní parametry měniče - spínací frekvence a parametry transformátoru (sycení, počty závitů) jsou obvykle voleny odhadem nebo na základě zkušenosti. Účelem této části práce však je matematicky přesné určení těchto parametrů tak, aby pro dané vstupní parametry byly dosaženy nejnižší možné celkové ztráty měniče. V určitém případě bylo možné získat výsledné explicitní vztahy čistě analyticky, v ostatních případech bylo voleno řešení posledního kroku výpočtu pomocí software.

Pro ověření navrhovaných řešení a postupů byl zkonstruován funkční vzorek spínaného zdroje s blokujícím měničem o výkonu 12 kW. Zastavěný prostor bez síťového filtru je pouze přibližně 33x33x16 cm. Jsou použity polovodiče (tranzistory MOS-FET a diody) na bázi karbidu křemíku. Po oživení bylo dosaženo účinnosti DC/DC měniče 96,8 % pro plný výkon. Pro velký rozsah výstupních veličin účinnost příliš neklesá. V práci je zahrnuto i jisté porovnání s propustným měničem stejných parametrů. Nejen z hlediska účinnosti se blokující varianta jeví jako velmi perspektivní.

# OBSAH

1 ÚVOD.....	4
2 SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY.....	6
2.1 Zvyšování spínací frekvence.....	6
2.2 Topologie silového obvodu.....	6
2.3 Odlehčovací obvody .....	7
2.4 Použití moderních spínacích součástek a materiálů.....	8
2.5 Rušivé signály vznikající rychlým spínáním polovodičů .....	9
2.6 Budiče moderních tranzistorů .....	9
2.7 Korekce účinníku .....	10
3 CÍLE PRÁCE .....	11
4 NAVRHOVANÉ ŘEŠENÍ MĚNIČE .....	12
4.1 Myšlenka použití blokujícího měniče pro velké výkony .....	12
4.2 Porovnání velikosti transformátoru blokujícího a propustného měniče .....	12
4.2.1 Předpoklady .....	12
4.2.2 Porovnání rozměrů transformátorů při optimálním návrhu.....	13
4.3 Navrhovaná vylepšení blokujícího měniče .....	15
4.3.1 Napěťové špičky na spínacím tranzistoru a jejich eliminace.....	15
4.3.2 Řešení problému pulzního proudu sekundárního usměrňovače .....	16
4.3.3 Nový bezztrátový odlehčovací článek pro dvouspínačový měnič.....	17
4.4 Experimentální měnič 1,2 kW pro ověření vhodnosti topologie .....	17
5 OPTIMALIZACE ÚČINNOSTI BLOKUJÍCÍHO MĚNIČE.....	19
5.1 Optimalizace – režim spojitého toku .....	19
5.1.1 Principy optimalizace, uvažované ztráty .....	19
5.1.2 Vstupní parametry optimalizace .....	20
5.1.3 Výstupní parametry optimalizace.....	21
5.1.4 Výsledné vztahy.....	22
5.1.5 Hledání minima pomocí programu Excel .....	23
5.2 Optimalizace – režim na hranici přerušovaného toku – analytické řešení.....	24
5.2.1 Výsledné vztahy.....	25
6 FUNKČNÍ VZOREK NETRADIČNÍHO BLOKUJÍCÍHO SPÍNANÉHO ZDROJE 12 KW.....	26
6.1 Návrh spínaného zdroje .....	26
6.1.1 Koncepce primární části měniče.....	26
6.1.2 Budiče tranzistorů.....	27
6.2 Realizace funkčního vzorku spínaného zdroje.....	28
6.2.1 Měření účinnosti .....	29
7 ZÁVĚR.....	30

# 1 ÚVOD

V dnešní době se stále zvyšuje tlak na co nejvyšší účinnost přeměny energie za účelem snížení její spotřeby. Spínané zdroje a měniče zejména vyšších výkonů jsou jistě oblastí, kde je možno např. za pomoci moderních technologií a materiálů nebo optimalizací různých částí či použitím různých topologií a inovativních obvodových řešení dosáhnout snížení ztrátového výkonu a tím zvýšení účinnosti. Zejména vývoj výkonových spínacích polovodičů (tranzistorů a diod) jde stále velmi rychle dopředu i v dnešní době. Na trhu jsou již pár let běžně k dispozici spínací součástky na bázi karbidu křemíku (SiC), které kombinují vysoké závěrné napětí a velký proud s vysokou rychlostí, přičemž cena těchto součástek neustále klesá. To je činí výhodnější z ekonomického hlediska a začínají být využívány i v průmyslu. Stále se ale objevují nové součástky, které mají např. menší odpor v sepnutém stavu (u tranzistoru MOS-FET) nebo umožňují rychlejší přepínání. Právě vyšší rychlost přepínání a s tím související menší ztrátová energie je klíčovým údajem při porovnávání kvalit spínacích součástek, neboť pak je umožněna větší spínací frekvence měniče při zachování nebo snížení ztrát polovodičů a je možné minimalizovat rozměry a snižovat ztráty i u transformátorů a tlumivek.

Zrychlování přepínacích dějů spolu s výhodou vyšší účinnosti spolu bohužel nese i nevýhody ve formě mnohem většího projevování různých parazitních jevů, které se sice objevují i u měničů starší konstrukce s pomalejšími součástkami, ale v mnohem menší míře. Jedná se například o vysokofrekvenční zátky při přepínání tranzistorů (tzv. ringing), které mohou vést při špatné konstrukci budiče a silového obvodu až k havárii, dále zvýšené ztráty ve vinutí transformátorů a tlumivek dané povrchovým jevem a jevem blízkosti (skin efekt a proximity efekt), zvýrazněný vliv parazitních kapacit (budiče, silový transformátor), vznikající vysokofrekvenční zemní smyčky, které zavádí rušení, nutnost návrhu řídicích obvodů s ohledem na velkou odolnost vůči rušivým napětím atd. Řešení těchto komplikací mnohdy nebývá jednoduchým úkolem a vyžaduje značnou zkušenost, teoretické znalosti a často i tvůrčí myšlení ze strany pracovníků výzkumu a vývoje. Často je potřeba vyvíjet inovativní a netradiční obvodová řešení, která uvedené parazitní jevy potlačují a přitom např. nesnižují účinnost. Další nevýhodou plynoucí z použití rychlých polovodičů je zvýšení úrovně elektromagnetického rušení a vyzařování (zhoršená elektromagnetická kompatibilita). To je dáno strmějšími hranami napětí a proudu, které se v obvodu vyskytují. Proto je snahou i omezování těchto strmostí, např. s použitím různých odlehčovacích obvodů (nejlépe bezztrátových) nebo jiných topologií měniče (zejména rezonanční a kvazirezonanční), kde klíčovou vlastností je měkké spínání polovodičů.

Jako hlavní náplň této práce bylo zvoleno **využití inovovaného blokujícího měniče na vysoké výkony** a jeho optimalizace. Autor práce se domnívá, že blokující měnič by mohl dosahovat srovnatelných, nebo i lepších výsledků, než běžně používané propustné měniče. Blokující měnič je běžně používán pouze pro menší výkony (maximálně řádově pár set W), kde je výhodný pro svoji

jednoduchost, pro vyšší výkony se ale z důvodu různých omezení a nevhodných vlastností prakticky nepoužívá. Často je jako nevýhoda zmiňována značná velikost hlavního impulzního transformátoru. Jak ale bude ukázáno v práci, rozdíl ve velikosti transformátoru oproti propustnému měniči není při správném návrhu značný. **Blokující měnič má při správném optimalizovaném návrhu potenciál pro vyšší účinnost, neboť neobsahuje výstupní tlumivku jako běžně používaný propustný měnič.** Na této tlumivce vzniká další ztrátové teplo. Bude ukázáno, že s použitím moderních součástek a inovativních obvodových řešení je možné výše zmíněná omezení a nevhodné vlastnosti potlačit nebo i eliminovat. Také bude navrženo řešení bezztrátového kvazirezonančního odlehčovacího článku pro omezení strmosti hran při vypínání tranzistorů, tím dojde k omezení rušivého vyzařování a ke značnému poklesu přepínacích ztrát.

Výkonový blokující měnič je výhodný zejména pro vyšší výstupní napětí (řádově několik desítek až stovek V), je tedy velice vhodný pro perspektivní odvětví jako elektromobilita (nabíječe a rychlonabíječe trakčních akumulátorů) a obnovitelné zdroje (např. DC/DC měniče pro fotovoltaickou aplikaci). Zde zvyšování účinnosti přináší stále větší výhodu, neboť tyto odvětví se neustále rozvíjí a je potřeba přeměňovat čím dál větší množství energie.

Důležitou součástí práce je i **optimalizační postup**, který navrhne vhodnou volbu spínací frekvence a parametrů transformátoru s danými součástkami a rozměry transformátoru. Spínací frekvence je často volena před návrhem měniče empiricky nebo „od oka“, to stejné platí pro parametry transformátoru (volba sycení a zdvihu sycení). Taková volba ovšem znamená, že měnič většinou nebývá navržen optimálně pro nejmenší celkové ztráty. Za účelem zodpovězení těchto otázek (jaká je optimální volba frekvence a parametrů transformátoru) byl vypracován optimalizační postup, založený zejména na analytickém řešení rovnic.

Bude představen experimentální **funkční vzorek spínaného zdroje s blokující topologií o výkonu 12,6 kW**, využívající různá inovativní obvodová řešení pro zvýšení účinnosti, zlepšení parametrů či potlačení vyzařování rušivých signálů. Měnič bude navržen s použitím moderních součástek (tranzistorů a diod) na bázi karbidu křemíku (SiC). Bude porovnána účinnost s měničem s propustnou topologií a totožnými výstupními parametry.

Důležitou myšlenkou, uplatňovanou v průběhu celé práce, je důraz na robustnost a jednoduchost použitých řešení. Představený neobvyklý výkonový blokující měnič nemá žádné omezení v regulovatelnosti výstupního napětí a proudu, je řízený pomocí jednoduchého obvodu a není u něj potřeba ošetřovat žádné nebezpečné stavy.

## 2 SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

Současné trendy u moderních spínaných zdrojů a měničů vyššího výkonu lze stručně shrnout do následujících podkapitol.

### 2.1 ZVYŠOVÁNÍ SPÍNACÍ FREKVENCE

U spínaných zdrojů a měničů, které obsahují magnetické prvky (transformátor, tlumivka) si zvyšování frekvence většinou klade za cíl zmenšení velikosti těchto prvků nebo zmenšení jejich ztrát. Problém lze ilustrovat následující rovnicí:

$$N = \frac{U \cdot \Delta t}{\Delta B \cdot S_{\text{Fe}}}, \quad (2.1)$$

kde  $N$  je počet závitů vinutí na feromagnetickém jádru,  $U$  je přiložené konstantní napětí během pulzu trvajícího po dobu  $\Delta t$ ,  $\Delta B$  je změna indukce (sycení) v jádru a  $S_{\text{Fe}}$  je jeho průřez (průřez feromagnetika).

Při zvýšení frekvence se zkracuje doba pulzu  $\Delta t$ , pokud zachováme stejné sycení a rozměry jádra, můžeme pro vinutí (se stejným průřezem okna) použít menší počet závitů s větším průřezem, tím klesá jeho odpor a tedy i ztráty. Můžeme také zachovat počet závitů a indukci, tím pak stačí menší průřez jádra s výsledným zmenšením rozměrů i délky vodiče, čímž je do určité míry omezen i ztrátový výkon na vinutí.

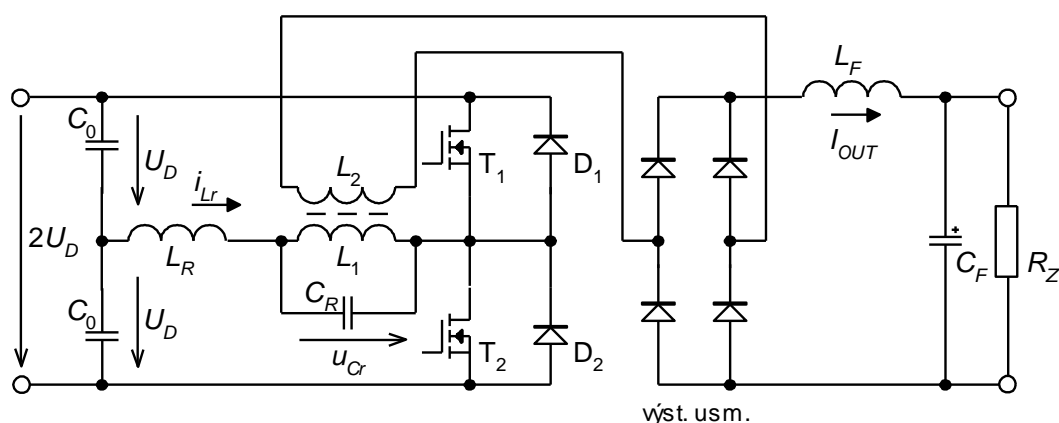
**Zvyšování frekvence spolu bohužel nese spoustu nepříznivých jevů, bez jejich zohlednění by mohlo být zvýšení frekvence i kontraproduktivní.** Jedná se například o ztráty způsobené konečnými přepínacími časy polovodičů, ztráty způsobené skin-efektem a proximity-efektem ve vinutí magnetických prvků a ztráty ve feromagnetickém jádru. V neposlední řadě se více projevuje i problém rušivého vyzařování (EMC, EMS). Všechny tyto nepříznivé jevy je nutné pro optimální návrh spínaného zdroje zohlednit a případně potlačit. **Přepínací ztráty lze zkrátit použitím moderních spínacích součástek, např. na bázi karbidu křemíku (SiC) nebo nitridu galia (GaN).**

### 2.2 TOPOLOGIE SILOVÉHO OBVODU

Klasické topologie DC/DC měniče, využívané pro spínané zdroje vyšších výkonů, jsou dvojčinný můstkový propustný měnič a jednočinný dvojspínačový propustný měnič. Jedná se o měniče s tvrdým spínáním, pracující většinou s obdélníkovými průběhy napětí a proudů. Jejich výhodou je snadná regulovatelnost výstupních veličin (napětí a proud) v plném rozsahu pouze pomocí změny šířky pulzu (PWM). Naopak jejich nevýhodami jsou tedy poměrně vysoké přepínací ztráty tranzistorů a také vysoká úroveň rušivého vyzařování (strmé hrany napětí) zejména při použití moderních rychlých polovodičů. Potlačování těchto problémů je hlavní snahou topologických změn zapojení silového obvodu.

Nejčastějšími topologickými změnami silového obvodu jsou **rezonanční a kvazirezonanční měniče**. Hlavním důvodem pro použití těchto měničů je snaha o docílení měkkého spínání polovodičů (zejména tranzistorů) – režim ZVS (zero voltage switching, spínání v nule napětí) nebo ZCS (zero current switching, spínání v nule proudu), s důsledkem omezení přepínacích ztrát, případně rušivého vyzařování. Bohužel tyto topologie spolu v naprosté většině případů nesou **omezení regulovatelnosti výstupních veličin měniče**.

Zapojení rezonančních a kvazirezonančních měničů existuje celá řada, přičemž v souvislosti s výzkumem jsou objevována stále nová zapojení, nebo jsou vylepšována stávající zapojení. Tato zapojení disponují různým rozsahem regulace a různě velkým potlačením přepínacích ztrát. Bývají také použity různé způsoby řízení. Jedná se o velmi rozsáhlou problematiku, kterou bohužel není možné plně obsáhnout v tomto textu. Příklad kvazirezonančního měniče s transformátorem je uveden na následujícím obrázku.

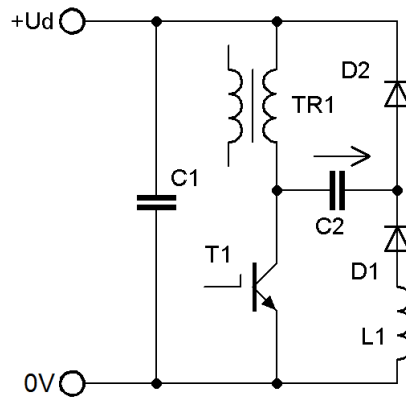


Obr. 2-1: Kvazirezonanční měnič s transformátorem, převzato z [18].

### 2.3 ODLEHČOVACÍ OBVODY

Další možností modifikace silového obvodu měniče je použití odlehčovacích obvodů. Tyto obvody zlepšují vlastnosti topologií s tvrdým spínáním tak, že omezují přepínací ztrátové energie polovodičů a zmenšují strmosti hran napětí v obvodu. Význam pro moderní měniče a spínané zdroje mají zejména **bezztrátové odlehčovací obvody**, které ve svém zapojení neobsahují ztrátové prvky (rezistory), ale pouze cívky, kondenzátory a polovodiče. Téměř vždy je využíváno jevu rezonance, tyto odlehčovací obvody tedy můžeme také nazvat rezonanční či kvazirezonanční. Na rozdíl od topologických změn odlehčovací obvody zpravidla příliš neomezují regulovatelnost výstupních veličin měniče, ale zase pomocí nich není možné omezit strmost napěťové hrany při sepnutí tranzistorů.

Stejně jako u rezonančních a kvazirezonančních topologií, tak i bezztrátové odlehčovací obvody jsou předmětem neustále probíhajícího výzkumu a jsou objevována nová zapojení. Na následujícím obrázku je uveden příklad zapojení pasivního bezztrátového odlehčovacího obvodu pro jednosměrný měnič.



Obr. 2-2: Bezztrátový odlehčovací obvod pro jednospínačový měnič [7].

## 2.4 POUŽITÍ MODERNÍCH SPÍNACÍCH SOUČÁSTEK A MATERIÁLŮ

Účinnost dnešních spínaných zdrojů je do značné míry podpořena i výzkumem a vývojem v oblasti součástek a materiálů. U tranzistorů a diod směřuje výzkum směrem ke zkracování přepínacích časů (a z toho plynoucího zmenšení přepínacích ztrát) a ke zmenšení úbytku v sepnutém stavu. Také dochází ke zlepšování vlastností magnetických materiálů (jader pro transformátory a tlumivky), zmenšování ztrát kondenzátorů (sériový odpor resp. ztrátový činitel) a v neposlední řadě k minimalizaci rozměrů všech komponentů, včetně zlepšování pouzdrů součástek. Inovace se týkají také možností odvodu tepla a chlazení – např. elektricky izolační tepelně vodivé materiály a zalévací hmoty, u nichž je důraz na velkou tepelnou vodivost. Také se zvyšují povolené pracovní teploty komponentů.

Největší význam mají polovodiče – **tranzistory MOS-FET a diody na bázi karbidu křemíku (SiC) a nitridu galia (GaN)**. Tranzistory z karbidu křemíku dosahují vysokých závěrných napětí – 1200 V a více, při zachování malého odporu v sepnutém stavu a vysoké rychlosti spínání. Tyto polovodiče jsou již několik let běžně dostupné, ale stále dochází k razantnímu zlepšování parametrů a snižování jejich ceny. Tranzistory z nitridu galia mají extrémně rychlé přepínací časy v řádu jednotek ns, jsou vhodné pro měniče s extrémními parametry (např. objemová hustota výkonu) a pro experimentální účely. Prakticky ovšem stále příliš používané nejsou, extrémní rychlosti přepínání přináší spoustu komplikací – vysoké nároky na budiče tranzistorů, geometrický návrh plošného spoje a v neposlední řadě vysoká úroveň rušivého vyzařování. Všechny tyto problémy se projevují ještě více, než u polovodičů z karbidu křemíku. Tyto tranzistory musí mít z důvodu minimalizace parazitních indukčností speciální miniaturní ploché SMD pouzdro, viz obrázek:



Obr. 2-3: Speciální SMD pouzdro tranzistoru GS66508T, rozměry cca 7x4,5x0,5 mm.



## 2.5 RUŠIVÉ SIGNÁLY VZNIKAJÍCÍ RYCHLÝM SPÍNÁNÍM POLOVODIČŮ

Spolu se zrychlováním přepínacích dějů (moderní polovodiče) a zvyšováním výkonu (napětí a proudu) rostou i problémy spojené se strmostí hran napětí a proudu. Tyto problémy lze rozdělit do dvou skupin, a to nároky kladené na geometrický návrh silových obvodů a pak problémy spojené s vyzařováním či zanášením rušivých signálů, ať už cestou přes parazitní kapacity různých prvků, nebo i vzduchovou vazbou (přes elektrické či magnetické pole). Tyto problémy lze vyjádřit pomocí dvou základních rovnic:

$$i = C \cdot \frac{du}{dt} \quad (2.2)$$

$$u = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (2.3)$$

Rovnice (2.2) popisuje průchod proudu parazitní kapacitou  $C$  při strmosti napětí  $du/dt$ . Strmosti napětí u moderních polovodičů při tvrdém spínání nezdědka dosahují hodnoty 100 kV/ $\mu$ s. Tím i při malé parazitní kapacitě, řádově jednotkách pF, může docházet k průchodu proudových špiček ve stovkách mA. Ve spínaném zdroji je spousta prvků, které vykazují parazitní kapacity – budiče tranzistorů, izolační podložky tranzistorů, výkonový transformátor. Tyto kapacity zavádí rušivé proudy do míst (např. řídicí obvod), kde mohou způsobit narušení správné funkce, ale také se proudy dostávají zpět do sítě, kde způsobují problémy s elektromagnetickou kompatibilitou. Nutné je použití síťových filtrů, často ale ani tyto filtry kompletně neřeší problém s elektromagnetickou kompatibilitou, jelikož nejsou dokonalé a mechanismy šíření rušivých signálů jsou často velmi komplikované.

Rovnice (2.3) primárně popisuje problém napěťových překmitů a zákmitů vznikajících v silovém obvodu při zanikání proudu (vypínání tranzistorů). U velmi rychlých dějů představuje problém indukčnost v řádu desítek nH. Je velmi kritický návrh plošného spoje, často má vliv i prodloužení spoje v řádu milimetrů. Sekundárně tato rovnice (2.3) popisuje vznik magnetické složky rušivých signálů, kdy proudové smyčky v silovém obvodu se chovají jako vysílač a smyčky v jiných obvodech jako přijímač. Vznikající rušení může způsobit problém zejména v řídicích obvodech, kde jsou rozhodovací úrovně v řádu jednotek V. Je nutno minimalizovat plochu všech spojů a stínit řídicí obvody. Také je nutné tento jev brát v potaz při připojování osciloskopických sond.

## 2.6 BUDIČE MODERNÍCH TRANZISTORŮ

Na budiče moderních tranzistorů MOS-FET na bázi SiC a GaN, ale i rychlých typů křemíkových (Si) MOS-FETů, jsou kladeny poměrně vysoké nároky, hlavně co se týče rychlosti a odolnosti vůči rušení. Většinou nelze použít klasické tovární budiče, určené např. pro buzení tranzistorů IGBT.

## Požadavky kladené na budiče moderních rychlých tranzistorů MOS-FET:

- Krátká doba přeběhu výstupního napětí (řádově do 100 ns)
- Jiné úrovně výstupního napětí, dle konkrétního typu tranzistoru (běžně u SiC FETů +20 V a -5 V, u GaN FETů +6 V a 0 V)
- Vysoká odolnost vůči indukovaným rušivým signálům, vznikajícím velmi strmými hranami napětí na tranzistorech (u GaN FETů strmost přes 100 kV/ $\mu$ s)
- Vysoká odolnost vůči souhlasnému rušení – strmé hrany napětí mezi primární a sekundární stranou budiče
- Koncový stupeň budiče s nízkým výstupním odporem, zejména ve vypnutém stavu, pro zamezení zakmitávání vlivem Millerova jevu
- Nízké parazitní indukčnosti, krátké spoje k tranzistoru
- Nízká parazitní kapacita mezi primární a sekundární stranou budiče

Návrh kvalitního budiče rychlého tranzistoru není jednoduchou záležitostí a často je nutné návrh budiče upravovat po otestování v reálném měnič. Často se vyskytují jevy, jejichž přesný vliv lze teoreticky pouze velmi obtížně předvídat.

### 2.7 KOREKCE ÚČINÍKU

Nejjednodušší typ síťového usměrňovače se sběracím kondenzátorem, který je používán u spínaných zdrojů, odebírá ze sítě silně neharmonický proud s poměrně velkým zastoupením neúčinných vyšších harmonických složek. V důsledku masového rozšíření spínaných zdrojů v posledních přibližně dvaceti letech bylo nutné změnit legislativu, protože docházelo ke zkreslování průběhu napětí v síti a k jalovým odběrům proudu. Došlo ke zpřísnění požadavků na harmonické složky odebíraného proudu a na celkový účinník odběru.

Proto bylo nutné vyvinout přídatné obvody, které zajistí lepší účinník odebíraného proudu. Nejprve se začala používat pasivní korekce účinníku, což není nic jiného, než tlumivka zařazená mezi usměrňovač a filtrační kondenzátor. Toto řešení ovšem u jednofázových zdrojů není příliš efektivní (dosahuje se účinníku asi  $\lambda = 0,7$  pro smysluplné hodnoty indukčnosti) a tlumivka pracuje se síťovým kmitočtem, je tedy poměrně rozměrná a těžká.

Lepším řešením je použití aktivní korekce účinníku (APFC – Active power factor correction). U jednofázových spínaných zdrojů se v podstatě jedná o zvyšující měnič, zařazený mezi usměrňovač a filtrační kondenzátor. Tento měnič je řízen tak, aby ze sítě odebíral sinusový proud, účinník se blíží hodnotě 1. Proud tekoucí do filtračního kondenzátoru tedy není konstantní, ale vzhledem k velké hodnotě kapacity nedochází k příliš velkému zvlnění napětí. Proto se výzkum a vývoj v oblasti spínaných zdrojů zaměřuje také na tento obvod aktivní korekce účinníku – omezení jeho rušivého vyzařování a zvýšení účinnosti.

### 3 CÍLE PRÁCE

#### 1) **Analýza vhodnosti použití blokujícího měniče pro velké výkony a srovnání velikosti transformátoru s propustným měničem**

Autor práce se domnívá, že by vhodnou topologií i pro velké výkony mohl být blokující měnič, přičemž by mohl dosahovat srovnatelných nebo i lepších výsledků, než běžné propustné měniče. Tento typ měniče tedy bude analyzován a porovnán s propustným měničem s cílem posouzení vhodnosti jeho použití pro oblast velkých výkonů.

#### 2) **Návrh inovativních řešení umožňujících zvýšení účinnosti blokujícího měniče a ověření realizovatelnosti těchto řešení**

Cílem tohoto bodu je nalezení možných řešení eliminujících nedostatky blokujícího měniče nebo zvyšujících jeho účinnost. Může se jednat např. o inovativní obvodové změny silové části či různé přídatné obvody. Velmi vhodné bude i využití pokroku v oblasti moderních polovodičů i pasivních součástek. Bude zkonstruován funkční vzorek o výkonu cca 1 kW pro ověření navrhovaných řešení.

#### 3) **Vyřešení optimalizačních úloh – současná, matematicky provázaná, optimalizace transformátoru a spínacího kmitočtu s ohledem na minimalizaci celkových ztrát v měniči**

Spínací frekvence měniče spolu s parametry transformátoru bývají často voleny odhadem. Cílem tohoto bodu bude analytické vyjádření všech ztrát DC/DC měniče a hledání celkového minima výsledné funkce.

#### 4) **Návrh, realizace a měření funkčního vzorku netradičního spínaného zdroje 12 kW s blokujícím měničem**

Po ověření realizovatelnosti topologie blokujícího měniče dle bodu 2) bude za pomoci výsledků optimalizace z bodu 3) navržen a realizován funkční vzorek spínaného zdroje s blokujícím měničem o výkonu 12 kW. Cílem tohoto bodu bude zjištění reálně dosažených parametrů měniče o takto vysokém výkonu (zejména účinnost) a ověření, zda se při něm neobjevují nějaké nepříznivé parazitní jevy.

## 4 NAVRHOVANÉ ŘEŠENÍ MĚNIČE

### 4.1 MYŠLENKA POUŽITÍ BLOKUJÍCÍHO MĚNIČE PRO VELKÉ VÝKONY

Autor práce si položil otázku, zdali by nebyl vhodnou topologií pro velké výkony i blokující měnič. Tato topologie v přehledu topologií používaných pro velké výkony v kapitole 2.2 není uvedena, protože se pro vyšší výkony (více než cca 300 W) prakticky vůbec nepoužívá.

O topologii blokujícího měniče se traduje, že není vhodná pro velké výkony, jsou potřebné velké rozměry transformátoru a jsou problémy s překmitými napětí na spínacím tranzistoru. V neposlední řadě může být problémem pulzní proud za sekundárním usměrňovačem, který způsobuje velké namáhání sekundárního filtračního kondenzátoru.

Naopak blokující měnič obsahuje pouze jeden vinutý prvek (transformátor) na rozdíl od dvou prvků (transformátor a tlumivka) u propustného měniče. Z tohoto důvodu se autor práce domnívá, že **u blokující topologie by mohla být dosažitelná vyšší účinnost, právě z důvodu, že nevznikají ztráty na dvou vinutých prvcích, ale pouze na jednom.**

V následujících podkapitolách je nejprve uvedeno matematicky přesné porovnání velikosti transformátoru blokujícího a propustného měniče. Je ukázáno, že transformátor blokujícího měniče při správném návrhu je pouze velmi málo větší, než transformátor jednočinného propustného měniče. Poté jsou rozebrány jednotlivé problémy blokujícího měniče a navrženo jejich řešení, ať už pomocí inovativních obvodových řešení, použitím moderních součástek, nebo kombinací obojího. Nakonec jsou představeny dosažené výsledky s experimentálním funkčním vzorkem měniče s blokující topologií o výkonu 1,2 kW a s použitím navrhovaných řešení z následující podkapitoly 4.3.

### 4.2 POROVNÁNÍ VELIKOSTI TRANSFORMÁTORU BLOKUJÍCÍHO A PROPUSTNÉHO MĚNIČE

V této podkapitole bude stručně uvedeno porovnání velikostí transformátorů pomocí matematických vztahů. Budou uvedeny pouze důležité informace a dílčí výsledky, nebude uváděno detailní odvození každého vztahu, protože zde jsou důležité zejména výsledky srovnání.

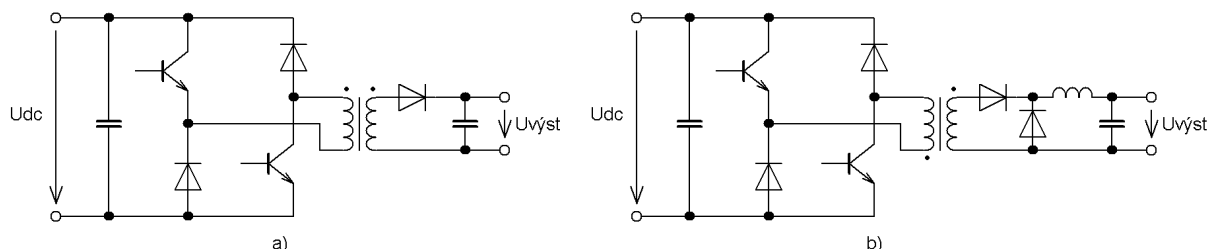
#### 4.2.1 Předpoklady

Předpokládejme, že následující parametry jsou dány a jsou pro oba měniče stejné:

- Výstupní výkon  $P_{\text{výst}}$ ,
- spínací frekvence  $f$ ,
- střída spínání  $s$ ,
- zdvih sycení v jádru  $\Delta B$ ,

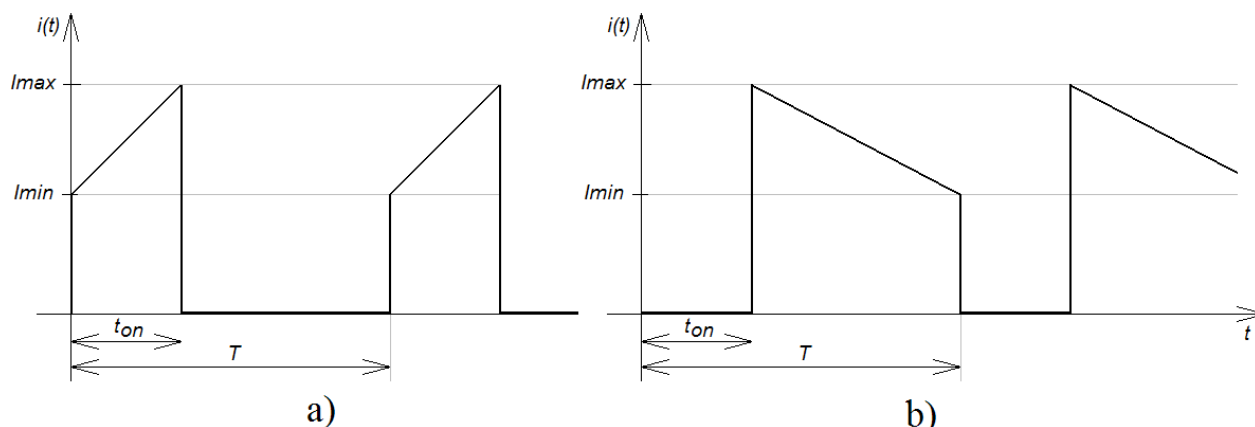
- maximální hodnota sycení v jádru  $B_{\max}$ ,
- proudová hustota v mědi  $\sigma$ ,
- činitel plnění mědi v okně pro vinutí  $k_{p,Cu}$ .

Pokud nebude uvedeno jinak, předpokládá se použití jednočinného dvojspínačového měniče pro buzení primárního vinutí transformátoru pro oba typy měničů, viz Obr. 4-1.



Obr. 4-1: Jednočinný dvojspínačový měnič a) pro blokující topologii, b) pro propustnou topologii.

Pro porovnání vycházíme z možnosti práce blokujícího měniče se spojitým tokem transformátoru, průběhy proudů vinutí viz Obr. 4-2. U propustného měniče se zjednodušeně uvažují obdélníkové průběhy proudů.



Obr. 4-2: Průběh proudu a) primárním, b) sekundárním vinutím blokujícího měniče.

Pro popis tvaru průběhů proudu u blokujícího měniče je stejně jako v kapitole 5 (Optimalizace účinnosti blokujícího měniče) zaveden činitel „šikmosti“ proudu  $k_{\Delta I}$ :

$$k_{\Delta I} = \frac{\Delta I}{I_{\max}} = 1 - \frac{I_{\min}}{I_{\max}} \quad (4.1)$$

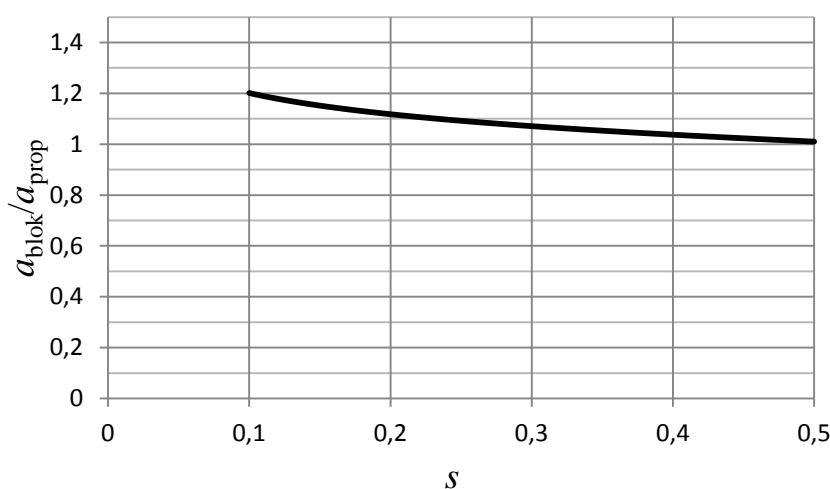
#### 4.2.2 Porovnání rozměrů transformátorů při optimálním návrhu

Pro objektivní porovnání transformátorů propustného a blokujícího měniče má význam zejména porovnání při optimálním návrhu – tím rozumíme takový návrh transformátoru, kdy vinutí při zvolené proudové hustotě a činiteli plnění mědi přesně zaplní celý prostor (okno) pro vinutí na jádru, přičemž velikost jádra je proměnná. Pro toto srovnání se předpokládá použití jádra typu „EI“ s typizovanými rozměry a se čtvercovým průřezem středního sloupku „ $a \times a$ “.

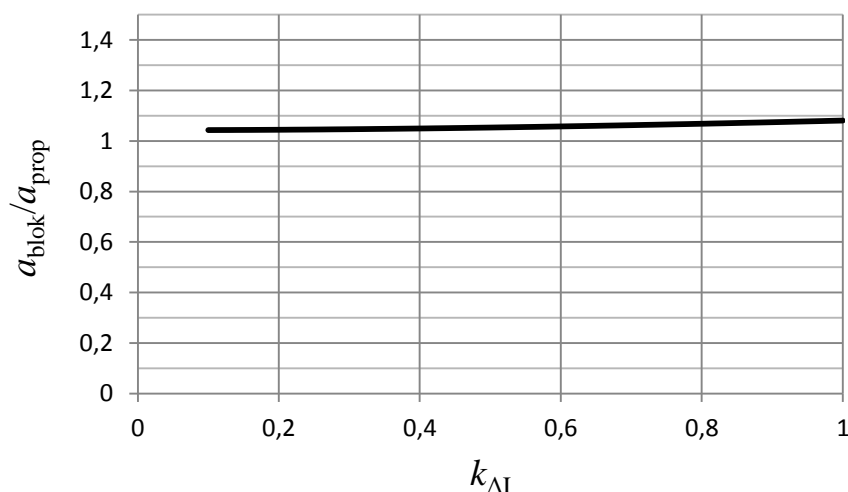
V této zkrácené verzi dizertační práce není uvedeno odvození vztahů. Výsledný vztah pro poměr lineárních rozměrů transformátorů je následující:

$$\frac{a_{\text{blokopt}}}{a_{\text{propopt}}} = \sqrt[4]{\frac{(\sqrt{s} + \sqrt{1-s}) \cdot \sqrt{\frac{1}{3}k_{\Delta I}^2 + 1}}{2\sqrt{s}}} \quad (4.2)$$

Pro lepší představu je na následujících obrázcích řešení znázorněno graficky. Obr. 4-3 ukazuje závislost poměru lineárních rozměrů transformátorů na střídě spínání  $s$ . Koeficient zohledňující šikmost proudu blokujícího měniče  $k_{\Delta I}$  je přitom volen 0,5 ( $I_{\text{max}}$  je dvojnásobkem  $I_{\text{min}}$ ), stejná hodnota byla použita i při návrhu experimentálního vzorku o výkonu 1200 W.



Obr. 4-3: Závislost poměru lineárních rozměrů transformátorů blokujícího a propustného měniče na střídě.



Obr. 4-4: Závislost poměru lineárních rozměrů transformátorů blokujícího a propustného měniče na koeficientu  $k_{\Delta I}$ .

Pro reálné hodnoty veličin např.  $s = 0,35$  a  $k_{\Delta I} = 0,5$  je poměr  $a_{\text{blok}}/a_{\text{prop}}$  roven 1,053. Lineární rozměr transformátoru blokujícího měniče je tedy pouze o

5,3 % větší, než transformátoru propustného měniče stejného výkonu (a tedy jeho objem je přibližně o 17 % větší). Tímto je tedy vyvrácena domněnka o značných rozměrech transformátoru blokujícího měniče.

### 4.3 NAVRHOVANÁ VYLEPŠENÍ BLOKUJÍCÍHO MĚNIČE

Blokující měnič má určité problematické vlastnosti, které jej činí na první pohled nevhodnou topologií pro vyšší výkony. Některé problémy jsou zřejmě také historické, pramenící z dřívější nedostupnosti součástek, které by je mohly efektivně řešit nebo potlačit.

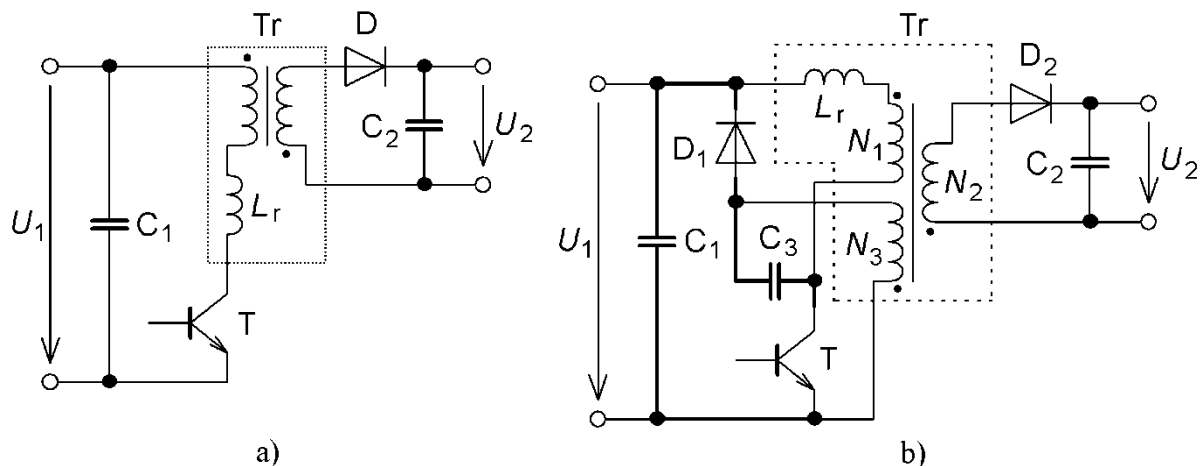
V dalších podkapitolách jsou rozebrány jednotlivé problémy a je navrženo jejich řešení, ať už pomocí inovativních obvodových řešení, použitím moderních součástek, nebo kombinací obojího.

#### 4.3.1 Napěťové špičky na spínacím tranzistoru a jejich eliminace

Obr. 4-5 a) ukazuje základní jednospínačové zapojení blokujícího měniče. Je znázorněna rozptylová indukčnost transformátoru  $Tr$ , označená  $L_r$ . I když rozptylová indukčnost nemusí být v absolutní hodnotě nijak velká, strmost zániku proudu  $di/dt$  bývá velmi vysoká a tím se i na malé indukčnosti vybudí velký napěťový překmit, který může zničit spínací tranzistor.

Běžný způsob omezení velikosti napěťového překmitu je s použitím tlumicích článků typu  $RC$ ,  $RCD$  apod. Tyto tlumicí články maří energii uloženou v rozptylové indukčnosti  $L_r$  na rezistoru a tím snižují účinnost měniče.

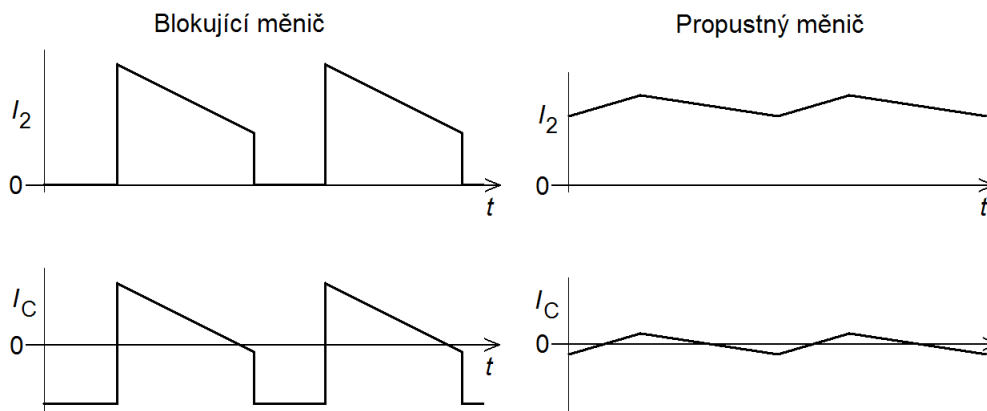
Navrhované zapojení pro eliminaci překmitu je znázorněno na Obr. 4-5 b). Změna zapojení spočívá v doplnění prvků  $D_1$ ,  $C_3$  a vinutí  $N_3$  transformátoru  $Tr$ . Toto zapojení umožňuje bezztrátově vracet energii uloženou v rozptylové indukčnosti zpět do napájení (meziobvodu).



Obr. 4-5: a) Základní zapojení blokujícího měniče se znázorněním rozptylové indukčnosti, b) navrhované řešení obvodu pro bezztrátovou eliminaci překmitu na tranzistoru.

### 4.3.2 Řešení problému pulzního proudu sekundárního usměrňovače

U blokujícího měniče během doby sepnutí tranzistoru primární strany klesá dobíjecí proud sekundárního filtračního kondenzátoru k nule. To má za následek mnohem větší namáhání filtračního kondenzátoru sekundární strany efektivním proudem než u propustného měniče, kde je proud filtrován tlumivkou a zvlnění proudu je mnohem menší. Problém je ilustrován na následujícím obrázku:



Obr. 4-6: Proud za usměrňovačem  $I_2$  a proud kondenzátorem  $I_C$  pro blokující a propustný měnič.

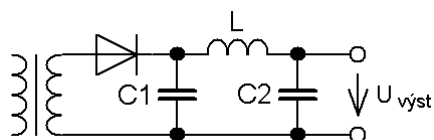
#### Optimalizace výstupního filtru

Tradičně jsou jako filtrační kondenzátory na sekundární straně používány elektrolytické kondenzátory. Tyto kondenzátory se vyznačují velkou objemovou hustotou energie resp. kapacity, ale mají poměrně velký vnitřní odpor a nezvládají příliš velké proudy. Obvykle je u blokujícího měniče nutné použít větší kapacitu, než by byla potřebná z důvodu zvlnění napětí, aby nedošlo k přehřátí kondenzátorů efektivním proudem. Pokud bychom toto řešení chtěli použít na velký výkon, bylo by nutné použít velmi rozměrnou „baterii“ elektrolytických kondenzátorů, na které by navíc vznikal ztrátový výkon, a tím by docházelo ke snížení účinnosti měniče.

Jako vhodné alternativní řešení se jeví použití **svitkových kondenzátorů pro filtraci sekundárního napětí blokujícího měniče**. Takové kondenzátory zvládají vysoké hodnoty efektivního proudu, ale na druhou stranu dosahují mnohem menších kapacit, než kondenzátory elektrolytické. Díky vývoji v poslední době došlo k navýšení objemové hustoty energie a kapacity těchto svitkových kondenzátorů. I tak ale při použití kondenzátorů rozumné velikosti může dosahovat zvlnění výstupního napětí řádově několik %. Toto je pro většinu aplikací nepřijatelné.

Svitkové kondenzátory tedy řeší problém dimenzování kondenzátoru na efektivní hodnotu proudu. Ukazuje se, že problém zvlnění napětí je možné velmi **efektivně řešit přídavným LC-filtrem, tím tedy vznikne zapojení typu C-L-C**. Toto zapojení je znázorněno na následujícím obrázku.

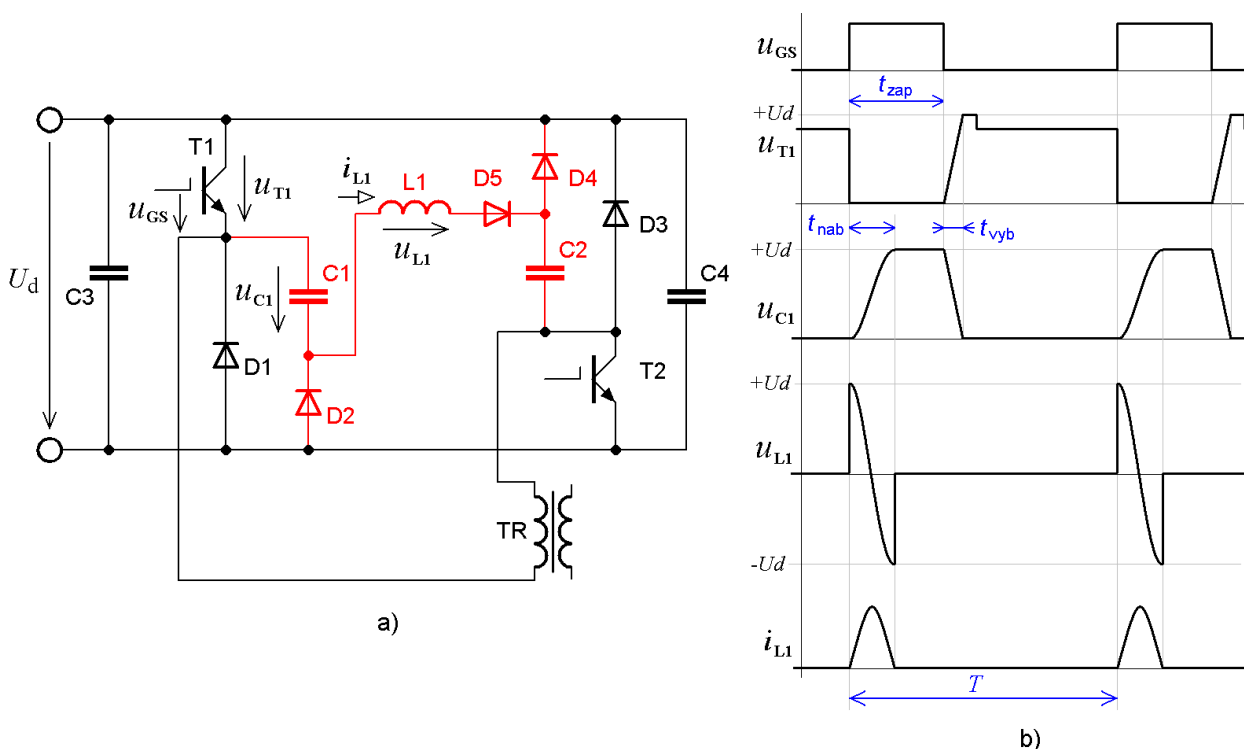




Obr. 4-7: Filtr sekundárního napětí blokujícího měniče typu C-L-C.

### 4.3.3 Nový bezztrátový odlehčovací článek pro dvouspínačový měnič

V rámci práce bylo vyvinuto zapojení bezztrátového pasivního odlehčovacího článku, který je vhodný pro dvouspínačový blokující i jednočinný propustný měnič. Toto zapojení ideově vychází ze zapojení pro bezztrátový odlehčovací článek jednospínačového měniče, které je uvedeno na Obr. 2-2 na straně 8 v kapitole 2.3. Zapojení odlehčovacího článku včetně průběhů veličin je uvedeno na následujícím obrázku:



Obr. 4-8: a) Bezztrátový odlehčovací článek pro dvouspínačový měnič, b) průběhy veličin

Černou barvou je na Obr. 4-8 vyznačeno klasické zapojení dvouspínačového měniče, červenou barvou je vyznačeno přídatné zapojení bezztrátového kvazirezonančního odlehčovacího článku. Teoretické průběhy veličin odlehčovacího článku jsou znázorněny na Obr. 4-8. Detailní popis principu funkce odlehčovacího článku je uveden v nezkrácené verzi dizertační práce.

## 4.4 EXPERIMENTÁLNÍ MĚNIČ 1,2 KW PRO OVĚŘENÍ VHODNOSTI TOPOLOGIE

Pro ověření realizovatelnosti a vhodnosti topologie blokujícího měniče a navrhovaných řešení uvedených v kapitole 4.3 byl sestaven experimentální funkční vzorek.

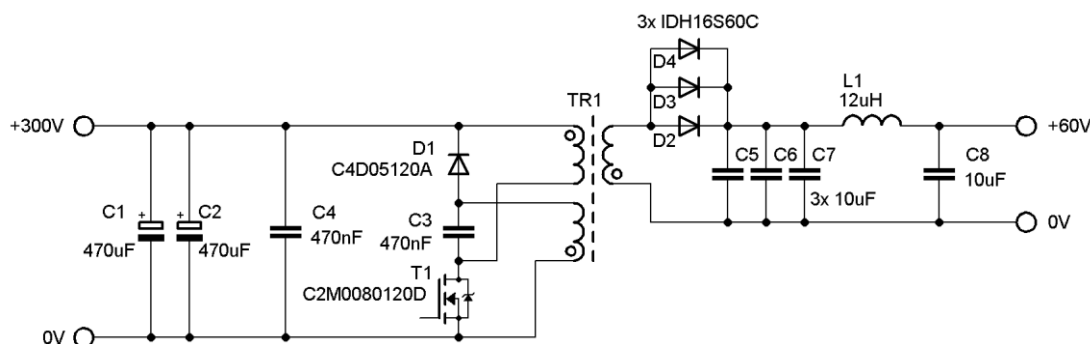
Byly zvoleny následující parametry měniče:

- Vstupní napětí: 300 V (možno napájet z usměrněné jednofázové sítě)
- Výstupní napětí: **60 V**
- Výstupní proud: **20 A**
- Výkon: 1200 W
- Spínací frekvence: **160 kHz**

Pro realizaci měniče byla použita následující řešení:

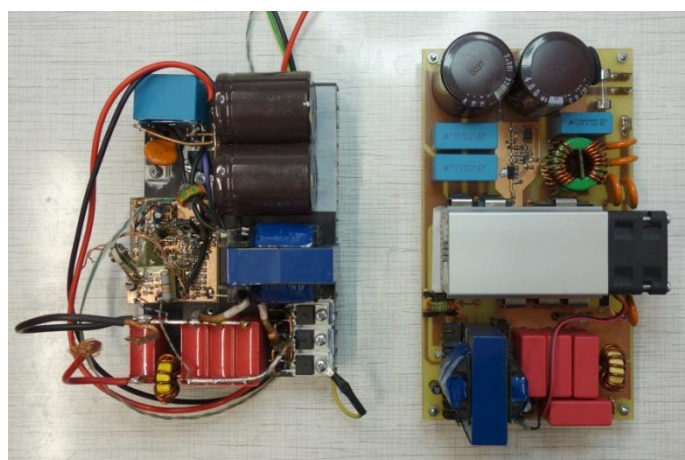
- Polovodiče (tranzistory i diody) z karbidu křemíku SiC
- Jednotranzistorový měnič s obvodem pro bezztrátové omezení překmitu na tranzistoru dle kapitoly 4.3.1
- Výstupní CLC filtr se svitkovými kondenzátory

Schéma zapojení silové části měniče je na následujícím obrázku:



Obr. 4-9: Zapojení silové části experimentálního vzorku měniče 1200 W.

Na Obr. 4-10 můžeme vidět první experimentální verzi funkčního vzorku (vlevo), jehož půdorysné rozměry jsou 10,5x15 cm. Vpravo je poté vidět již hotový spínaný zdroj, využívající navrženou topologii blokujícího měniče. Oživení nebylo doprovázeno většími problémy a potvrdila se správná funkce všech navrhovaných řešení. Byla změřena **účinnost DC/DC měniče 94,5 %** pro plný výstupní výkon. Tímto byla potvrzena vhodnost topologie blokujícího měniče pro vyšší výkony.



Obr. 4-10: Experimentální vzorky blokujícího měniče 1,2 kW.

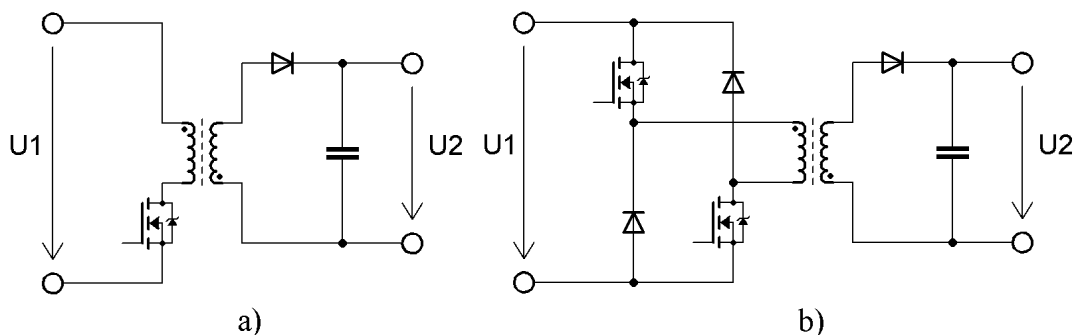
## 5 OPTIMALIZACE ÚČINNOSTI BLOKUJÍCÍHO MĚNIČE

Při návrhu měniče existují parametry, které obvykle bývají voleny na základě zkušenosti či kvalifikovaného odhadu. Jedná se například o pracovní frekvenci měniče či sycení transformátoru. Z těchto parametrů mohou být spočítány další parametry nutné pro realizaci měniče. Zejména pro měniče vyšších výkonů dá smysl vytvořit postup, který povede k optimální volbě výše uvedených parametrů bez nutnosti odhadování či několikanásobného přepracování návrhu pro nalezení nejlepšího řešení.

Optimalizaci je nutno svázat některými pevně danými vstupními údaji, které souvisí s velikostí a případně cenou komponentů měniče. Pokud by toto omezení neexistovalo, je zřejmé, že nejmenší ztráty by nastaly při použití transformátoru s extrémními rozměry a tranzistorů s velice malými vodivými i přepínacími ztrátami.

Vztahy budou odvozovány analyticky, přičemž bude snaha o co nejmenší náročnost případného nutného částečného numerického řešení, s důrazem na uživatelskou přívětivost a kompatibilitu. V některých případech lze výsledné vztahy odvodit čistě analyticky.

Následující řešené optimalizace je možno použít pro jednospínačové (Obr. 5-1 a)) i dvouspínačové zapojení (Obr. 5-1 b)) blokujícího měniče.



Obr. 5-1: a) Jednospínačové, b) dvouspínačové zapojení blokujícího měniče.

### 5.1 OPTIMALIZACE – REŽIM SPOJITÉHO TOKU

V této kapitole bude řešena optimalizace blokujícího měniče v obecné podobě, kdy měnič pracuje v režimu spojitého toku transformátoru s různým tvarem proudových pulsů (různý poměr  $\Delta B$  ku  $B_{\max}$ ). Hodnota  $B_{\max}$  je zde pevně dána.

#### 5.1.1 Principy optimalizace, uvažované ztráty

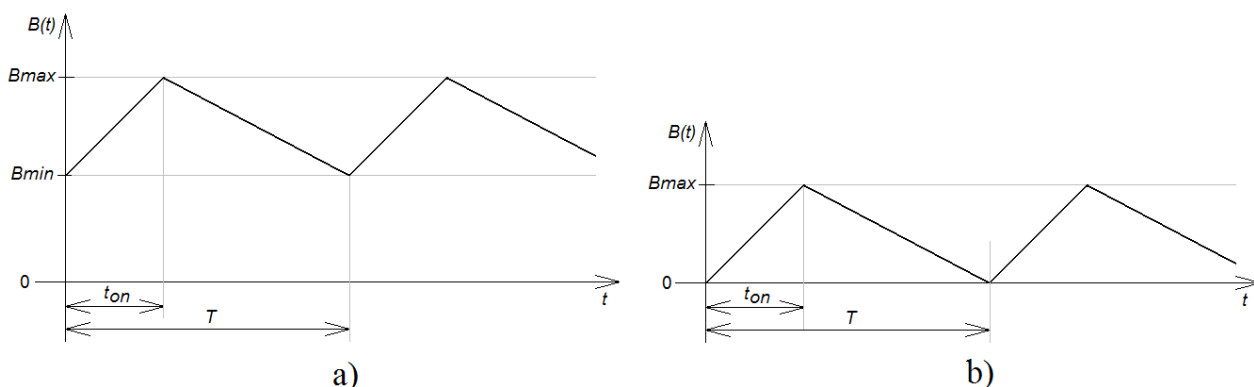
Cílem optimalizačního postupu je určit takové parametry měniče při daných vstupních parametrech, při kterých jsou celkové ztráty DC/DC měniče nejmenší. Jednotlivé zdroje ztrát jsou sečteny a poté je hledáno celkové minimum výsledných ztrát.

Hledání celkového minima ztrát je založeno na hledání minima funkce dvou proměnných – činitele šikmosti proudu  $k_{\Delta I}$  a frekvence  $f$  (koeficient  $k_{\Delta I}$  bude vysvětlen dále). Minimum funkce je hledáno pomocí parciální derivace funkce, která je poté položena rovna nule.

Uvažovány jsou následující ztráty:

- Ztráty vedením na tranzistorech
- Přepínací ztráty tranzistorů
- Ztráty ve vinutí transformátoru
- Ztráty v jádru transformátoru

V optimalizaci je umožněna práce transformátoru v režimu spojitého toku (indukce  $B$  neklesá k nule), viz Obr. 5-2 a). Minimální hodnota indukce je výsledkem optimalizace. Pokud tato vyjde nulová nebo záporná, znamená to, že optimální režim je na hranici přerušovaného toku, viz Obr. 5-2 b). Režim čistě přerušovaného toku (kdy indukce a proudy vinutími jsou nulové po určitou část periody) není pro měniče vysokých výkonů vhodná, protože přináší pouze zvýšení efektivních hodnot proudů bez další výhody.



Obr. 5-2: Průběh indukce v režimu a) spojitého toku, b) hranice přerušovaného toku.

## 5.1.2 Vstupní parametry optimalizace

### Transformátor:

- průřez jádra  $S_{Fe}$
- průřez okna  $S_o$
- šířka okna  $b_c$
- maximální pracovní hodnota sycení  $B_{max}$  ( $< B_{sat}$ )
- ztráty v jádru  $P_{Fe,ref}$  při výchozí frekvenci  $f_{ref}$  a sycení  $\Delta B = \Delta B_{ref}$
- činitel plnění mědi  $k_{p,Cu}$
- průměr drátků lankového vodiče  $d_c$
- měrný odpor mědi vinutí  $\rho_{Cu}$  (při uvažované provozní teplotě)
- střední délka jednoho závitu  $l_{1z}$

### Tranzistory:

- počet  $n_{\text{tranz}}$  (1 nebo 2)
- prahové napětí  $U_p$
- diferenciální odpor  $R_d$
- vypínací energie  $E_{\text{off,ref}}$  při výchozím proudu  $I_{\text{ref}}$

### Celkové parametry:

- napětí meziobvodu  $U_1$
- výkon  $P$
- střída spínání  $s$

### 5.1.3 Výstupní parametry optimalizace

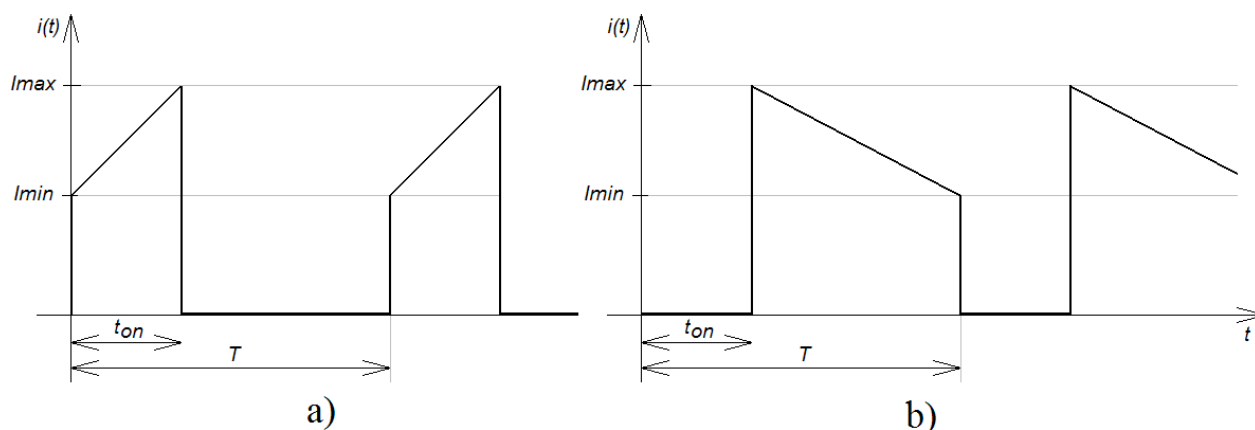
Výstupní parametry samotného optimalizačního postupu jsou následující dva:

- činitel šikmosti proudu  $k_{\Delta I}$
- optimální pracovní frekvence  $f_{\text{opt}}$

Pomocí těchto dvou parametrů je možné určit všechny další potřebné parametry měniče. Činitel šikmosti proudu  $k_{\Delta I}$  autor práce definuje následujícím vztahem:

$$k_{\Delta I} = \frac{\Delta I}{I_{\text{max}}} = 1 - \frac{I_{\text{min}}}{I_{\text{max}}} \quad (5.1)$$

Veličina  $I_{\text{min}}$  je velikost proudu primárním vinutím transformátoru na počátku pulzu,  $I_{\text{max}}$  je velikost proudu primárním vinutím transformátoru na konci pulzu, viz Obr. 5-3 a  $\Delta I = I_{\text{max}} - I_{\text{min}}$ . Činitel  $k_{\Delta I}$  nabývá hodnot od 0 do 1, přičemž 0 nabývá, pokud jsou pulzy čistě obdélníkové ( $I_{\text{min}} = I_{\text{max}}$ ) a 1 nabývá pro trojúhelníkové pulzy ( $I_{\text{min}} = 0$ ).



Obr. 5-3: Průběh proudu a) primárním, b) sekundárním vinutím blokujícího měniče.

Činitel  $k_{\Delta I}$  spolu se střídou přesně definuje tvary proudů měniče. Poté ze známosti středních hodnot proudů (daných vstupním / výstupním napětím a výkonem) můžeme vypočítat efektivní a špičkové hodnoty proudů. Poměr proudů  $I_{\text{max}} / I_{\text{min}}$  u blokujícího měniče odpovídá poměru  $B_{\text{max}} / B_{\text{min}}$ . Jelikož hodnota  $B_{\text{max}}$  je známá,

můžeme pomocí výsledné hodnoty činitele  $k_{\Delta I}$  vyjádřit i hodnotu  $B_{\min}$  a zejména pak změnu sycení  $\Delta B = B_{\max} - B_{\min}$ . Z této hodnoty je možné vypočítat počty závitů vinutí transformátoru. **Pomocí výstupních parametrů optimalizace – činitele  $k_{\Delta I}$  a spínací frekvence měniče je tedy možné vyjádřit všechny potřebné parametry a ztráty měniče.**

#### 5.1.4 Výsledné vztahy

Detailní odvození jednotlivých vztahů je uvedeno v nezkrácené verzi dizertační práce.

Výsledný vztah, vyjadřující závislost celkových ztrát měniče  $P_{\text{celk}}$  na frekvenci a činiteli  $k_{\Delta I}$  je následující:

$$P_{\text{celk}} = K_{\text{Cu}} \left( \frac{K_s}{3f^2} + \frac{K_s \cdot K_R}{3} + \frac{K_s}{f^2 k_{\Delta I}^2} + \frac{K_s \cdot K_R - K_R}{k_{\Delta I}^2} \right) + \quad (5.2)$$

$$+ K_{\text{Fe}} \cdot f \cdot k_{\Delta I}^2 + K_{\text{ved1}} + K_{\text{ved2}} \cdot \left( \frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1 \right) + K_{\text{přep}} \cdot f \cdot (1 + k_{\Delta I})$$

Konstanty  $K_{\text{Cu}}$ ,  $K_s$ ,  $K_R$ ,  $K_{\text{Fe}}$ ,  $K_{\text{ved1}}$ ,  $K_{\text{ved2}}$  a  $K_{\text{přep}}$  jsou odvozeny ze vstupních parametrů. Vztahy pro jejich určení jsou uvedeny v nezkrácené verzi práce.

Nyní je úkolem hledání minima této funkce dvou proměnných, to můžeme provést pomocí parciálních derivací podle jednotlivých proměnných a poté položíme derivace rovny nule. Dostáváme soustavu dvou nelineárních rovnic o dvou neznámých:

$$0 = -\frac{2K_{\text{Cu}} \cdot K_s}{3f^3} - \frac{2K_{\text{Cu}} \cdot K_s}{f^3 \cdot k_{\Delta I}^2} + K_{\text{Fe}} \cdot k_{\Delta I}^2 + K_{\text{přep}} + K_{\text{přep}} \cdot k_{\Delta I} \quad (5.3)$$

$$0 = -\frac{2K_{\text{Cu}} \cdot K_s}{f^2 \cdot k_{\Delta I}^3} - \frac{2K_{\text{Cu}} (K_s \cdot K_R - K_R)}{k_{\Delta I}^3} + \quad (5.4)$$

$$+ 2K_{\text{Fe}} \cdot f \cdot k_{\Delta I} + \frac{2}{3} K_{\text{ved2}} \cdot k_{\Delta I} + K_{\text{přep}} \cdot f$$

**Tato soustava je bohužel analyticky neřešitelná.**

Ukazuje se, že explicitně je možné vyjádřit pouze frekvenci z první rovnice. Rovnici vynásobíme  $f^3$ , to je ekvivalentní operace za předpokladu nenulové hodnoty frekvence (vždy splněno) a po úpravě dostáváme vztah pro optimální frekvenci:

$$f = \sqrt[3]{\frac{2K_{\text{Cu}} \cdot K_s (k_{\Delta I}^2 + 3)}{3K_{\text{Fe}} \cdot k_{\Delta I}^4 + 3K_{\text{přep}} \cdot (k_{\Delta I}^2 + k_{\Delta I}^3)}} \quad (5.5)$$

Tento vztah můžeme použít pro získání optimální pracovní frekvence, pokud si zvolíme hodnotu činitele šikmosti proudu  $k_{\Delta I}$ .

Pokud bychom nyní dosadili získaný vztah pro frekvenci (5.55) do druhé rovnice (5.54), dostali bychom rovnici o jedné neznámé  $k_{\Delta I}$ . Obdrželi bychom ovšem velmi složitou rovnici o vysokém řádu, která není analyticky řešitelná.

**Autor práce se mnoha způsoby pokoušel alespoň o přibližné řešení soustavy rovnic s pomocí různých zjednodušení a aproximací. Ukázalo se ovšem, že soustavu není možné rozumným způsobem analyticky řešit. Téměř vždy vznikala chyba výsledku, která pro některé hodnoty vstupních parametrů byla nepřijatelná. Výsledné vztahy také často byly poměrně složité a uživatelsky nepřívětivé. Z tohoto důvodu bylo zvoleno jednoduché řešení pomocí software, jak bude ukázáno v následující podkapitole.**

### 5.1.5 Hledání minima pomocí programu Excel

V obecném případě bychom hledali minimum funkce dvou proměnných  $P_{\text{celk}}$  (5.2) nebo řešení soustavy dvou rovnic (parciálních derivací) o dvou neznámých (5.3), (5.4). Jelikož ale bylo možné z jedné rovnice explicitně vyjádřit optimální hodnotu frekvence pro danou hodnotu činitele  $k_{\Delta I}$  (5.5), zjednodušuje se hledání řešení pouze na „jednorozměrný“ problém, protože pro každou hodnotu činitele  $k_{\Delta I}$  už víme optimální frekvenci.

Pro nalezení optimálních parametrů bylo autorem práce zvoleno jednoduché řešení v běžném tabulkovém procesoru, programu *Microsoft Excel*. Toto řešení bylo zvoleno z důvodu, že tento software je dnes dostupný na naprosté většině počítačů, prostředí je uživatelsky přívětivé a jednoduché a je zde velká šance, že vytvořený soubor bude kompatibilní mnoho let dopředu.

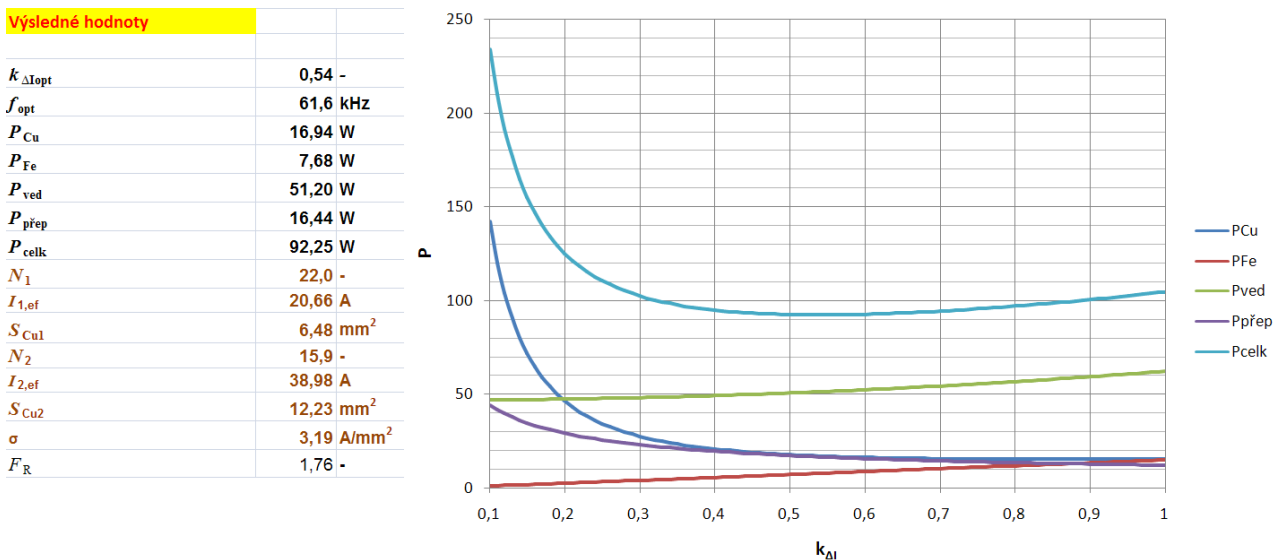
#### ***Postup řešení***

Řešení spočívá ve vytvoření tabulky – souboru hodnot  $k_{\Delta I}$  od 0 do 1 s určitým krokem (zde zvolen krok 0,01), přičemž pro každou hodnotu  $k_{\Delta I}$  se spočítá optimální frekvence dle vztahu (5.5) a poté hodnota celkových ztrát  $P_{\text{celk}}$  dle vztahu (5.2). Poté je z hodnot  $P_{\text{celk}}$  pomocí funkce *minimum* vybrána nejmenší hodnota a výsledné optimální hodnoty frekvence  $f$  a činitele  $k_{\Delta I}$  jsou vypsány do tabulky výsledků. Rovněž jsou pro přehlednost vypsány i jednotlivé složky ztrát a z výpočtové tabulky jsou vykresleny grafické závislosti jednotlivých složek ztrát na činiteli  $k_{\Delta I}$ .

Následující obrázky ukazují části grafického rozhraní výpočtového *Excel* souboru. Výpočtový soubor je přiložen v elektronické příloze k práci – soubor *Optimalizace.xls*. Tento soubor kombinuje obecné řešení pro spojitý tok transformátoru dle kapitoly 5.1 a řešení pro hranici přerušovaného toku.

Obecné parametry		Poznámka
Výkon	6300 W	
Střída spínání	0,35 -	
Napětí meziobvodu	540 V	
Výstupní napětí	210 V	použito jen pro výpočet parametrů sek. vinutí
<b>Parametry transformátoru</b>		
Průřez jádra	860 mm <sup>2</sup>	
Délka okna vinutí	90 mm	
Výška okna vinutí	15 mm	pro výpočet střídavého odporu $F_R$ se bere pouze poloviční výška
Střední délka závitů	160 mm	
Průměr drátku svazkového vodiče	0,07 mm	
Činitel plnění mědi	0,25 -	
Maximální hodnota syčení	0,3 T	maximální provozní hodnota, nikoli saturační
"Referenční" ztráty v jádru	19 W	přepočítávají se s kvadrátem syčení a přímo úměrně frekvenci (při $B = \text{konst.}$ )
- při $\Delta B_{\text{ref}}$	0,2 T	
- při frekvenci	100 kHz	
<b>Parametry tranzistorů</b>		
Počet tranzistorů	2 -	1 nebo 2
Prahové napětí	0 V	pro MOSFET = 0
Diferenciální odpor	0,06 $\Omega$	
"Referenční" vypínací energie	0,13 mJ	přepočítává se přímo úměrně proudu
- při proudu	50 A	
<b>Další parametry</b>		
Činitel efektivní frekvence	2,08 -	pro výpočet střídavého odporu, zohledňuje vliv harmonických
Rezistivita mědi	$2,2 \times 10^{-8}$	

Obr. 5-4: Zadávání vstupních parametrů pro výpočet.



Obr. 5-5: Výpis výsledků a vykreslení závislosti ztrát na činiteli  $k_{\Delta I}$ .

## 5.2 OPTIMALIZACE – REŽIM NA HRANICI PŘERUŠOVANÉHO TOKU – ANALYTICKÉ ŘEŠENÍ

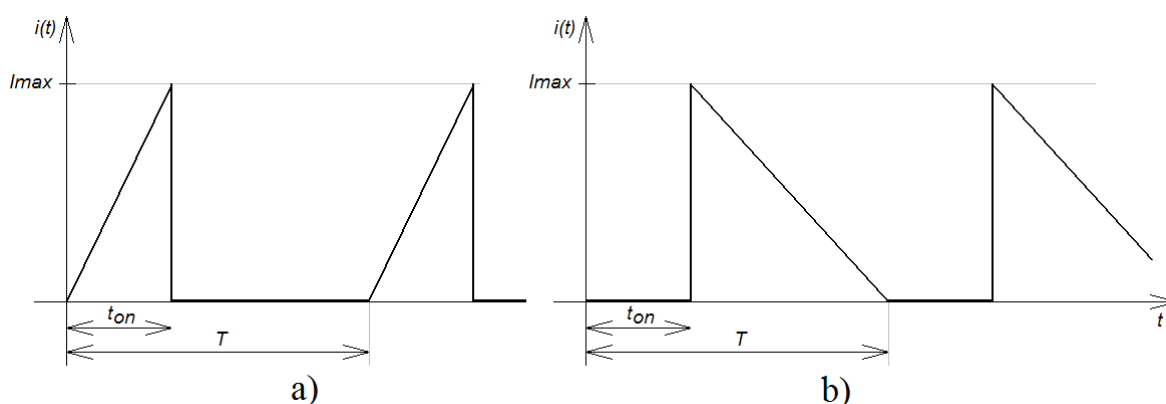
Jak bylo ukázáno v předchozí kapitole, při uvažování obecných pracovních podmínek blokujícího měniče (proměnný tvar proudových pulsů – proměnná  $k_{\Delta I}$ ) není možné získat matematicky přesné analytické vztahy pro určení optimální frekvence a činitele šikmosti proudu  $k_{\Delta I}$ . Z tohoto důvodu muselo být zvoleno alespoň částečně numerické řešení.

Pokud budeme uvažovat pouze případ práce měniče na hranici přerušovaného toku transformátoru (neboli  $k_{\Delta I} = 1$ ) a zvýšený odpor vinutí zahrneme pouze do



konstanty, pak je možné získat matematicky přesné a relativně jednoduché vztahy pro optimální parametry transformátoru a pracovní frekvenci měniče.

Následující obrázek ukazuje průběhy proudu blokujícího měniče na hranici přerušovaného toku:



Obr. 5-6: Průběh proudu a) primárním, b) sekundárním vinutím – hranice přerušovaného toku.

**I když v režimu přerušovaného toku může být nepatrně horší účinnost měniče, může být někdy jeho použití vhodnější z následujících důvodů:**

- Nenucené (měkké) zotavení usměrňovací diody na sekundární straně, jelikož proud diodou před opětovným sepnutím tranzistoru pomalu klesne k nule. Důsledkem jsou mnohem menší napěťové překmity na diodě, zjednodušení (či eliminace) odlehčovacích článků a omezení rušivého elektromagnetického vyzařování měniče. Je také možné použít pomalejší diodu, která mívá menší úbytek, a tím mírně pomoci účinnosti měniče.
- Tranzistor se zapíná opravdu s nulovým proudem, proud po sepnutí roste velmi pomalu (v porovnání se sepnutím v režimu spojitého toku, kdy je strmota nárůstu proudu omezena pouze rozptylovou indukčností transformátoru, a je tedy mnohem větší). Tím pádem je zapínací energie přesně dána pouze energií uloženou v parazitní kapacitě tranzistoru, která je velmi malá. Je možné zpomalit zapínání tranzistoru za účelem omezení rušivého vyzařování pouze s nepatrným důsledkem na účinnost.

### 5.2.1 Výsledné vztahy

Opět zde jsou uvedeny pouze výsledné vztahy, detailní odvození vztahů je ukázáno v nezkrácené verzi dizertační práce.

Ve výstupních parametrech je zde oproti přechodí kapitole 5.1 změna v tom, že se místo činitele  $k_{\Delta I}$  počítá hodnota  $B_{max}$  (ta je tedy oproti předchozímu případu výstupním parametrem, nikoli vstupním). Druhý výstupní parametr – optimální frekvence – zůstává stejný.

Postup odvození vztahů je obdobný – vyjádření funkce celkových ztrát a hledání minima této funkce dvou proměnných pomocí parciálních derivací, které jsou položeny rovny nule. Oproti předchozímu případu (v kapitole 5.1) zde ovšem je možné oba výstupní parametry vyjádřit čistě analyticky.

Optimální hodnota maximální indukce se spočítá následovně:

$$B_{\max, \text{opt}} = \sqrt{\frac{2 \cdot n_{\text{tranz}} \cdot E_{\text{off,ref}} \cdot P_1 \cdot f_{\text{ref}} \cdot \Delta B_{\text{ref}}^2}{U_1 \cdot I_{\text{ref}} \cdot s \cdot P_{\text{Fe,ref}}}} \quad (5.6)$$

Poté se spočítá optimální hodnota frekvence:

$$f_{\text{opt}} = \sqrt[3]{\frac{4 \cdot \rho_{\text{Cu}} \cdot k_{\text{R}} \cdot l_{\text{Lz}} \cdot P_1^2 \cdot (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})^2 \cdot f_{\text{ref}} \cdot \Delta B_{\text{ref}}^2}{3 \cdot B_{\max, \text{opt}}^4 \cdot P_{\text{Fe,ref}} \cdot S_o \cdot k_{\text{p,Cu}} \cdot S_{\text{Fe}}^2}} \quad (5.7)$$

## 6 FUNKČNÍ VZOREK NETRADIČNÍHO BLOKUJÍCÍHO SPÍNANÉHO ZDROJE 12 KW

Pro účely ověření realizovatelnosti a výhodnosti blokujícího měniče pro velké výkony v řádu desítek kW byl navržen, zkonstruován a změřen funkční vzorek síťového spínaného zdroje o výkonu 12,6 kW. Maximální výstupní parametry zdroje jsou **420 V / 30 A**, přičemž je požadována regulovatelnost (omezení) napětí i proudu v plném rozsahu. Zdroj bude napájen z třífázové sítě **3x 400 V**. Měnič bude používat moderní polovodičové součástky na bázi karbidu křemíku a také bezztrátové odlehčovací obvody zvyšující jeho účinnost. Na závěr bude mimo jiné změřena i účinnost měniče v různých pracovních bodech, čímž bude doložena vhodnost topologie pro aplikace vyžadující velký rozsah regulace výstupních veličin.

### 6.1 NÁVRH SPÍNANÉHO ZDROJE

Zde budou uvedeny pouze klíčové či netradiční kroky při návrhu, detailní návrh všech částí spínaného zdroje je uveden v nezkrácené verzi dizertační práce.

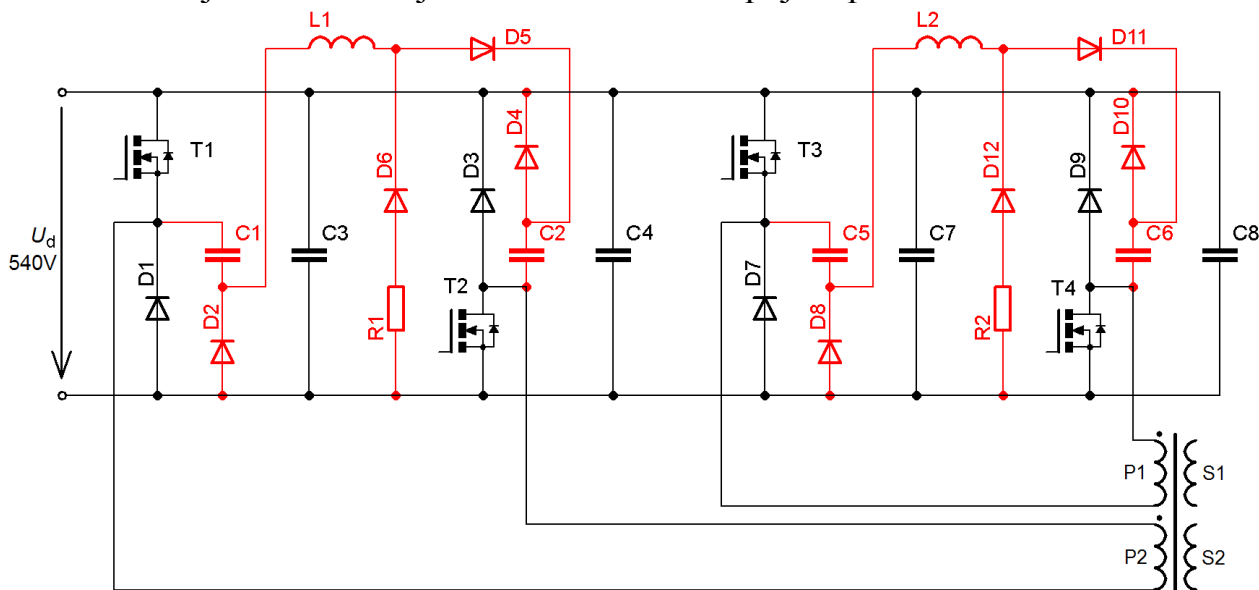
#### 6.1.1 Koncepce primární části měniče

Pro realizaci funkčního vzorku byly zvoleny moderní tranzistory MOS-FET na bázi karbidu křemíku (SiC). Tyto tranzistory v sobě kombinují velké závěrné napětí (běžně 1200 V, méně často 1700 V i více), velmi rychle spínací časy (desítky ns) a malý odpor v sepnutém stavu (běžně 0,1  $\Omega$  a méně) spolu se schopností sepnout poměrně velký proud (desítky A).

Pro realizaci měniče byly vybrány **dva paralelně pracující jednočinné dvouspínačové měniče s tranzistory z karbidu křemíku, typ C2M0040120D od výrobce Cree**. Tyto tranzistory jsou v běžném malém plastovém pouzdru TO-247. Budou tedy použity celkem 4 kusy tranzistorů. Jednospínačové zapojení měniče

v jakékoli podobě zde není použitelné z důvodu napěťového dimenzování tranzistorů.

Na následujícím obrázku je uvedeno schéma zapojení primární části měniče:



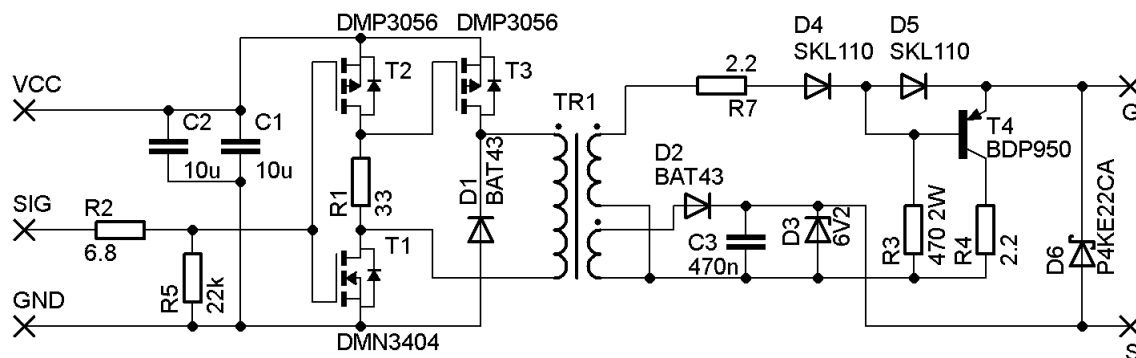
Obr. 6-1: Primární část silového obvodu měniče.

Zapojení využívá **bezztrátových odlehčovacích obvodů**, které jsou ve schématu vyznačeny červenou barvou. Toto zapojení bylo vyvinuto v rámci práce, viz kapitola 4.3.3.

### 6.1.2 Budiče tranzistorů

Pro tranzistory z karbidu křemíku *C2M0040120D* bylo vyvinuto inovované zapojení budiče, které vychází z klasického jednoduchého zapojení budiče s budičím transformátorkem. Nové zapojení disponuje všemi potřebnými parametry pro buzení tranzistorů z karbidu křemíku (napěťové úrovně +20 a -5 V, velmi strmé hrany budičícího signálu) při zachování jednoduchosti a robustnosti.

Schéma zapojení budiče je ukázáno na následujícím obrázku.

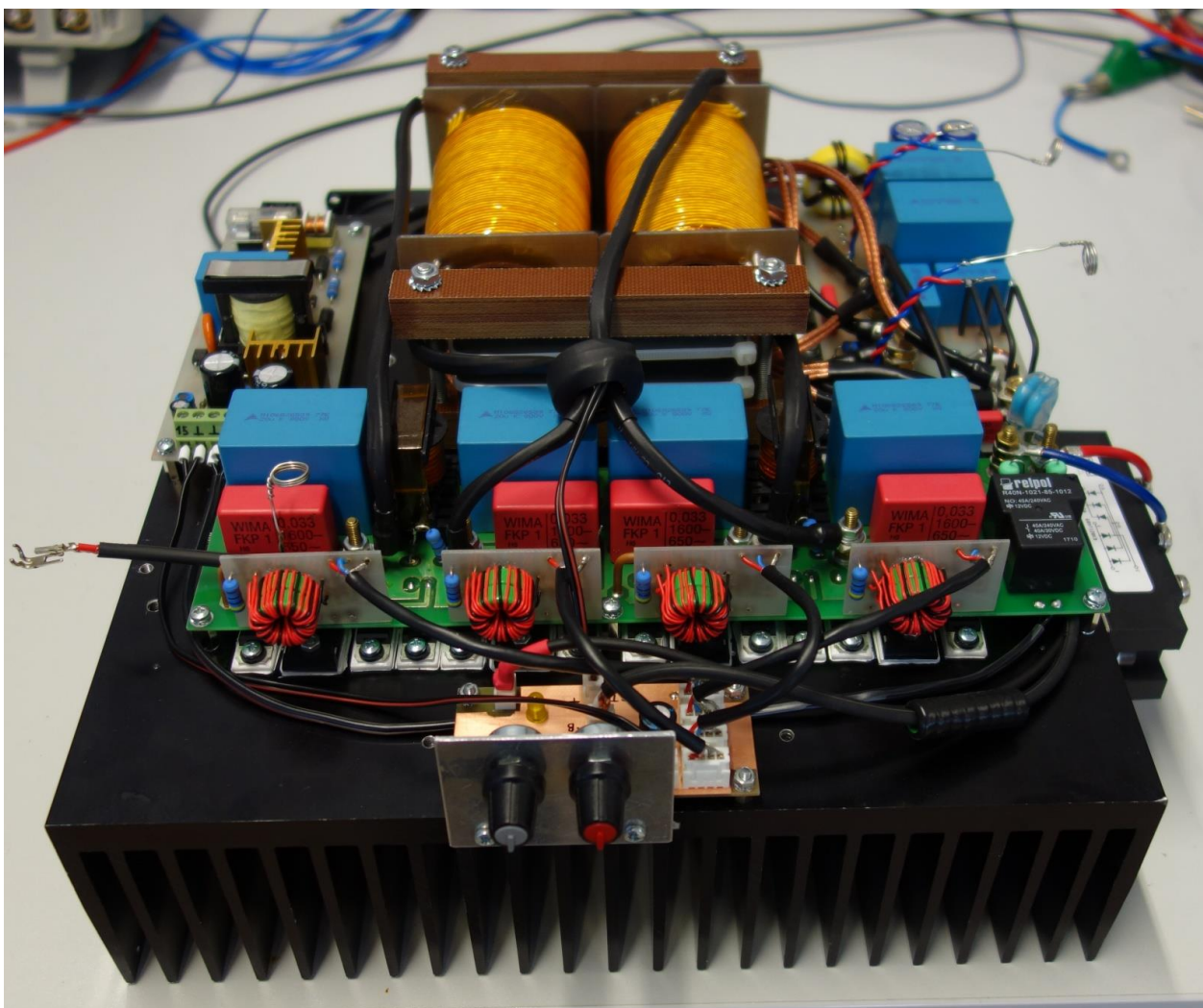


Obr. 6-2: Zapojení budiče tranzistoru *C2M0040120D*.

## 6.2 REALIZACE FUNKČNÍHO VZORKU SPÍNANÉHO ZDROJE

Jednotlivé realizované části spínaného zdroje včetně fotografií a komentářů jsou uvedeny v nezkrácené verzi dizertační práce.

Hotový zdroj lze vidět na následujícím obrázku. Rozměry chladiče jsou cca 30x30 cm. V přední části si můžeme všimnout desky řídicích obvodů spolu s potenciometry pro nastavení výstupního napětí a proudu. Ve střední části obrázku lze vidět desku silové části primární strany s blokovacími a odlehčovacími kondenzátory, můžeme vidět i budiče tranzistorů s navinutými toroidními transformátorky. V zadní části měniče je umístěn hlavní transformátor blokujícího měniče, který je realizován na feritovém U-jádrě se vzduchovou mezerou. V pravé části vzadu si můžeme všimnout desky sekundárního usměrňovače s C-L-C filtrem. Nakonec v levé části vzadu lze spatřit pomocný napájecí zdroj pro řídicí obvody, budiče tranzistorů a ventilátory.



*Obr. 6-3: Celková konstrukce spínaného zdroje.*

Postup při ožiování zdroje a naměřené oscilogramy včetně komentářů jsou uvedeny v nezkrácené verzi dizertační práce.

### 6.2.1 Měření účinnosti

Následující měření zohledňuje pouze účinnost DC/DC měniče, tedy nezahrnuje ztráty na síťovém usměrňovači a příkon pomocného zdroje. Měření byla realizována pomocí přístroje Fluke NORMA 5000.

Účinnosti byly změřeny pro 3 různá výstupní napětí a pro 3 různé proudy, celkem bylo tedy změřeno 9 hodnot. Tyto hodnoty jsou uvedeny v následující tabulce:

*Tabulka 1: Naměřené hodnoty účinnosti DC/DC měniče.*

$\eta$	$U_2=140\text{ V}$	$U_2=280\text{ V}$	$U_2=420\text{ V}$
$I_2=10\text{ A}$	93,4 %	96,4 %	97,1 %
$I_2=20\text{ A}$	94,9 %	96,4 %	96,8 %
$I_2=30\text{ A}$	95,1 %	96,5 %	96,8 %

Naměřené hodnoty potvrzují vhodnost použité topologie při požadavku velké regulovatelnosti zdroje. Nejnižší naměřená účinnost 93,4 %, při pouze cca 11 % výkonu zdroje, je stále dobrá hodnota. Jinak se účinnost pohybuje v rozmezí cca 95 – 97 %, přičemž při odlehčování zdroje při plném napětí účinnost dokonce roste až na 97,1 %.

Je zde poměrně velký rozdíl mezi naměřeným a teoretickým ztrátovým výkonem, tedy **416 W a 304 W**. Určitá část tohoto rozdílu může být dána i faktem, že účinnost je blízko 100 %, pak i malá chyba v naměřeném výkon způsobí velký rozdíl ve ztrátovém výkonu.

Bylo zjištěno, že vinutí hlavního výkonového transformátoru se během provozu měniče poměrně rychle zahřívá. Zde může být rozpor s teoreticky vypočtenou ztrátou cca 16 W na polovinu vinutí, praktickým pozorováním rychlosti ohřevu se zdá být ztrátový výkon vyšší. Tento rozdíl může být dán nepřesným výpočtem střídavého odporu (vliv skin- a proximity efektu). Vyšší ztráta může být částečně dána i rozdílem mezi teoretickými a prakticky realizovanými parametry vinutí (zejména činitel plnění mědi a proudová hustota).

Dalším problémem je fakt, že teoretický výpočet nezohledňuje přídavné ztráty na mnoha komponentech měniče – prvcích odlehčovacího článku, nulových diodách, kondenzátorech, spojích na DPS, výstupním filtru, proudovém bočníku, tlumicích člancích na sekundárních diodách, propojovacích vodičích atd. Tyto ztráty mohou po sečtení dávat i několik desítek W. Bylo by je možné omezit předimenzováním komponent, ovšem za cenu větší velikosti, hmotnosti a ceny zdroje.

V neposlední řadě může být i poměrně velká chyba v určování vypínací energie tranzistorů (není možné přesně určit vzhledem k použitému odlehčovacímu článku). Také mohla značně narůst zapínací energie vlivem parazitních kapacit transformátoru, které jsou poměrně velké.

**Těmito měřeními byla potvrzena praktická realizovatelnost a dobré dosažitelné parametry blokuujícího měniče velkého výkonu.**

## 7 ZÁVĚR

V rámci práce byly řešeny měniče a spínané zdroje velkého výkonu se zvláštním přihlédnutím k experimentální topologii blokujícího měniče. Autor práce si zaměření na tuto topologii vybral z důvodu, že ostatní (většinou propustné) topologie jsou již pro velké výkony běžně používány. Blokující měnič by teoreticky mohl dosahovat srovnatelných nebo i lepších výsledků, než běžně používané propustné topologie – zejména z důvodu, že obsahuje pouze jeden výkonový vinutý prvek (transformátor) oproti dvěma prvkům (transformátor a tlumivka) u propustného měniče. Je zde tedy potenciál pro vyšší účinnost.

Všechny stanovené cíle byly v průběhu řešení práce postupně splněny:

- 1) Vhodnost použití blokujícího měniče byla analyzována v kapitole 4 . V podkapitole 4.1 byla vyřčena hlavní myšlenka důvodu pro použití této topologie – předpokládaná možnost dosažení vyšší účinnosti (pouze jeden výkonový vinutý prvek) oproti propustnému měniči. V podkapitole 4.2 byla matematicky přesně porovnána velikost transformátoru blokujícího a jednočinného propustného měniče, přičemž význam má zejména porovnání při optimálním návrhu transformátoru (viz podkapitola 4.2.2). V tom případě pro smysluplné vstupní hodnoty (střída = 0,35 a činitel šikmosti  $k_{\Delta I} = 0,5$ ) vychází lineární rozměr transformátoru blokujícího měniče pouze o 5,3 % větší (objem o 17 % větší), než u propustného měniče. Tím byla vyvrácena domněnka značné velikosti transformátoru blokujícího měniče.
- 2) V podkapitole 4.3 byla navržena řešení pro zlepšení parametrů blokujícího měniče. Jedná se o obvod pro bezztrátové omezení překmitu na tranzistoru jednospínačového měniče (kapitola 4.3.1), řešení problému s pulzním proudem usměrňovače pomocí CLC filtru se svitkovými kondenzátory a interleavingem měničů (kapitola 4.3.2) a zapojení bezztrátového odlehčovacího článku pro dvouspínačový měnič (kapitola 4.3.3), které bylo poté použito i pro konstrukci funkčního vzorku velkého výkonu (kapitola 6). Nakonec byla praktická realizovatelnost některých řešení ověřena konstrukcí experimentálního funkčního vzorku blokujícího měniče o výkonu 1,2 kW (kapitola 4.4).
- 3) Značná část práce (kapitola 5) se věnuje optimalizaci účinnosti blokujícího měniče, založené na řešení analytických matematických vztahů. Vždy je hledáno minimum funkce celkových ztrát měniče. Podkapitola 5.1 se věnuje obecnému problému optimalizace pro spojitý tok transformátoru (jako krajní případ je umožněn i režim na hranici přerušovaného toku), přičemž jako proměnná je brána frekvence i činitel zohledňující parametry transformátoru (označovaný v práci jako  $k_{\Delta I}$ ). Jedná se tedy o hledání minima funkce dvou proměnných – frekvence a činitele  $k_{\Delta I}$ . Z těchto dvou proměnných je možné vyjádřit všechny potřebné výsledné parametry měniče. Poslední krok řešení bylo nutno vyřešit

pomocí software (program *Excel*), přičemž byl kladen důraz na uživatelskou jednoduchost.

Dále je v podkapitole 5.2 řešena optimalizace účinnosti pro práci měniče na hranici přerušovaného toku transformátoru. Funkce celkových ztrát je rovněž dvourozměrná, s proměnnými frekvence a zdvih syčení  $\Delta B$ . V tomto případě se ukazuje, že při zanedbání závislosti střídavého odporu vinutí (skin- a proximity-efekt) je možné získat výsledné vztahy čistě analyticky (viz podkapitola 5.2). Při zohlednění závislosti střídavého odporu vinutí na frekvenci byl poslední krok proveden pomocí software (program *Excel*), řešení bylo přidáno do původního souboru, který vznikl pro optimalizaci se spojitým tokem.

- 4) Byl navržen a úspěšně oživen funkční vzorek netradičního spínaného zdroje o výkonu 12 kW s blokujícím měničem, přičemž se podařilo dosáhnout plného výkonu a výstupních parametrů 420 V, 30 A.

Měření účinnosti DC/DC měniče je uvedeno v kapitole 6.2.1. Pro plné výstupní parametry se podařilo dosáhnout účinnosti 96,8 %, přičemž s klesajícím proudem při plném napětí účinnost dokonce roste a při třetinovém proudu dosahuje 97,1 %. S klesajícím výstupním napětím účinnost klesá, ale ani pro 1/3 napětí a 1/3 proudu (výkon měniče 11 %) neklesá pod 93 %. Tím byla ověřena velmi dobrá účinnost navržené topologie blokujícího měniče pro velký rozsah výstupních veličin. Teoretické ztráty pro plný výkon měly ovšem být ještě o něco menší, možné důvody tohoto rozdílu jsou popsány v kapitole 6.2.1.

V dalším výzkumu by se autor chtěl věnovat různým typům rezonančních a kvazirezonančních měničů. Tyto měniče mohou přinášet výrazné omezení rušivého vyzařování, což u tradičních měničů s tvrdým spínáním ve spojení s rychlými polovodiči představuje velký problém z hlediska norem pro elektromagnetickou kompatibilitu. Rezonanční a kvazirezonanční měniče jsou ovšem často obtížně regulovatelné. Zajímavé by bylo bádání na poli rozšíření rozsahu regulace těchto měničů při zachování jejich robustnosti (např. snadnosti řízení).

# LITERATURA

## Literatura použitá při řešení dizertační práce:

- [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] PATIL, Uday a H. NAGENDRAPPA. Analysis and design of a high frequency isolated full bridge CLL resonant DC-DC converter for renewable energy applications. In: *2018 International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICC)* [online]. IEEE, 2018, 2018, s. 1-6. DOI: 10.1109/PICC.2018.8384781. ISBN 978-1-5386-2462-3. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8384781/>.
- [3] WANG, Hongliang, Yang CHEN, Yan-Fei LIU a P. C. SEN. A general multi-phase coupled-resonant-tank resonant converter. In: *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* [online]. IEEE, 2018, 2018, s. 2183-2190. DOI: 10.1109/APEC.2018.8341319. ISBN 978-1-5386-1180-7. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8341319/>.
- [4] WU, Qunfang, Qin WANG, Jialin XU, Hongxu LI a Lan XIAO. A High-Efficiency Step-Up Current-Fed Push-Pull Quasi-Resonant Converter With Fewer Components for Fuel Cell Application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. 2017, **64**(8), 6639-6648. DOI: 10.1109/TIE.2016.2638800. ISSN 0278-0046. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7781594/>.
- [5] ZHU, Tianyu, Yanchao JI, Jianze WANG a Yiqi LIU. A Novel Constant-Frequency Quasi-Resonant Converter. *IEEE Access* [online]. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2854846. ISSN 2169-3536. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8409400/>.
- [6] SALEHI DOBAKSHARI, Sina, Jafar MILIMONFARED, Meghdad TAHERI a Hadi MORADISIZKOOHI. A Quasi-Resonant Current-Fed Converter With Minimum Switching Losses. *IEEE Transactions on Power Electronics* [online]. 2017, **32**(1), 353-362. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2528893. ISSN 0885-8993. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7404278/>.
- [7] GAGAN, M. N., A. USHA, S. JAGADEESH, Bhoopendra Kumar SINGH a Vinod S. CHIPPALKATTI. Design and implementation of pulsed output interleaved flyback converter with lossless snubber and current mode control. In: *2017 International Conference on Smart grids, Power and Advanced Control Engineering (ICSPACE)* [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 53-58. DOI: 10.1109/ICSPACE.2017.8343405. ISBN 978-1-5090-6348-2. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8343405/>.
- [8] SOLTANZADEH, Karim a Mohammad Reza YOUSEFI. Analysis and design of two-switch flyback converter with double passive lossless snubber. *IET Power Electronics* [online]. 2018, **11**(7), 1187-1194. DOI: 10.1049/iet-pel.2017.0442. ISSN 1755-4535. Dostupné z: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2017.0442>.



- [9] TOMOKAZU MISHIMA, MUTSUO NAKAOKA a EIJI HIRAKI. A single active edge-resonant snubber cell-assisted ZCS half-bridge DC-DC converter with constant frequency asymmetrical PWM scheme. In: *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference* [online]. IEEE, 2008, 2008, s. 119-126. DOI: 10.1109/EPEPMC.2008.4635254. ISBN 978-1-4244-1741-4. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4635254/>.
- [10] HUANG, Alex Q. 15 kV SiC MOSFET: An Enabling Technology for Medium Voltage Solid State Transformers. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications* [online]. 2017, 2(2), 118-130. DOI: 10.24295/CPSSPEA.2017.00012. ISSN 2475742X. Dostupné z: [http://tpea.cpss.org.cn/uploads/soft/170801/1\\_1130476982.pdf](http://tpea.cpss.org.cn/uploads/soft/170801/1_1130476982.pdf).
- [11] Tranzistor GS66516T – katalogový list. Dostupné z: <http://www.mouser.com/ds/2/692/GS66516T%20DS%20Rev%20160318-913407.pdf>.
- [12] Ferroxcube – materiál 3C97. Dostupné z: <https://ferrite.de/assets/86/3138/3c97.pdf>.
- [13] KIM, Kwang-Seop, Jung-Min KWON a Bong-Hwan KWON. Single-Switch Single Power-Conversion PFC Converter Using Regenerative Snubber. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. 2018, 65(7), 5436-5444. DOI: 10.1109/TIE.2017.2774765. ISSN 0278-0046. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8114207/>.
- [14] SULLIVAN, C.R. Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding. *IEEE Transactions on Power Electronics* [online]. 14(2), 283-291. DOI: 10.1109/63.750181. ISSN 08858993. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/750181/>.
- [15] H. O. Jimenez, “AC Resistance Evaluation of Foil, Round and Litz Conductors in Magnetic Components”, Diplomová práce, Goteborg, Švédsko, 2013. Dostupné z: <http://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/175744/175744.pdf>.
- [16] DOWELL, P.L. Effects of eddy currents in transformer windings. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers* [online]. 1966, 113(8), 1387. DOI: 10.1049/piee.1966.0236. ISSN 00203270. Dostupné z: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/piee.1966.0236>.
- [17] ROSSKOPF, Andreas, Eberhard BAR a Christopher JOFFE. Influence of Inner Skin- and Proximity Effects on Conduction in Litz Wires. *IEEE Transactions on Power Electronics* [online]. 2014, 29(10), 5454-5461. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2293847. ISSN 0885-8993. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6678811/>.

- [18] VOREL, P. Nové koncepce rezonančních měničů pro velké výkony. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 1999. 93 s. Dizertační práce.
- [19] PATOČKA, M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky –svazek II: Měniče bez impulsního transformátoru, 4. vyd. Brno: Novpress, 2010. 100 s., ISBN: 978-80-214-4177-0.
- [20] 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.

#### **Autorovy publikace k tématu dizertační práce:**

- [A1] MARTIŠ, J. Push-Pull Converter Transformer Maximum Efficiency Optimization. In *Mechatronics 2017 Recent Technological and Scientific Advances*. Cham, Switzerland: Springer Verlag, 2017. s. 211-218. ISBN: 978-3-319-65959-6.
- [A2] VOREL, P.; MARTIŠ, J. Volume Minimization of Power Pulse Transformer. In *Mechatronics 2017; Recent Technological and Scientific Advances*. Cham, Switzerland: Springer Verlag, 2017. s. 177-184. ISBN: 978-3-319-65959-6.
- [A3] MARTIŠ, J.; VOREL, P.; KNOBLOCH, J. Two- switch forward converter efficiency optimization. In *Conference Proceedings 2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe*. Milán, Italská republika: 2017. s. 1642-1646. ISBN: 978-1-5386-3916- 0.
- [A4] MARTIŠ, J.; VOREL, P.; CIPÍN, R.; PROCHÁZKA, P.; TOMAN, M. Compact High-efficiency Li-Ion Fast- charger. *ECS Transactions*, 2016, roč. 74, č. 1, s. 1-6. ISSN: 1938-5862.
- [A5] MARTIŠ, J.; VOREL, P.; CIPÍN, R.; PROCHÁZKA, P.; TOMAN, M. Compact High-efficiency Li-Ion Fast- charger. In *International conference 17th ABAF*. 2016. s. 10-11. ISBN: 978-80-214-5384- 5.
- [A6] VOREL, P.; ČERVINKA, D.; PROCHÁZKA, P.; MARTIŠ, J.; TOMAN, M. High Efficiency Fast-Chargers for Lead- Acid Batteries. *ECS Transactions*, 2016, roč. 74, č. 1, s. 23-30. ISSN: 1938-5862.
- [A7] VOREL, P.; ČERVINKA, D.; PROCHÁZKA, P.; TOMAN, M.; MARTIŠ, J. High Efficiency Fast-Chargers for Lead- Acid Batteries. In *17th ABAF Advanced batteries and fuel cells*. Brno: 2016. s. 32-34. ISBN: 978-80-214-5384- 5.

- [A8] MARTIŠ, J. 1200 WATT FLYBACK SWITCHING POWER SUPPLY WITH SILICON CARBIDE SEMICONDUCTORS. In *Proceedings of the 21st Student Competition Conference*. 2015. s. 621-625. ISBN: 978-80-214-5148- 3.
- [A9] MARTIŠ, J.; VOREL, P.; CIPÍN, R.; PROCHÁZKA, P.; PAZDERA, I. Zvyšování výkonu blokujících spínaných zdrojů. In *Sborník XXXIV. celostátní konference o elektrických pohonech*. Plzeň: Česká elektrotechnická společnost, 2015. s. 141-146. ISBN: 978-80-02-02592- 4.
- [A10] MARTIŠ, J.; VOREL, P. Apparatus for induction heating 2. 5 kW using a series resonant circuit. In *16th Mechatronika 2014*. 2014. s. 100-106. ISBN: 978-80-214-4817- 9.
- [A11] VOREL, P.; MARTIŠ, J. Power supply for resistive heating of iron components. In *16th Mechatronika 2014*. 2014. s. 110-115. ISBN: 978-80-214-4817- 9.

**Autorovy publikace mimo téma dizertační práce:**

- [A12] KNOBLOCH, J.; MARTIŠ, J.; CIPÍN, R.; NOUMAN, Z. Test Stand for Obtaining Power Transistors Switching Characteristics During Aging. In *Conference Proceedings 2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe*. Milán, Italská republika: 2017. s. 393-397. ISBN: 978-1-5386-3916- 0.
- [A13] PROCHÁZKA, P.; CIPÍN, R.; VOREL, P.; MARTIŠ, J. *Výzkumné a vývojové práce, spočívající ve vývoji laboratorního funkčního vzorku navazující na přechozí smluvní vývoj*. 2017. s. 1-2.
- [A14] VOREL, P.; MARTIŠ, J.; ČERVINKA, D. LiFePO<sub>4</sub> Powered Arc Welder. In *Conference proceeding ABAF*. Brno: 2017. s. 53-55. ISBN: 978-80-214-5529-0.
- [A15] VOREL, P.; MARTIŠ, J.; ČERVINKA, D. LiFePO<sub>4</sub> Powered Arc Welder. *ECS Transactions*, 2017, č. 1, s. 10-17. ISSN: 1938-5862.
- [A16] ČERVINKA, D.; MARTIŠ, J.; KNOBLOCH, J.; CIPÍN, R.; PROCHÁZKA, P. *Výzkum laboratorního vzorku vysokonapětového zdroje pro střídavou elektroporaci*. 2016. s. 1-5.
- [A17] BERNARD, V.; ANDRAŠÍNA, T.; ČERVINKA, D.; MARTIŠ, J.; PROCHÁZKA, P.; MORNSTEIN, V.; VÁLEK, V. A Thermographic Comparison of Irreversible Electroporation and Radiofrequency Ablation. *IRBM*, 2016, roč. 38, č. 2, s. 1-8. ISSN: 1959-0318.

- [A18] PROCHÁZKA, P.; ČERVINKA, D.; MARTIŠ, J.; CIPÍN, R.; VOREL, P. Li- ion Battery Deep Discharge Degradation. In *International conference 17th ABAF*. 2016. s. 12-13. ISBN: 978-80-214-5384- 5.
- [A19] ČERVINKA, D.; PROCHÁZKA, P.; MARTIŠ, J.; NOVOTNÁ, V. Ireverzibilní elektroporace (IRE). In *VIII. Liberecká konference nelékařských oborů a IX. Studentská vědecká konference*. Liberec: Technická univerzita Liberec, Ústav zdravotnických studií, 2016. s. 57-61. ISBN: 978-80-7494-273- 0.
- [A20] CIPÍN, R.; PROCHÁZKA, P.; TOMAN, M.; MARTIŠ, J.; ČERVINKA, D. Automatic Li- ion Accumulator Measuring Stand. *ECS Transactions*, 2016, roč. 74, č. 1, s. 77-83. ISSN: 1938-5862.
- [A21] CIPÍN, R.; PROCHÁZKA, P.; TOMAN, M.; MARTIŠ, J.; ČERVINKA, D. Automatic Li- ion Battery Measuring Stand. In *International conference 17th ABAF*. 2016. s. 1-4. ISBN: 978-80-214-5384- 5.
- [A22] PROCHÁZKA, P.; ČERVINKA, D.; MARTIŠ, J.; CIPÍN, R.; VOREL, P. Li- Ion Battery Deep Discharge Degradation. *ECS Transactions*, 2016, roč. 74, č. 1, s. 1-4. ISSN: 1938-5862.
- [A23] CIPÍN, R.; PROCHÁZKA, P.; PAZDERA, I.; VOREL, P.; MARTIŠ, J. Rozložení vyšších harmonických magnetické indukce v rotoru asynchronního stroje. In *Sborník XXXIV. celostátní konference o elektrických pohonech*. Plzeň: Česká elektrotechnická společnost, 2015. s. 12-17. ISBN: 978-80-02-02592- 4.
- [A24] VOREL, P.; CIPÍN, R.; PROCHÁZKA, P.; MARTIŠ, J.; ČERVINKA, D.; PAZDERA, I. Aplikční možnosti ultrakapacitorů a akumulátorů LiFePO<sub>4</sub> v trolejbusové síti Dopravního podniku města Brna. In *Sborník XXXIV. celostátní konference o elektrických pohonech*. Plzeň: Česká elektrotechnická společnost, 2015. s. 88-93. ISBN: 978-80-02-02592- 4.
- [A25] PROCHÁZKA, P.; PAZDERA, I.; CIPÍN, R.; MARTIŠ, J.; VOREL, P. *NTE17-Návrh zapojení a testovací verze soustavy budicí měnič, generátor a zátěž*. 2015. s. 1-2.
- [A26] VOREL, P.; PROCHÁZKA, P.; PAZDERA, I.; ČERVINKA, D.; MARTIŠ, J.; CIPÍN, R. Possibilities of trolleybus transportation energy demand reduction. *ECS Transactions*, 2015, roč. 70, č. 1, s. 301-304. ISSN: 1938- 5862.
- [A27] VOREL, P.; ČERVINKA, D.; MARTIŠ, J. Asynchronní motor – duel generací. *Electro*, 2015, roč. 25, č. 6, s. 11-13. ISSN: 1210- 0889.

- [A28] VOREL, P.; PROCHÁZKA, P.; PAZDERA, I.; ČERVINKA, D.; MARTIŠ, J.; CIPÍN, R. Possibilities of trolleybus transportation energy demand reduction. In *Advanced Batteries Accumulators and Fuel Cells – 16th ABAF*. Brno: Brno University of Technology, FEKT, UETE, 2015. s. 102-105. ISBN: 978-80-214-5109- 4.
- [A29] MARTIŠ, J.; VOREL, P.; PROCHÁZKA, P.; CIPÍN, R.; PAZDERA, I.; ČERVINKA, D. Fast-discharging apparatus 0 - 400 A / 2 - 4. 2 V for testing of lithium cells. In *Advanced Batteries Accumulators and Fuel Cells – 16th ABAF*. 2015. s. 125-128. ISBN: 978-80-214-5109- 4.
- [A30] MARTIŠ, J.; VOREL, P.; PROCHÁZKA, P.; CIPÍN, R.; PAZDERA, I.; ČERVINKA, D. Fast-discharging apparatus 0 - 400 A / 2 - 4. 2 V for testing of lithium cells. *ECS Transactions*, 2015, roč. 70, č. 1, s. 47-51. ISSN: 1938- 5862.
- [A31] PROCHÁZKA, P.; PAZDERA, I.; VOREL, P.; CIPÍN, R.; MARTIŠ, J.; ČERVINKA, D. *Možnosti snížení energetické náročnosti provozu trolejbusů*. 2014.
- [A32] PROCHÁZKA, P.; ČERVINKA, D.; VOREL, P.; MARTIŠ, J.; CIPÍN, R.; PAZDERA, I. *Zjištění příčin poruchovosti Skiipů ve výzbroji vozů 13T*. 2014.
- [A33] PROCHÁZKA, P.; MARTIŠ, J.; PAZDERA, I.; VOREL, P.; CIPÍN, R. *NTE10- Řídící software pro aktivní usměrňovač*. 2014.
- [A34] PROCHÁZKA, P.; CIPÍN, R.; PAZDERA, I.; VOREL, P.; MARTIŠ, J. *Návrh aktivního usměrňovače*. 2014.

## Curriculum Vitae

Jméno: Jan Martiš

Narozen: 13. 1. 1990 v Brně

Kontakt: [jan.martis@vutbr.cz](mailto:jan.martis@vutbr.cz)

Vzdělání:

2001 - 2009 Gymnázium tř. Kpt. Jaroše Brno (osmileté s matematickým zaměřením)

2009 - 2014 Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, VUT v Brně

2014 - 2018 Doktorské studium na UVEE, FEKT VUT v Brně

Praxe:

2014 - dosud Technický pracovník na UVEE, FEKT VUT v Brně

Odborné zaměření:

Výkonová elektronika, spínané zdroje, tranzistorové měniče, budiče tranzistorů, řídicí elektronika, analogová elektronika, trakční pohony, vysokonapěťové zdroje.