



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

DIZERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. Jan Martiš

ŠKOLITEL

SUPERVISOR

doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

BRNO 2018

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 bylo dosaženo vysoké účinnosti. V práci je zahrnuto i jisté porovnání s propustným měničem stejných parametrů. Nejen z hlediska účinnosti se blokující varianta jeví jako velmi perspektivní.

Klíčová slova

Blokující měnič; spínaný zdroj; vysoký výkon; optimalizace; vysoká účinnost; moderní polovodiče.

Abstract

This thesis focuses on optimization and increasing the efficiency of high-power DC/DC switching converters with transformer (switching power supplies). The work focuses mainly on using converters with flyback topology for high power, even though it is a common belief that this type of converter is not suitable for high power. This topology was selected because of potentially better achievable parameters, especially the efficiency, in comparison to a commonly used forward converter – in a flyback converter, losses are produced only in one magnetic component (transformer) in contrast to two components (transformer and inductor) in the forward converter. Compared to resonant and quasi-resonant converters, the flyback converter is easily controllable in the whole output voltage and current range. To make the flyback converter favorable for a high-power use, some innovative circuit modifications were made and modern semiconductor and passive components were used.

Theoretical part of the work deals with efficiency optimization of the flyback converter, based on analytical solution. Operating parameters of the converter – switching frequency and parameters of the transformer (flux density and numbers of turns) are commonly only guessed or chosen from experience. The objective of this part is a mathematically exact determination of these parameters to achieve lowest total losses of the converter for given input parameters. In a certain case, it was possible to obtain the final solution analytically, in other cases the final solution step had to be done with a help of software.

A prototype of a 12-kW switching power supply with a flyback converter was constructed to validate the proposed solutions and methods. The power supply fits into a space of only 33x33x16 cm. Modern semiconductors based on the silicon-carbide (SiC) technology (MOS-FET transistors and diodes) were used. After bringing the converter to a full-power operation, an efficiency of 96.8 % of the DC/DC converter was measured. High efficiency was obtained for a wide range of output parameters. A certain comparison with a forward converter with the same output parameters is done in the work. Not only from an efficiency point of view, the flyback converter seems very perspective.

Keywords

Flyback converter; switching power supply; high power; optimization; high efficiency; modern semiconductors.

Bibliografická citace

MARTIŠ, J. *Zvyšování účinnosti a optimalizace výkonových pulzních měničů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 110 s. Vedoucí dizertační práce: doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou dizertační práci na téma „Zvyšování účinnosti a optimalizace výkonových pulzních měničů“ jsem vypracoval samostatně pod vedením školitele dizertační práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

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

V Brně dne

Podpis autora

OBSAH

1 ÚVOD	1
2 SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY	3
2.1 ZVYŠOVÁNÍ SPÍNACÍ FREKVENCE	3
2.1.1 PROBLÉM PŘEPÍNACÍCH ZTRÁT	3
2.1.2 PROBLÉM SKIN-EFEKTU A PROXIMITY-EFEKTU	4
2.1.3 ZTRÁTY V JÁDRU TRANSFORMÁTORU	5
2.2 TOPOLOGIE SILOVÉHO OBVODU	5
2.2.1 KLASICKÉ TOPOLOGIE S TVRDÝM SPÍNÁNÍM	6
2.2.2 REZONANČNÍ MĚNIČE	6
2.2.3 KVAZIREZONANČNÍ MĚNIČE	7
2.3 ODLEHČOVACÍ OBVODY	9
2.3.1 ZTRÁTOVÉ ODLEHČOVACÍ OBVODY	9
2.3.2 BEZZTRÁTOVÉ ODLEHČOVACÍ OBVODY	10
2.4 POUŽITÍ MODERNÍCH SPÍNACÍCH SOUČÁSTEK A MATERIÁLŮ.....	11
2.4.1 TRANZISTORY A DIODY NA BÁZI KARBIDU KŘEMÍKU (SiC).....	11
2.4.2 TRANZISTORY MOS-FET NA BÁZI NITRIDU GALIA (GAN).....	12
2.4.3 MAGNETICKÉ MATERIÁLY	12
2.5 RUŠIVÉ SIGNÁLY VZNIKAJÍCÍ RYCHLÝM SPÍNÁNÍM POLOVODIČŮ	13
2.6 BUDIČE MODERNÍCH TRANZISTORŮ	14
2.7 KOREKCE ÚČINÍKU	15
3 CÍLE PRÁCE	17
4 NAVRHOVANÉ ŘEŠENÍ MĚNIČE.....	18
4.1 MYŠLENKA POUŽITÍ BLOKUJÍCÍHO MĚNIČE PRO VELKÉ VÝKONY	18
4.2 POROVNÁNÍ VELIKOSTI TRANSFORMÁTORU BLOKUJÍCÍHO A PROPUSTNÉHO MĚNIČE	18
4.2.1 PŘEDPOKLADY	18
4.2.2 POROVNÁNÍ OBJEMU MĚDI PŘI STEJNÉM PRŮŘEZU JÁDRA TRANSFORMÁTORU.....	19
4.2.3 POROVNÁNÍ ROZMĚRŮ TRANSFORMÁTORŮ PŘI OPTIMÁLNÍM NÁVRHU.....	21
4.3 NAVRHOVANÁ VYLEPŠENÍ BLOKUJÍCÍHO MĚNIČE.....	25
4.3.1 NAPĚŤOVÉ ŠPIČKY NA SPÍNACÍM TRANZISTORU A JEJICH ELIMINACE.....	25
4.3.2 ŘEŠENÍ PROBLÉMU PULZNÍHO PROUDU SEKUNDÁRNÍHO USMĚRŇOVAČE	27
4.3.3 NOVÝ BEZZTRÁTOVÝ ODLEHČOVACÍ ČLÁNEK PRO DVOUSPÍNAČOVÝ MĚNIČ	29
4.4 EXPERIMENTÁLNÍ MĚNIČ 1,2 kW PRO OVĚŘENÍ VHODNOSTI TOPOLOGIE.....	31
5 OPTIMALIZACE ÚČINNOSTI BLOKUJÍCÍHO MĚNIČE.....	33
5.1 OPTIMALIZACE – REŽIM SPOJITÉHO TOKU	34
5.1.1 PRINCIPY OPTIMALIZACE, UVAŽOVANÉ ZTRÁTY	34
5.1.2 VSTUPNÍ PARAMETRY OPTIMALIZACE	35
5.1.3 VÝSTUPNÍ PARAMETRY OPTIMALIZACE.....	36
5.1.4 ODVOZENÍ VZTAHŮ.....	37
5.1.5 HLEDÁNÍ MINIMA CELKOVÝCH ZTRÁT	45
5.1.6 HLEDÁNÍ MINIMA POMOCÍ SOFTWARE	46
5.2 OPTIMALIZACE – REŽIM NA HRANICI PŘERUŠOVANÉHO TOKU – ANALYTICKÉ ŘEŠENÍ	50

5.2.1 VSTUPNÍ PARAMETRY OPTIMALIZACE	50
5.2.2 VÝSTUPNÍ PARAMETRY OPTIMALIZACE.....	51
5.2.3 ODVOZENÍ VZTAHŮ.....	51
5.2.4 HLEDÁNÍ MINIMA CELKOVÝCH ZTRÁT	53
5.2.5 PRAKTICKÝ POSTUP PŘI VÝPOČTU	56
5.2.6 URČENÍ DALŠÍCH PARAMETRŮ MĚNIČE	56
5.3 OPTIMALIZACE – REŽIM NA HRANICI PŘERUŠOVANÉHO TOKU – PŘESNĚJŠÍ ŘEŠENÍ.....	57
5.3.1 HLEDÁNÍ MINIMA POMOCÍ SOFTWARE.....	58
5.3.2 PŘÍKLAD POROVNÁNÍ ZTRÁT V REŽIMU SPOJITÉHO A PŘERUŠOVANÉHO TOKU.....	59
6 FUNKČNÍ VZOREK NETRADIČNÍHO BLOKUJÍCÍHO SPÍNANÉHO ZDROJE 12 KW.....	61
6.1 NÁVRH SPÍNANÉHO ZDROJE	61
6.1.1 KONCEPCE PRIMÁRNÍ ČÁSTI MĚNIČE, VÝBĚR TRANZISTORŮ	61
6.1.2 VÝBĚR PROVOZNÍCH PARAMETRŮ MĚNIČE.....	63
6.1.3 TEORETICKÉ ZTRÁTY DC/DC MĚNIČE.....	65
6.1.4 DIMENZOVÁNÍ SOUČÁSTEK PRIMÁRNÍ ČÁSTI MĚNIČE	66
6.1.5 SÍŤOVÝ USMĚRŇOVAČ A FILTRACE.....	71
6.1.6 NÁVRH HLAVNÍHO TRANSFORMÁTORU MĚNIČE	73
6.1.7 SEKUNDÁRNÍ USMĚRŇOVAČ A FILTR	76
6.1.8 BUDIČE TRANZISTORŮ	80
6.1.9 ŘÍDICÍ OBVODY	82
6.1.10 POMOCNÝ NAPÁJECÍ ZDROJ	84
6.2 REALIZACE FUNKČNÍHO VZORKU SPÍNANÉHO ZDROJE.....	87
6.3 OŽIVENÍ A MĚŘENÍ FUNKČNÍHO VZORKU SPÍNANÉHO ZDROJE	93
6.3.1 OŽIVENÍ ZDROJE.....	93
6.3.2 NAMĚŘENÉ OSCIOGRAMY	96
6.3.3 MĚŘENÍ ÚČINNOSTI.....	100
6.3.4 SROVNÁNÍ ÚČINNOSTI REALIZOVANÉHO BLOKUJÍCÍHO MĚNIČE S PROPUSTNÝM MĚNIČEM.....	101
7 ZÁVĚR.....	103
LITERATURA	105

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 2-1: Proudová hustota ve vinutí a) se stejnosměrným proudem, b) vliv skin-efektu, c) vliv proximity-efektu, d) vliv externího pole. Převzato z [17].</i>	4
<i>Obr. 2-2: Dvojčinný můstkový propustný měnič.</i>	6
<i>Obr. 2-3: Jednočinný dvouspínačový propustný měnič.</i>	6
<i>Obr. 2-4: Základní zapojení sériově-rezonančního měniče.</i>	7
<i>Obr. 2-5: Kvazirezonanční měnič s transformátorem, převzato z [18].</i>	8
<i>Obr. 2-6: Průběhy kvazirezonančního měniče s transformátorem, převzato z [18].</i>	8
<i>Obr. 2-7: Ztrátový odlehčovací obvod pro odlehčení a) vypínacího, b) zapínacího děje.</i>	9
<i>Obr. 2-8: Beztrátový odlehčovací obvod pro jednospínačový měnič s transformátorem [7].</i>	10
<i>Obr. 2-9: Speciální SMD pouzdro tranzistoru GS66508T, rozměry cca 7x4,5x0,5 mm.</i>	12
<i>Obr. 2-10: Jednofázový můstkový usměrňovač se sběracím kondenzátorem a průběhy veličin, převzato z [19].</i>	15
<i>Obr. 2-11: Základní zapojení obvodů pro a) pasivní, b) aktivní korekci účinníku.</i>	16
<i>Obr. 2-12: Aktivní třífázový usměrňovač.</i>	16
<i>Obr. 4-1: Jednočinný dvojspínačový měnič a) pro blokující topologii, b) pro propustnou topologii.</i>	19
<i>Obr. 4-2: Průběh proudu a) primárním, b) sekundárním vinutím transformátoru blokujícího měniče.</i>	19
<i>Obr. 4-3: Závislost poměru objemů mědi transformátorů blokujícího a propustného měniče na střídě.</i>	21
<i>Obr. 4-4: Závislost poměru objemů mědi transformátorů blokujícího a propustného měniče na koeficientu k_{AI}.</i>	21
<i>Obr. 4-5: Standardní rozměry jádra transformátoru typu „EI“.</i>	22
<i>Obr. 4-6: Závislost poměru lineárních rozměrů transformátorů blokujícího a propustného měniče na střídě při optimálním návrhu.</i>	24
<i>Obr. 4-7: Závislost poměru lineárních rozměrů transformátorů blokujícího a propustného měniče na koeficientu k_{AI} při optimálním návrhu.</i>	25
<i>Obr. 4-8: Základní zapojení blokujícího měniče se znázorněním rozptylové indukčnosti.</i>	25
<i>Obr. 4-9: Navrhované řešení obvodu pro beztrátovou eliminaci překmitu na tranzistoru.</i>	26
<i>Obr. 4-10: Proud za usměrňovačem I_2 a proud kondenzátorem I_C pro blokující a propustný měnič.</i>	27
<i>Obr. 4-11: Filtr sekundárního napětí blokujícího měniče typu C-L-C.</i>	28
<i>Obr. 4-12: Průběhy proudů při interleavingu.</i>	29
<i>Obr. 4-13: a) Beztrátový odlehčovací článek pro dvouspínačový měnič, b) průběhy veličin</i>	29
<i>Obr. 4-14: Zapojení silové části experimentálního vzorku měniče 1200 W.</i>	31
<i>Obr. 4-15: Experimentální vzorky blokujícího měniče 1,2 kW.</i>	32
<i>Obr. 5-1: a) Jednospínačové, b) dvouspínačové zapojení blokujícího měniče.</i>	33
<i>Obr. 5-2: Průběh indukce v režimu a) spojitého toku, b) přerušovaného toku.</i>	35
<i>Obr. 5-3: Průběh proudu primárním vinutím blokujícího měniče.</i>	36
<i>Obr. 5-4: Průběh proudu sekundárním vinutím blokujícího měniče.</i>	38
<i>Obr. 5-5: Charakteristika tranzistoru v sepnutém stavu – lomená přímka.</i>	43
<i>Obr. 5-6: Zadávání vstupních parametrů pro výpočet.</i>	48
<i>Obr. 5-7: Výpis výsledků.</i>	48
<i>Obr. 5-8: Vykreslení závislosti ztrát na činiteli k_{AI}.</i>	49
<i>Obr. 5-9: Ukázka části výpočtové tabulky pro hledání minima ztrát.</i>	49

<i>Obr. 5-10: Průběh proudu a) primárním, b) sekundárním vinutím – hranice přerušovaného toku.</i>	51
<i>Obr. 5-11: Vstupní hodnoty pro porovnání ztrát.</i>	59
<i>Obr. 5-12: Výsledné hodnoty – režim spojitého toku.</i>	60
<i>Obr. 5-13: Výsledné hodnoty – hranice přerušovaného toku.</i>	60
<i>Obr. 6-1: Primární část silového obvodu měniče.</i>	62
<i>Obr. 6-2: Znázornění překmitu při vypnutí tranzistoru s odlehčovacím článkem.</i>	64
<i>Obr. 6-3: Vstupní hodnoty pro výpočet optimálních parametrů.</i>	65
<i>Obr. 6-4: Schéma zapojení jednoho dílčího měniče (polovina silové části)</i>	67
<i>Obr. 6-5: Teoretické průběhy veličin odlehčovacího článku</i>	68
<i>Obr. 6-6: Zapojení třífázového usměrňovače.</i>	71
<i>Obr. 6-7: Teoretický tvar fázového proudu odebíraného usměrňovačem.</i>	73
<i>Obr. 6-8: Znázornění zapojení jednotlivých vinutí transformátoru.</i>	74
<i>Obr. 6-9: Fyzická konfigurace vinutí transformátoru.</i>	74
<i>Obr. 6-10: Zapojení usměrňovače a LC filtru na sekundární straně.</i>	76
<i>Obr. 6-11: Proud filtračním kondenzátorem sekundárního usměrňovače.</i>	78
<i>Obr. 6-12: Zvlnění napětí filtračního kondenzátoru usměrňovače.</i>	79
<i>Obr. 6-13: Zapojení budiče tranzistoru C2M0040I20D.</i>	81
<i>Obr. 6-14: Zapojení řídicích obvodů spínaného zdroje.</i>	82
<i>Obr. 6-15: Bočník na sekundární straně zdroje.</i>	83
<i>Obr. 6-16: Primární strana pomocného zdroje.</i>	84
<i>Obr. 6-17: Sekundární strana pomocného zdroje.</i>	85
<i>Obr. 6-18: Osazená DPS budiče.</i>	87
<i>Obr. 6-19: DPS primární strany měniče – pohled shora.</i>	88
<i>Obr. 6-20: DPS primární strany měniče – pohled zdola.</i>	88
<i>Obr. 6-21: Hotový výkonový transformátor blokujícího měniče.</i>	89
<i>Obr. 6-22: DPS usměrňovače a filtru – pohled shora.</i>	89
<i>Obr. 6-23: DPS usměrňovače a filtru – pohled zdola.</i>	90
<i>Obr. 6-24: Pomocný zdroj – pohled shora.</i>	90
<i>Obr. 6-25: Pomocný zdroj – pohled zdola.</i>	90
<i>Obr. 6-26: DPS řídicích obvodů.</i>	91
<i>Obr. 6-27: Celková konstrukce spínaného zdroje.</i>	92
<i>Obr. 6-28: Ventilátory pro nucené chlazení.</i>	92
<i>Obr. 6-29: Připojení měřicích sond k tranzistoru.</i>	94
<i>Obr. 6-30: Měřicí pracoviště pro ožívování spínaného zdroje.</i>	94
<i>Obr. 6-31: Odrušovací kondenzátory (vlevo) a odrušovací ferity (vpravo).</i>	95
<i>Obr. 6-32: Snímky zachycené termokamerou během ožívování zdroje.</i>	96
<i>Obr. 6-33: Průběh u_{GS} bez napětí v meziobvodu.</i>	96
<i>Obr. 6-34: Průběh u_{DS} (tyrkysově) a i_1 (růžově), plný výkon.</i>	97
<i>Obr. 6-35: Průběh u_{GS} (modře) a u_{DS} (tyrkysově) – celá perioda, plný výkon.</i>	97
<i>Obr. 6-36: Vypínací děj – u_{GS} (modře) a u_{DS} (tyrkysově), 200 ns/dílek, plný výkon.</i>	98
<i>Obr. 6-37: Vypínací děj – u_{GS} (modře) a u_{DS} (tyrkysově), 40 ns/dílek, plný výkon.</i>	98
<i>Obr. 6-38: Zapínací děj – u_{GS} (modře) a u_{DS} (tyrkysově), 40 ns/dílek, plný výkon.</i>	99
<i>Obr. 6-39: Vypínací děj – u_{GS} (modře) a u_{DS} (tyrkysově), 200 ns/dílek, výkon 25 %.</i>	99
<i>Obr. 6-40: Odebíraný fázový proud, 4 ms/dílek, plný výkon.</i>	100
<i>Obr. 6-41: Funkční vzorek zdroje s propustným měničem.</i>	102

SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 1: Naměřené hodnoty účinnosti DC/DC měniče.</i>	<i>100</i>
---	------------

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

ΔB	[T]	Změna indukce
ΔB_{ref}	[T]	„Referenční“ změna sycení v jádru
ΔI	[A]	Změna proudu
Δt	[s]	Délka pulzu
a	[m]	Rozměr středního sloupku transformátoru
$a_{\text{blok,opt}}$	[m]	Optimální rozměr středního sloupku transformátoru blokujícího měniče
$a_{\text{prop,opt}}$	[m]	Optimální rozměr středního sloupku transformátoru propustného měniče
b_c	[m]	Šířka okna vinutí transformátoru
B_{max}	[T]	Maximální hodnota sycení
$B_{\text{max,opt}}$	[T]	Optimální hodnota maximální indukce jádra
B_{sat}	[T]	Saturační indukce jádra transformátoru
C	[F]	Elektrická kapacita
E_{off}	[J]	Vypínací ztrátová energie
$E_{\text{off,ref}}$	[J]	„Referenční“ hodnota vypínací energie tranzistoru
E_{on}	[J]	Zapínací ztrátová energie
f	[Hz]	Frekvence
f_{opt}	[Hz]	Optimální frekvence
f_{opt}	[Hz]	Optimální frekvence
F_R	[-]	Činitel zvýšení střídavého odporu vinutí
f_r	[Hz]	Rezonanční frekvence
f_{ref}	[Hz]	„Referenční“ frekvence pro určení ztrát v jádru
i	[A]	Okamžitá hodnota proudu
I	[A]	Elektrický proud (konstantní hodnota)
$I_{1,\text{ef}}$	[A]	Efektivní hodnota proudu primárního vinutí
$I_{1,\text{stř}}$	[A]	Střední hodnota proudu primárního vinutí
$I_{1\text{ef,blok}}$	[A]	Efektivní proud primárního vinutí transformátoru blokujícího měniče
$I_{1\text{ef,prop}}$	[A]	Efektivní proud primárního vinutí transformátoru propustného měniče
$I_{2,\text{ef}}$	[A]	Efektivní proud sekundárního vinutí
$I_{2,\text{stř}}$	[A]	Střední hodnota proudu sekundárního vinutí
$I_{2\text{ef,blok}}$	[A]	Efektivní proud sekundárního vinutí transformátoru blokujícího měniče
$I_{2\text{ef,prop}}$	[A]	Efektivní proud sekundárního vinutí transformátoru propustného měniče
$I_{C,\text{ef}}$	[A]	Efektivní hodnota proudu kondenzátoru
I_D	[A]	Proud elektrody <i>drain</i>
i_d	[A]	Okamžitá hodnota výstupního proudu usměrňovače
i_{L1}	[A]	Okamžitá hodnota proudu tlumivky L1
$I_{L\text{ef}}$	[A]	Efektivní hodnota proudu tlumivkou L
$I_{L\text{max}}$	[A]	Maximální hodnota proudu tlumivkou L
I_{max}	[A]	Maximální hodnota proudu
I_{min}	[A]	Minimální hodnota proudu
I_{ref}	[A]	„Referenční“ proud pro vypínací energii tranzistoru
$I_{\text{stř}}$	[A]	Střední hodnota proudu
I_{tot}	[A]	„Celkový“ proud (součet dílčích proudů všech závitů v okně vinutí)
$I_{\text{tot,AC}}$	[A]	Střídavá složka „celkového“ proudu
$I_{\text{tot,DC}}$	[A]	Stejnoseměrná složka „celkového“ proudu
i_x	[A]	Okamžitá hodnota fázového proudu
$k_{\Delta I}$	[-]	Činitel šikmosti proudu
$k_{\Delta I\text{opt}}$	[-]	Optimální hodnota činitele šikmosti proudu
k_f	[-]	Činitel ekvivalentní frekvence

$k_{p,Cu}$	[-]	Činitel plnění mědi vinutí
L	[H]	Indukčnost
l_{1z}	[m]	Střední délka jednoho závitu vinutí transformátoru
L_r	[H]	Rozptylová indukčnost
l_δ	[m]	Délka vzduchové mezery
N	[-]	Počet závitů vinutí
N_1	[-]	Počet závitů primárního vinutí
N_2	[-]	Počet závitů sekundárního vinutí
n_c	[-]	Celkový počet jednotlivých drátků všech závitů svazkového vodiče vinutí
n_{tranz}	[-]	Počet tranzistorů v měniči
P	[W]	Výkon
P_{1tranz}	[W]	Ztrátový výkon na 1 tranzistoru
P_{Cu}	[W]	Ztráty v mědi (ve vinutí)
P_{Fe}	[W]	Ztrátový výkon v jádru
$P_{Fe,ref}$	[W]	„Referenční“ ztráty v jádru
$P_{přep}$	[W]	Přepínací ztráty tranzistorů
$P_{přep}$	[W]	Přepínací ztráty tranzistoru
P_R	[W]	Ztrátový výkon na rezistoru
P_{tranz}	[W]	Ztrátový výkon na všech tranzistorech
P_{ved}	[W]	Ztráty tranzistorů způsobené vedením proudu
P_{ved}	[W]	Ztráty tranzistoru způsobené vedením proudu
$P_{výst}$	[W]	Výstupní výkon
$P_{ztr,přep}$	[W]	Přepínací ztráty
R_d	[Ω]	Diferenciální odpor tranzistoru v sepnutém stavu v cestě kolektor-emitor
R_{DSon}	[Ω]	Odpor tranzistoru v sepnutém stavu
R_{thJ-H}	[K/W]	Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a chladičem
s	[-]	Střída spínání
$S_{Cu,P1}$	[m ²]	Průřez mědi jedné poloviny primárního vinutí
$S_{Cu,S1}$	[m ²]	Průřez mědi jedné poloviny sekundárního vinutí
$S_{Cu,tot}$	[m ²]	Celkový průřez všech závitů (mědi) vinutí
S_{Cu1}	[m ²]	Průřez vodiče primárního vinutí transformátoru
$S_{Cu1,prop}$	[m ²]	Celkový průřez všech závitů (mědi) primárního vinutí propustného měniče
S_{Cu2}	[m ²]	Průřez vodiče sekundárního vinutí transformátoru
S_{Fe}	[m ²]	Průřez feromagnetického jádra
S_o	[m ²]	Průřez okna vinutí transformátoru
S_o	[m ²]	Průřez okna vinutí
t	[s]	Čas
T	[s]	Perioda
t_{doff}	[s]	Doba zpoždění poklesu proudu tranzistoru (turn-off delay time)
t_f	[s]	Doba poklesu proudu tranzistoru (fall time)
t_{fr}	[s]	Doba dopředného zotavení diody (forward recovery)
t_{nab}	[s]	Doba nabíjení kondenzátoru odlehčovacího článku
t_{on}	[s]	Doba sepnutí tranzistorů
t_{rr}	[s]	Doba zpětného zotavení diody (reverse recovery)
t_{vyb}	[s]	Doba vybíjení kondenzátoru odlehčovacího článku
U	[V]	Elektrické napětí
u	[V]	Okamžitá hodnota napětí
U_1	[V]	Vstupní napětí (napětí stejnosměrného meziobvodu)
$U_{1,max}$	[V]	Špičková hodnota usměrněného napětí

U_2	[V]	Výstupní stejnosměrné napětí
u_{C1}	[V]	Okamžitá hodnota napětí kondenzátoru C1
U_d	[V]	Napětí stejnosměrného meziobvodu
u_{DS}	[V]	Okamžitá hodnota napětí <i>drain-source</i> tranzistoru
U_{DSmax}	[V]	Maximální závěrné napětí <i>drain-source</i>
u_{GS}	[V]	Okamžitá hodnota napětí mezi elektrodami <i>gate</i> a <i>source</i>
u_{L1}	[V]	Okamžitá hodnota napětí tlumivky L1
U_p	[V]	Prahové napětí tranzistoru v sepnutém stavu v cestě kolektor-emitor
U_r	[V]	Závěrné napětí diody
u_{T1}	[V]	Okamžitá hodnota napětí kolektor-emitor tranzistoru T1
$V_{Cu,blok}$	[m ³]	Objem vinutí (mědi) transformátoru blokujícího měniče
$V_{Cu,prop}$	[m ³]	Objem vinutí (mědi) transformátoru propustného měniče
ΔI_L	[A]	Zvlnění proudu indukčností
ΔT_{J-H}	[K]	Rozdíl teploty mezi polovodičovým přechodem a chladičem
λ	[-]	Celkový účinník odebíraného proudu
λ_m	[H]	Magnetická vodivost
μ_0	[H/m]	Permeabilita vakua
ρ_{Cu}	[Ωm]	Měrný odpor mědi
σ	[A/m ²]	Proudová hustota
ω	[s ⁻¹]	Úhlová frekvence

APFC	Active power factor correction (aktivní korekce účinníku)
FET	Field-effect transistor (tranzistor řízený polem)
GaN	Gallium nitride (nitrid galia)
HEMT	High electron mobility transistor
IGBT	Insulated gate bipolar transistor
MOS-FET	Metal oxide semiconductor field-effect transistor
PFC	Power factor correction (korekce účinníku)
SiC	Silicon carbide (karbid křemíku)
ZCS	Zero-current switching (spínání v nule proudu)
ZVS	Zero-voltage switching (spínání v nule napětí)

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 s pomalejšími součástkami, ale v mnohem menší míře. Jedná se například o vysokofrekvenční záškuby 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. Toto na jedné straně znamená problém při testech na elektromagnetickou kompatibilitu vyžadovaných legislativou (před uvedením výrobku do prodeje), na druhé straně to může představovat i komplikaci pro vlastní obvody měniče (řídící a budičí obvody), které se mohou zarušit a poté se chovat nesprávně, nebo dokonce zapříčinit havárii měniče. Proto je snahou i omezování těchto zmíněných strmostí napětí a proudů, např. s použitím různých odlehčovacích obvodů (nejlépe bezztrátových) nebo jiných topologií měniče (zejména rezonanční a kvazirezonanční), u kterých klíčovou vlastností je měkké spínání polovodičů.

Jako hlavní náplň této práce bylo zvoleno **využití inovovaného blokujícího měniče pro 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 dnes prakticky nepoužívá. Tyto nevhodné vlastnosti zahrnují např. problém s pulzním výstupním proudem sekundárního usměrňovače a tím namáhání výstupních kondenzátorů, zvlnění výstupního napětí a dále překmity na spínacím tranzistoru. 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. U blokujícího měniče spojuje funkci transformátoru a tlumivky jediný vinutý prvek při zachování plné regulovatelnosti výstupního napětí a proudu (na rozdíl např. od rezonančních měničů). Bude ukázáno, že s použitím moderních součástek a inovativních obvodových řešení je možné výše zmíněná omezení a nevhodné vlastnosti potlačit nebo 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 roste požadavek na množství přeměněné 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. Řešení představuje dvojrozměrný problém, neboť první otázkou je volba vhodných parametrů transformátoru pro danou frekvenci na základě určitého parametru a druhou otázkou je poté hledání frekvence, kde jsou nejmenší celkové ztráty. Jde o hledání minima funkce vyjadřující celkové ztráty. Do hledání minima ztrát jsou zahrnuty ztráty na tranzistorech (vedením a přepínací) a ztráty transformátoru (vinutí a jádro). Je zohledněn vliv zvýšení odporu vinutí vlivem skin efektu a zejména proximity efektu. Ztráty na diodách usměrňovače jsou uvažovány jako konstantní.

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 v oblasti výkonových spínaných zdrojů a měničů se dají shrnout do následujících podkapitol. Cílem optimalizací a inovací spínaných zdrojů je obvykle zvýšení účinnosti, ale může jím být i zmenšování rozměrů, hmotnosti či ceny. V neposlední řadě je nutné, aby spínané zdroje splňovaly legislativní požadavky, jako jsou úrovně rušivého vyzařování (EMC) a účinník odebíraného proudu. Jedná se často o protichůdné požadavky vůči ostatním inovacím a je tedy vhodné řešit tyto problémy společně.

Následující tvrzení jsou sice většinou platná obecně, popis se ale zaměřuje spíše na spínané zdroje a měniče vyšších výkonů (řádově 1 kW a více), které jsou hlavní náplní této práce.

2.1 Zvyšování spínací frekvence

U spínaných zdrojů a měničů, které obsahují magnetické prvky (transformátor, tlumivka) je většinou účelem zvyšování frekvence zmenšení velikosti těchto prvků nebo zmenšení jejich ztrát.

Problém lze ilustrovat následující rovnicí:

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

kde N je počet závitů vinutí na feromagnetickém jádru, U je přiložené konstantní napětí během pulzu trvajícího po dobu Δt , ΔB je změna indukce (sycení) v jádru a S_{Fe} je průřez jeho sloupku.

Při zvýšení frekvence se zkracuje doba pulzu Δt , pokud zachováme stejné sycení a rozměry jádra, můžeme pro vinutí použít menší počet závitů s větším průřezem (při stejném průřezu okna vinutí), tím klesá jeho odpor a tedy i ztráty. Můžeme také zachovat počet závitů a indukci, tím pak postačí menší průřez sloupku jádra s výsledným zmenšením rozměrů i délky vodiče, čímž je do určité míry omezen i ztrátový výkon na vinutí i v jádru (menší objem).

Důvod pro zvyšování frekvence je tedy zřejmý, prakticky je ale zvyšování frekvence doprovázeno nepříznivými jevy, které jsou stručně popsány v podkapitolách níže. Samotné zvýšení frekvence bez zohlednění níže uvedených jevů by také mohlo být kontraproduktivní, pro optimální návrh spínaného zdroje je tedy tyto jevy nutné zohlednit a potlačit.

2.1.1 Problém přepínacích ztrát

Polovodičové spínací součástky se nechovají jako ideální spínače s nulovou dobou přechodu mezi stavem zapnuto a vypnuto. Zapínací a vypínací časy jsou konečně malé, z čehož plyne určitá ztrátová energie, která se spínacím prvkem vyzáří během přepínání (spínací prvek je krátkodobě v lineárním režimu, kdy je na něm velké napětí i proud). Ztrátový výkon, vyzářený na spínacím prvku vlivem přepínacích ztrát, je přímo úměrný frekvenci:

$$P_{ztr,přep} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f, \quad (2.2)$$

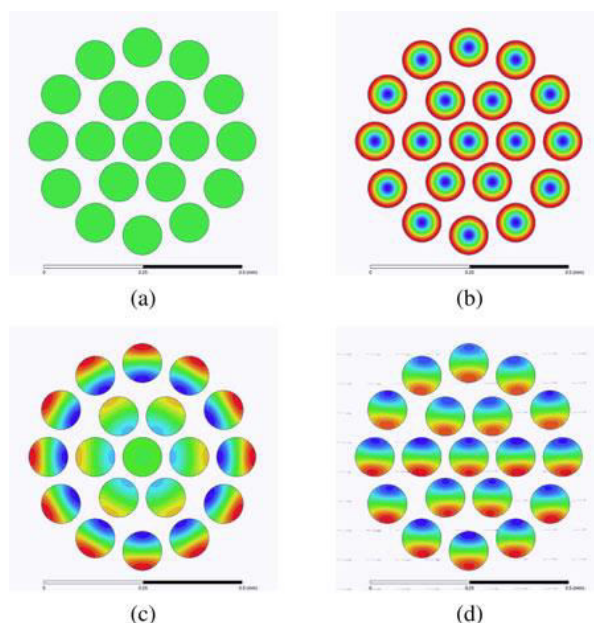
kde E_{on} je zapínací ztrátová energie, E_{off} je vypínací ztrátová energie a f je spínací frekvence.

Při zvyšování frekvence je tedy možné zmenšovat ztráty na magnetických prvcích, ale zvyšují se přepínací ztráty na polovodičích. Existuje zde určité optimum, které bude pro vybranou topologii řešeno dále v práci (viz kapitola 5).

Přepínací ztráty je také možné omezit použitím moderních spínacích součástek (viz podkapitola 2.4), změnou topologie silového obvodu (viz podkapitola 2.2) nebo např. odlehčovacími obvody (viz podkapitola 2.3).

2.1.2 Problém skin-efektu a proximity-efektu

Při zvýšení frekvence je sice možné zmenšit stejnosměrný odpor vinutí transformátoru, ale roste střídavý odpor vinutí, což je dáno vlivem skin-efektu (povrchový jev) a proximity-efektu (jev blízkosti). Tyto jevy způsobují, že proud neteče celým průřezem vodiče, ale pouze v jeho části a tím roste odpor vinutí, viz Obr. 2-1. Vliv těchto jevů je značně závislý na frekvenci, se zvyšující se frekvencí značně narůstá střídavý odpor vinutí.



Obr. 2-1: Proudová hustota ve vinutí a) se stejnosměrným proudem, b) vliv skin-efektu, c) vliv proximity-efektu, d) vliv externího pole. Převzato z [17].

Pro vinutí je tedy nutné používat svazkové vodiče (vysokofrekvenční lanka) nebo tenké plechy. Tím je omezen nárůst střídavého odporu vinutí, ale bohužel roste stejnosměrný odpor, protože část průřezu vinutí musí být nahrazena izolací (mezi jednotlivými drátky svazkového vodiče, nebo mezi tenkými plechy). Roste také cena a náročnost výroby komponentů.

Vliv skin-efektu na odpor vinutí je možné poměrně jednoduše a přesně matematicky vyjádřit. **Bohužel u transformátorů a tlumivek se mnohem více projevuje vliv proximity-efektu. Vodiče tedy mohou splňovat podmínku pramenící ze skin-efektu, že jejich průměr je větší, než dvojnásobek hloubky vniku, a přesto může docházet ke značnému navýšení střídavého odporu vinutí.**

Proximity-efekt vzniká indukováním vířivých proudů od jednoho vodiče do sousedních vodičů vinutí a tím je proud vytlačován do částí vodičů, které jsou nejdále od středu vinutí. Největší vliv tohoto jevu je na krajích vinutí. Matematická analýza tohoto jevu je velmi složitá a existují různé postupy pro odvození analytických vztahů pro výpočet zvýšení střídavého odporu vinutí. Problematika je blíže komentována v literaturách [14], [15] a [16]. V těchto literaturách jsou odvozeny i výsledné analytické vztahy pro výpočet střídavého odporu vinutí. Bohužel výsledky získané různými postupy se poněkud liší, což jen potvrzuje složitost analýzy tohoto

jevu. V dnešní době je nejspíše nejlepší metodou počítačová simulace vlivu pomocí metody konečných prvků.

U spínaných zdrojů je navíc problém v tom, že proudové pulzy tekoucí vinutím transformátoru jsou většinou obdélníkové (nebo téměř obdélníkové). Skin-efekt a proximity-efekt jsou frekvenčně závislé, přičemž se zvyšující se frekvencí se problém projevuje mnohem více. Korektní metodou by tedy bylo rozložení signálu na harmonické složky a výpočet zvýšení odporu a ztrát pro každou složku zvlášť.

2.1.3 Ztráty v jádru transformátoru

Při zanedbání ztrát vířivými proudy (u feritových materiálů jsou velmi malé) jsou ztráty v jádru P_{Fe} reprezentovány dominantně ztrátami hysterezními. Při uvažování zjednodušujícího předpokladu konstantního tvaru hysterezní smyčky feromagnetika (reálná odchylka nastává zejména blízko saturace) jsou pak tyto hysterezní ztráty úměrné první mocnině frekvence f a druhé mocnině střídavé složky (zdvihu) indukce ΔB :

$$P_{Fe} = k \cdot f \cdot (\Delta B)^2, \quad (2.3)$$

kde k je konstanta plynoucí z materiálu a rozměrů jádra. Při zachování zdvihu indukce ΔB tedy bohužel rostou ztráty v jádru přímo úměrně frekvenci.

Dle rovnice (2.1) je počet závitů při zachování indukce ΔB přímo úměrný době pulzu Δt a tedy nepřímo úměrný frekvenci. Pokud pro dvojnásobnou frekvenci použijeme poloviční počet závitů, můžeme je navinout vodičem o dvojnásobném průřezu, odpor vinutí pak bude čtvrtinový a to stejné platí i pro ztráty na vinutí. Teoreticky tedy ztráty ve vinutí (bez zohlednění skin- a proximity-efektu) budou při zachování ΔB nepřímo úměrné druhé mocnině frekvence a ztráty v jádru budou přímo úměrné první mocnině frekvence.

Dostávají se zde tedy do konfrontace ztráty ve vinutí transformátoru, pro jejichž zmenšení je vhodné zvyšovat pracovní frekvenci, a ztráty v jádru, které jsou omezovány snižováním frekvence. Oboje ztráty jsou potom navíc závislé na volbě parametru ΔB . Nabízí se zde otázka optimálního návrhu transformátoru pro minimalizaci ztrát, tento problém je pro vybranou topologii řešen v kapitole 5.

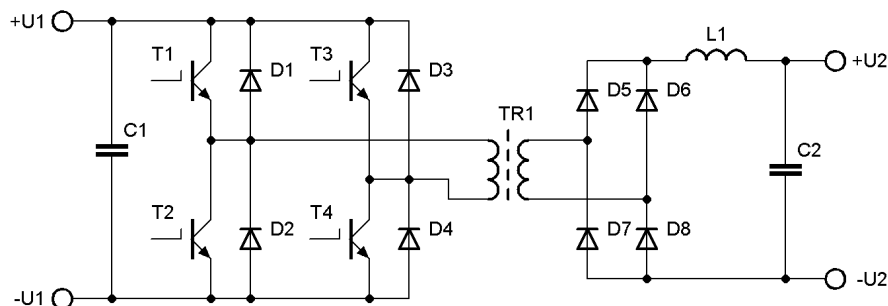
2.2 Topologie silového obvodu

DC/DC měniče, používané u spínaných zdrojů, mohou obsahovat různé zapojení primární i sekundární části. Vždy je přítomen transformátor a různý počet polovodičových spínacích součástek v různém zapojení (tranzistorů a diod). Dále silový obvod může obsahovat tlumivky a kondenzátory v různém počtu, u nichž může (ale nemusí) být využíváno jevu rezonance. Topologická zapojení obsahují pouze bezztrátové prvky, nevyskytují se v nich tedy rezistory (ty mohou být použity v pomocných obvodech, což ale nemění topologii silového obvodu).

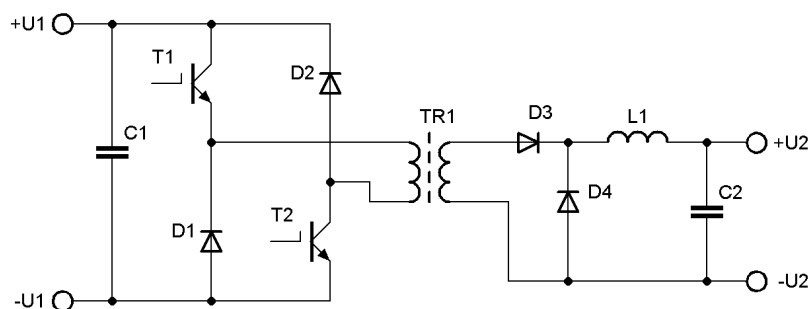
Změnou topologie silového obvodu je možné dosáhnout zlepšení parametrů spínaného zdroje pro danou aplikaci.

2.2.1 Klasické topologie s tvrdým spínáním

Klasické topologie DC/DC měniče, využívané pro spínané zdroje vyšších výkonů, jsou dvojčinný můstkový propustný měnič (viz Obr. 2-2) a jednočinný dvojspínačový propustný měnič (viz Obr. 2-3).



Obr. 2-2: Dvojčinný můstkový propustný měnič.



Obr. 2-3: Jednočinný dvojspínačový propustný měnič.

Mezi vlastnostmi těchto dvou zapojení měničů existují určité rozdíly, ty ale nebudou blíže komentovány, protože jsou již dobře známy. Detailní popis těchto topologií je uveden v [1]. Existují samozřejmě další varianty zapojení propustných měničů s tvrdým spínáním (často vhodnější zejména pro menší výkony – např. měnič typu „push-pull“ nebo půlmůstkový měnič). Jedná se o známé obvody a cílem této práce není provádět jejich ucelený přehled a dále proto nejsou popisovány.

Důležitou společnou vlastností výše uvedených topologií je, že se jedná o měniče s tvrdým spínáním, pracující většinou s obdélníkovými průběhy napětí a proudů. Jejich nevýhodami jsou tedy poměrně vysoké přepínací ztráty tranzistorů a také vysoká úroveň rušivého vyzařování (strmé hrany napětí) zejména při použití moderních rychlých polovodičů. Naopak jejich výhodou je snadná regulovatelnost výstupních veličin (napětí a proud) v plném rozsahu pouze pomocí změny šířky pulzu (PWM). Jedná se tedy o univerzálně použitelné topologie, které ale nejsou optimalizovány pro specifickou aplikaci a tak nemusí dosahovat tak dobrých parametrů, jako sofistikovanější topologie.

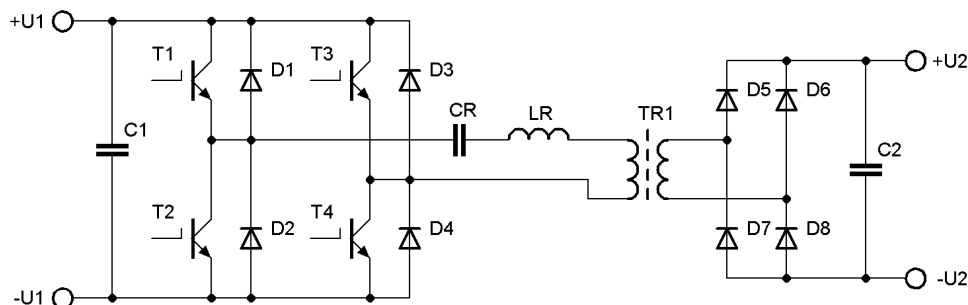
2.2.2 Rezonanční měniče

Rezonanční měnič obsahuje rezonanční obvod (prvky L a C), přičemž měnič je provozován na rezonanční frekvenci rezonančního obvodu nebo v její těsné blízkosti. Rezonanční obvod je v nejjednodušším případě tvořen pouze jednou kapacitou a jednou indukčností, může ale obsahovat více prvků.

Základní myšlenkou pro použití rezonančního měniče je omezení přepínacích ztrát tranzistorů – spínání v průchodu proudu nulou tzv. ZCS (zero current switching), nebo spínání bez napětí tzv. ZVS (zero voltage switching), případně i omezení rušivého vyzařování vlivem menší strmosti napětí a proudů. Bohužel využití těchto výhod je u většiny zapojení rezonančních měničů spojeno s jejich hlavní nevýhodou – **omezená či žádná regulovatelnost výstupních veličin**. Další nevýhodou je zvýšená složitost zapojení. Zjednodušeně lze problém vysvětlit tak, že např. při použití regulace změnou šířky pulzu již nedochází ke spínání polovodičů v nule napětí či proudu a tím výrazně narůstají přepínací ztráty. Měnič může být schopen práce i v tomto režimu, ale výhoda malých přepínacích ztrát se vytrácí. U určitých typů měničů lze použít například i regulaci pomocí změny spínací frekvence, kdy je zachováno spínání v nule, ale objevují se další problémy.

Zapojení rezonančních měničů existuje celá řada, přičemž v souvislosti s výzkumem jsou objevena stále nová zapojení, nebo jsou vylepšována stávající zapojení. Tato zapojení disponují různým rozsahem regulace, různě velkým potlačením přepínacích ztrát a různou složitostí. Bývají také použity rozličné způsoby řízení. Jedná se o velmi rozsáhlou problematiku, kterou bohužel není možné plně obsáhnout v tomto textu.

Základní zapojení sériově-rezonančního měniče je uvedeno na Obr. 2-4. Můstkový tranzistorový měnič spíná na rezonanční frekvenci, dané prvky C_R a L_R . Indukčnost může být i rozptylová indukčnost transformátoru. Jedná se o zapojení, které velmi výrazně omezuje přepínací ztráty polovodičů (čistý režim ZCS) a tedy dosahuje vysoké účinnosti. Bohužel toto základní zapojení není možné regulovat. Příklady dalších zapojení rezonančních měničů jsou uvedeny v 0 a [3].



Obr. 2-4: Základní zapojení sériově-rezonančního měniče.

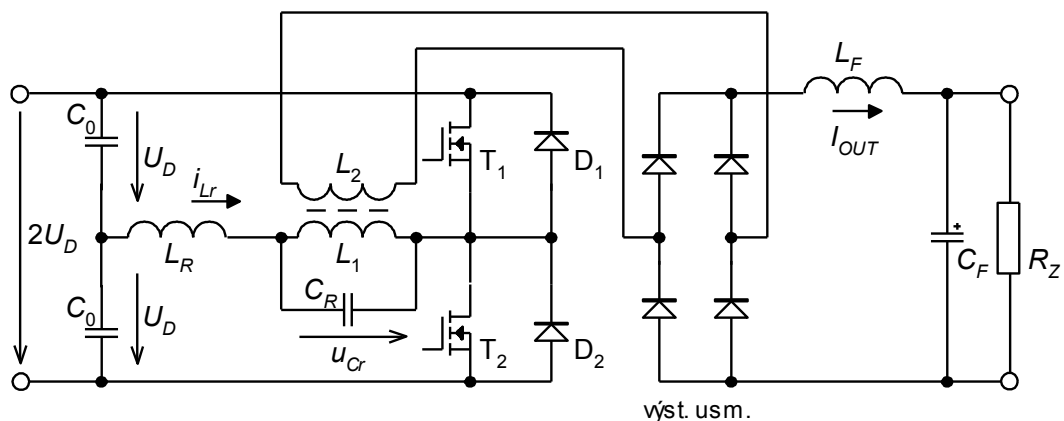
Jak již bylo řečeno, zapojení rezonančních měničů existuje celá řada. Jejich detailní rozbor ale není možné zahrnout na několika stranách, proto není předmětem tohoto přehledu současného stavu problematiky.

2.2.3 Kvazirezonanční měniče

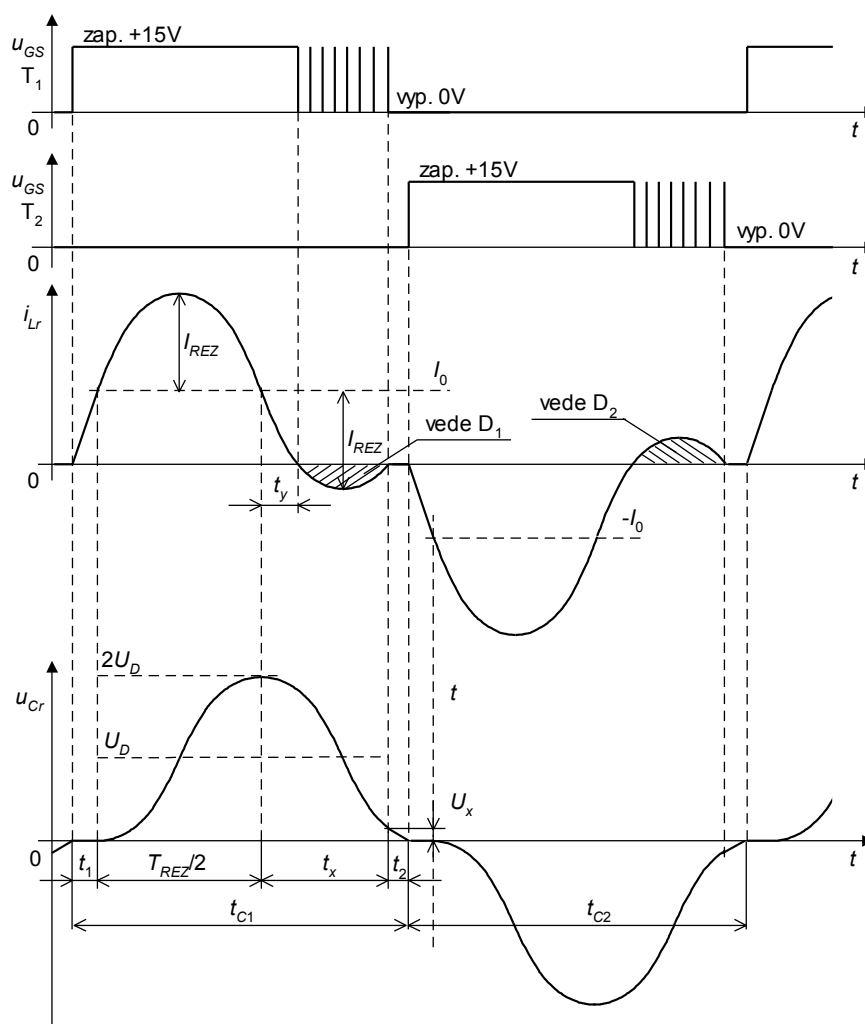
Kvazirezonanční měniče jsou velmi podobné rezonančním měničům v tom, že obsahují alespoň jeden rezonanční obvod s prvky L a C . Od rezonančních měničů se ale odlišují tím, že rezonanční obvod pracuje v rezonanci pouze část spínací periody a rezonanční frekvence bývá jiná (zpravidla vyšší), než spínací.

Hlavním důvodem volby kvazirezonančního měniče, podobně jako u rezonančního měniče, je omezení přepínacích ztrát polovodičů. Zapojení kvazirezonančních měničů opět existuje celá řada a jsou předmětem stále probíhajícího výzkumu. Některé typy je možné určitým způsobem

regulovat při zachování spínání v nule, příklad zapojení takového měniče je uveden na Obr. 2-5, jeho průběhy jsou na Obr. 2-6. Tento typ měniče je možno regulovat změnou spínací frekvence.



Obr. 2-5: Kvazirezonanční měnič s transformátorem, převzato z [18].



Obr. 2-6: Průběhy kvazirezonančního měniče 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. Zmenšení strmostí hran je velmi výhodné pro omezení rušivého vyzařování, někdy je dokonce nutné pro zajištění správné funkce vlastních obvodů spínaného zdroje (budiče tranzistorů a řídicí elektronika). Vlivem velkých rušivých napětíových strmostí u moderních polovodičů může docházet k nesprávné funkci (zarušení).

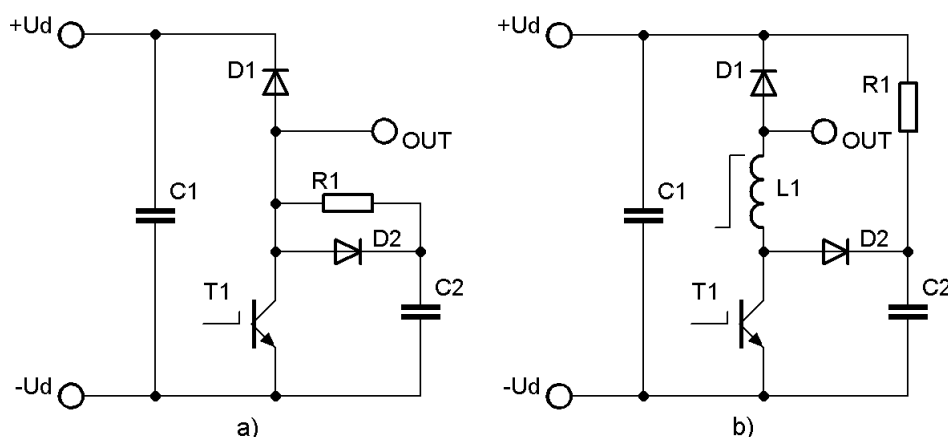
Odlehčovací obvody se vyznačují tím, že umožňují omezit vypínací energii i strmost nárůstu napětí na tranzistoru po jeho vypnutí, umožňují také omezit zapínací energii, ale již ne strmost sestupné hrany napětí při zapínání tranzistoru. Pro omezení strmostí sestupných hran je nutné použít zapojení rezonančního či kvazirezonančního měniče se spínáním v nule napětí (ZVS). Zapínací děj se u spínaných zdrojů zpravidla neodlehčuje, protože strmost nárůstu proudu po zapnutí bývá omezena rozptylovou indukčností transformátoru (tím jsou zapínací ztráty do značné míry omezeny) a pro omezení strmostí sestupné napětíové hrany na tranzistoru nejsou odlehčovací články bez další modifikace silového obvodu použitelné.

Odlehčovací obvody dělíme na ztrátové a bezztrátové (rezonanční) nebo na pasivní (obsahující prvky R, L, C, D) a aktivní (obsahující navíc jeden nebo více pomocných tranzistorů).

2.3.1 Ztrátové odlehčovací obvody

Jedná se o klasický typ odlehčovacích obvodů, používají se zpravidla u menších výkonů nebo u zdrojů a měničů starší konstrukce. Energie uložená do odlehčovacího prvku se každou spínací periodou vyzáří na rezistoru, čímž vzniká ztrátové teplo a je snižována účinnost měniče.

Ztrátové odlehčovací obvody jsou téměř vždy pasivní, což znamená, že neobsahují další spínací tranzistor. Základní zapojení ztrátových odlehčovacích obvodů jsou uvedena na následujícím obrázku:



Obr. 2-7: Ztrátový odlehčovací obvod pro odlehčení a) vypínacího, b) zapínacího děje.

Odlehčovací obvod pro odlehčení vypínacího děje tranzistorového spínače na Obr. 2-7 a) je tvořen prvky R_1 , D_2 a C_2 . Po vypnutí tranzistoru se otevře dioda D_2 a kondenzátor C_2 se nabíjí konstantním výstupním proudem spínače, napětí na tranzistoru tedy roste lineárně a jeho strmost je dána velikostí kapacity a výstupního proudu. Vypínací energie tranzistoru je omezena tím, že se nemusí vypínat do plného napětí meziobvodu U_d , ale pouze do malé hodnoty rostoucího napětí na C_2 (vypínací doba je kratší, než doba nárůstu napětí na C_2). Po opětovném sepnutí tranzistoru

se kondenzátor C_2 vybije přes rezistor R_1 . Časová konstanta $R_1 C_2$ musí být kratší, než doba sepnutí. Větší kapacita C_2 více omezí strmost a vypínací energii, ale roste ztrátový výkon na R_1 .

Odlehčovací obvod pro odlehčení zapínacího děje tranzistorového spínače na Obr. 2-7 b) je tvořen prvky L_1 , D_2 , C_2 a R_1 . Cívka L_1 je přesytka. Proud po sepnutí tranzistoru nenaroste okamžitě, ale až po přesycení L_1 , tranzistor se tedy zapíná s téměř nulovým proudem. Po vypnutí tranzistoru je energie uložená v L_1 přeměněna na teplo v R_1 . Kondenzátor C_2 slouží pro eliminaci indukčnosti rezistoru R_1 , která by mohla způsobit příliš velké napěťové překmity při vypínání tranzistoru.

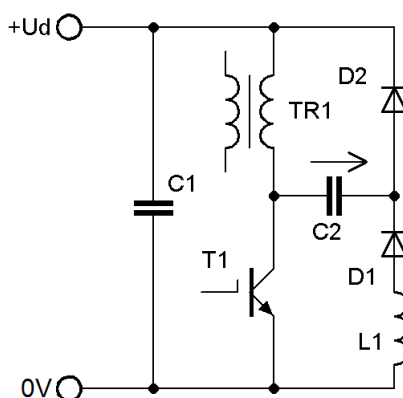
2.3.2 Bezztrátové odlehčovací obvody

Jedná se o perspektivní řešení pro moderní spínané zdroje. Bezztrátové odlehčovací obvody omezují ztrátovou energii i strmost napětí při vypínání tranzistorů, samy ale teoreticky neprodukují žádný ztrátový výkon, důsledkem čehož je zvýšena účinnost spínaného zdroje.

Bezztrátové obvody v podstatě vždy obsahují bezztrátové prvky L a C a neobsahují rezistory. V podstatě se dá říci, že pracují v kvazirezonančním režimu, protože určitou část periody spolu prvky L a C tvoří rezonanční obvod, který umožňuje rekuperovat energii v odlehčovacím prvku. Na rozdíl od rezonančních a kvazirezonančních topologií měničů je při použití bezztrátových odlehčovacích obvodů zpravidla zachována plná regulovatelnost měniče. V určitých pracovních bodech ale mohou odlehčovací obvody pracovat méně efektivně a režim provozu měniče se začíná blížit původní topologii s tvrdým spínáním.

Bezztrátové odlehčovací obvody bývají realizovány jako pasivní (bez pomocných tranzistorů) i aktivní (obsahující jeden nebo více pomocných tranzistorů). Aktivní odlehčovací obvody například rozšiřují rozsah regulace měniče, při kterém pracují účinně.

Efektivní řešení pasivního bezztrátového odlehčovacího článku pro jednospínačový měnič je uvedeno na Obr. 2-8. Zapojení bylo převzato z [7]. Zapojení je použitelné pro blokující i propustný měnič s transformátorem. U propustného měniče je ještě vhodné doplnění demagnetizačního vinutí transformátoru.



Obr. 2-8: Bezztrátový odlehčovací obvod pro jednospínačový měnič s transformátorem [7].

Princip funkce zapojení je následující: Po vypnutí tranzistoru T_1 nemůže proud primárním vinutím transformátoru TR_1 zaniknout okamžitě, uzavře se tedy přes diodu D_2 , která se otevře. Kondenzátor C_2 je tím efektivně připojen paralelně k primárnímu vinutí TR_1 a nabije se ve směru šipky na kladnou hodnotu napětí. Velikost napětí je dána obvody připojenými k ostatním vinutím transformátoru (např. usměrňovač sekundární strany blokujícího měniče). Po sepnutí tranzistoru

T_1 se levý konec kondenzátoru C_2 připojí na zem (0 V), na jeho pravém konci se tedy objeví záporné napětí. Tím dojde k otevření diody D_1 a prvky C_2 , L_1 jsou tím efektivně připojeny paralelně, tím mezi nimi započne probíhat rezonanční děj. Po uběhnutí rezonančního půlkmitu mezi C_2 a L_1 dojde k obrácení napětí na C_2 , tím je tedy nabit „proti směru“ šipky. V tomto stavu kondenzátor již zůstane až do vypnutí tranzistoru, jelikož dalšímu pokračování rezonance je zabráněno zavřením diody D_1 . Pokud by rezonanční děj měl tendenci končit tak, že C_1 se nabije na hodnotu vyšší, než napětí U_d , dojde na okamžik k otevření diody D_2 a k rekuperaci části energie. Po vypnutí tranzistoru dojde ihned k otevření diody D_2 , na pravém konci C_2 je tedy napětí $+U_d$, na jeho levém konci je napětí menší, než U_d , v ideálním případě 0 V. Na tranzistoru se tedy ihned po vypnutí objeví pouze malé napětí (podle nabití C_2), tím je omezena vypínací energie i úroveň rušení vlivem omezení výšky napěťové hrany.

Stejně jako rezonanční a kvazirezonanční měniče, tak i bezztrátové odlehčovací obvody jsou předmětem současného výzkumu. Příklady dalších bezztrátových odlehčovacích obvodů jsou uvedeny v [8] (pasivní odlehčovací obvod) a [9] (aktivní odlehčovací obvod).

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), ke zmenšení úbytku v sepnutém stavu, případně ke zvýšení závěrného napětí. 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.

2.4.1 Tranzistory a diody na bázi karbidu křemíku (SiC)

Jedná se o technologii, která je již nějakou dobu (cca 10 let) na trhu, ale stále dochází k razantnímu zlepšování parametrů a snižování ceny těchto součástek. Průkopníkem v této oblasti je firma *Cree*, v dnešní době ale vyrábí součástky na bázi karbidu křemíku již několik výrobců.

Tranzistory MOS-FET, vyráběné technologií SiC, se od klasických křemíkových (Si) MOS-FETů odlišují zejména možnostmi dosažení mnohem vyššího závěrného napětí při zachování velmi nízkého odporu v sepnutém stavu a velmi krátkých přepínacích časů. SiC MOS-FETy se běžně vyrábí v napěťových hladinách 1200 a 1700 V, ale byl již vyvinut vzorek na napětí 15 kV, viz [10]. U klasické Si technologie strmě roste odpor v sepnutém stavu při závěrném napětí vyšším než 600 V, proto nejsou tyto klasické MOS-FETy příliš vhodné pro měniče a spínané zdroje vyšších výkonů, pracujících z napětí meziobvodu, získaného usměrněním třífázové sítě (560 V). Jako příklad dosažitelných možností technologie SiC lze uvést tranzistor **CAS300M12BM2** od výrobce *Cree/Wolfspeed*, který dosahuje následujících parametrů: závěrné napětí **1200 V**, odpor v sepnutém stavu **4,2 mΩ**, spojitý proud při 90 °C **293 A**, spínací časy **76/68/168/43 ns**, klasické šroubové modulové pouzdro 62x106x30 mm, obsahující celou větev měniče.

Diody na bázi karbidu křemíku se vyrábí jako Schottkyho diody. To znamená, že mají zanedbatelnou dobu zotavení v závěrném směru t_{rr} , zotavovací časy jsou v podstatě dány pouze parazitními kapacitami přechodu, které jsou u těchto diod malé. Na rozdíl od běžných křemíkových Schottkyho diod, které se běžně vyrábí na napětí maximálně 200 V, je možné SiC

Schottky běžně vyrobit na napětí 1700 V, ale stejně jako u SiC MOS-FETů je maximální dosažitelné napětí mnohem vyšší. Nevýhodou SiC diod je poněkud vyšší úbytek napětí v propustném směru, než u klasických křemíkových diod, což je dáno větší šířkou zakázaného pásu (vyšší prahové napětí) a větší rezistivitou materiálu (větší sériový odpor).

2.4.2 Tranzistory MOS-FET na bázi nitridu galia (GaN)

Tranzistory na bázi nitridu galia (GaN HEMT – high electron mobility transistor) se dnes používají zejména ve vysokofrekvenčních aplikacích (v radiotechnice) jako koncové zesilovače výkonu. Na rozdíl od MOS-FETů na bázi karbidu křemíku (SiC), GaN MOS-FETy zatím nejsou příliš rozšířeny v aplikacích pro výkonovou elektroniku. Nicméně výkonové spínací GaN MOS-FETy existují a vyznačují se zejména extrémně krátkými přepínacími časy (pod 10 ns). Dosažitelné parametry dostupných tranzistorů jsou přibližně **650 V**, **60 A** [11]. Jako příklad lze uvést parametry tranzistoru **GS66508T** od firmy GaN Systems: Závěrné napětí **650 V**, odpor v sepnutém stavu **50 mΩ**, spojitý proud při 100 °C **25 A**, spínací časy **4,1/3,7/8/5,2 ns**. Tyto tranzistory musí mít z důvodu minimalizace parazitních indukčností speciální malé ploché SMD pouzdro, viz následující obrázek.



Obr. 2-9: Speciální SMD pouzdro tranzistoru GS66508T, rozměry cca 7x4,5x0,5 mm.

Z důvodu extrémní rychlosti těchto tranzistorů je velmi kritický geometrický návrh plošného spoje a správný návrh budiče. Snadno se může stát, že dojde k vysokofrekvenčnímu rozkmitání tranzistoru a tím k jeho zničení. Extrémní strmosti napětí způsobují velmi vysokou úroveň rušivého vyzařování a kapacitních proudů, tekoucích přes parazitní kapacity. Snadno dochází k narušení funkce vlastních obvodů spínaného zdroje. Toto jsou nejspíše důvody, proč tyto tranzistory nejsou zatím příliš rozšířeny v praktických aplikacích. Také závěrné napětí (běžně maximálně 650 V) není dostačující pro měniče vyšších výkonů, pracujících na napětíové hladině usměrněné třífázové sítě.

2.4.3 Magnetické materiály

V oblasti výkonových magnetických materiálů (jader pro transformátory a tlumivky) vývoj směřuje ke zmenšování hysterezních ztrát a ztrát vířivými proudy, případně ke zvyšování maximální magnetické indukce v jádru. Zde ovšem není vývoj tak výrazný, jako například u polovodičů.

Magnetické materiály používané ve výkonové elektronice lze rozdělit na ferity (přičemž pro spínané zdroje jsou používány výhradně manganato-zinečnaté ferity) a na prachová jádra. Ferity jsou používány zejména pro konstrukci transformátorů, protože mají nízké ztráty a vysokou permeabilitu. Jsou také občas používány pro konstrukci filtračních tlumivek při vyšších frekvencích a při větším zvlnění proudu. Ferity nedosahují příliš velké hodnoty saturační indukce, běžná je hodnota B_{sat} 0,4 T. Jako příklad moderního nízkoztrátového feritu lze uvést materiál **3C97 (CF297)**, vlastnosti tohoto a několika dalších moderních materiálů jsou shrnuty v [12].

Prachová jádra jsou tvořena miniaturními částicemi feromagnetického materiálu, elektricky izolovaných od sebe pojící hmotou. Tato jádra se vyznačují vyšší hodnotou saturační indukce

(přibližně do 1 T, „koleno“ charakteristiky je velmi pozvolné), ale také mívají vyšší ztráty střídavým sycením, než ferity. Tyto materiály jsou vhodné pro konstrukci stejnosměrných filtračních tlumivek – také z toho důvodu, že již obsahují „rozprostřenou“ vzduchovou mezeru mezi feromagnetickými částicemi. Klasickým příkladem jsou železoprachová jádra, která ale mají poměrně velké ztráty střídavým sycením, a tak nejsou pro moderní spínané zdroje s požadavkem vysoké účinnosti příliš vhodná. Jako příklad vhodnějšího moderního prachového materiálu s nízkými ztrátami lze uvést materiál s obchodním označením „**KoolMu**“ od firmy Magnetics (na bázi slitiny AlSiFe).

2.5 Rušivé signály vznikající rychlým spínáním polovodičů

Spolu se zrychlováním přepínacích dějů a zvyšováním výkonu (napětí a proudu) rostou i problémy spojené se strmostí hran napětí a proudu v měniči. Tyto problémy lze rozdělit do dvou skupin, a to nároky kladené na geometrický návrh silových obvodů a pak problémy spojené s vyzařováním či zanašením 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:

$$i = C \cdot \frac{du}{dt} \quad (2.4)$$

$$u = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (2.5)$$

Rovnice (2.4) popisuje průchod proudu parazitní kapacitou C při strmosti napětí du/dt . Strmosti napětí u moderních polovodičů při tvrdém spínání nezřídka dosahují hodnoty 100 kV/μs. Poté i přes parazitní kapacitu např. 0,1 pF, která může značit jen blízké umístění vodičů, potečou proudové špičky o velikosti 10 mA. Toto může stačit pro paralyzování funkce řídicích obvodů. Parazitní kapacity budičů výkonových tranzistorů jsou často řádově vyšší (až desítky pF), což může znamenat souhlasné proudové špičky řádově i jednotky Ampér. I když je většinou možné tyto proudové špičky svést do země, je kladen velký nárok na rozložení země a zemnicích bodů, jinak by mohlo i na krátkém spoji země vlivem jeho indukčnosti vznikat značné rušivé napětí, které by opět mohlo ovlivnit funkci řídicích obvodů a budičů. Stejný jev způsobuje problém s pronikáním rušivých proudových a napěťových špiček zpět do sítě a do zátěže. Izolační podložky tranzistorů, které je izolují od chladiče (ten má zpravidla potenciál země – vodič PE), mívají také kapacitu v řádu pF a tím přes ně mohou procházet rušivé proudové impulzy v řádu stovek mA. To samé platí pro kapacitu hlavního výkonového transformátoru, kde kapacity bývají ještě řádově vyšší. Tyto proudové impulzy se šíří po přívodních vodičích a vodičích k zátěži a způsobují problém 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 (2.5) primárně popisuje problém napěťových překmitů a zákmitů vznikajících v silovém obvodu při zanikání proudu (vypínání tranzistorů) vlivem parazitních indukčností spojů. Plochu a tím indukčnost proudových smyček v silových obvodech je nutno minimalizovat, a to tím důkladněji, pokud jsou použity velmi rychlé spínací součástky. Často hrají významnou roli i centimetry spojů. Indukčnosti smyček se pohybují v řádu desítek nH, strmosti zániku proudu při vypínání moderních polovodičů jsou ale tak vysoké, že i na takto malé indukčnosti se vybudí překmit v řádu několika desítek, někdy i stovek Voltů. Proto je velmi kritický důkladný

geometrický návrh silového obvodu, nutné je spojení praktických a teoretických znalostí. Problém je o to složitější, že v obvodu existují i parazitní kapacity (zejména kapacity přechodů tranzistorů a diod), které s uvedenou parazitní indukčností tvoří rezonanční obvod. Rezonanční frekvence takových parazitních obvodů často bývá v desítkách až stovkách MHz, což na jedné straně umocňuje problém rušivého vyzařování (místo jednoho zákmitu se objeví tlumené kmitání s desítkami kmitů), na straně druhé může při špatném návrhu silových a budicích obvodů dojít k zesílení těchto kmitů (kladná zpětná vazba) a tím k destrukci výkonových polovodičů.

Sekundárně rovnice (2.5) 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 dbát na správné geometrické připojení měřicích sond osciloskopu, musí se zamezit smyčkám vodičů, např. připojení zemního vodiče sondy pomocí klipsu. Mnohem vhodnější je přímé připojení sondy pomocí krátkých vodičů.

Problémy se strmostmi napětí a proudu je možné do určité míry řešit pomocí výše uvedených rezonančních a kvazirezonančních zapojení v silové části, bohužel i se všemi plynoucími nevýhodami (zejména omezení řiditelnosti a zvýšení komplexity). Většinou se jedná o kompromis, neexistuje žádné všeobjímající řešení, volené zapojení je nutné přizpůsobit aplikaci.

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 +7 V a 0 V)
- Vysoká odolnost vůči indukovaným rušivým signálům, vznikajícím velmi strmými hranami napětí na tranzistorech (u GaN FETů strmost přes 100 kV/μs)
- 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

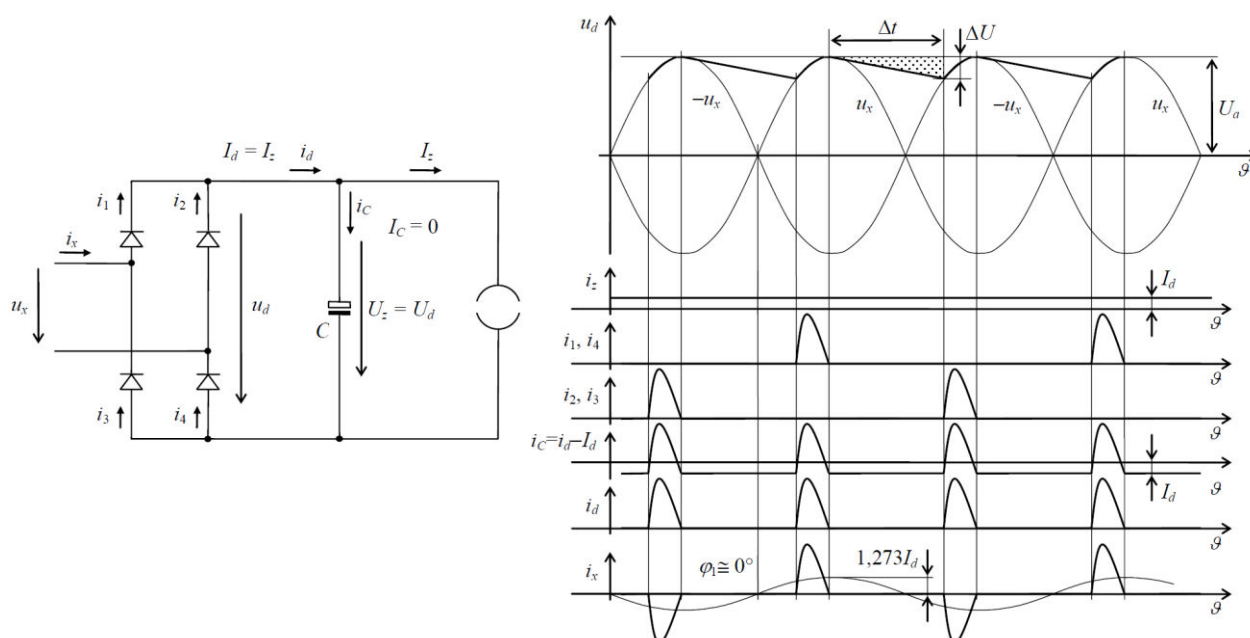
Návrh kvalitního budiče rychlého tranzistoru není jednoduchou záležitostí a často je nutné návrh budiče upravovat po otestování v reálném měniči. Je nutné spojení teoretických a praktických znalostí. Často se vyskytují jevy, jejichž přesný vliv lze teoreticky pouze velmi obtížně předvídat.

Příklad relativně jednoduchého budiče, vyvinutého pro tranzistory SiC MOS-FET ve funkčním vzorku měniče, je uveden v kapitole 6.1.8.

2.7 Korekce účínku

Nejjednodušší typ síťového usměrňovače se sběracím kondenzátorem, který je používán u spínaných zdrojů, odebírá ze sítě silně neharmonický proud s poměrně velkým zastoupením neužitečných 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.

Pokud má spínaný zdroj napájený z jedné fáze na výstupu dodávat výkon konstantní v čase (není vždy požadováno, např. u nabíječky baterií to není nutné), musí obsahovat prvek, který akumuluje energii a dodává ji, i když vstupní fázové napětí prochází nulou. Takovým prvkem obvykle bývá filtrační kondenzátor, připojený ke stejnosměrnému meziobvodu DC/DC měniče. Nejjednodušším způsobem, jak získat stejnosměrné napětí pro dobíjení tohoto kondenzátoru, je použití pouze diodového můstku. Zapojení takového usměrňovače, včetně průběhů veličin, je znázorněno na následujícím obrázku:



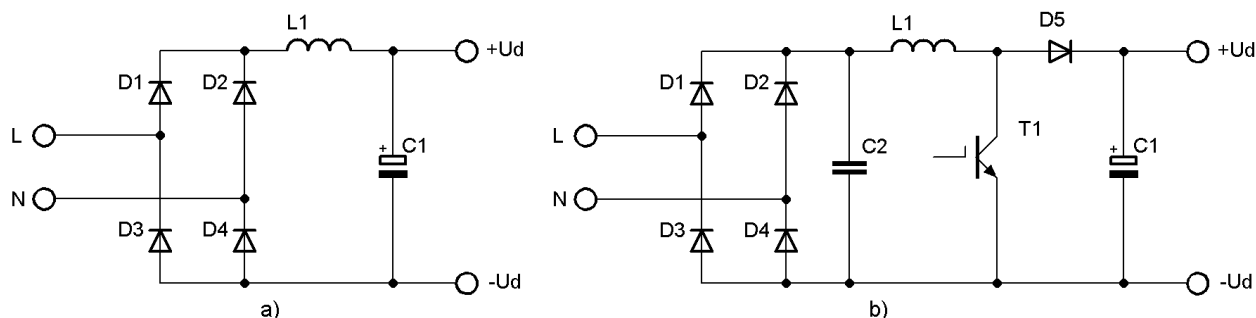
Obr. 2-10: Jednofázový můstkový usměrňovač se sběracím kondenzátorem a průběhy veličin, převzato z [19].

Lze vidět, že takový usměrňovač odebírá ze sítě proud ve tvaru krátkých pulzů (průběh označený i_x na Obr. 2-10), který se ani zdaleka neblíží harmonickému. Celkový účinník odebíraného proudu se obvykle pohybuje kolem hodnoty $\lambda = 0,5$.

Proto bylo nutné vyvinout přídavné obvody, které zajistí lepší účinník odebíraného proudu. Nejprve se používala pasivní korekce účínku, což není nic jiného, než tlumivka zařazená mezi usměrňovač a filtrační kondenzátor – viz Obr. 2-11 a). Toto řešení ovšem u jednofázových zdrojů není příliš efektivní (dosahuje se účínku 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 účínku (APFC – Active power factor correction). U jednofázových spínaných zdrojů se v podstatě jedná o zvyšující měnič, zařazený mezi usměrňovač a filtrační kondenzátor – viz Obr. 2-11 b). 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.

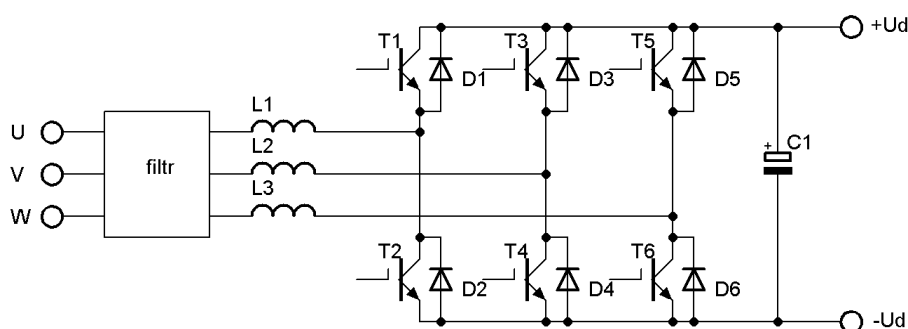


Obr. 2-11: Základní zapojení obvodů pro a) pasivní, b) aktivní korekci účinníku.

Použitím aktivní korekce účinníku se zajistí dodržení norem pro tvar odebíraného proudu v nízkofrekvenční oblasti, ale jelikož se jedná o další měnič, zvýší se bohužel úroveň rušení ve vysokofrekvenční oblasti. Také se snižuje účinnost zdroje ztrátami na tomto zvyšujícím měnič, který v nejjednodušším případě pracuje v režimu tvrdého spínání, takže ztráty mohou být poměrně velké.

Proto se výzkum a vývoj v oblasti spínaných zdrojů zaměřuje také na tento obvod aktivní korekce účinníku – omezení jeho rušivého vyzařování a zvýšení účinnosti. Příklad vylepšeného obvodu APFC je uveden v [13].

Pro šestipulzní můstkový usměrňovač, používaný pro usměrnění třífázové sítě, je situace poněkud příznivější ve prospěch pasivní korekce účinníku. Teoreticky lze s šestipulzním usměrňovačem s LC-filtrem dosáhnout účinníku odebíraného proudu až 0,95 [19], což je již dobrá hodnota. Navíc je frekvence zvlnění napětí na tlumivce 300 Hz (oproti 100 Hz u jednofázového usměrňovače) a zvlnění napětí je mnohem menší, potřebná indukčnost tlumivky tedy vychází řádově menší a tak je použití tohoto typu usměrňovače efektivní. Problémem může být obdélníkový tvar odebíraného proudu, který obsahuje poměrně dost energie na vyšších harmonických složkách, což může být v rozporu s legislativou. Nicméně pro průmyslové aplikace, kde jsou normy mírnější, se stále tento typ šestipulzního usměrňovače s LC-filtrem používá. Pokud je požadován harmonický tvar odebíraného proudu, používá se zpravidla zapojení „aktivního usměrňovače“ – viz Obr. 2-12. Toto zapojení má výhodu v tom, že umožňuje i vracet výkon do sítě, je tedy vhodné např. pro pohony s rekuperací.



Obr. 2-12: Aktivní třífázový usměrňovač.

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 přídavné 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 pouze odhadem nebo na základě zkušenosti. 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

V přehledu topologií používaných pro velké výkony v kapitole 2.2 není blokující měnič vůbec uveden, 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 a jsou potřebné velké rozměry transformátoru. 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 porovnání velikosti transformátoru blokujícího a propustného měniče, které je podloženo matematickými výpočty. Je ukázáno, že transformátor blokujícího měniče je při optimálním návrhu pouze mírně větší, než transformátor jednočinného propustného měniče. Poté jsou rozebrány jednotlivé problémy blokujícího měniče a navrženo jejich řešení, ať už pomocí inovativních obvodových zapojení, 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, založené na matematických vztazích. Budou uvedeny pouze důležité informace a dílčí výsledky.

4.2.1 Předpoklady

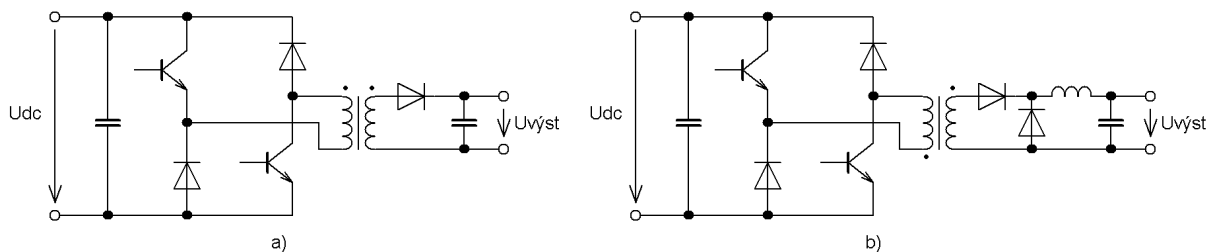
Předpokládejme, že následující parametry jsou dány a jsou pro oba měniče stejné:

- Výstupní výkon $P_{\text{výst}}$,
- spínací frekvence f ,
- střída spínání s ,
- zdvih sycení v jádru ΔB ,
- maximální hodnota sycení v jádru B_{max} ,
- proudová hustota v mědi σ .

Pro výpočty je z důvodu zjednodušení uvažována jednotková účinnost měniče. Prakticky u měničů vyšších výkonů bývá účinnost větší, než 90 %. Předpoklad tedy zanáší určitou malou chybu, pro účely relativního porovnání je ale naprosto dostačující.

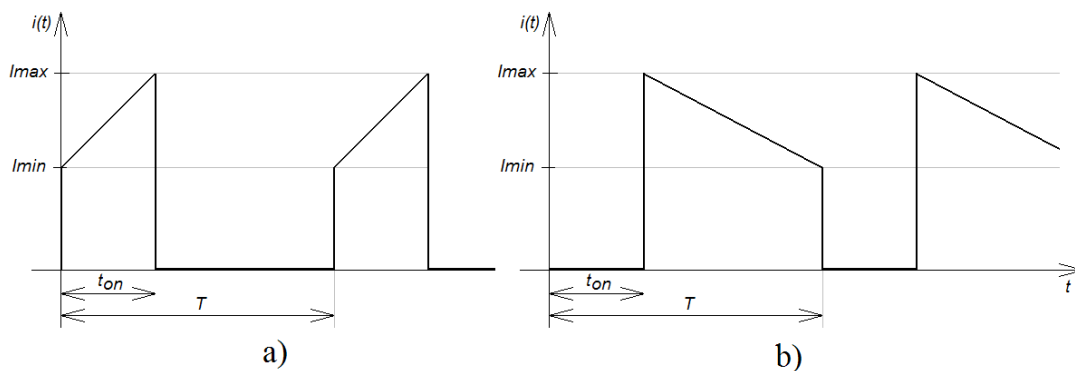
Pokud nebude uvedeno jinak, předpokládá se použití jednočinného dvojspínačového měniče pro buzení primárního vinutí transformátoru pro oba typy měničů, viz Obr. 4-1. Propustný měnič je možno zapojit i jako dvojčinný, v tom případě se očekávají menší rozměry transformátoru. Dvojčinný měnič ovšem disponuje určitými problémy, které snižují jeho robustnost, např.

problém jednostranného přesycování jádra transformátoru v případě nedokonalé symetrie budicích pulzů (může nastat i vlivem funkce regulační struktury) a problém „falešného“ přitevřování tranzistorů vlivem Millerova jevu při sepnutí protějšího tranzistoru ve větvi. Problémy již byly popsány v [20]. Autor se v této dizertační práci věnuje záměrně pouze jednočinným aplikacím.



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 vinutími ukazuje Obr. 4-2. U propustného měniče se zjednodušeně uvažují obdélníkové průběhy proudů.



Obr. 4-2: Průběh proudu a) primárním, b) sekundárním vinutím transformátoru 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 objemu mědi při stejném průřezu jádra transformátoru

Pro účely výpočtu objemu mědi vinutí je nejvhodnější bez újmy na obecnosti zavést předpoklad, že primární i sekundární vinutí transformátoru budou jednozávitová, $N_1 = N_2 = 1$, přičemž velikosti vstupního a výstupního napětí i proudu budou plynout z této podmínky, z principu funkce dané topologie a z výkonu.

Po vyjádření vztahu pro efektivní hodnotu proudu pulzů na Obr. 4-2 lze odvodit vztah pro efektivní hodnotu proudu jednozávitovým primárním vinutím transformátoru blokujícího měniče $I_{\text{Ief,blok}}$. Detailnější odvození vztahů je uvedeno v kapitole 5.1.4.

$$I_{1ef,blok} = \frac{P_{výst} \cdot \sqrt{s}}{S_{Fe} \cdot f \cdot \Delta B} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1} \quad (4.2)$$

Analogicky lze odvodit efektivní hodnotu proudu jednozávitovým sekundárním vinutím transformátoru blokujícího měniče $I_{2ef,blok}$:

$$I_{2ef,blok} = \frac{P_{výst} \cdot \sqrt{1-s}}{S_{Fe} \cdot f \cdot \Delta B} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1} \quad (4.3)$$

Efektivní hodnota proudu jednozávitovým primárním vinutím transformátoru propustného měniče $I_{1ef,prop}$ při uvažování čistě obdélníkových proudových pulzů:

$$I_{1ef,prop} = \frac{P_{výst} \cdot \sqrt{s}}{S_{Fe} \cdot f \cdot \Delta B} \quad (4.4)$$

Analogicky pro sekundární vinutí:

$$I_{2ef,prop} = \frac{P_{výst} \cdot \sqrt{s}}{S_{Fe} \cdot f \cdot \Delta B} \quad (4.5)$$

Všimněme si, že vztahy (4.4) a (4.5) jsou stejné. To je očekávatelné, neboť tvary proudových i napěťových pulzů na primárním i sekundárním vinutí propustného měniče jsou stejné, pro jednotkové počty závitů se proudy musí přímo rovnat.

Srovnání objemů mědi

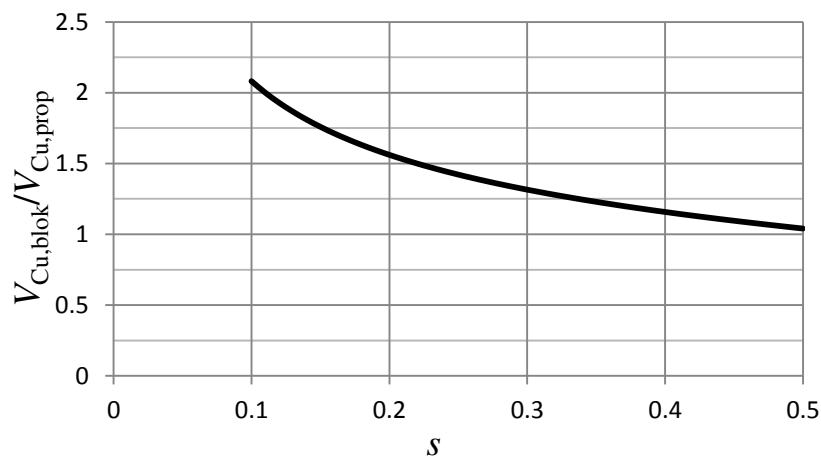
Objem mědi můžeme porovnat tak, že porovnáme celkové efektivní hodnoty proudu v okně transformátoru, přičemž při konstantní proudové hustotě stejný poměr platí i pro objem mědi:

$$\frac{V_{Cu,blok}}{V_{Cu,prop}} = \frac{I_{1ef,blok} + I_{2ef,blok}}{I_{1ef,prop} + I_{2ef,prop}} = \frac{\frac{P_{výst}}{S_{Fe} \cdot f \cdot \Delta B} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1} \cdot (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})}{2 \frac{P_{výst} \cdot \sqrt{s}}{S_{Fe} \cdot f \cdot \Delta B}}$$

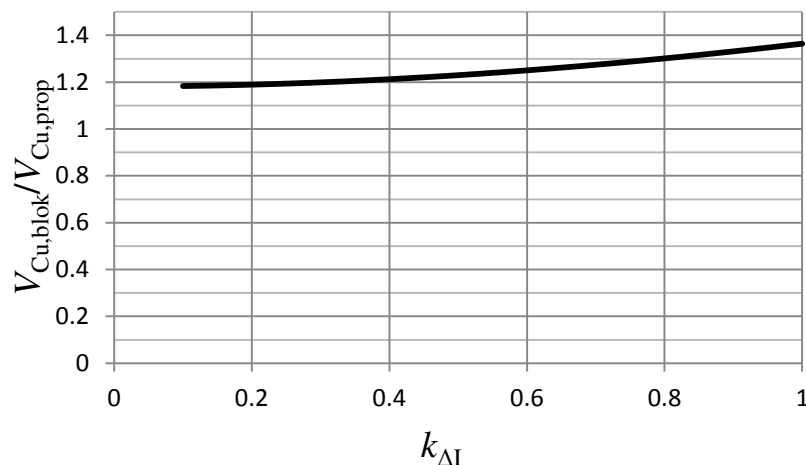
$$\boxed{\frac{V_{Cu,blok}}{V_{Cu,prop}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1} \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{1}{s} - 1} \right)} \quad (4.6)$$

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

Na Obr. 4-4 je závislost poměru objemů mědi na činiteli šikmosti proudu $k_{\Delta I}$. Střída spínání je volena 0,35.



Obr. 4-3: Závislost poměru objemů mědi transformátorů blokujícího a propustného měniče na střídě.



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

K Obr. 4-4 nutno poznamenat, že koeficient $k_{\Delta I}$ přímo souvisí se změnou (střídavou složkou) indukce ΔB , $k_{\Delta I} = \frac{\Delta B}{B_{\max}}$. Pro malé hodnoty $k_{\Delta I}$ klesá ΔB a tím roste potřebný počet závitů blokujícího, ale i propustného měniče, a tím u obou měničů roste absolutní objem mědi.

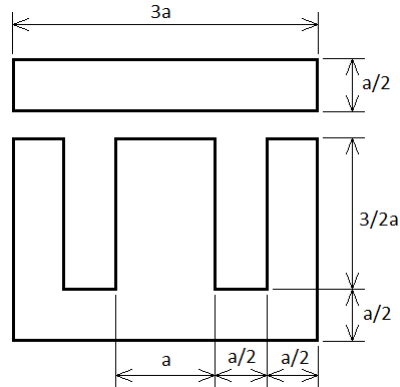
Pro reálné hodnoty veličin např. $s = 0,35$ a $k_{\Delta I} = 0,5$ je poměr $V_{Cu,blok}/V_{Cu,prop}$ roven 1,23. Připomeňme, že je to pro stejnou velikost jádra, na kterém tedy vinutí blokujícího měniče o stejném výkonu bude zabírat o 23 % více místa. Toto není příliš zásadní rozdíl.

4.2.3 Porovnání rozměrů transformátorů při optimálním návrhu

Optimálním návrhem rozumíme takový návrh transformátoru, kdy vinutí při zvolené proudové hustotě a činiteli plnění mědi pro daný výkon přesně zaplní celý prostor (okno) pro vinutí na jádru, přičemž velikost jádra je proměnná.

K dříve uvedeným předpokladům ještě dále předpokládejme daný činitel plnění mědi v okně pro vinutí $k_{p,Cu}$ a použití standardních jader typu „EI“ pro transformátory obou měničů se čtvercovým průřezem středního sloupku (rozměry $a \times a$).

Standardní rozměry jádra typu EI jsou následující:



Obr. 4-5: Standardní rozměry jádra transformátoru typu „EI“.

Celkový průřez mědi obou vinutí transformátoru (primár a sekundár) je v případě optimálního návrhu roven průřezu okna pro vinutí násobeného činitelem plnění mědi. V případě typizovaného jádra typu „EI“ je tento průřez mědi roven (viz Obr. 4-5):

$$S_{\text{Cu,tot}} = k_{\text{p,Cu}} \cdot \frac{3}{4} a^2 \quad (4.7)$$

Propustný měnič

Jak již bylo uvedeno dříve, u propustného měniče jsou obě vinutí rovnocenná, v případě optimálního návrhu tedy bude každé vinutí zabírat polovinu okna. Tedy například pro primární vinutí platí:

$$S_{\text{Cu1,prop}} = k_{\text{p,Cu}} \cdot \frac{3}{8} a^2 \quad (4.8)$$

Jelikož předpokládáme jednozávitové vinutí, udává předchozí rovnice přímo průřez vodiče.

Ze základního vztahu pro proudovou hustotu plyne:

$$I_{\text{1ef,prop}} = S_{\text{Cu1,prop}} \cdot \sigma = k_{\text{p,Cu}} \cdot \frac{3}{8} a^2 \cdot \sigma \quad (4.9)$$

Ze vztahu (4.4) vyjádříme průřez jádra S_{Fe} :

$$S_{\text{Fe}} = \frac{P_{\text{výst}} \cdot \sqrt{s}}{I_{\text{1ef,prop}} \cdot f \cdot \Delta B} \quad (4.10)$$

Nyní dosadíme za $I_{\text{1ef,prop}}$ z (4.9):

$$S_{\text{Fe}} = \frac{P_{\text{výst}} \cdot \sqrt{s}}{k_{\text{p,Cu}} \cdot \frac{3}{8} a^2 \cdot \sigma \cdot f \cdot \Delta B} \quad (4.11)$$

Jelikož průřez jádra S_{Fe} je roven a^2 , můžeme za něj dosadit a získáme následující vztah pro optimální rozměr jádra propustného měniče $a_{prop,opt}$:

$$a_{prop,opt} = \sqrt[4]{\frac{P_{výst} \cdot \sqrt{s}}{k_{p,Cu} \cdot \frac{3}{8} \cdot \sigma \cdot f \cdot \Delta B}} \quad (4.12)$$

Blokující měnič

U blokujícího měniče je situace poněkud složitější, protože již nemůžeme říci, že vinutí jsou rovnocenná a každé zabírá polovinu okna pro vinutí při zachování konstantní proudové hustoty. Prostor pro vinutí zde musíme rozdělit podle poměrů efektivních proudů.

Pro primární vinutí platí:

$$S_{Cu1,blok} = S_{Cu,tot} \cdot \frac{I_{1ef,blok}}{I_{1ef,blok} + I_{2ef,blok}} \quad (4.13)$$

Nyní dosadíme za $I_{1ef,blok}$ a $I_{2ef,blok}$ ze vztahů (4.2) a (4.3):

$$S_{Cu1,blok} = S_{Cu,tot} \cdot \frac{\frac{P_{výst} \cdot \sqrt{s}}{S_{Fe} \cdot f \cdot \Delta B} \cdot \sqrt{\frac{1}{3}k_{\Delta l}^2 + 1}}{\frac{P_{výst} \cdot \sqrt{s}}{S_{Fe} \cdot f \cdot \Delta B} \cdot \sqrt{\frac{1}{3}k_{\Delta l}^2 + 1} + \frac{P_{výst} \cdot \sqrt{1-s}}{S_{Fe} \cdot f \cdot \Delta B} \cdot \sqrt{\frac{1}{3}k_{\Delta l}^2 + 1}} \quad (4.14)$$

$$S_{Cu1,blok} = k_{p,Cu} \cdot \frac{3}{4} a^2 \cdot \frac{\sqrt{s}}{\sqrt{s} + \sqrt{1-s}}$$

Pokračujeme podobně jako u propustného měniče, ze vztahu (4.2) vyjádříme průřez jádra S_{Fe} :

$$S_{Fe} = \frac{P_{výst} \cdot \sqrt{s}}{I_{1ef,blok} \cdot f \cdot \Delta B} \cdot \sqrt{\frac{1}{3}k_{\Delta l}^2 + 1} \quad (4.15)$$

Ze základního vztahu pro proudovou hustotu plyne:

$$I_{1ef,blok} = S_{Cu1,blok} \cdot \sigma = k_{p,Cu} \cdot \frac{3}{4} a^2 \cdot \frac{\sqrt{s}}{\sqrt{s} + \sqrt{1-s}} \cdot \sigma \quad (4.16)$$

Nyní dosadíme za $I_{1ef,blok}$ do vztahu (4.15):

$$S_{Fe} = \frac{P_{výst} \cdot \sqrt{s}}{k_{p,Cu} \cdot \frac{3}{4} a^2 \cdot \frac{\sqrt{s}}{\sqrt{s} + \sqrt{1-s}} \cdot \sigma \cdot f \cdot \Delta B} \cdot \sqrt{\frac{1}{3}k_{\Delta l}^2 + 1} \quad (4.17)$$

Jelikož průřez jádra S_{Fe} je roven a^2 , můžeme za něj dosadit a následně odvodit vztah pro optimální rozměr jádra blokujícího měniče $a_{\text{blok,opt}}$:

$$a_{\text{blok,opt}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{výst}} \cdot (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})}{k_{p,Cu} \cdot \frac{3}{4} \cdot \sigma \cdot f \cdot \Delta B} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1}} \quad (4.18)$$

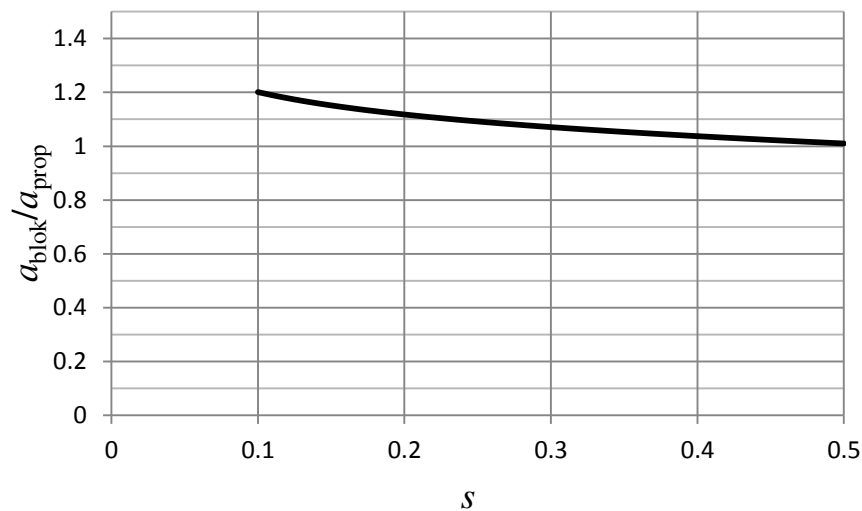
Srovnání rozměrů transformátorů

Podílem vztahů (4.18) a (4.12) získáme poměr lineárních rozměrů transformátorů blokujícího a propustného měniče:

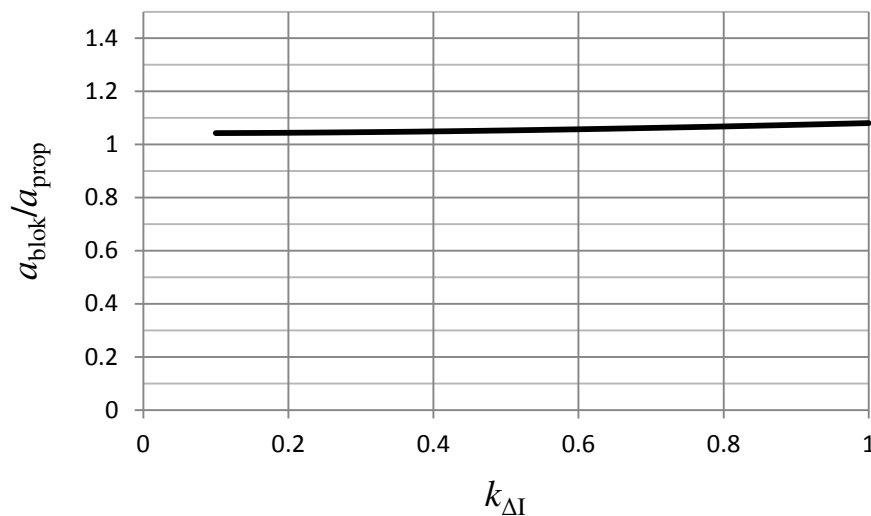
$$\frac{a_{\text{blok,opt}}}{a_{\text{prop,opt}}} = \sqrt[4]{\frac{(\sqrt{s} + \sqrt{1-s}) \cdot \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1}}{2\sqrt{s}}} \quad (4.19)$$

Pro lepší představu je na následujících obrázcích řešení znázorněno graficky. Obr. 4-6 ukazuje závislost poměru lineárních rozměrů transformátorů na střídě spínání s při optimálním návrhu. Koefficient zohledňující šikmosti proudů blokujícího měniče $k_{\Delta I}$ je přitom volen 0,5 (I_{max} je dvojnásobkem I_{min}), stejná hodnota byla použita i při návrhu experimentálního vzorku o výkonu 1200 W.

Na Obr. 4-7 je závislost poměru objemů mědi na činiteli šikmosti proudu $k_{\Delta I}$ při optimálním návrhu. Střída spínání je volena 0,35.



Obr. 4-6: Závislost poměru lineárních rozměrů transformátorů blokujícího a propustného měniče na střídě při optimálním návrhu.



Obr. 4-7: Závislost poměru lineárních rozměrů transformátorů blokujícího a propustného měniče na koeficientu $k_{\Delta I}$ při optimálním návrhu.

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.

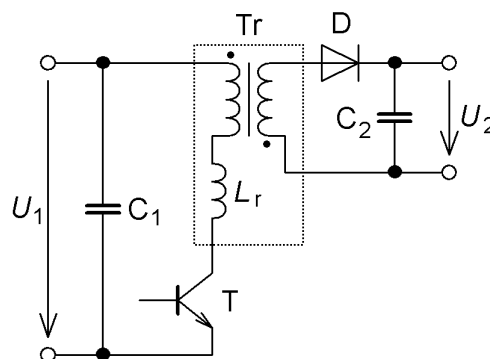
4.3 Navrhovaná vylepšení blokujícího měniče

Blokující měnič má určité problematické vlastnosti, které jej činí na první pohled nevhodnou topologií pro vyšší výkony. Některé problémy mají také zřejmě historický původ, 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 Napět'ové špičky na spínacím tranzistoru a jejich eliminace

Obr. 4-8 ukazuje základní jednospínačové zapojení blokujícího měniče. Je znázorněna rozptylová indukčnost transformátoru L_r , označená L_r .

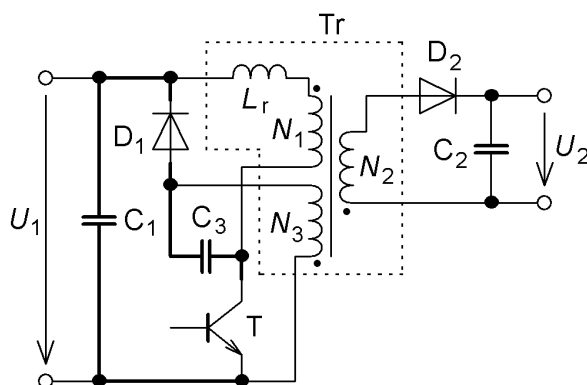


Obr. 4-8: Základní zapojení blokujícího měniče se znázorněním rozptylové indukčnosti.

Během vypínání tranzistoru klesá proud s velmi vysokou strmostí di/dt . Na rozptylové indukčnosti poté vznikne napěťový překmit ΔU podle vztahu $\Delta U = L_r \cdot \frac{di}{dt}$. I když rozptylová indukčnost nemusí být v absolutní hodnotě nijak velká, strmost di/dt bývá velmi vysoká a tím se i na malé indukčnosti vybudí velký překmit. Pokud by velikost překmitu nebyla nijak ošetřena, došlo by ve většině případů k překročení maximálního závěrného napětí tranzistoru a tím k jeho zničení.

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. 4-9. Změna zapojení spočívá v doplnění prvků D_1 , C_3 a vinutí N_3 transformátoru Tr. Toto zapojení je použitelné i pro propustný měnič (samozřejmě s jiným zapojením sekundární strany), kde eliminuje problém s rozptylovou indukčností mezi primárním a demagnetizačním vinutím.



Obr. 4-9: Navrhované řešení obvodu pro bezztrátovou eliminaci překmitu na tranzistoru.

Princip funkce zapojení je následující: Kapacita kondenzátoru C_3 je tak velká, aby na něm během spínací periody nedocházelo ke značnému zvlnění napětí. Vinutí N_1 a N_3 mají stejný počet závitů a jsou fázována tak, aby mezi jejich konci, které jsou připojeny ke kondenzátoru C_3 , nevznikala žádná střídavá složka napětí a tím se kondenzátor během periody nebyl nucen přebíjet. Kondenzátor C_3 se v ustáleném stavu musí nabít na hodnotu napětí meziobvodu U_1 , protože střední hodnota napětí na všech vinutích je z principu nulová.

Ve schématu na Obr. 4-9 je silnou čarou vyznačena smyčka s malou parazitní indukčností. Po vypnutí tranzistoru přebírá proud usměrňovací dioda D_2 na sekundární straně. Proud primárním vinutím N_1 ale neklesne okamžitě z důvodu existence rozptylové indukčnosti L_r . Dojde k otevření diody D_1 a vyznačenou smyčkou začne procházet proud. **Špičková hodnota napětí na tranzistoru je tedy omezena na $2U_1$ bez ohledu na velikost rozptylové indukčnosti L_r .**

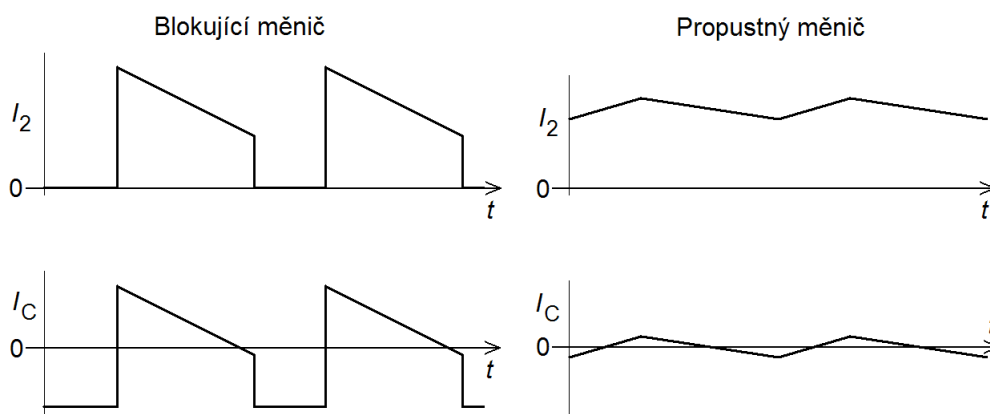
Pro usměrněnou jednofázovou síť je velikost napětí v meziobvodu přibližně 350 V (při zohlednění tolerance napětí sítě). Tranzistor tedy vidí pracovní špičkové napětí 700 V. Běžné tranzistory MOS-FET dosahují dobrých parametrů do závěrného napětí přibližně 650 V, pro toto zapojení tedy nejsou příliš vhodné. **Jedná se ale o aplikaci, kde je velice vhodné použití tranzistorů MOS-FET na bázi karbidu křemíku, ty se běžně vyrábí se závěrným napětím 1200 V, při kterém dosahují velmi dobrých parametrů – viz podkapitola 2.4.1 na straně 11.**

Pro eliminaci překmitů na tranzistorech je samozřejmě možné i použití dvouspínačového jednočinného měniče, jak je uvedeno např. na Obr. 4-1. Takové zapojení ale přináší komplikaci ve formě nutnosti dvou budičů tranzistorů, přičemž alespoň jeden musí být galvanicky oddělený, ale zase jsou špičkové hodnoty napětí na tranzistorech omezeny pouze na napětí meziobvodu. Jedná se tedy o topologii vhodnou pro vyšší výkony a zejména spínané zdroje napájené z usměrněné třífázové sítě. Rovněž v tomto případě je velmi vhodné použít tranzistory na bázi karbidu křemíku z důvodu napěťového dimenzování při zachování vysoké rychlosti přepínání.

Výše uvedené zapojení přináší výhodu v jednoduchosti a použití pouze jednoho spínacího prvku bez nutnosti galvanického oddělení budičů signálu. Toto zapojení bude použito u experimentálního vzorku měniče 1,2 kW – viz kapitola 4.4 na straně 31.

4.3.2 Řešení problému pulzního proudu sekundárního usměrňovače

U blokujičho měniče během doby sepnutí tranzistoru primární strany klesá výstupní proud sekundárního usměrňovače 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. 4-10: Proud za usměrňovačem I_2 a proud kondenzátorem I_C pro blokujič a propustný měnič.

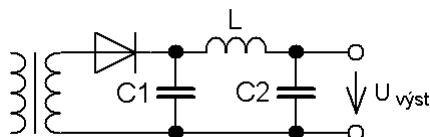
Optimalizace výstupního filtru

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 blokujičho 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 vznikl ztrátový výkon a tím by docházelo ke snížení účinnosti měniče.

Jako vhodné alternativní řešení se jeví použití svitkových kondenzátorů pro filtraci sekundárního napětí blokujičho 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 řádu jednotek procent. 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.

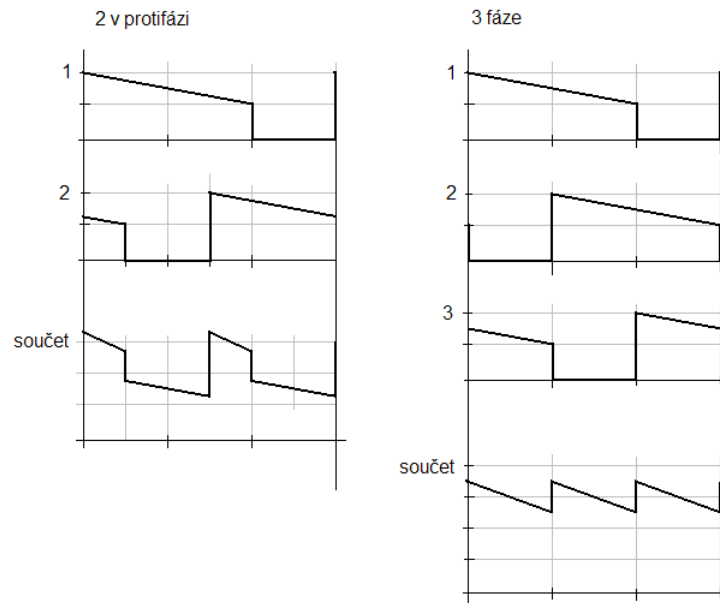


Obr. 4-11: Filtr sekundárního napětí blokujícího měniče typu C-L-C.

První kondenzátor filtru, označený C_1 na Obr. 4-11, je svitkový a musí být dimenzovaný na velkou hodnotu efektivního proudu. Zvlnění napětí je filtrováno filtrem L- C_2 . Mohlo by se zdát, že již zde máme přídavnou filtrační tlumivku, podobně jako u propustného měniče, a tím mizí výhoda blokujícího měniče. Jelikož ale zvlnění napětí na C_1 dosahuje řádu jednotek procent, může být indukčnost tlumivky L řádově menší, než indukčnost filtrační tlumivky pro propustný měnič, u něhož je „zvlnění“ napětí před tlumivkou srovnatelné s výstupním (obdélníkové pulzy). Tím pádem může být tlumivka L rozměrově velmi malá a bude na ní vznikat zanedbatelný ztrátový výkon. Filtr L- C_2 navíc nemusí mít takový útlum, jako LC filtr propustného měniče, protože na jeho vstupu je mnohem menší zvlnění napětí. Praktická ukázka návrhu přídavného filtru je v kapitole 6.1.7 na straně 76.

Vícefázové řazení měničů

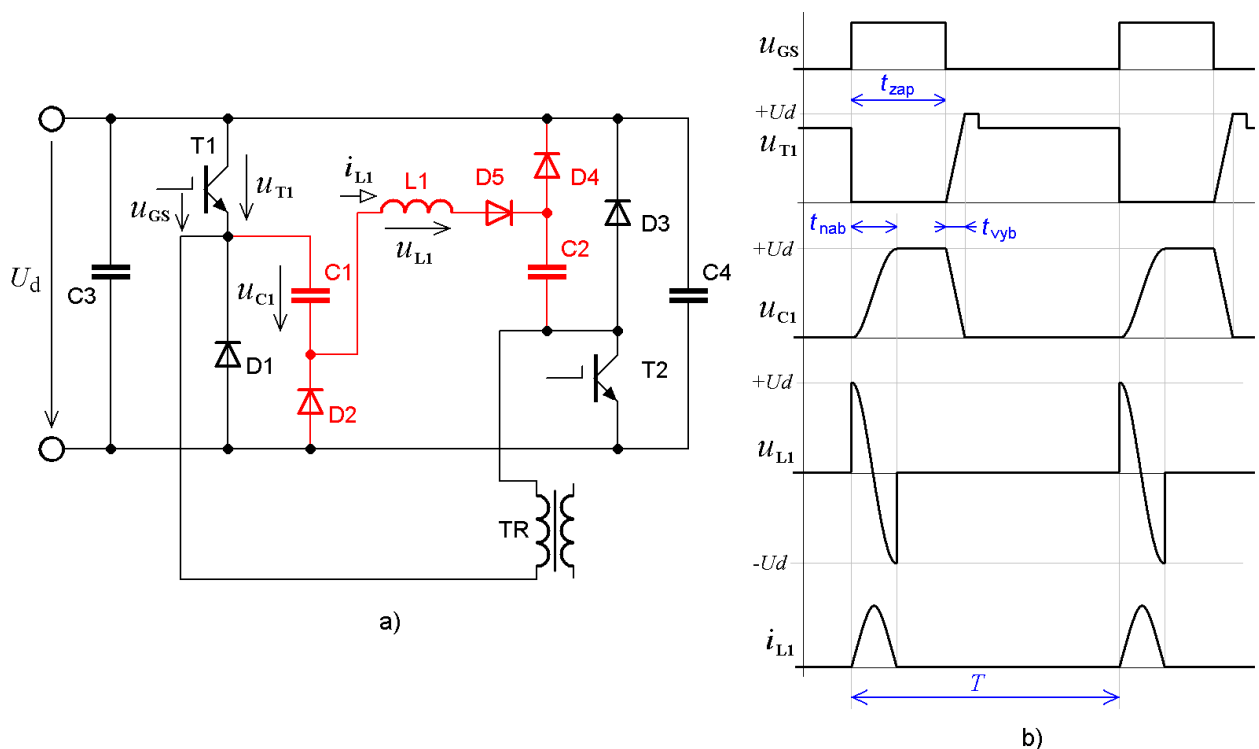
Problém efektivního proudu kondenzátorem je možné řešit i jiným způsobem – vícefázovým řazením měničů neboli „interleavingem“. Toto řešení by mohlo být výhodné zejména pro vysoké výkony, kde již realizace jediného měniče na plný výkon je nepraktická a je vhodné výkon rozdělit do více menších měničů. Pak už je snadné pomocí řídicího algoritmu fázově posunout spínání těchto měničů. Ukázka průběhů proudů se dvěma a třemi měniči při použití interleavingu je na Obr. 4-12. Sčítáním jednotlivých proudů dochází ke zmenšení zvlnění výstupního proudu za paralelně řazenými usměrňovači a tím ke zmenšení efektivní hodnoty proudu kondenzátoru. Filtrační kondenzátor musí být společný pro všechny měniče.



Obr. 4-12: Průběhy proudů při interleavingu.

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. 2-8 na straně 10 v kapitole 2. Zapojení odlehčovacího článku včetně průběhů veličin je uvedeno na následujícím obrázku:



Obr. 4-13: a) Bezztrátový odlehčovací článek pro dvouspínačový měnič, b) průběhy veličin

Černou barvou je na Obr. 4-13 a) vyznačeno klasické zapojení dvouspínačového měniče, červenou barvou je vyznačeno přídavné zapojení bezztrátového kvazirezonančního odlehčovacího článku. Teoretické průběhy veličin odlehčovacího článku jsou znázorněny na Obr. 4-13 b).

Princip funkce zapojení je následující a lze jej rozdělit na dvě části:

1) Odlehčovací děj

Tento děj je na Obr. 4-13 označen jako doba t_{vyb} . Předpokládejme, že kondenzátor C_1 je z předchozího děje nabit na hodnotu napětí U_d (to samé platí i pro C_2). Také předpokládejme, že proud primárním vinutím transformátoru TR je pro krátký časový okamžik t_{vyb} konstantní (prakticky bude splněno vlivem existence rozptylové indukčnosti TR). Po vypnutí tranzistoru T_1 ihned převezmou proud primárního vinutí diody D_2 a D_4 , dioda D_5 je polarizována v závěrném směru a prvky L_1 , D_5 se na odlehčovacím ději nijak nepodílí. Napětí na tranzistorech T_1 , T_2 tedy nenaroste po jejich vypnutí okamžitě, ale roste se strmostí danou kapacitou kondenzátorů C_1 , C_2 a proudem primárním vinutím transformátoru TR. Tímto je zajištěno odlehčení vypnutí tranzistorů. Napětí na C_1 a C_2 klesá až k nule (napětí na tranzistorech T_1 , T_2 vyroste na hodnotu U_d) a poté se otevrou nulové diody D_1 a D_3 . Tyto diody jsou otevřeny, dokud nezanikne proud primárním vinutím TR (dokud nedojde k demagnetizaci jeho rozptylové indukčnosti). Tím je dokončen odlehčovací děj.

2) Resetovací děj

Tento děj je na Obr. 4-13 označen jako doba t_{nab} a je iniciován sepnutím tranzistorů T_1 a T_2 . Jelikož jsou z odlehčovacího děje kondenzátory C_1 a C_2 vybity na nulové napětí, dojde po sepnutí tranzistorů k otevření diody D_5 a na tlumivce L_1 se na okamžik objeví plné napětí U_d . Prvky C_1 , L_1 , C_2 jsou nyní zapojeny v sérii a začne mezi nimi probíhat rezonanční děj. Rezonanční frekvence je dána indukčností L_1 a sériovou kombinací C_1 a C_2 (při jejich stejné hodnotě je to polovina kapacity). Proběhne rezonanční půlkmit, kdy dojde k obrácení napětí na tlumivce L_1 a k nabití kondenzátorů C_1 a C_2 na hodnotu napětí U_d . Pokud by rezonanční děj měl pokračovat, musela by se obrátit polarita proudu tlumivkou L_1 . Tomu je ale zabráněno zavřením diody D_5 . Kondenzátory C_1 a C_2 tedy zůstanou nabity na hodnotu napětí U_d a resetovací děj je dokončen.

Správná funkce zapojení je podmíněna dobou půlkmitu t_{nab} kratší, než doba sepnutí tranzistorů t_{zap} . Tím je dán rozsah regulovatelnosti střídavy měniče, kdy odlehčovací článek pracuje s nejlepší efektivitou. Při době sepnutí t_{zap} kratší, než doba půlkmitu t_{nab} , dochází k neúplnému nabití kondenzátorů C_1 a C_2 , vypínací děj tranzistorů tedy není plně odlehčen (napětí po vypnutí tranzistoru skokem naroste na určitou hodnotu). Žádný další negativní jev tento režim nepřináší, pouze se měnič začíná dostávat do běžného režimu tvrdého spínání. Při malé střídě jsou také menší vodivé ztráty na tranzistorech, nárůst přepínacích ztrát by tedy neměl působit příliš nepříznivě s ohledem na celkové ztráty. Regulovatelnost měniče není tímto odlehčovacím článkem nijak omezena.

4.4 Experimentální měnič 1,2 kW pro ověření vhodnosti topologie

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

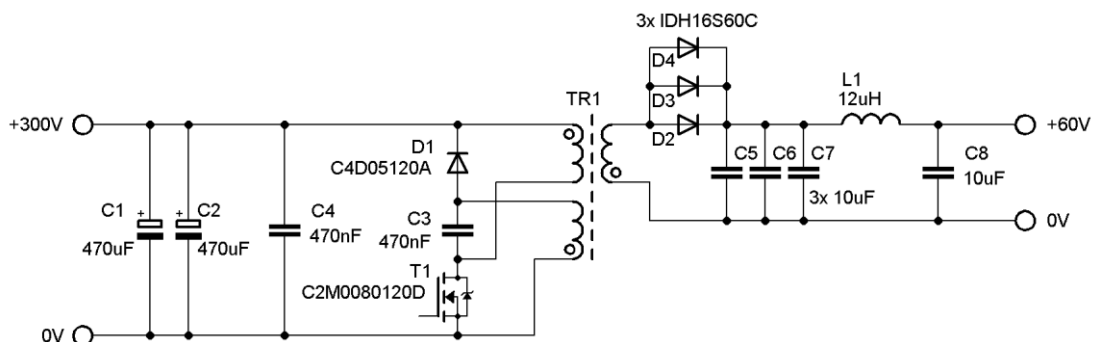
Byly zvoleny následující parametry:

- 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**
- Jmenovitá střída spínání: 0,35
- Režim spojitého toku, $B_{\max} = 0,3 \text{ T}$, $\Delta B = 0,15 \text{ T}$ (tedy činitel šikmosti $k_{\Delta I} = 0,5$)

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. 4-14: Zapojení silové části experimentálního vzorku měniče 1200 W.

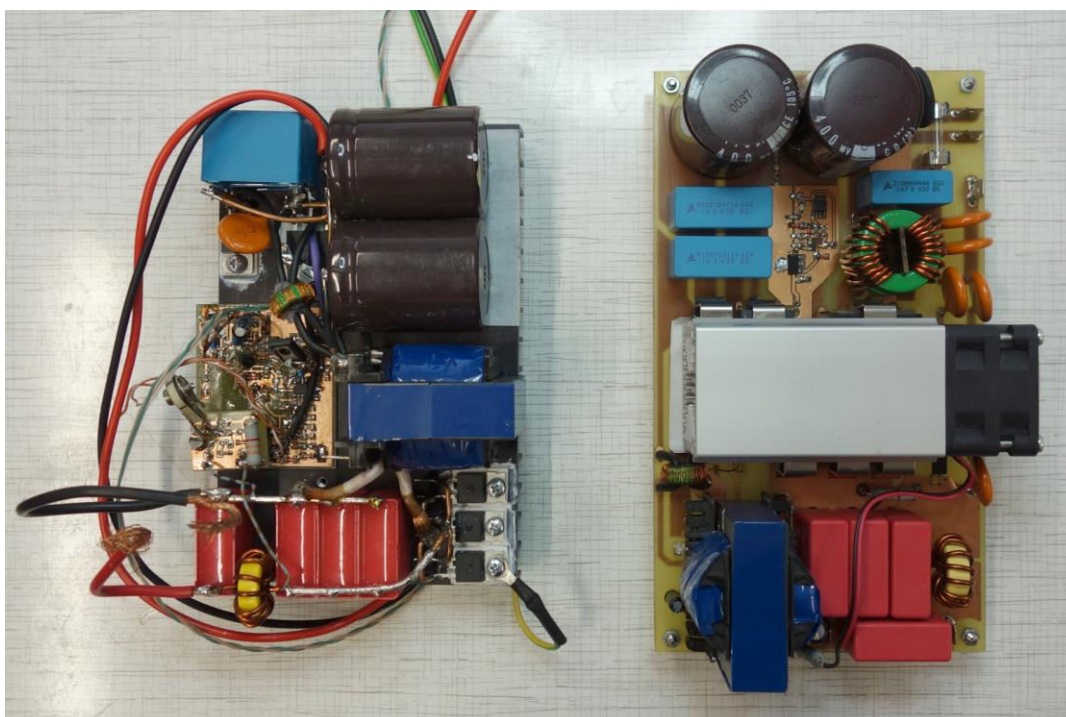
Kondenzátory C_1 a C_2 jsou elektrolytické filtrační kondenzátory meziobvodu – potřebné při napájení měniče z jednofázové usměrněné sítě (usměrňovač není ve schématu zakreslen). Kondenzátor C_4 je bezindukční blokovací kondenzátor. Smyčka T_1 - C_3 - D_1 - C_4 musí být co nejkratší (musí mít co nejmenší plochu), na její parazitní indukčnosti závisí velikost napěťového překmitu na tranzistoru. Jednočinné zapojení měniče s tranzistorem T_1 , kondenzátorem C_3 , diodou D_1 a transformátorem TR_1 s pomocným vinutím je realizováno podle navrhovaného řešení obvodu pro bezztrátovou eliminaci překmitu na tranzistoru, viz kapitola 4.3.1. Tranzistor T_1 je MOS-FET na bázi karbidu křemíku s parametry $U_{DS\max}$ 1200 V, I_D 20 A, R_{DSon} 0,12 Ω (při 100 °C). Na sekundární straně je usměrňovač s paralelně zapojenými diodami z karbidu křemíku D_2 , D_3 , D_4 (16 A 600 V), za ním následuje CLC filtr se svitkovými kondenzátory C_5 - C_8 dle řešení navrhovaného v kapitole 4.3.2.

Transformátor TR_1 je realizován na feritovém jádru ETD4917, vnější rozměry transformátoru jsou pouze přibližně 5x5x4 cm pro výkon 1,2 kW. Transformátor pracuje v režimu spojitého toku s parametry $B_{\max} = 0,3 \text{ T}$, $\Delta B = 0,15 \text{ T}$. Činitel šikmosti proudu $k_{\Delta I}$ je tedy 0,5. Tlumivka L_1 na sekundární straně je navinuta na železoprachovém jádru o průměru 16 mm.

Řídicí obvod měniče je založen na jednoúčelovém IO UC3845. Tento obvod není ve schématu zakreslen. Jelikož zde ale primárním úkolem bylo ověření funkce silové části, nebude řídicí obvod dále komentován.

Na Obr. 4-15 můžeme vidět první experimentální verzi funkčního vzorku (vlevo), jehož půdorysné rozměry jsou 10,5x15 cm. Vpravo je poté vidět již hotový spínaný zdroj (obsahuje i síťový usměrňovač, filtr, pomocný zdroj atd.), 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. 4-15: Experimentální vzorky blokujícího měniče 1,2 kW.

5 OPTIMALIZACE ÚČINNOSTI BLOKUJÍCÍHO MĚNIČE

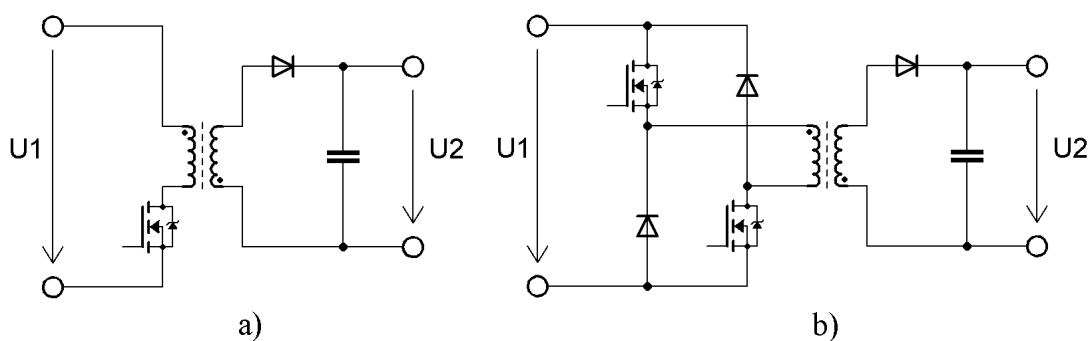
Při návrhu měniče existují parametry, které obvykle bývají voleny na základě zkušenosti či kvalifikovaného odhadu. Jedná se například o pracovní frekvenci měniče, střídavou složku sycení v jádru transformátoru a stejnosměrné předsycení jádra (u blokujícího měniče v režimu spojitého toku). Z těchto parametrů mohou být spočítány další parametry nutné pro realizaci měniče, jako počty závitů vinutí transformátoru, efektivní a špičkové hodnoty proudů a ztrátové výkony na různých prvcích měniče (tranzistory, vinutí transformátoru, jádro transformátoru).

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. Proto jsou jako pevné vstupní parametry určeny velikost (rozměry) a materiál jádra transformátoru a typ tranzistorů, z něhož plynou výchozí hodnoty vodivých a přepínacích ztrát.

Vztahy budou odvozovány analyticky, přičemž bude snaha o co nejmenší náročnost případného nutného částečného numerického řešení, s důrazem na uživatelskou přívětivost. V některých případech lze výsledné vztahy odvodit čistě analyticky. Vztahy a řešení je tedy možné jednoduše a rychle aplikovat. To je velice vhodné zejména ve stádiu vývoje zařízení, kdy je např. potřeba porovnat více různých variant celkových návrhů.

Následující řešení optimalizace je možno použít pro jednospínačové (Obr. 5-1 a)) i dvouspínačové (Obr. 5-1 b)) zapojení blokujícího měniče. Volba typu zapojení se provádí vstupním parametrem počet tranzistorů n_{tranz} (1 nebo 2). Jednospínačové zapojení uvedené na Obr. 5-1 a) je pouze teoretické, pro zapojení s reálným transformátorem je potřeba nějakým způsobem omezit napěťový překmit na tranzistoru (viz kapitola 4.3.1).



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 pulzů (různý poměr ΔB ku $B_{\max}$ – bude vysvětleno dále), přičemž v krajním případě může měnič pracovat i na hranici přerušovaného toku ($\Delta B = B_{\max}$), pokud takový režim povede k nejvyšší účinnosti měniče. Hodnota $B_{\max}$ je zde pevně dána a je volena jako nejvyšší bezpečná provozní hodnota pro daný materiál (aby bylo zamezeno saturaci), tím je zaručeno nejlepší využití jádra transformátoru.

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. V tomto bodě existuje lokální minimum nebo maximum původní funkce. Těchto bodů může existovat více, ale na základě úvahy je ponechán pouze jeden výsledek (např. frekvence nemůže být záporná apod.)

Uvažovány jsou následující ztráty:

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

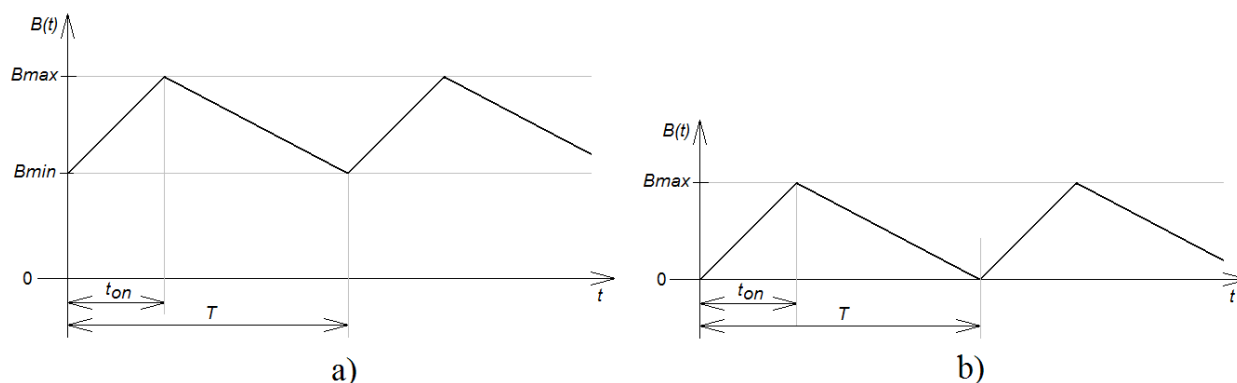
U přepínacích ztrát tranzistorů jsou uvažovány pouze vypínací. Hlavní transformátor vždy vykazuje určitou rozptylovou indukčnost, která je sice relativně malá, ale vzhledem ke spínacím časům tranzistorů MOS-FET zamezí strmému nárůstu proudu během zapínání tranzistoru, ten se tedy zapíná s relativně velmi malým proudem. Zapínací ztráty tedy nelze přesně určit, jelikož závisí na rozptylové indukčnosti transformátoru (předem není známa), ale jistě budou mnohem menší, než při plném proudu. Proto nejsou uvažovány.

Optimalizační postup nepracuje se ztrátovým výkonem na usměrňovací diodě na sekundární straně. Ztrátový výkon diody je určen zejména jejím úbytkem napětí v propustném směru a střední hodnotou proudu. Jelikož střední hodnota proudu diodou je rovna výstupnímu proudu, který je vstupním parametrem návrhu měniče, je ztráta na diodě v podstatě určena a je téměř nezávislá na ostatních parametrech měniče. Na diodě mohou vznikat určité přepínací ztráty, bývají ale v porovnání s vodivými ztrátami malé a zejména je nelze vyjádřit s uspokojivou přesností (záleží na spoustě dalších veličin jako je např. strmota zániku proudu, která závisí na rozptylové indukčnosti transformátoru, navíc zohledňovat dopředné zotavení (forward recovery) je téměř nemožné, jelikož většina výrobců diod jej ani nijak nespecifikuje).

U transformátoru jsou uvažovány pouze hysterezní ztráty v jádru, jelikož ztráty vířivými proudy jsou u feritového materiálu velmi malé – velký měrný odpor.

Účinnost měniče je uvažována jednotková (100 %). U měničů velkých výkonů reálná účinnost zpravidla dosahuje více než 95 %, toto zjednodušení tedy nemá zásadní vliv na přesnost výsledků.

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 vinutí jsou nulové po určitou část periody) není pro měniče vysokých výkonů vhodný, protože přináší pouze zvýšení efektivních hodnot proudů bez další výhody.



Obr. 5-2: Průběh indukce v režimu a) spojitého toku, b) 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 ρ_{Cu} (při uvažované provozní teplotě)
- střední délka jednoho závitu l_{1z}

Tranzistory:

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

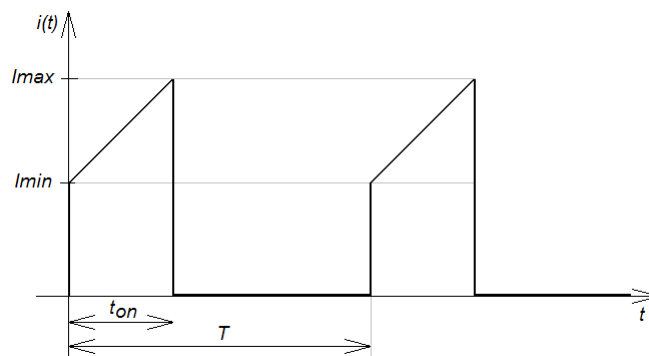
Pomocí těchto dvou parametrů je možné určit všechny další potřebné parametry měniče, viz vysvětlení níže.

Činitel šikmosti proudu $k_{\Delta I}$ autor práce definuje následujícím vztahem:

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

Veličina $I_{\min}$ je velikost proudu primárním vinutím transformátoru na počátku pulzu, $I_{\max}$ je velikost proudu primárním vinutím transformátoru na konci pulzu, viz Obr. 5-3 a $\Delta I = I_{\max} - I_{\min}$.

Činitel $k_{\Delta I}$ nabývá hodnot od 0 do 1, přičemž 0 nabývá, pokud jsou pulzy čistě obdélníkové ($I_{\min} = I_{\max}$) a 1 nabývá pro trojúhelníkové pulzy ($I_{\min} = 0$).



Obr. 5-3: Průběh proudu primárním vinutím blokujícího měniče.

Důvody volby činitele $k_{\Delta I}$ jako první optimalizační proměnné jsou následující:

Protože střída spínání tranzistorů měniče je brána jako vstupní parametr (konstanta), je tvar primárního proudu přesně definován činitelem $k_{\Delta I}$. Jelikož i střední hodnota tohoto průběhu je známá (odpovídá střednímu proudu primárního meziobvodu, který je definován výkonem zdroje a vstupním napětím, obojí jsou vstupní veličiny), je průběh přesně určen i co do absolutní velikosti. Z tohoto průběhu tedy dokážeme vypočítat např. jeho efektivní hodnotu nebo špičkový proud $I_{\max}$ na konci pulzu, z těchto veličin je možné určit ztráty na tranzistorech (vedením + vypínací) a ztráty na vinutí transformátoru, které jsou závislé na odporu vinutí a efektivním proudu.

Dále u blokujícího měniče prochází proud v době sepnutí tranzistorů pouze primárním vinutím, všechen primární proud je tedy magnetizační. Pokud uvažujeme magnetický obvod transformátoru jako lineární (což při nutnosti vložení vzduchové mezery do jádra transformátoru u blokujícího měniče bude dostatečně přesně splněno) a přesycení magnetického obvodu nesmí nastat, poté lze říci, že indukce v jádru transformátoru je přímo úměrná protékajícímu proudu (v době sepnutí tranzistorů) podle vztahu $B(t) = \frac{N \cdot i(t) \cdot \lambda_m}{S_{Fe}}$ (N je počet závitů, $i(t)$ je okamžitá velikost protékajícího proudu, λ_m je magnetická vodivost a S_{Fe} je průřez sloupku jádra). Indukce

v jádru má tedy stejný tvar jako proud. Pozn.: během doby vypnutí tranzistorů prochází proud sekundárním vinutím, indukce tedy neklesne po vypnutí tranzistorů k nule, ale postupně klesá na počáteční hodnotu. Tvar jejího průběhu je tedy trojúhelníkový a je závislý na celkovém proudu primárního a sekundárního vinutí transformátoru (tzn. na „ampérezávitech“), viz Obr. 5-2 a). Minimální a maximální hodnota indukce je tedy úměrná velikostem $I_{\min}$ a $I_{\max}$. Protože maximální hodnota indukce $B_{\max}$ je dána, dokážeme pomocí parametru $k_{\Delta I}$ spočítat i minimální hodnotu indukce $B_{\min}$ a střídavou indukci (zdvih indukce) ΔB . Právě na parametru ΔB jsou závislé hysterezní ztráty transformátoru, ty je tedy možné podle činitele šikmosti proudu $k_{\Delta I}$ přesně vyjádřit. Ze známosti ΔB je rovněž již možné vyjádřit počty závitů vinutí transformátoru.

Jak tedy bylo výše vysvětleno, lze pomocí činitele šikmosti proudu $k_{\Delta I}$ vyjádřit všechny potřebné ztráty měniče. Toho bude využito v následujícím postupu.

Cílem dalšího postupu je vyjádřit potřebné veličiny a ztráty pomocí vstupních parametrů a činitele $k_{\Delta I}$.

5.1.4 Odvození vztahů

Střední hodnoty proudu primárním vinutím $I_{1,\text{stř}}$ a sekundárním vinutím $I_{2,\text{stř}}$ jsou u blokujícího měniče dány:

$$I_{1,\text{stř}} = \frac{P}{U_1} \quad (5.2)$$

$$I_{2,\text{stř}} = \frac{P}{U_2} \quad (5.3)$$

Následující vztahy budou odvozeny obecně pro střední hodnotu proudu $I_{\text{stř}}$, poté do nich budou dosazeny střední velikosti proudů na primární a sekundární straně.

Vyjádření proudů $I_{\min}$, $I_{\max}$ (viz Obr. 5-3) pomocí činitele $k_{\Delta I}$ a střední hodnoty proudu:

$$I_{\min} = \frac{I_{\text{stř}}}{s} - \frac{I_{\text{stř}}}{s} \cdot k_{\Delta I} = \frac{I_{\text{stř}}}{s} (1 - k_{\Delta I}) \quad (5.4)$$

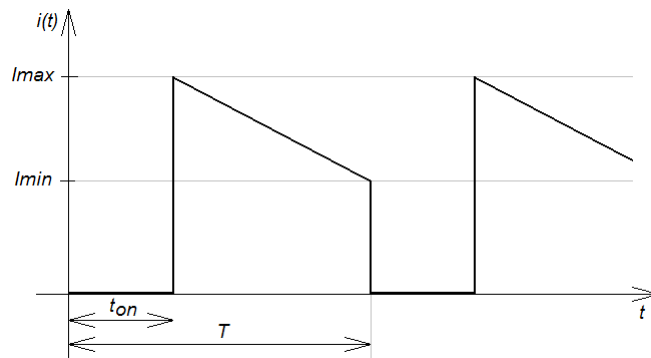
$$I_{\max} = \frac{I_{\text{stř}}}{s} + \frac{I_{\text{stř}}}{s} \cdot k_{\Delta I} = \frac{I_{\text{stř}}}{s} (1 + k_{\Delta I}) \quad (5.5)$$

„Změnu proudu“ ΔI lze vyjádřit:

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} = \frac{I_{\text{stř}}}{s} + \frac{I_{\text{stř}}}{s} \cdot k_{\Delta I} - \left(\frac{I_{\text{stř}}}{s} - \frac{I_{\text{stř}}}{s} \cdot k_{\Delta I} \right) = \frac{I_{\text{stř}}}{s} \cdot 2k_{\Delta I} \quad (5.6)$$

Výpočet efektivní hodnoty proudu pomocí střední hodnoty (vstupní parametr):

Následující výpočet je platný pro tvar proudu primárního i sekundárního vinutí blokujícího měniče, pouze u sekundárního proudu se místo střídavy s dosadí $1 - s$ (sekundárním vinutím prochází proud, pokud je vypnuta primární strana). Tvar proudu sekundárním vinutím je uveden na následujícím obrázku.



Obr. 5-4: Průběh proudu sekundárním vinutím blokujícího měniče.

Pro průběh na Obr. 5-4 byly použity stejné hodnoty proudů $I_{\max}$, $I_{\min}$ jako pro proud primárním vinutím na Obr. 5-3. To samozřejmě u reálného měniče neplatí, průběh je uveden pro účely odvození efektivní hodnoty proudu. U jednozávitových vinutí nastává shoda mezi proudy $I_{\max}$ a $I_{\min}$ u primárního a sekundárního vinutí. Odvození vztahu pro efektivní hodnotu je platné i pro tvar proudu sekundárním vinutím, kde proud během pulzu klesá (nikoli roste) jako u primárního vinutí. Je to dáno tím, že výpočet efektivní hodnoty je nezávislý na směru pohybu času (integruje se druhá mocnina funkce – integrál, neboli plocha pod křivkou, je stejná, pokud je funkce horizontálně zrcadlově převrácená). Časový posun signálu (jeho fáze) také nemá vliv na velikost efektivní hodnoty. Následující odvození lze tedy použít pro oba tvary proudu, samozřejmě s dosazením různých hodnot $I_{\max}$ a $I_{\min}$ (pro reálné parametry měniče) a také střídý.

Časový průběh proudu během doby sepnutí dle Obr. 5-3 je dán následujícím vztahem:

$$i(t) = I_{\min} + t \cdot \frac{\Delta I}{T \cdot s} = \frac{I_{\text{stř}}}{s} \cdot (1 - k_{\Delta I}) + t \cdot \frac{I_{\text{stř}} \cdot 2k_{\Delta I}}{s^2 \cdot T} = \frac{I_{\text{stř}}}{s} \left(1 - k_{\Delta I} + t \cdot \frac{2k_{\Delta I}}{T \cdot s} \right), \quad (5.7)$$

kde T je perioda spínání a t je čas od počátku periody.

Efektivní hodnota proudu je vypočtena pomocí následujícího vztahu:

$$I_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T \cdot s} i^2(t) dt} \quad (5.8)$$

Po dosazení za proud $i(t)$ z rovnice (5.7) a úpravě získáváme následující vztah pro efektivní hodnotu proudu:

$$I_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T \cdot s} i^2(t) dt} = \sqrt{\frac{I_{\text{stř}}^2}{s} \left(\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1 \right)}$$

$$\boxed{I_{\text{ef}} = \frac{I_{\text{stř}}}{\sqrt{s}} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1}} \quad (5.9)$$

Výpočet efektivní hodnoty „celkového“ proudu v okně pomocí výkonu a činitele šikmosti proudu $k_{\Delta I}$ (za předpokladu konstantní proudové hustoty, shodné pro obě vinutí)

Pro výpočet ztrát ve vinutí potřebujeme znát zejména efektivní hodnotu „celkového proudu“ v okně transformátoru I_{tot} , která je rovna součtu efektivních hodnot dílčích proudů všech závitů

v okně vinutí transformátoru. Pomocí tohoto celkového proudu a odporu jednozávitového vinutí (se zohledněním činitele plnění mědi v okně transformátoru a navýšení střídavého odporu) je možné vyjádřit ztráty ve vinutí.

Jako první budou vyjádřeny počty závitů (N_1 primárním vinutím, N_2 sekundárním vinutím) a efektivní proudy vinutí (primární $I_{1,ef}$ a sekundární $I_{2,ef}$), z čehož poté bude určen celkový proud I_{tot} . Pro výpočet efektivních hodnot proudů byl použit vztah (5.9).

Z přímé úměry mezi indukci a proudem a ze vztahu (5.1) plyne:

$$\Delta B = B_{\max} \cdot k_{\Delta I} \quad (5.10)$$

Poté:

$$N_1 = \frac{U_1 \cdot s}{f \cdot \Delta B \cdot S_{Fe}} = \frac{U_1 \cdot s}{f \cdot B_{\max} \cdot k_{\Delta I} \cdot S_{Fe}} \quad (5.11)$$

$$N_2 = \frac{U_2 \cdot (1-s)}{f \cdot \Delta B \cdot S_{Fe}} = N_1 \frac{1-s}{s} \cdot \frac{U_2}{U_1} \quad (5.12)$$

$$I_{1,ef} = \frac{I_{1,stř}}{\sqrt{s}} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1} \quad (5.13)$$

$$I_{2,ef} = \frac{I_{2,stř}}{\sqrt{1-s}} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1} \quad (5.14)$$

Výpočet „celkového proudu“:

$$\begin{aligned}
 I_{tot} &= N_1 I_{1,ef} + N_2 I_{2,ef} = \frac{U_1 \cdot s}{f \cdot B_{\max} \cdot k_{\Delta I} \cdot S_{Fe}} \cdot \frac{I_{1,stř}}{\sqrt{s}} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1} + \\
 &+ \frac{U_1 \cdot s}{f \cdot B_{\max} \cdot k_{\Delta I} \cdot S_{Fe}} \cdot \frac{1-s}{s} \cdot \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{I_{2,stř}}{\sqrt{1-s}} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1} \\
 &\boxed{I_{tot} = \frac{P_1}{f \cdot B_{\max} \cdot k_{\Delta I} \cdot S_{Fe}} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1} \cdot (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})} \quad (5.15)
 \end{aligned}$$

Pro výpočet ztrát ve vinutí se zohledněním skin a proximity efektu je potřeba znát stejnosměrnou $I_{tot,DC}$ a střídavou $I_{tot,AC}$ složku celkového proudu, protože pouze střídavá složka způsobuje přídatné ztráty na zvýšeném odporu vinutí. Pro ztráty plynoucí ze stejnosměrné složky se použije stejnosměrný odpor vinutí.

V následujícím vztahu se počítá „celkový“ stejnosměrný proud v okně vinutí. Poměr střídavé a stejnosměrné složky proudu v primárním a sekundárním vinutí u blokujícího měniče není stejný, zde se tedy ve výsledku počítá s určitou „průměrnou“ hodnotou tohoto poměru. To může do výpočtů zanášet určitou chybu, ale vzhledem k nepřesnosti vztahu pro určení střídavého odporu (viz kapitola 2.1.2 na straně 4) to jistě nebude velký problém.

$$\begin{aligned}
 I_{\text{tot,DC}} &= N_1 I_{1,\text{DC}} + N_2 I_{2,\text{DC}} = \\
 &= \frac{U_1 \cdot s}{f \cdot B_{\text{max}} \cdot k_{\Delta I} \cdot S_{\text{Fe}}} \cdot I_{1,\text{stř}} + \frac{U_1 \cdot s}{f \cdot B_{\text{max}} \cdot k_{\Delta I} \cdot S_{\text{Fe}}} \cdot \frac{1-s}{s} \cdot \frac{U_2}{U_1} \cdot I_{2,\text{stř}} \\
 I_{\text{tot,DC}} &= \frac{P_1}{f \cdot B_{\text{max}} \cdot k_{\Delta I} \cdot S_{\text{Fe}}}
 \end{aligned} \tag{5.16}$$

Pro efektivní hodnoty složek proudu, které jsou ortogonální, platí:

$$I_{\text{tot}}^2 = I_{\text{tot,DC}}^2 + I_{\text{tot,AC}}^2 \tag{5.17}$$

Poté:

$$I_{\text{tot,AC}} = \sqrt{I_{\text{tot}}^2 - I_{\text{tot,DC}}^2} \tag{5.18}$$

Nyní známe všechny složky celkového proudu vinutím.

Ztráty ve vinutí transformátoru (za předpokladu konstantní proudové hustoty)

Ztráty ve vinutí P_{Cu} budou vyjádřeny pomocí jednozávitového vinutí, protékaného celkovým efektivním proudem I_{tot} . Aby bylo možné takto ztráty vyjádřit, je podmínkou konstantní proudová hustota v primárním i sekundárním vinutí transformátoru.

Budou zavedeny dvě nové veličiny: Celkový průřez mědi vinutí $S_{\text{Cu,tot}}$, který je dán následujícím vztahem

$$S_{\text{Cu,tot}} = S_o \cdot k_{\text{p,Cu}} \tag{5.19}$$

a činitel zvýšení střídavého odporu vinutí F_R , který zohledňuje vliv skin a proximity efektu u střídavé složky proudu vinutím $I_{\text{tot,AC}}$ a je dán vztahem

$$F_R = \frac{R_{\text{AC}}}{R_{\text{DC}}}, \tag{5.20}$$

kde R_{AC} je střídavý odpor vinutí a R_{DC} je stejnosměrný odpor vinutí.

Pro výpočet činitele zvýšení střídavého odporu vinutí F_R existují různé analytické postupy, viz např. literatura [14], [15], [16]. Analytický výpočet vlivu povrchového jevu (skin efekt) a jevu blízkosti (proximity efekt) není příliš jednoduchá záležitost, vztahy uváděné v literatuře vždy vykazují určitou odchylku od reality.

Činitel F_R zde bude vyjádřen pomocí vztahu, uvedeného v literatuře [14]:

$$F_R = 1 + \frac{\pi^2 \omega^2 \mu_0^2 n_c^2 d_c^6 k}{768 \rho_{\text{Cu}}^2 b_c^2}, \tag{5.21}$$

kde $\omega = 2\pi f$ je úhlová frekvence, μ_0 je permeabilita vakua, n_c je celkový počet jednotlivých vodičů ve vinutí (součin počtu drátků ve svazku lankového vodiče a počtu závitů lankového vodiče), d_c je průměr jednoho jednotlivého vodiče v lanka, k je činitel rozložení pole ve vícevinutových transformátorech (normálně roven 1) a b_c je šířka okna vinutí.

Po dosazení frekvence místo úhlové frekvence:

$$F_R = 1 + \frac{\pi^4 f^2 \mu_0^2 n_c^2 d_c^6 k}{192 \rho_{Cu}^2 b_c^2} \quad (5.22)$$

Tento vztah platí pro harmonický (sinusový) průběh proudu ve vinutí. Dle [14] je možné pro pulzní průběh (vyskytující se u většiny měničů) dosadit místo frekvence tzv. efektivní frekvenci, která je vyšší než pracovní a zohledňuje vliv harmonických:

$$F_R = 1 + \frac{\pi^4 f_{ef}^2 \mu_0^2 n_c^2 d_c^6 k}{192 \rho_{Cu}^2 b_c^2} \quad (5.23)$$

Bude zaveden činitel efektivní frekvence k_f , který značí poměr efektivní a pracovní frekvence. Efektivní frekvenci lze tedy poté vyjádřit:

$$f_{ef} = k_f \cdot f \quad (5.24)$$

Činitel k_f lze dle [14] vyjádřit následujícím vztahem:

$$k_f = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{6}{\Delta(3-4\Delta)}}, \quad (5.25)$$

kde Δ vyjadřuje poměrově část periody, po kterou trvají hrany průběhu proudu (průběh proudu nemůže nikdy být čistě obdélníkový s hranami o nekonečné strmosti kvůli existenci rozptylové indukčnosti transformátoru). Pro $\Delta = 0,03$ (neboli 3 %, může být hodnota blízko reality u spínaných zdrojů) vychází $k_f = 2,65$. Tato hodnota bude použita u všech případných konkrétních výpočtů.

Po dosazení (5.24) do (5.23):

$$F_R = 1 + \frac{\pi^4 k_f^2 f^2 \mu_0^2 n_c^2 d_c^6 k}{192 \rho_{Cu}^2 b_c^2} \quad (5.26)$$

Zavedeme substituční konstantu:

$$K_R = \frac{\pi^4 k_f^2 \mu_0^2 n_c^2 d_c^6 k}{192 \rho_{Cu}^2 b_c^2} \quad (5.27)$$

Celkový počet jednotlivých drátků n_c se týká každého vinutí transformátoru. Jelikož v okně vinutí zabírá primární a sekundární přibližně stejnou plochu, můžeme n_c vyjádřit přibližně jako počet drátků, který by byl nutný k zaplnění poloviny celkové plochy mědi v okně vinutí:

$$n_c \cong \frac{S_o \cdot k_{p,Cu}}{\pi \cdot \frac{d_c^2}{2}} \quad (5.28)$$

Poté můžeme psát:

$$F_R = 1 + K_R f^2 \quad (5.29)$$

Ztráty ve vinutí jsou vyjádřeny následujícím vztahem:

$$P_{Cu} = \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{1z}}{S_{Cu,tot}} \cdot I_{tot,DC}^2 + \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{1z}}{S_{Cu,tot}} \cdot F_R \cdot I_{tot,AC}^2 \quad (5.30)$$

Tento vztah postupně upravujeme:

$$\begin{aligned} P_{Cu} &= \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{1z}}{S_{Cu,tot}} (I_{tot,DC}^2 + F_R \cdot I_{tot,AC}^2) = \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{1z}}{S_{Cu,tot}} (I_{tot}^2 (1 + K_R f^2) - I_{tot,DC}^2 K_R f^2) \\ P_{Cu} &= \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{1z}}{S_{Cu,tot}} \left[\left(\frac{P_1}{f \cdot B_{max} \cdot k_{\Delta I} \cdot S_{Fe}} \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1 \right) \cdot (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})^2 \cdot (1 + K_R f^2) \right. \\ &\quad \left. - \left(\frac{P_1}{f \cdot B_{max} \cdot k_{\Delta I} \cdot S_{Fe}} \right)^2 K_R f^2 \right] \\ &= \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{1z}}{S_o \cdot k_{p,Cu}} \cdot \left(\frac{P_1}{B_{max} \cdot S_{Fe}} \right)^2 \left[\frac{1}{3 f^2} \cdot (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})^2 + \frac{K_R}{3} \cdot (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})^2 + \right. \\ &\quad \left. \frac{1}{f^2 k_{\Delta I}^2} \cdot (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})^2 + \frac{K_R}{k_{\Delta I}^2} \cdot (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})^2 - \frac{K_R}{k_{\Delta I}^2} \right] \quad (5.31) \end{aligned}$$

Zavedeme substituční konstanty:

$$K_{Cu} = \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{1z}}{S_o \cdot k_{p,Cu}} \cdot \left(\frac{P_1}{B_{max} \cdot S_{Fe}} \right)^2 \quad (5.32)$$

$$K_s = (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})^2 \quad (5.33)$$

Poté můžeme psát:

$$P_{Cu} = K_{Cu} \left(\frac{K_s}{3 f^2} + \frac{K_s \cdot K_R}{3} + \frac{K_s}{f^2 k_{\Delta I}^2} + \frac{K_s \cdot K_R - K_R}{k_{\Delta I}^2} \right) \quad (5.34)$$

Ztráty v jádru transformátoru

Jako vstupní parametr optimalizace figurují „referenční“ (výchozí) ztráty v jádru $P_{Fe,ref}$ při výchozí frekvenci f_{ref} a sycení $\Delta B = \Delta B_{ref}$. Tuto hodnotu je možné určit z katalogového listu uvažovaného jádra, nebo určit v závislosti na objemu jádra a měrných objemových ztrátách daného feritového materiálu.

Při výpočtu jsou uvažovány pouze hysterezní ztráty ve feromagnetiku (vířivé ztráty se u feritu téměř neprojevují, protože má velký měrný odpor). Tyto ztráty jsou úměrné frekvenci (při konstantní hodnotě ΔB) a jsou úměrné druhé mocnině střídavé složky indukce ΔB^2 (při konstantní frekvenci), jelikož závisí na ploše hysterezní smyčky a plocha je úměrná druhé mocnině lineárního rozměru. Toto platí za předpokladu, že nejsou uvažovány změny tvaru hysterezní smyčky v závislosti na ΔB a B_{max} . Takové změny se sice v praxi mírně projevují (zejména pokud se blíží maximální hodnota sycení B_{max} saturaci), pokud by ale tyto změny byly zohledňovány,

byly by výsledné vztahy a jejich odvození extrémně komplikované. Navíc většinu takových jevů nelze vyjádřit analyticky (plynou z nelineárních vlastností materiálu) nebo pouze přibližně (např. interpolací), přesné zohlednění těchto nelinearit by tedy bylo spíše otázkou numerického řešení, které ale není předmětem této optimalizace.

Pro ztráty v jádru P_{Fe} lze s ohledem na výše uvedené závislosti psát:

$$P_{Fe} = P_{Fe,ref} \cdot \frac{f}{f_{ref}} \cdot \left(\frac{\Delta B}{\Delta B_{ref}} \right)^2 \quad (5.35)$$

Abychom mohli do vztahu dosadit činitel $k_{\Delta I}$, rozšíříme zlomek B_{max}^2 :

$$P_{Fe} = P_{Fe,ref} \cdot \frac{f}{f_{ref}} \cdot \left(\frac{B_{max}}{\Delta B_{ref}} \right)^2 \cdot \left(\frac{\Delta B}{B_{max}} \right)^2 \quad (5.36)$$

Dosazením vztahu (5.10) získáme:

$$P_{Fe} = P_{Fe,ref} \cdot \frac{f}{f_{ref}} \cdot \left(\frac{B_{max}}{\Delta B_{ref}} \right)^2 \cdot k_{\Delta I}^2 \quad (5.37)$$

Zavedeme substituční konstantu

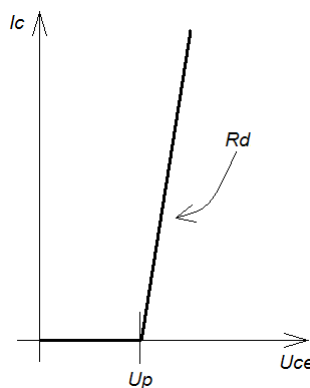
$$K_{Fe} = \frac{P_{Fe,ref}}{f_{ref}} \cdot \left(\frac{B_{max}}{\Delta B_{ref}} \right)^2 \quad (5.38)$$

Poté

$$P_{Fe} = K_{Fe} \cdot f \cdot k_{\Delta I}^2 \quad (5.39)$$

Ztráty na tranzistorech

Jak již bylo uvedeno výše, u tranzistorů jsou uvažovány vodivé ztráty a ztráty vypínací. Vodivé ztráty jsou počítány pomocí výkonu na napěťovém úbytku tranzistoru v sepnutém stavu, který je nahrazen úbytkem na nelinearitě typu lomená přímka, viz Obr. 5-5.



Obr. 5-5: Charakteristika tranzistoru v sepnutém stavu – lomená přímka.

Pro určení této charakteristiky jsou nutné dva parametry, a to prahové napětí U_p a diferenciální odpor R_d . Taková charakteristika byla zvolena z důvodu, aby bylo možné optimalizaci použít pro tranzistory MOS-FET i IGBT. U tranzistorů MOS-FET, které jsou charakterizovány pouze odporem v sepnutém stavu, je hodnota U_p nulová. U IGBT je možné dosadit pouze saturační napětí za U_p (poté $R_d = 0$), nebo provést kompletní náhradu charakteristiky lomenou přímkou (nejpřesnější náhrada).

Ztráty vedením proudu P_{ved} na tranzistorech s výše uvedenou charakteristikou jsou definovány následujícím vztahem:

$$P_{ved} = U_p \cdot I_{1,stř} + R_d \cdot I_{1,ef}^2 \quad (5.40)$$

U přepínacích ztrát je zohledňována pouze vypínací ztrátová energie E_{off} . Je to z důvodu, že při zapínání tranzistoru není nárůst proudu okamžitý, ale strmost je omezena existencí rozptylové indukčnosti transformátoru. Vzhledem k extrémně rychlým spínacím časům moderních tranzistorů MOS-FET a SiC MOS-FET nestihne během zapínací doby proud primárním vinutím transformátoru příliš narůst. Tím pádem se tranzistor zapíná s relativně velmi malým proudem a zapínací ztráty jsou značně omezeny. Míru poklesu zapínacích ztrát nelze přesně určit (také protože ještě neznáme reálné parametry transformátoru, zejména jeho rozptylovou indukčnost), lze pouze konstatovat, že budou mnohem menší než vypínací. Z těchto důvodů nejsou uvažovány.

Do optimalizace vstupuje parametr „referenční“ (výchozí) vypínací energie $E_{off,ref}$ při výchozím proudu I_{ref} . Tato energie je odečtena z katalogového listu tranzistoru. Je uvažována lineární závislost vypínací energie na proudu (prakticky je přibližně splněno). Ztráty jsou přímo úměrné spínací frekvenci f .

Pro přepínací ztráty $P_{přep}$ lze poté psát:

$$P_{přep} = E_{off,ref} \cdot \frac{I_{1,max}}{I_{ref}} \cdot f \quad (5.41)$$

Celkové ztráty jednoho tranzistoru P_{1tranz} jsou poté dány vztahem:

$$P_{1tranz} = P_{ved} + P_{přep} = U_p \cdot I_{1,stř} + R_d \cdot I_{1,ef}^2 + E_{off,ref} \cdot \frac{I_{1,max}}{I_{ref}} \cdot f \quad (5.42)$$

Po vyjádření efektivního a maximálního proudu pomocí středního:

$$P_{1tranz} = U_p \cdot I_{1,stř} + R_d \cdot \frac{I_{1,stř}^2}{s} \cdot \left(\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1 \right) + E_{off,ref} \cdot \frac{I_{1,stř}}{I_{ref} \cdot s} (1 + k_{\Delta I}) \cdot f \quad (5.43)$$

Ztrátový výkon na všech n tranzistorech ($n_{tranz} = 1$ nebo 2):

$$P_{tranz} = n_{tranz} \cdot \left(U_p \cdot \frac{P_1}{U_1} + R_d \cdot \frac{P_1^2}{U_1^2 \cdot s} \cdot \left(\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1 \right) + E_{off,ref} \cdot \frac{P_1}{U_1 \cdot I_{ref} \cdot s} (1 + k_{\Delta I}) \cdot f \right) \quad (5.44)$$

Pro zjednodušení zavedeme následující substituční konstanty:

$$K_{\text{ved1}} = n_{\text{tranz}} \cdot U_p \cdot \frac{P_1}{U_1} \quad (5.45)$$

$$K_{\text{ved2}} = n_{\text{tranz}} \cdot R_d \cdot \frac{P_1^2}{U_1^2 \cdot s} \quad (5.46)$$

$$K_{\text{přep}} = n_{\text{tranz}} \cdot E_{\text{off,ref}} \cdot \frac{P_1}{U_1 \cdot I_{\text{ref}} \cdot s} \quad (5.47)$$

Poté:

$$P_{\text{tranz}} = K_{\text{ved1}} + K_{\text{ved2}} \cdot \left(\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1 \right) + K_{\text{přep}} \cdot f \cdot (1 + k_{\Delta I}) \quad (5.48)$$

Celkové ztráty

Celkové ztráty P_{celk} jsou definovány následujícím vztahem:

$$P_{\text{celk}} = P_{\text{Cu}} + P_{\text{Fe}} + P_{\text{tranz}} \quad (5.49)$$

Po dosazení z (5.34), (5.39) a (5.48):

$$P_{\text{celk}} = K_{\text{Cu}} \left(\frac{K_s}{3f^2} + \frac{K_s \cdot K_R}{3} + \frac{K_s}{f^2 k_{\Delta I}^2} + \frac{K_s \cdot K_R - K_R}{k_{\Delta I}^2} \right) + K_{\text{Fe}} \cdot f \cdot k_{\Delta I}^2 + K_{\text{ved1}} + K_{\text{ved2}} \cdot \left(\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1 \right) + K_{\text{přep}} \cdot f \cdot (1 + k_{\Delta I}) \quad (5.50)$$

5.1.5 Hledání minima celkových ztrát

Funkce pro celkové ztráty P_{celk} je funkcí dvou proměnných, f a $k_{\Delta I}$. Pokud chceme najít minimum (lokální extrém) takové funkce, tak musíme provést parciální derivace podle obou proměnných, poté tyto derivace položíme rovny nule, tím získáme soustavu dvou rovnic o dvou neznámých a tuto soustavu vyřešíme. Teoreticky bychom tak mohli najít i maximum nebo tzv. sedlo funkce (plochy), ale z fyzikálních principů plyne (a prakticky se i ukazuje), že v našem případě se jedná skutečně o lokální minimum.

Parciální derivace podle frekvence f :

$$\frac{\partial P_{\text{celk}}}{\partial f} = -\frac{2K_{\text{Cu}} \cdot K_s}{3f^3} - \frac{2K_{\text{Cu}} \cdot K_s}{f^3 \cdot k_{\Delta I}^2} + K_{\text{Fe}} \cdot k_{\Delta I}^2 + K_{\text{přep}} + K_{\text{přep}} \cdot k_{\Delta I} \quad (5.51)$$

Parciální derivace podle $k_{\Delta I}$:

$$\frac{\partial P_{\text{celk}}}{\partial k_{\Delta I}} = -\frac{2K_{\text{Cu}} \cdot K_s}{f^2 \cdot k_{\Delta I}^3} - \frac{2K_{\text{Cu}} (K_s \cdot K_R - K_R)}{k_{\Delta I}^3} + 2K_{\text{Fe}} \cdot f \cdot k_{\Delta I} + \frac{2}{3} K_{\text{ved2}} \cdot k_{\Delta I} + K_{\text{přep}} \cdot f \quad (5.52)$$

Dostáváme soustavu dvou nelineárních rovnic o dvou neznámých:

$$0 = -\frac{2K_{Cu} \cdot K_s}{3f^3} - \frac{2K_{Cu} \cdot K_s}{f^3 \cdot k_{\Delta I}^2} + K_{Fe} \cdot k_{\Delta I}^2 + K_{přep} + K_{přep} \cdot k_{\Delta I} \quad (5.53)$$

$$0 = -\frac{2K_{Cu} \cdot K_s}{f^2 \cdot k_{\Delta I}^3} - \frac{2K_{Cu} (K_s \cdot K_R - K_R)}{k_{\Delta I}^3} + 2K_{Fe} \cdot f \cdot k_{\Delta I} + \frac{2}{3} K_{ved2} \cdot k_{\Delta I} + K_{přep} \cdot f \quad (5.54)$$

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 upravíme:

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

$$f = \sqrt[3]{\frac{2K_{Cu} \cdot K_s (k_{\Delta I}^2 + 3)}{3K_{Fe} \cdot k_{\Delta I}^4 + 3K_{přep} \cdot (k_{\Delta I}^2 + k_{\Delta I}^3)}} \quad (5.55)$$

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.

5.1.6 Hledání minima pomocí software

V obecném případě bychom hledali minimum funkce dvou proměnných P_{celk} (5.50) nebo řešení soustavy dvou rovnic (parciálních derivací) o dvou neznámých (5.53), (5.54). Jelikož ale bylo možné z jedné rovnice explicitně vyjádřit optimální hodnotu frekvence pro danou hodnotu činitele $k_{\Delta I}$ (5.55), 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. Pokud by z nějakého důvodu bylo potřeba vytvořit nové řešení, lze postupovat podle níže uvedeného postupu téměř v každém tabulkovém procesoru či jiném software (*Matlab* apod.). Samozřejmě by bylo možné problém řešit i iteračními metodami – např. půlení intervalu, metoda sečen, tečen apod. Autorem práce ale bylo zvoleno jednoduché robustní řešení uvedené dále.

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 (5.55) a poté hodnota celkových ztrát P_{celk} dle vztahu (5.50). Hodnoty $k_{\Delta I}$ mimo uvedený rozsah (od 0 do 1) nemají fyzikální význam, omezením rozsahu je tedy automaticky tato podmínka splněna a není ji potřeba kontrolovat. Poté je z hodnot P_{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 $k_{\Delta I}$.

Nakonec jsou ještě pro snadnější návrh měniče vypočítány následující hodnoty:

Počet primárních závitů transformátoru N_1 dle (5.11):

$$N_1 = \frac{U_1 \cdot s}{f \cdot B_{\text{max}} \cdot k_{\Delta I} \cdot S_{\text{Fe}}}$$

Počet sekundárních závitů transformátoru N_2 dle (5.12):

$$N_2 = N_1 \frac{1-s}{s} \cdot \frac{U_2}{U_1}$$

Efektivní proud primárním vinutím (tedy i tranzistory) $I_{1,\text{ef}}$, získaný úpravou vztahu (5.13) (dosazení za $I_{1,\text{stř}}$):

$$I_{1,\text{ef}} = \frac{P}{U_1 \cdot \sqrt{s}} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1} \quad (5.56)$$

Efektivní proud sekundárním vinutím $I_{2,\text{ef}}$, získaný úpravou vztahu (5.14) (dosazení za $I_{2,\text{stř}}$):

$$I_{2,\text{ef}} = \frac{P}{U_2 \cdot \sqrt{1-s}} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1} \quad (5.57)$$

Proudová hustota ve vinutí σ :

$$\sigma = \frac{I_{\text{tot}}}{S_o \cdot k_{p,\text{Cu}}}, \quad (5.58)$$

kde celkový proud je vypočten podle vztahu (5.15):

$$I_{\text{tot}} = \frac{P_1}{f \cdot B_{\text{max}} \cdot k_{\Delta I} \cdot S_{\text{Fe}}} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1} \cdot (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})$$

Průřez mědi primárního vodiče S_{Cu1} :

$$S_{\text{Cu1}} = \frac{I_{1,\text{ef}}}{\sigma} \quad (5.59)$$

Průřez mědi sekundárního vodiče S_{Cu2} :

$$S_{Cu2} = \frac{I_{2,ef}}{\sigma} \quad (5.60)$$

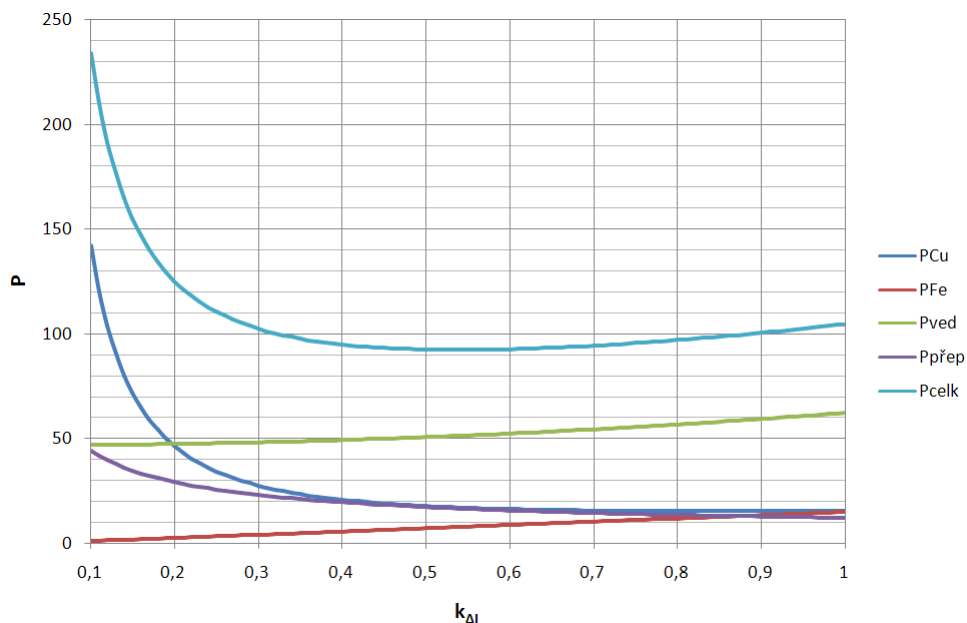
Následující obrázky ukazují části grafického rozhraní výpočtového *Excel* souboru. Výpočtový soubor je přiložen v elektronické příloze k práci – soubor *Optimalizace.xls*. Tento soubor kombinuje obecné řešení pro spojitý tok transformátoru dle kapitoly 5.1 a řešení pro hranici přerušovaného toku dle kapitoly 0.

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
Parametry transformátoru		
Průřez jádra	860 mm ²	
Délka okna vinutí	90 mm	
Výška okna vinutí	15 mm	pro výpočet střídavého odporu F_r se bere pouze poloviční výška
Střední délka závitu	160 mm	
Průměr drátků svazkového vodiče	0,07 mm	
Činitel plnění mědi	0,25 -	
Maximální hodnota sycení	0,3 T	maximální provozní hodnota, nikoli saturační
"Referenční" ztráty v jádru	19 W	přepočítávají se s kvadrátem sycení a přímo úměrně frekvenci (při $B = \text{konst.}$)
- při ΔB_{ref}	0,2 T	
- při frekvenci	100 kHz	
Parametry tranzistorů		
Počet tranzistorů	2 -	1 nebo 2
Prahové napětí	0 V	pro MOSFET = 0
Diferenciální odpor	0,06 Ω	
"Referenční" vypínací energie	0,13 mJ	přepočítává se přímo úměrně proudu
- při proudu	50 A	
Další parametry		
Činitel efektivní frekvence	2,08 -	pro výpočet střídavého odporu, zohledňuje vliv harmonických
Rezistivita mědi	2,2 x10 ⁻⁸	

Obr. 5-6: Zadávání vstupních parametrů pro výpočet.

Výsledné hodnoty	
$k_{\Delta I_{opt}}$	0,54 -
f_{opt}	61,6 kHz
P_{Cu}	16,94 W
P_{Fe}	7,68 W
P_{ved}	51,20 W
$P_{přep}$	16,44 W
P_{celk}	92,25 W
N_1	22,0 -
$I_{1,ef}$	20,66 A
S_{Cu1}	6,48 mm ²
N_2	15,9 -
$I_{2,ef}$	38,98 A
S_{Cu2}	12,23 mm ²
σ	3,19 A/mm ²
F_R	1,76 -

Obr. 5-7: Výpis výsledků.



Obr. 5-8: Vykreslení závislosti ztrát na činiteli $k_{\Delta I}$.

$k_{\Delta I}$	f_{opt}	P_{Cu}	P_{Fe}	P_{ved}	$P_{přep}$	P_{celk}
0,1	232130	142,081	0,99235	46,8222	44,2594	234,155
0,11	216918	120,292	1,12206	46,8549	41,735	210,004
0,12	203815	103,613	1,25469	46,8907	39,5674	191,326
0,13	192385	90,5501	1,38993	46,9296	37,6818	176,551
0,14	182306	80,1188	1,52754	46,9716	36,0236	164,641
0,15	173336	71,6506	1,66728	47,0167	34,5517	154,886
0,16	165291	64,6774	1,80894	47,0649	33,2344	146,786
0,17	158024	58,8635	1,95234	47,1162	32,0472	139,979
0,18	151420	53,9628	2,09732	47,1707	30,9705	134,201
0,19	145387	49,7918	2,24372	47,2282	29,9884	129,252
0,2	139848	46,2112	2,3914	47,2889	29,0884	124,98
0,21	134741	43,1137	2,54024	47,3527	28,2597	121,266
0,22	130014	40,4154	2,69013	47,4196	27,4937	118,019
0,23	125624	38,0502	2,84095	47,4896	26,783	115,164
0,24	121533	35,9652	2,99262	47,5627	26,1214	112,642
0,25	117709	34,1176	3,14504	47,6389	25,5037	110,405
0,26	114127	32,4728	3,29814	47,7182	24,9252	108,414
0,27	110761	31,0021	3,45184	47,8007	24,3822	106,637
0,28	107593	29,682	3,60608	47,8862	23,8712	105,046
0,29	104603	28,4927	3,76078	47,9749	23,3893	103,618
0,3	101778	27,4177	3,9159	48,0667	22,9339	102,334
0,31	99101,8	26,4431	4,07138	48,1616	22,5027	101,179
0,32	96563,6	25,557	4,22717	48,2596	22,0938	100,137
0,33	94152,2	24,7491	4,38323	48,3607	21,7052	99,1983
0,34	91857,9	24,011	4,53953	48,4649	21,3355	98,3509
0,35	89672	23,335	4,69601	48,5722	20,9833	97,5865
0,36	87586,8	22,7147	4,85266	48,6827	20,6471	96,8971
0,37	85595,2	22,1443	5,00944	48,7962	20,326	96,276
0,38	83690,9	21,6191	5,16632	48,9129	20,0189	95,7171

Obr. 5-9: Ukázka části výpočtové tabulky pro hledání minima ztrát.

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 pulzů – 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.

Jak ovšem bude ukázáno dále, 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.

Činitel $k_{\Delta I}$ se tedy v tomto případě nepočítá (je roven 1), ale není pevná hodnota maximálního sycení $B_{\max}$ – je počítána jeho optimální hodnota jako výstupní parametr optimalizace. Stále se tedy jedná o problém hledání minima funkce dvou proměnných.

I když v režimu přerušovaného toku může být nepatrně horší účinnost měniče (příklad viz podkapitola 5.3.2), 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 přechody na diodě, zjednodušení (či eliminace) odlehčovacích článků a omezení rušivého elektromagnetického vyzařování měniče. Je také možné použít pomalejší diodu, která má 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 (a případně transformátoru), která je velmi malá. Je možné zpomalit zapínání tranzistoru za účelem omezení rušivého vyzařování pouze s nepatrným vlivem na účinnost.

5.2.1 Vstupní parametry optimalizace

Vstupní parametry jsou podobné jako v předchozím obecném případě (kapitola 5.1), ale nezadává se maximální sycení $B_{\max}$, jelikož je počítáno jako výstupní parametr (proměnná). Pokud po výpočtu vyjde $B_{\max}$ větší, než je maximální přípustná hodnota pro daný materiál, je možné do vztahu pro optimální frekvenci (5.86) (strana 56) dosadit požadovanou hodnotu $B_{\max}$. Naopak se jako vstupní parametr zadává činitel zvýšení odporu vinutí vlivem skin a proximity efektu k_R (odlišen od předchozího činitele zvýšení střídavého odporu F_R , který platí jen pro střídavou složku proudu, zde uváděný činitel k_R jednoduše značí poměr sériového odporu vinutí transformátoru při pulzním průběhu proudu v měniči k odporu pro stejnosměrný proud).

Vstupní parametry jsou následující:

Transformátor:

- průřez jádra S_{Fe}
- průřez okna S_o
- ztráty v jádru $P_{j,ref}$ při výchozí frekvenci f_{ref} a sycení $\Delta B = \Delta B_{ref}$

- činitel plnění mědi $k_{p,Cu}$
- měrný odpor mědi vinutí ρ_{Cu} (při uvažované provozní teplotě)
- střední délka jednoho závitu l_{1z}
- činitel zvýšení odporu vinutí vlivem skin a proximity efektu k_R

Tranzistory:

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

Celkové parametry:

- napětí meziobvodu U_1
- výkon P
- střída spínání s

5.2.2 Výstupní parametry optimalizace

Výstupní parametry samotného optimalizačního postupu jsou následující dva:

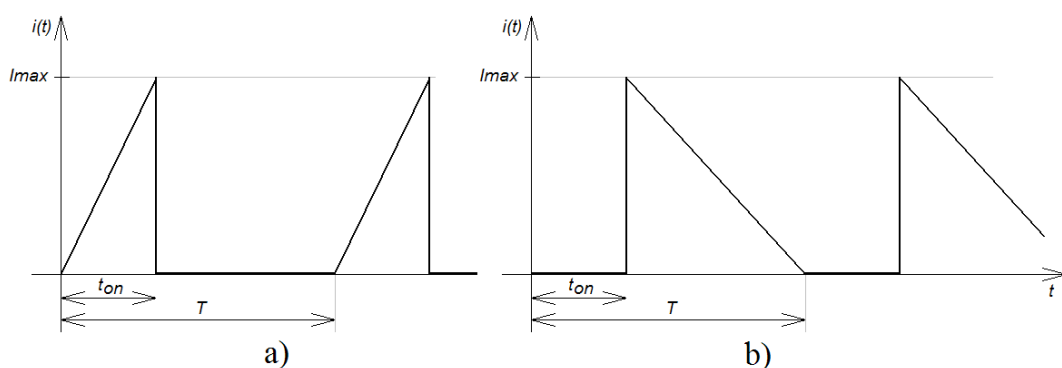
- špičková hodnota sycení B_{max}
- optimální pracovní frekvence f_{opt}

Pomocí těchto dvou parametrů je možné určit všechny další potřebné parametry měniče. Postup výpočtu těchto dalších parametrů bude uveden na závěr optimalizačního postupu (podkapitola 5.2.6).

5.2.3 Odvození vztahů

Ztráty ve vinutí transformátoru

Při práci blokujícího měniče na hranici přerušovaného toku mají průběhy proudů primárním a sekundárním vinutím tvar dle Obr. 5-10. Střída s je dána jako poměr $\frac{t_{on}}{T}$, kde t_{on} je doba sepnutí tranzistorů.



Obr. 5-10: Průběh proudu a) primárním, b) sekundárním vinutím – hranice přerušovaného toku.

Jak již bylo řečeno, tento režim práce měniče můžeme jednoduše zohlednit dosazením $k_{\Delta I} = 1$ do vztahů z kapitoly 5.1 (Optimalizace – režim spojitého toku). Po dosazení do vztahu (5.9) získáme vztah pro výpočet efektivní hodnoty výše uvedených pulzů (pro proud sekundárním vinutím se místo s dosadí $1 - s$):

$$I_{ef} = \frac{I_{stř}}{\sqrt{s}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (5.61)$$

Po dosazení $k_{\Delta I} = 1$ do (5.15) získáme vztah pro výpočet „celkového proudu“ v okně transformátoru:

$$I_{tot} = \frac{2P_1}{\sqrt{3} \cdot f \cdot B_{max} \cdot S_{Fe}} \cdot (\sqrt{s} + \sqrt{1-s}) \quad (5.62)$$

Dále pokračujeme analogicky k postupu v předchozí kapitole, akorát proud není rozdělován na stejnosměrnou a střídavou složku, protože zde zavedený koeficient k_R jednoduše značí poměr sériového odporu vinutí pro vysokofrekvenční pulzní průběh k odporu pro stejnosměrný proud.

Pro ztráty ve vinutí transformátoru platí (počítají se jako ztráty na jednozávitovém vinutí, protékaném proudem I_{tot}):

$$P_{Cu} = \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{1z}}{S_{Cu,tot}} \cdot k_R \cdot I_{tot}^2 \quad (5.63)$$

Po dosazení z (5.62):

$$P_{Cu} = \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{1z}}{S_o \cdot k_{p,Cu}} \cdot k_R \cdot \left(\frac{2P_1}{\sqrt{3} \cdot f \cdot B_{max} \cdot S_{Fe}} \right)^2 \cdot (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})^2 \quad (5.64)$$

Zavedeme substituční konstantu (Pozor, konstanty mají z důvodu přehlednosti stejné označení jako v předchozí kapitole optimalizace pro spojitý tok, ale jejich hodnoty se liší):

$$K_{Cu} = \frac{4 \cdot \rho_{Cu} \cdot k_R \cdot l_{1z} \cdot P_1^2 \cdot (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})^2}{3 \cdot S_o \cdot k_{p,Cu} \cdot S_{Fe}^2} \quad (5.65)$$

Poté:

$$P_{Cu} = \frac{K_{Cu}}{f^2 \cdot B_{max}^2} \quad (5.66)$$

Ztráty v jádru transformátoru

Ze vztahu (5.37) můžeme pro ztráty v jádru P_{Fe} po dosazení za $k_{\Delta I} = 1$ přímo psát:

$$P_{Fe} = P_{Fe,ref} \cdot \frac{f}{f_{ref}} \cdot \left(\frac{B_{max}}{\Delta B_{ref}} \right)^2 \quad (5.67)$$

Zavedeme substituční konstantu

$$K_{\text{Fe}} = \frac{P_{\text{Fe,ref}}}{f_{\text{ref}} \cdot \Delta B_{\text{ref}}^2} \quad (5.68)$$

Poté

$$P_{\text{Fe}} = K_{\text{Fe}} \cdot f \cdot B_{\text{max}}^2 \quad (5.69)$$

Ztráty na tranzistorech

Ze vztahu (5.44) můžeme pro ztráty na tranzistorech P_{tranz} po dosazení za $k_{\Delta I} = 1$ přímo psát:

$$P_{\text{tranz}} = n_{\text{tranz}} \cdot \left(U_p \cdot \frac{P_1}{U_1} + R_d \cdot \frac{4}{3} \cdot \frac{P_1^2}{U_1^2 \cdot s} + E_{\text{off,ref}} \cdot \frac{2P_1 \cdot f}{U_1 \cdot I_{\text{ref}} \cdot s} \right) \quad (5.70)$$

Zavedeme substituční konstanty

$$K_{\text{ved}} = n_{\text{tranz}} \cdot \left(U_p \cdot \frac{P_1}{U_1} + R_d \cdot \frac{4}{3} \cdot \frac{P_1^2}{U_1^2 \cdot s} \right) \quad (5.71)$$

$$K_{\text{přep}} = n_{\text{tranz}} \cdot E_{\text{off,ref}} \cdot \frac{2P_1}{U_1 \cdot I_{\text{ref}} \cdot s} \quad (5.72)$$

Poté

$$P_{\text{tranz}} = K_{\text{ved}} + K_{\text{přep}} \cdot f \quad (5.73)$$

5.2.4 Hledání minima celkových ztrát

Celkové ztráty P_{celk} jsou definovány následujícím vztahem:

$$P_{\text{celk}} = P_{\text{Cu}} + P_{\text{Fe}} + P_{\text{tranz}} \quad (5.74)$$

Po dosazení z (5.66), (5.69) a (5.73):

$$P_{\text{celk}} = \frac{K_{\text{Cu}}}{f^2 \cdot B_{\text{max}}^2} + K_{\text{Fe}} \cdot f \cdot B_{\text{max}}^2 + K_{\text{ved}} + K_{\text{přep}} \cdot f \quad (5.75)$$

Jedná se o funkci dvou proměnných B_{max} a f . Za účelem hledání minima takové funkce musíme provést parciální derivace podle obou proměnných. Nejprve tedy derivujeme podle B_{max} a uvažujeme frekvenci jako konstantu:

$$\frac{\partial P_{\text{celk}}}{\partial B_{\text{max}}} = -2 \frac{K_{\text{Cu}}}{f^2 \cdot B_{\text{max}}^3} + 2K_{\text{Fe}} \cdot f \cdot B_{\text{max}} + 0 + 0 \quad (5.76)$$

Nyní položíme derivaci rovnu nule a vyjádříme $B_{\max}$:

$$0 = -2 \frac{K_{\text{Cu}}}{f^2 \cdot B_{\max}^3} + 2K_{\text{Fe}} \cdot f \cdot B_{\max} \quad (5.77)$$

Rovnici vynásobíme $B_{\max}^3$, což můžeme udělat za předpokladu jeho nenulové hodnoty. Nulová hodnota maximálního sycení je ovšem fyzikálně nemožná.

$$0 = -2 \frac{K_{\text{Cu}}}{f^2} + 2K_{\text{Fe}} \cdot f \cdot B_{\max}^4$$

$$\frac{K_{\text{Cu}}}{f^3 \cdot K_{\text{Fe}}} = B_{\max}^4$$

$$\boxed{B_{\max, \text{opt}} = \sqrt[4]{\frac{K_{\text{Cu}}}{f^3 \cdot K_{\text{Fe}}}}} \quad (5.78)$$

Nyní tento výsledek dosadíme do rovnice (5.75) a získáme:

$$P_{\text{celk}} = \frac{K_{\text{Cu}}}{f^2 \cdot \sqrt{\frac{K_{\text{Cu}}}{f^3 \cdot K_{\text{Fe}}}}} + K_{\text{Fe}} \cdot f \cdot \sqrt{\frac{K_{\text{Cu}}}{f^3 \cdot K_{\text{Fe}}}} + K_{\text{ved}} + K_{\text{přep}} \cdot f$$

$$P_{\text{celk}} = 2 \frac{\sqrt{K_{\text{Cu}} \cdot K_{\text{Fe}}}}{\sqrt{f}} + K_{\text{ved}} + K_{\text{přep}} \cdot f \quad (5.79)$$

Nyní provedeme derivaci rovnice podle f :

$$\frac{\partial P_{\text{celk}}}{\partial f} = -\frac{\sqrt{K_{\text{Cu}} \cdot K_{\text{Fe}}}}{\sqrt{f^3}} + K_{\text{přep}} \quad (5.80)$$

Derivaci položíme rovnu nule a vyjádříme frekvenci:

$$0 = -\frac{\sqrt{K_{\text{Cu}} \cdot K_{\text{Fe}}}}{\sqrt{f^3}} + K_{\text{přep}}$$

$$\boxed{f_{\text{opt}} = \sqrt[3]{\frac{K_{\text{Cu}} \cdot K_{\text{Fe}}}{K_{\text{přep}}^2}}} \quad (5.81)$$

Po dosazení substitučních konstant dle (5.65), (5.68) a (5.72) dostáváme výsledný vztah pro konkrétní vstupní parametry:

$$f_{\text{opt}} = \sqrt[3]{\frac{\frac{4 \cdot \rho_{\text{Cu}} \cdot k_{\text{R}} \cdot l_{\text{Lz}} \cdot P_1^2 \cdot (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})^2}{3 \cdot S_o \cdot k_{\text{p,Cu}} \cdot S_{\text{Fe}}^2} \cdot \frac{P_{\text{Fe,ref}}}{f_{\text{ref}} \cdot \Delta B_{\text{ref}}^2}}{\left(n_{\text{tranz}} \cdot E_{\text{off,ref}} \cdot \frac{2P_1}{U_1 \cdot I_{\text{ref}} \cdot s} \right)^2}}$$

Po úpravě:

$$f_{\text{opt}} = \sqrt[3]{\left(\frac{U_1 \cdot I_{\text{ref}} \cdot s \cdot (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})}{n_{\text{tranz}} \cdot E_{\text{off,ref}} \cdot S_{\text{Fe}} \cdot \Delta B_{\text{ref}}} \right)^2 \cdot \frac{\rho_{\text{Cu}} \cdot k_{\text{R}} \cdot l_{\text{Lz}} \cdot P_{\text{Fe,ref}}}{3 \cdot S_o \cdot k_{\text{p,Cu}} \cdot f_{\text{ref}}}} \quad (5.82)$$

Jak si můžeme všimnout, ve vztahu figuruje činitel zvýšení odporu vinutí k_{R} pod třetí odmocninou. Tato hodnota je sice uživatelsky volena, což bylo nutné zjednodušení pro získání analyticky odvozených výsledných vztahů, ale volba hodnoty tohoto činitele nebude mít příliš velký vliv na výslednou frekvenci.

Pokud do vztahu pro optimální hodnotu syčení $B_{\text{max,opt}}$ (5.78) dosadíme vztah pro optimální frekvenci (5.81), získáme:

$$B_{\text{max,opt}} = \sqrt[4]{\frac{K_{\text{Cu}}}{\frac{K_{\text{Cu}} \cdot K_{\text{Fe}}}{K_{\text{přep}}^2} \cdot K_{\text{Fe}}}}$$

Po úpravě získáme jednoduchý vztah:

$$B_{\text{max,opt}} = \sqrt{\frac{K_{\text{přep}}}{K_{\text{Fe}}}} \quad (5.83)$$

Po dosazení za $K_{\text{přep}}$ z (5.72) a K_{Fe} z (5.68):

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

Po úpravě:

$$B_{\text{max,opt}} = \sqrt{\frac{2 \cdot n_{\text{tranz}} \cdot E_{\text{off,ref}} \cdot P_1 \cdot f_{\text{ref}} \cdot \Delta B_{\text{ref}}^2}{U_1 \cdot I_{\text{ref}} \cdot s \cdot P_{\text{Fe,ref}}}} \quad (5.84)$$

Můžeme si všimnout, že ve vztahu vůbec nefiguruje činitel zvýšení odporu vinutí k_{R} (jehož hodnota musí být uživatelsky volena, činitel figuruje pouze ve výsledném vztahu pro frekvenci a to pod třetí odmocninou). U výsledné hodnoty B_{max} tedy nevhodnou volbou tohoto činitele nebude způsobena žádná chyba.

5.2.5 Praktický postup při výpočtu

Vztah pro optimální frekvenci (5.82) je odvozen pro hodnotu $B_{\max}$, která není nijak omezena. V praxi ovšem jsme omezení maximální provozní hodnotou syčení pro daný materiál (pro ferit obvykle 0,3 – 0,35 T). Proto při výpočtu optimálních parametrů dá smysl jako první vyčíslit optimální hodnotu $B_{\max}$ dle vztahu (5.84). Hodnotu případně omezíme shora na maximální přípustné syčení pro daný materiál. Ze vztahu (5.78) je možné vyjádřit optimální frekvenci, pokud již víme hodnotu $B_{\max}$:

$$f_{\text{opt}} = \sqrt[3]{\frac{K_{\text{Cu}}}{B_{\max}^4 \cdot K_{\text{Fe}}}} \quad (5.85)$$

Po dosazení za substituční konstanty:

$$f_{\text{opt}} = \sqrt[3]{\frac{4 \cdot \rho_{\text{Cu}} \cdot k_{\text{R}} \cdot l_{\text{1z}} \cdot P_1^2 \cdot (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})^2 \cdot f_{\text{ref}} \cdot \Delta B_{\text{ref}}^2}{3 \cdot B_{\max, \text{opt}}^4 \cdot P_{\text{Fe, ref}} \cdot S_{\text{o}} \cdot k_{\text{p, Cu}} \cdot S_{\text{Fe}}^2}} \quad (5.86)$$

5.2.6 Určení dalších parametrů měniče

Nyní tedy známe optimální pracovní frekvenci měniče f_{opt} a optimální hodnotu maximálního syčení $B_{\max, \text{opt}}$.

Počty primárních N_1 a sekundárních závitů N_2 transformátoru získáme dosazením za $k_{\Delta I} = 1$ do vztahů (5.11) a (5.12):

$$N_1 = \frac{U_1 \cdot s}{f_{\text{opt}} \cdot B_{\max, \text{opt}} \cdot S_{\text{Fe}}} \quad (5.87)$$

$$N_2 = N_1 \frac{1-s}{s} \cdot \frac{U_2}{U_1} \quad (5.88)$$

Efektivní proudy primárním vinutím $I_{1, \text{ef}}$ (tedy i proud tranzistory) a sekundárním vinutím $I_{2, \text{ef}}$ získáme dosazením za $k_{\Delta I} = 1$ do vztahů (5.56) a (5.57):

$$I_{1, \text{ef}} = \frac{2P}{U_1 \cdot \sqrt{3s}} \quad (5.89)$$

$$I_{2, \text{ef}} = \frac{2P}{U_2 \cdot \sqrt{3-3s}} \quad (5.90)$$

Jednotlivé složky ztrát (na vinutí transformátoru, v jádru transformátoru a v tranzistorech) získáme dosazením do příslušných vztahů pro ztráty, tedy (5.66), (5.69) a (5.73).

5.3 Optimalizace – režim na hranici přerušovaného toku – přesnější řešení

Analytické řešení uvedené v předchozí kapitole je sice matematicky přesné, ale vliv zvýšení střídavého odporu vinutí je zahrnut pouze do konstanty, kterou musí uživatel předem zvolit. Pokud bychom chtěli přesnější řešení s uvažováním závislosti střídavého odporu vinutí na frekvenci dle (5.26), musíme upravit vztah pro ztráty ve vinutí P_{Cu} . **Pak se ukazuje, že je nutné poslední krok řešení provést numericky či softwarově.** Lze vycházet ze vztahu (5.34), který byl obecně odvozen pro spojitý tok, přičemž za činitel k_{Al} dosadíme 1. Tím získáme následující vztah:

$$P_{Cu} = \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{1z}}{S_o \cdot k_{p,Cu}} \cdot \left(\frac{P_1}{B_{max} \cdot S_{Fe}} \right)^2 \left(\frac{4K_s}{3f^2} + \frac{4K_s \cdot K_R}{3} - K_R \right) \quad (5.91)$$

Substituční konstanty K_s a K_R jsou stejné jako v optimalizaci pro spojitý tok (vztahy (5.33) a (5.27)), tedy

$$K_s = (\sqrt{s} + \sqrt{1-s})^2 \quad (5.92)$$

$$K_R = \frac{\pi^4 k_f^2 \mu_0^2 n_c^2 d_c^6 k}{192 \rho_{Cu}^2 b_c^2} \quad (5.93)$$

Vysvětlení koeficientů v konstantě K_R viz komentář ke vztahu (5.21) (strana 40).

Oproti vstupním parametrům uvedeným v předchozí kapitole 5.2 je tedy nutné zadávat ještě následující dva parametry:

- šířka okna b_c
- průměr drátků lankového vodiče d_c

Zavedeme ještě substituční konstantu K_{Cu2} (odlišení od K_{Cu} v předchozí kapitole):

$$K_{Cu2} = \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{1z} \cdot P_1^2}{S_o \cdot k_{p,Cu} \cdot S_{Fe}^2} \quad (5.94)$$

Poté:

$$P_{Cu} = \frac{K_{Cu2}}{B_{max}^2} \left(\frac{4K_s}{3f^2} + \frac{4K_s \cdot K_R}{3} - K_R \right) \quad (5.95)$$

Nyní můžeme opět dosadit do vztahu pro celkové ztráty (vztahy pro P_{Fe} a P_{tranz} jsou převzaty z předchozí kapitoly 5.2, vztahy (5.69) a (5.73)):

$$P_{celk} = P_{Cu} + P_{Fe} + P_{tranz}$$

$$P_{celk} = \frac{K_{Cu2}}{B_{max}^2} \left(\frac{4K_s}{3f^2} + \frac{4K_s \cdot K_R}{3} - K_R \right) + K_{Fe} \cdot f \cdot B_{max}^2 + K_{ved} + K_{přep} \cdot f \quad (5.96)$$

Hledání minima funkce dvou proměnných opět probíhá standardním způsobem, provedeme parciální derivace podle jednotlivých proměnných a ty položíme rovny nule. Teoreticky bychom tak mohli najít i maximum nebo tzv. sedlo funkce (plochy), ale z fyzikálních principů plyne (a prakticky se i ukazuje), že v našem případě se jedná skutečně o lokální minimum.

$$\frac{\partial P_{\text{celk}}}{\partial B_{\text{max}}} = -2 \frac{K_{\text{Cu2}}}{B_{\text{max}}^3} \left(\frac{4K_s}{3f^2} + \frac{4K_s \cdot K_R}{3} - K_R \right) + 2K_{\text{Fe}} \cdot f \cdot B_{\text{max}} \quad (5.97)$$

$$\frac{\partial P_{\text{celk}}}{\partial f} = -\frac{8K_{\text{Cu2}} \cdot K_s}{3B_{\text{max}}^2 \cdot f^3} + K_{\text{Fe}} \cdot B_{\text{max}}^2 + K_{\text{přep}} \quad (5.98)$$

Dostáváme soustavu rovnic:

$$0 = -2 \frac{K_{\text{Cu2}}}{B_{\text{max}}^3} \left(\frac{4K_s}{3f^2} + \frac{4K_s \cdot K_R}{3} - K_R \right) + 2K_{\text{Fe}} \cdot f \cdot B_{\text{max}} \quad (5.99)$$

$$0 = -\frac{8K_{\text{Cu2}} \cdot K_s}{3B_{\text{max}}^2 \cdot f^3} + K_{\text{Fe}} \cdot B_{\text{max}}^2 + K_{\text{přep}} \quad (5.100)$$

Tato soustava bohužel nemá analytické řešení.

Explicitně lze vyjádřit buď z první rovnice B_{max} nebo z druhé rovnice f :

$$B_{\text{max}} = \sqrt[4]{\frac{4K_s \cdot K_{\text{Cu2}} + f^2 \cdot K_{\text{Cu2}} (4K_s \cdot K_R - 3K_R)}{3K_{\text{Fe}} \cdot f^3}} \quad (5.101)$$

$$f = \sqrt[3]{\frac{8K_{\text{Cu2}} \cdot K_s}{3K_{\text{Fe}} \cdot B_{\text{max}}^4 + 3K_{\text{přep}} \cdot B_{\text{max}}^2}} \quad (5.102)$$

5.3.1 Hledání minima pomocí software

Pro řešení byl použit stejný postup jako při optimalizaci pro režim spojitého toku. Je vygenerován soubor hodnot B_{max} od 0 do 0,5 (vyšší hodnoty pro aplikaci ve spínaných zdrojích nemají smysl) s krokem 0,01 a pro každou hodnotu je spočítána optimální frekvence dle vztahu (5.102). Poté jsou z těchto dvou hodnot vypočítány hodnoty celkových ztrát P_{celk} dle vztahu (5.96), pomocí funkce *minimum* je vybrána nejnižší hodnota a do tabulky jsou vypsány výsledné optimální parametry. Řešení bylo opět provedeno v programu *Microsoft Excel*, jelikož je běžně k dispozici na většině počítačů, grafické prostředí je uživatelsky přívětivé a je zaručena kompatibilita na poměrně dlouhou dobu. Výpočet byl implementován do stejného souboru jako předchozí řešení pro spojitý tok, pro jednu sadu vstupních hodnot tedy soubor vypíše optimální parametry pro spojitý tok i pro provoz na hranici přerušovaného toku.

Opět jako v předchozím případě jsou do tabulky kromě optimální frekvence a sycení vypsány i jednotlivé složky celkových ztrát, výsledné počty závitů vinutí transformátoru, efektivní proudy vinutími, průřezy vodičů a proudová hustota. Je také vykreslen graf závislosti jednotlivých složek ztrát na hodnotě B_{max} .

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 dle kapitoly 0.

5.3.2 Příklad porovnání ztrát v režimu spojitého a přerušovaného toku

Následující obrázky ukazují příklad porovnání ztrát v optimálním pracovním bodě při režimu provozu blokujícího měniče se spojitým tokem a na hranici přerušovaného toku. Optimální výpočty jsou generovány pomocí výše popisovaného *Excel* souboru, který pracuje s optimalizačními vztahy uvedenými v této kapitole. **Vstupní parametry jsou voleny stejné, jaké budou použity pro realizaci funkčního vzorku měniče 12,6 kW** (parametry jsou pro polovinu měniče, tedy i poloviční výkon, výsledný měnič bude obsahovat dva paralelně pracující dílčí měniče).

Pro optimální pracovní bod jsou celkové ztráty pro měnič pracující v režimu spojitého toku přibližně **99 W**, kdežto pro hranici přerušovaného toku jsou přibližně **111 W** (jedná se opět o ztráty na polovinu měniče). Určitý rozdíl zde tedy je, ale není zásadní. Provozovat měnič na hranici přerušovaného toku někdy může být výhodnější z jiných důvodů, uvedených v kapitole 5.2.

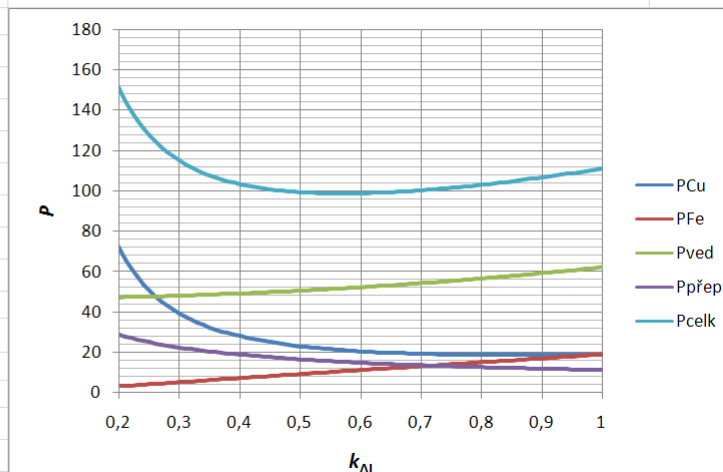
Obecné parametry		Poznámka
Výkon	6300 W	
Střída spínání	0,35 -	
Napětí meziobvodu	540 V	
Výstupní napětí	210 V	použito jen pro výpočet parametrů sek. vinutí
Parametry transformátoru		
Průřez jádra	860 mm ²	
Délka okna vinutí	90 mm	
Výška okna vinutí	10 mm	pro výpočet střídavého odporu F_r se bere pouze poloviční výška
Střední délka závitů	160 mm	
Průměr drátků svazkového vodiče	0,1 mm	
Činitel plnění mědi	0,28 -	
Maximální hodnota sycení	0,35 T	maximální provozní hodnota, nikoli saturační
"Referenční" ztráty v jádru	19 W	přepočítávají se s kvadrátem sycení a přímo úměrně frekvenci (při $B = \text{konst.}$)
- při ΔB_{ref}	0,2 T	
- při frekvenci	100 kHz	
Parametry tranzistorů		
Počet tranzistorů	2 -	1 nebo 2
Prahové napětí	0 V	pro MOSFET = 0
Diferenciální odpor	0,06 Ω	
"Referenční" vypínací energie	0,13 mJ	přepočítává se přímo úměrně proudu
- při proudu	50 A	
Další parametry		
Činitel ekvivalentní frekvence	2,65 -	pro výpočet střídavého odporu, zohledňuje vliv harmonických
Rezistivita mědi	$2,2 \times 10^{-8}$	

Obr. 5-11: Vstupní hodnoty pro porovnání ztrát.

Výsledné hodnoty

1) Režim spojitého toku

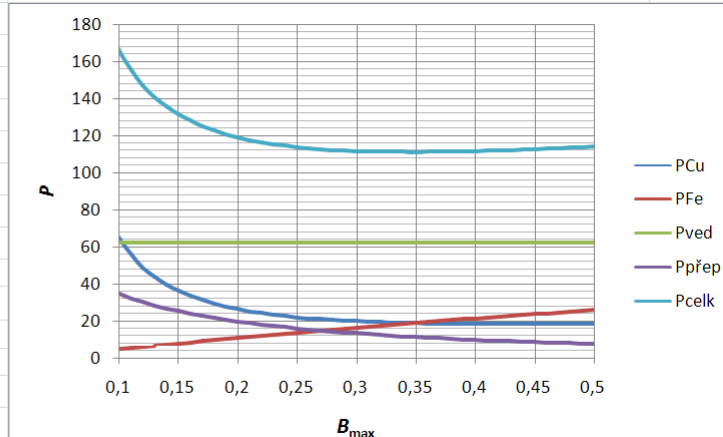
$k_{\Delta \text{opt}}$	0,57 -
f_{opt}	56,1 kHz
P_{Cu}	21,05 W
P_{Fe}	10,61 W
P_{ved}	51,72 W
$P_{\text{přep}}$	15,28 W
P_{celk}	98,66 W
N_1	19,6 -
$I_{1,\text{ef}}$	20,76 A
S_{Cu1}	5,43 mm ²
N_2	14,2 -
$I_{2,\text{ef}}$	39,17 A
S_{Cu2}	10,25 mm ²
σ	3,82 A/mm ²
F_R	2,16 -



Obr. 5-12: Výsledné hodnoty – režim spojitého toku.

2) Hranice přerušovaného toku

$B_{\text{max,opt}}$	0,35 -
f_{opt}	32,5 kHz
P_{Cu}	18,72 W
P_{Fe}	18,91 W
P_{ved}	62,22 W
$P_{\text{přep}}$	11,27 W
P_{celk}	111,12 W
N_1	19,3 -
$I_{1,\text{ef}}$	22,77 A
S_{Cu1}	5,52 mm ²
N_2	14,0 -
$I_{2,\text{ef}}$	42,97 A
S_{Cu2}	10,42 mm ²
σ	4,12 A/mm ²
F_R	1,39 -



Obr. 5-13: Výsledné hodnoty – hranice přerušovaného toku.

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 přibližně 400 V / 30 A, přičemž je požadována regulovatelnost (omezení) napětí i proudu v plném rozsahu. Měnič bude používat moderní polovodičové součástky na bázi karbidu křemíku a také bezztrátové odlehčovací obvody zvyšující jeho účinnost, které byly vyvinuty v rámci práce. 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

Na ústavu UVEE FEKT je k dispozici starší funkční vzorek spínaného zdroje, využívající jednočinnou propustnou topologii, s maximálními výstupními parametry 420 V, 30 A. Spínaný zdroj měl sloužit jako on-board (vestavný) nabíječ pro akumulátor elektromobilu. Tento zdroj také využívá polovodiče s technologií karbid křemíku. Bylo tedy zvoleno, že konstruovaný vzorek blokujícího spínaného zdroje bude mít stejné parametry, aby bylo případně možné srovnat účinnosti těchto dvou vzorků.

Spínaný zdroj tedy bude mít následující základní parametry:

- Napájení z třífázové sítě **3x 400 V, 50 Hz**
- Výstupní napětí regulovatelné **0 – 420 V** stejnosměrné
- Výstupní proud regulovatelný **0 – 30 A** (omezení proudu)
- Maximální výstupní výkon tedy je **12,6 kW**

6.1.1 Koncepce primární části měniče, výběr tranzistorů

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 Ω a méně) spolu se schopností sepnout poměrně velký proud (desítky A). Takové součástky jsou velice vhodné pro realizaci spínaného zdroje velkého výkonu, který je schopen pracovat s napětím v meziobvodu, získaným usměrnění běžné třífázové sítě 3x 400 V (tedy 565 V za běžných podmínek).

Tyto tranzistory se vyrábí buď v menších vývodových plastových pouzdrech typu TO-220 nebo TO-247, případně jsou dnes k dispozici i větší moduly se šroubovými vývody, které se vyrábí až do proudu 300 A (např. typ *CAS300M12BM2* od firmy *Cree*). Tyto větší moduly jsou ale většinou pomalejší (delší spoje uvnitř, popř. paralelní spojení více čipů), nemají vhodné vnitřní zapojení (většinou to jsou celé větve, zde budou použity pouze jednotlivé spínače) a také jsou dosti drahé. Z tohoto důvodu byly pro realizaci zvoleny tranzistory v pouzdru TO-247. S dvojicí těchto tranzistorů v zamýšleném jednočinném dvouspínačovém zapojení silového obvodu ale nelze z důvodu možností chlazení dosáhnout požadovaného výkonu zdroje (12 kW), proto pro realizaci měniče byly zvoleny **dva paralelně pracující jednočinné dvouspínačové měniče**. To tedy znamená celkem 4 kusy tranzistorů. Jednospínačové zapojení měniče v jakékoli podobě zde není použitelné z důvodu napěťového dimenzování tranzistorů.

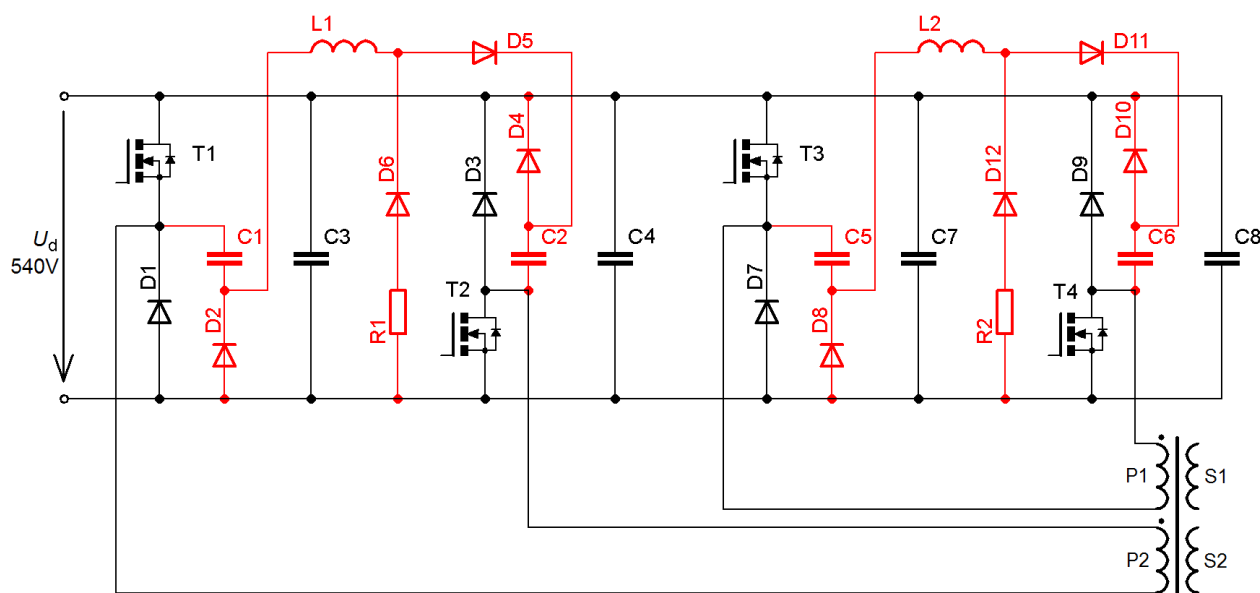
Pro realizaci měniče byly vybrány následující tranzistory:

Typ: C2M0040120D



- Tranzistory MOS-FET z karbidu křemíku (SiC) od výrobce *Cree*
- Pouzdro: **TO-247**
- Odpor v sepnutém stavu při 100 °C: $R_{DSon} = 0,06 \Omega$
- Spojitý proud při 100 °C: $I_D = 40 \text{ A}$
- Závěrné napětí: $U_{DSmax} = 1200 \text{ V}$
- Vypínací doba $t_{doff} (t_f) = 26 (34) \text{ ns}$

Na následujícím obrázku je uvedeno schéma zapojení primární části měniče:



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

Zapojení je tvořeno dvěma dvouspínačovými jednočinnými měniči, jejichž základní zapojení je vyznačeno černou barvou. Každý měnič pracuje do samostatného primárního vinutí transformátoru, tím je díky existenci rozptylové indukčnosti mezi vinutími zajištěno alespoň přibližné rozdělení proudů mezi měniče, pokud by tranzistory nevypínaly přesně ve stejnou dobu (např. z důvodu různého zpoždění budičů nebo samotných tranzistorů). Sekundární strana transformátoru s usměrňovačem není zakreslena, ta bude řešena zvlášť v další podkapitole.

Pro zvýšení účinnosti spínaného zdroje omezením vypínací ztrátové energie tranzistorů bylo použito zapojení bezztrátového kvazirezonančního odlehčovacího obvodu vyvinuté v rámci práce, které je použitelné pro jednočinné dvouspínačové zapojení silového obvodu blokujícího, ale i propustného měniče. Zapojení odlehčovacích obvodů je ve schématu na Obr. 6-1 vyznačeno červenou barvou. Popis principu funkce zapojení je uveden v kapitole 4.3.3 na straně 29.

6.1.2 Výběr provozních parametrů měniče

Pro výpočet optimálních parametrů měniče podle optimalizačního postupu ještě musíme zvolit některé parametry:

- **Střída spínání $s = 0,35$**

Maximální střída pro jednočinný dvouspínačový měnič je 0,5. Tato hodnota nesmí nikdy být překročena, je tedy dobré střidu omezit v řídicím obvodu na mírně nižší hodnotu, např. 0,47. Jmenovitá provozní střída pak musí být s rezervou nižší, aby bylo možné vykrýt zvlnění napětí v meziobvodu, pokles vstupního napětí (tolerance sítě 10 %) a případné úbytky napětí a ztráty v měniči.

- **Napětí meziobvodu $U_1 = 540 \text{ V}$**

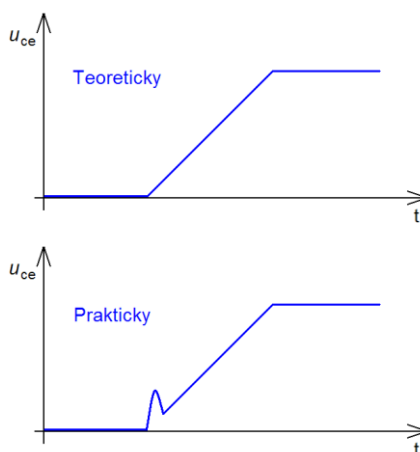
Jedná se o střední hodnotu získanou můstkovým usměrněním třífázové sítě 3x 400 V. Bude použita tato hodnota, jelikož v meziobvodu bude použita podkritická hodnota kapacity z důvodu zlepšení účinnosti odběru, viz podkapitola 6.1.5.

- **Parametry jádra:**

Pro realizaci měniče bylo zvoleno jádro typu U9330 z materiálu CF297 (N97), více viz podkapitola 6.1.6. Jelikož se do optimalizačního výpočtu zadávají hodnoty pouze pro jeden dvouspínačový měnič (celkem použity dva) a každý měnič bude mít svoje primární vinutí na jednom sloupku transformátoru, budou zadány parametry pouze pro tuto jednu polovinu vinutí. Parametry jsou následující: Průřez jádra $S_{Fe} = 860 \text{ mm}^2$, maximální hodnota syčení $B_{max} = 0,35 \text{ T}$, délka okna vinutí $b_c = 90 \text{ mm}$, výška okna vinutí 10 mm , činitel plnění mědi $k_{p,Cu} = 0,28$, střední délka jednoho závitu $l_{1z} = 160 \text{ mm}$, průměr drátků svazkového vodiče $d_c = 0,1 \text{ mm}$, referenční hodnota ztrát $P_{Fe,ref} = 19 \text{ W}$ při $f_{ref} = 100 \text{ kHz}$ a $\Delta B_{ref} = 0,2 \text{ T}$.

Musíme ještě znát vypínací ztrátovou energii tranzistorů. Tuto hodnotu bychom pro běžné tvrdé vypínání odečetli z katalogového listu tranzistoru. Jelikož zde ale bude využit bezztrátový odlehčovací článek, vyznačený na Obr. 6-1 červenou barvou, bude vypínací energie mnohem menší.

Přesnější určení vypínací energie při použití odlehčovacího článku není možné, bude odhadnuta alespoň hrubě. Problém bude vysvětlen na horním spínači s tranzistorem T_1 (ostatní spínače se chovají identicky) na Obr. 6-1. Teoreticky by vypínací energie byla téměř nulová, jelikož odlehčovací kondenzátor C_1 je před vypnutím tranzistoru ideálně nabit na napětí meziobvodu U_d . Po vypnutí tranzistoru se ihned otevře dioda D_2 a napětí na tranzistoru začne postupně růst se strmostí danou proudem a kapacitou kondenzátoru. Tranzistor by se tedy teoreticky vypínal do téměř nulového napětí (ZVS – zero voltage switching), jelikož kapacita kondenzátoru je volena tak, aby doba nárůstu napětí byla mnohem delší, než vypínací doba. Prakticky to ale není úplně pravda, protože vlivem existence parazitní indukčnosti smyčky T_1 - C_1 - D_2 - C_3 dojde i tak k nějakému zákmitu na tranzistoru ihned po jeho vypnutí. Problém je ilustrován na následujícím obrázku.



Obr. 6-2: Znázornění překmitu při vypnutí tranzistoru s odlehčovacím článkem.

Z praxe je známo, že napěťové překmity na podobných parazitních smyčkách na DPS dosahují řádově desítek V, u rychlých tranzistorů to může být i 100 V (i více). Vypínací ztrátovou energii můžeme velmi hrubě odhadnout tak, jako by se tranzistor vypínal do napětí 100 V (předpokládaná přibližná hodnota překmitu po vypnutí).

Abychom mohli odhadnout vypínací energii, potřebujeme ještě řádově znát vypínací proud tranzistoru. Je totiž třeba znát „konstantu úměrnosti“ mezi proudem a vypínací energií, která ovšem pro velký rozsah proudu poněkud kolísá. Není třeba tedy proud znát přesně, protože vztahy použité v optimalizačním postupu dopočítávají vypínací energii podle variovaného vypínacího proudu (optimalizační výpočty). Pokud použijeme vztahy (5.2) a (5.5) a dosadíme za $k_{\Delta I} = 0,5$ (hodnota ve středu uvažovaného rozsahu), dostáváme $I_{\max} = 50$ A. Pro takový proud a napětí 600 V můžeme z katalogového listu k použitým tranzistorům C2M0040120D odečíst vypínací energii 0,5 mJ. Odhadneme, že pokud by se tranzistor vypínal do napětí 100 V (viz výše), bude vypínací energie hrubým odhadem 0,1 mJ.

Odlehčovací článek značně omezuje vypínací ztrátovou energii tranzistoru, ale zapínací zůstává stejná, relativně je tedy vůči vypínací energii větší. U předpokladů k optimalizaci bylo vyřčeno, že zapínací energie se nezohledňuje. Při použití odlehčovacího článku můžeme zapínací energii zohlednit alespoň přibližně pomocí energie uložené v kapacitě tranzistoru. Tato energie je 0,03 mJ dle katalogového listu. Tím tedy dostáváme celkovou energii, která bude použita jako vstupní hodnota pro optimalizaci **$E_{\text{off,ref}} = 0,13$ mJ při proudu $I_{\text{ref}} = 50$ A** (energie je značena E_{off} , ale zde v této hodnotě byla zohledněna i zapínací energie).

Zadání vstupních hodnot do souboru pro výpočet optimálních parametrů, vytvořeném v rámci práce (viz kapitola 5.1.6), vypadá následovně:

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
Parametry transformátoru		
Průřez jádra	860 mm ²	
Délka okna vinutí	90 mm	
Výška okna vinutí	10 mm	pro výpočet střídavého odporu F_r se bere pouze poloviční výška
Střední délka závitů	160 mm	
Průměr drátku svazkového vodiče	0,1 mm	
Činitel plnění mědi	0,28 -	
Maximální hodnota sycení	0,35 T	maximální provozní hodnota, nikoli saturační
"Referenční" ztráty v jádru	19 W	přepočítávají se s kvadrátem sycení a přímo úměrně frekvenci (při $B = \text{konst.}$)
- při ΔB_{ref}	0,2 T	
- při frekvenci	100 kHz	
Parametry tranzistorů		
Počet tranzistorů	2 -	1 nebo 2
Prahové napětí	0 V	pro MOSFET = 0
Diferenciální odpor	0,06 Ω	
"Referenční" vypínací energie	0,13 mJ	přepočítává se přímo úměrně proudu
- při proudu	50 A	
Další parametry		
Činitel ekvivalentní frekvence	2,65 -	pro výpočet střídavého odporu, zohledňuje vliv harmonických
Rezistivita mědi	2,2 $\times 10^{-8}$	

Obr. 6-3: Vstupní hodnoty pro výpočet optimálních parametrů.

Z těchto hodnot vypočte program optimální frekvenci $f_{\text{opt}} = 56 \text{ kHz}$ a činitel šikmosti proudu $k_{\Delta\text{Iopt}} = 0,57$. Teoretické ztráty na polovině měniče (bez usměrňovacích diod) při těchto parametrech jsou **99 W**.

Zde bohužel nastává rozpor, protože měnič byl realizován na základě starší verze optimalizačních vztahů (jiný vztah pro střídavý odpor), také byl dosazen menší průměr drátků svazkového vodiče, než s jakým byl měnič opravdu realizován a menší hodnota činitele efektivní frekvence. Výše uvedený výpočet je zde ponechán pouze z důvodu korektnosti a ukázky postupu získání parametrů. Jak ale bude ukázáno dále u teoretického výpočtu ztrát, **liši se teoretické ztráty s reálně zvolenými parametry pouze o 2 W na polovinu měniče**.

Reálné parametry měniče jsou následující:

- Reálná pracovní frekvence $f = 70 \text{ kHz}$
- Reálný činitel šikmosti proudu $k_{\Delta\text{I}} = 0,6$

6.1.3 Teoretické ztráty DC/DC měniče

Dle vztahů odvozených v kapitole 5.1 můžeme pro zvolené parametry spočítat jednotlivé ztráty na prvcích měniče. Ztráty jsou vypočítány na základě reálně použitých parametrů a týkají se poloviny měniče:

- Ztráty ve vinutí ze vztahu 5.34 $P_{\text{Cu}} = 15,9 \text{ W}$
- Ztráty v jádru ze vztahu 5.39 $P_{\text{Fe}} = 13,7 \text{ W}$
- Ztráty vedením ze vztahu 5.48 $P_{\text{ved}} = 51,9 \text{ W}$
- Přepínací ztráty ze vztahu 5.48 $P_{\text{přep}} = 19,2 \text{ W}$

Celkový teoretický ztrátový výkon na polovině měniče je **101 W**, na celém měniči tedy **202 W**. V tomto výkonu není zohledněna ztráta na diodách sekundárního usměrňovače. **Můžeme si všimnout, že teoretický celkový ztrátový výkon na polovině měniče je pouze o 2 W vyšší, než**

by byl ve vypočteném optimálním bodě, změnou parametrů by tedy účinnost měniče neměla být znatelně snížena.

6.1.4 Dimenzování součástek primární části měniče

Zde budou určeny konkrétní hodnoty a parametry součástek, ztrátové výkony apod.

Dimenzování tranzistorů

Jak již bylo specifikováno dříve v podkapitole 6.1.1, v měniči budou použity 4 kusy tranzistorů MOS-FET z karbidku křemíku, typ **C2M0040120D** od výrobce *Cree* v pouzdru TO-247. Nyní bude spočítán ztrátový výkon na každém tranzistoru a ověřena realizovatelnost chlazení.

Výpočty zde budou provedeny pouze pro polovinu celého měniče, tedy pro jeden dvouspínačový jednočinný měnič, pracující s výkonem 6,3 kW (polovina z celkového výkonu 12,6 kW).

Střední hodnota proudu odebíraná z meziobvodu:

$$I_{1,\text{stř}} = \frac{P}{U_1} = \frac{6300 \text{ W}}{540 \text{ V}} = 11,7 \text{ A}$$

Špičková hodnota proudu (dle rovnice 5.5):

$$I_{\max} = \frac{I_{\text{stř}}}{s} (1 + k_{\Delta I}) = \frac{11,7 \text{ A}}{0,35} (1 + 0,6) = 54 \text{ A}$$

Tranzistor má specifikovaný maximální pulzní proud 160 A, takže spočtená hodnota je v pořádku.

Efektivní hodnota proudu (dle rovnice 5.9):

$$I_{\text{ef}} = \frac{I_{\text{stř}}}{\sqrt{s}} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1} = \frac{11,7 \text{ A}}{\sqrt{0,35}} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot 0,6^2 + 1} = 20,9 \text{ A}$$

Ztráty vedením proudu:

$$P_{\text{ved}} = R_{\text{DSon}} \cdot I_{1,\text{ef}}^2 = 0,06 \Omega \cdot (20,9 \text{ A})^2 = 26,2 \text{ W}$$

Přepínací ztráty (dle rovnice 5.41):

$$P_{\text{přep}} = E_{\text{off,ref}} \cdot \frac{I_{\max}}{I_{\text{ref}}} \cdot f = 0,13 \text{ mJ} \cdot \frac{54 \text{ A}}{50 \text{ A}} \cdot 70 \text{ kHz} = 9,8 \text{ W}$$

Celkové ztráty na jednom tranzistoru:

$$P_{\text{Itranz}} = P_{\text{ved}} + P_{\text{přep}} = 26,2 \text{ W} + 9,8 \text{ W} = 36 \text{ W}$$

Tepelný odpor čip-pouzdro, odečtený z katalogového listu tranzistoru, je 0,34 K/W. Tepelný odpor keramické podložky, která bude použita pro elektrickou izolaci a tepelné spojení tranzistoru s chladičem, je přibližně 0,6 K/W. Celkový tepelný odpor mezi čipem a chladičem $R_{\text{thJ-H}}$ je tedy 0,94 K/W. Oteplení čipu tranzistoru vůči chladiči $\Delta T_{\text{J-H}}$ je poté dáno vztahem:

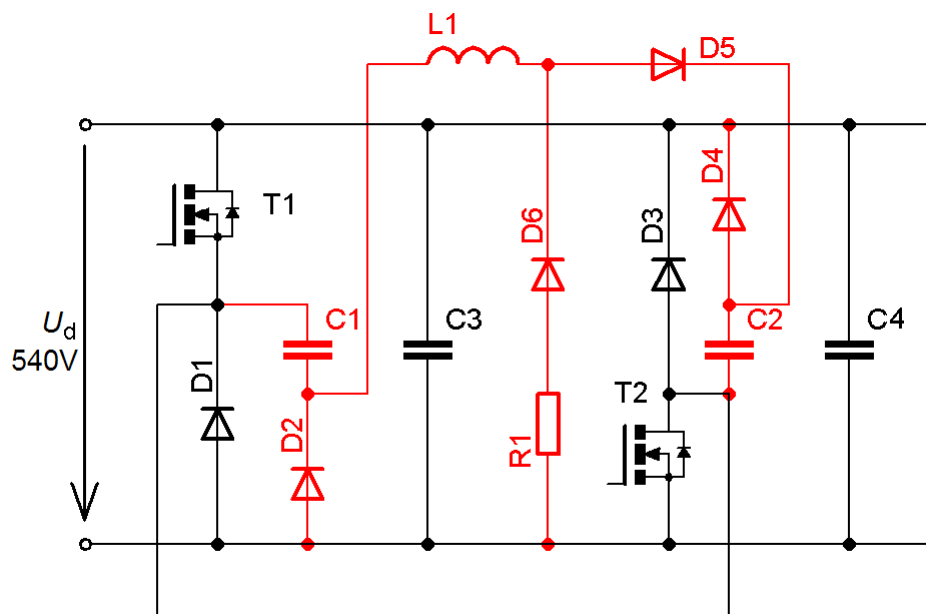
$$\Delta T_{J-H} = P_{\text{tranz}} \cdot R_{\text{thJ-H}} = 36 \text{ W} \cdot 0,94 \text{ K/W} = 33,8 \text{ K}$$

Tato hodnota je naprosto v pořádku. Pokud se bude udržovat teplota chladiče do 70 °C, bude očekávaná teplota čipu tranzistoru jen mírně nad 100 °C a je zde i rezerva v případě odchylky reálné hodnoty od vypočtené.

Napětově tranzistory vyhoví s rezervou, jejich maximální závěrné napětí je 1200 V, provozní napětí je rovno maximální hodnotě napětí v meziobvodu (565 V) plus případný překmit (do 100 V).

Dimenzování nulových diod

Z důvodu přehlednosti je na následujícím obrázku opět uvedeno schéma zapojení poloviny silové části (jeden dílčí měnič):

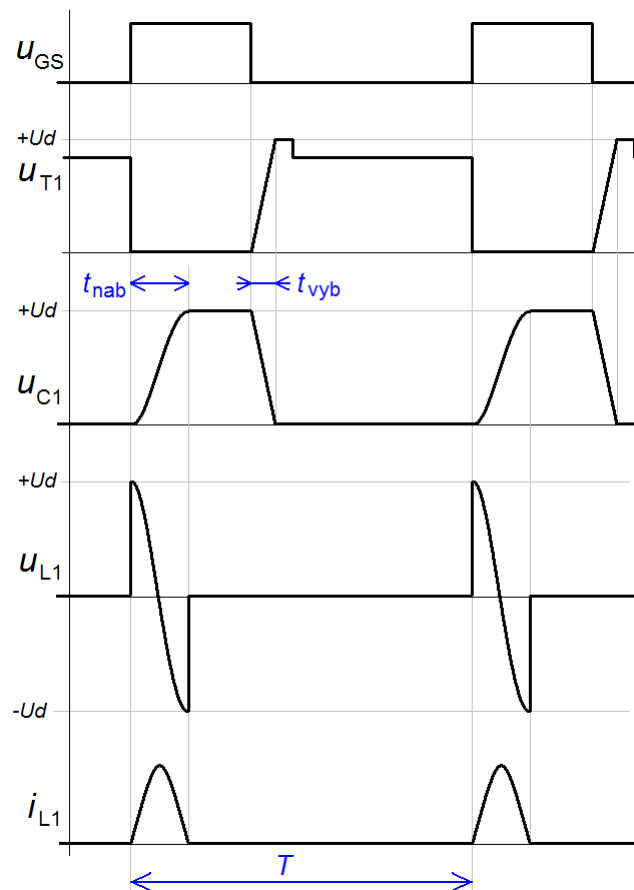


Obr. 6-4: Schéma zapojení jednoho dílčího měniče (polovina silové části)

Nulové diody jsou ve schématu na Obr. 6-4 označeny D₁ a D₃. Špičkový proud těchto diod je roven vypínacímu proudu tranzistorů, tedy 54 A. Střední hodnota proudu závisí na výkonu vráceném do meziobvodu, v krajním případě by tento proud byl roven střední hodnotě proudu odebíraného tranzistoru, tedy 11,7 A, ale v takovém případě by nedocházelo k žádnému přenosu výkonu, reálná hodnota středního proudu bude mnohem menší. Diody by měly mít zanedbatelnou dobu dopředného zotavení t_{fr} , doba zpětného zotavení t_{rr} není za běžných podmínek příliš kritická, protože diody jsou již zavřené, když se tranzistory zapínají. U blokujícího měniče by ale v krajním případě mohlo dojít i k nucenému zpětnému zotavení diod, např. pokud by byl výstup naprázdno a přerušená napěťová vazba (střída spínání by byla plná). Proto pro jistotu volíme celkově rychlé diody. Byly vybrány diody z karbidu křemíku, jelikož mají zanedbatelné spínací časy (dány pouze parazitní kapacitou přechodu). Jedná se o typ diod **STPSC15H12D** od výrobce **ST Microelectronics**. Tyto diody jsou dimenzovány na střední proud 15 A, opakovatelný špičkový proud 58 A, závěrné napětí 1200 V a mají typický úbytek v propustném směru 1,35 V.

Výpočet a dimenzování kvazirezonančního odlehčovacího článku

Teoretické průběhy veličin na prvcích odlehčovacího článku, vyznačeného na Obr. 6-4 červenou barvou, jsou znázorněny na Obr. 6-5. Detailnější rozbor funkce zapojení je proveden v kapitole 4.3.3 na straně 29. Prvky R_1 a D_6 jsou pouze ochranné, jejich účel bude uveden dále.



Obr. 6-5: Teoretické průběhy veličin odlehčovacího článku

Návrh kondenzátoru:

Následující výpočty budou provedeny pro kondenzátor C_1 , ale jsou platné i pro další kondenzátory C_2 , C_5 , C_6 na Obr. 6-1. Z doby nárůstu napětí na tranzistoru (neboli doby vybíjení odlehčovacího kondenzátoru C_1), označené t_{vyb} na Obr. 6-5, se určí potřebná kapacita odlehčovacího kondenzátoru. Pokud by se tato doba stanovila příliš krátká, nedošlo by k dostatečnému omezení vypínací ztrátové energie tranzistoru, jelikož by doba nárůstu napětí byla srovnatelná s vypínací dobou tranzistoru. Pokud by se doba určila příliš dlouhá, vznikaly by zbytečně velké nároky na hodnoty odlehčovacího kondenzátoru a zejména resetovací tlumivky L_1 , protože by tyto prvky musely akumulovat větší množství energie, tím by byly rozměrnější a vznikala by v nich větší výkonová ztráta.

Vypínací doby tranzistoru t_{doff} a t_f jsou 26 a 34 ns. Pokud bude doba nárůstu (doba t_{vyb}) zvolena cca 300 ns, bude dostatečně delší, než vypínací doby tranzistoru a zároveň řádově kratší, než doba spínací periody (při 70 kHz je to cca 14 μ s).

Vypínací proud tranzistoru je 54 A, během doby t_{vyb} nemůže dojít ke znatelné změně proudu, je jí omezeno poměrně velkou indukčností transformátoru a krátkou dobou trvání nárůstu napětí.

Proud tedy budeme brát konstantní během doby t_{vyb} . Kapacita se určí ze základního vztahu pro kondenzátor:

$$C = I_{\text{max}} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta u} = 54 \text{ A} \cdot \frac{300 \text{ ns}}{540 \text{ V}} = 30 \text{ nF}$$

Z řady volíme kapacitu **33 nF**.

Proudové dimenzování kondenzátoru: Kondenzátorem teče proud 54 A po dobu 300 ns. Poté ještě po zapnutí tranzistoru dochází k „resetování“ odlehčovacího článku, tento děj ale trvá déle při mnohem menším proudu, k efektivnímu proudu tedy nepřispívá výraznou měrou, navíc hodnotu nepotřebujeme znát přesně (pouze rámcově pro výběr typu kondenzátoru). Efektivní hodnotu proudu $I_{\text{Cl,ef}}$ pak určíme pomocí špičkového proudu a odmocniny z doby vedení proudu ku periodě:

$$I_{\text{Cl,ef}} = I_{\text{max}} \cdot \sqrt{\frac{t_{\text{vyb}}}{T}} = 54 \text{ A} \cdot \sqrt{\frac{300 \text{ ns}}{14 \mu\text{s}}} = 7,9 \text{ A}$$

To je poměrně velká hodnota, běžné metalizované polypropylenové svitkové kondenzátory (typ MKP) by už nemusely vyhovět, proto byl zvolen typ kondenzátoru **WIMA FKPI**, který má elektrody vinuté přímo hliníkovou folií, nikoli jen napařené na svitku. Jsou to kondenzátory určené pro VF pulzní a rezonanční aplikace. Kondenzátor je dimenzován na 1600 V (jde o stejnosměrné napětí, povolená hodnota střídavého napětí je menší a dále se snižuje s frekvencí).

Návrh cívky:

Po sepnutí tranzistorů proběhne mezi kondenzátory C_1 , C_2 a cívkou L_1 rezonanční půlkmit, který nabije kondenzátory, aby byly připraveny na odlehčení dalšího vypínacího děje tranzistorů. Doba trvání tohoto půlkmitu, označená t_{nab} na Obr. 6-5, musí být pro správnou funkci odlehčovacího obvodu kratší, než doba sepnutí tranzistorů. Po skončení půlkmitu je zabráněno pokračování rezonančního kmitání zavřením diody D_5 na Obr. 6-4. Prvky D_6 a R_1 plní pouze ochrannou funkci, aby na diodě D_5 nevznikal příliš velký napětíový překmit při jejím zavření, způsobený konečnou dobou zpětného zotavení diody t_{rr} .

Doba sepnutí tranzistorů při jmenovité střídě 0,35 a spínací frekvenci 70 kHz je 5 μs . Doba rezonančního půlkmitu by se v ideálním případě volila jen mírně kratší, než doba sepnutí tranzistorů, tím by v odlehčovacím článku byly nejmenší efektivní a špičkové hodnoty proudů. Střída spínání tranzistorů se ale zkracuje s klesajícím výstupním napětím zdroje, pak by pro menší hodnoty výstupního napětí nedocházelo k plnému resetování odlehčovacího článku a ten by pak fungoval pouze omezeně. Proto je volen kompromis a doba půlkmitu t_{nab} byla stanovena na 2,5 μs . Doba teoretického celého kmitu rezonančního obvodu je pak dvojnásobek, tedy 5 μs , z čehož plyne rezonanční frekvence odlehčovacího článku 200 kHz (převrácená hodnota periody). V průběhu rezonančního půlkmitu jsou kondenzátory pomocí otevřené diody D_5 zapojeny sériově, pro výpočet potřebné indukčnosti cívky je tedy použita poloviční hodnota kapacity. Indukčnost cívky se určí z Thomsonova vztahu:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (200 \text{ kHz})^2 \cdot \frac{33 \text{ nF}}{2}} = 38 \mu\text{H}$$

Průběh proudu cívkou L_1 je naznačen na Obr. 6-5. Špičkovou hodnotu proudu I_{Lmax} lze určit pomocí reaktance cívky a Ohmova zákona, který u harmonických průběhů platí jak pro efektivní, tak pro špičkové hodnoty:

$$I_{Lmax} = \frac{U_{max}}{X_L} = \frac{540 \text{ V}}{2\pi \cdot 200 \text{ kHz} \cdot 38 \text{ } \mu\text{H}} = 11,3 \text{ A}$$

Efektivní hodnota průběhu I_{Lef} se určí podle následujícího vztahu:

$$I_{Lef} = \frac{I_{Lmax}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{t_{nab}}{T}} = \frac{11,3 \text{ A}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{2,5 \text{ } \mu\text{s}}{14 \text{ } \mu\text{s}}} = 3,4 \text{ A}$$

Pro realizaci indukčnosti bylo vybráno feritové jádro ETD2910, které má průřez středního sloupku $S_{Fe} = 76 \text{ mm}^2$. Potřebný počet závitů se určí ze špičkového proudu a maximální hodnoty sycení B_{max} , která byla stanovena na 0,25 T:

$$N = \frac{L \cdot I_{Lmax}}{B_{max} \cdot S_{Fe}} = \frac{38 \text{ } \mu\text{H} \cdot 11,3 \text{ A}}{0,25 \text{ T} \cdot 76 \text{ mm}^2} = 23$$

Průřez mědi vodiče vinutí se určí pomocí efektivního proudu a proudové hustoty σ , která byla stanovena na 3 A/mm²:

$$S_{Cu} = \frac{I_{Lef}}{\sigma} = \frac{3,4 \text{ A}}{3 \text{ A/mm}^2} = 1,1 \text{ mm}^2$$

Cívku je nutno vinout VF svazkovým vodičem (lankem) z důvodu průchodu VF proudu. Nakonec bylo ověřeno, že je na kostičce dostatek místa pro vinutí (jinak by bylo nutné vzít větší jádro a přepočítat závity). Do jádra se musí vložit vzduchová mezera tak, aby byla dosažena požadovaná indukčnost.

Dimenzování diod odlehčovacího článku:

Diody D_2 a D_4 (viz Obr. 6-4) musí být dimenzovány na špičkovou hodnotu proudu rovnou vypínacímu proudu tranzistoru, protože po dobu nárůstu napětí tranzistoru (označenou t_{vyb} na Obr. 6-5) přebírají plný vypínací proud, tedy 54 A. Střední hodnota proudu těchto diod je dána vynásobením špičkové hodnoty poměrem doby t_{vyb} ku periodě T , což je přibližně 1,2 A. To je relativně malá hodnota, diody tedy zejména musí být schopny vydržet špičkový proud 54 A s rozumným úbytkem napětí v propustném směru. Byl vybrán stejný typ diod z karbidu křemíku jako pro nulové diody tranzistorů, tedy **STPSC15H12D**.

Dioda D_5 (viz Obr. 6-4) musí být dimenzována na špičkovou hodnotu proudu odlehčovací cívkou L_1 , tedy 11,3 A. Střední hodnota proudu je stejná jako v předchozím případě, tedy 1,2 A. Zde z důvodu menší špičkové hodnoty proudu vyhoví slabší diody. Byly opět vybrány diody z karbidu křemíku, typ **C4D05120A** od výrobce *Cree*.

Dioda D_6 pouze zachytává případné překmity na diodě D_5 , které díky její rychlosti budou velmi krátké a s malou energií. Byla vybrána běžná malá rychlá křemíková dioda typu STTH112 s parametry 1200 V, 1 A, 75 ns. Tato dioda není montována na chladiči.

Rezistor R_1 zabraňuje proudovým rázům do diody D_6 při zapnutí tranzistoru v případě, že by se odlehčovací kondenzátor C_2 mírně přebíjel na opačnou polaritu, což se může stát z důvodu

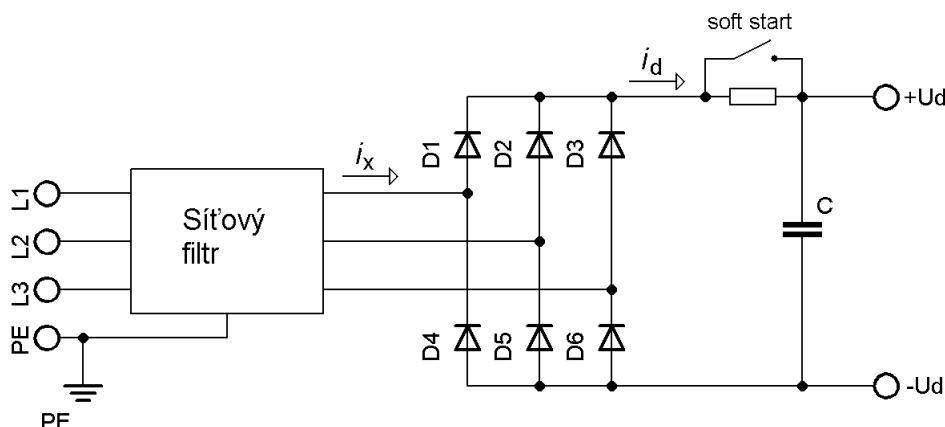
existence parazitních indukčností spojů v obvodu (nulová dioda D_3 se neotevře okamžitě). Jeho hodnota byla zkusmo stanovena na $150 \Omega / 2 \text{ W}$ a ukázalo se, že měnič takto pracuje bez problému. Rezistor byl do zapojení přidán až následovně (zapojen do série s D_6), na DPS tedy pro něj není pozice.

6.1.5 Síťový usměrňovač a filtrace

Klasické zapojení usměrňovače s filtračním kondenzátorem velké kapacity odebírá ze sítě nesinusový pulzující proud a tím nedosahuje příliš dobrého účinníku (běžné jsou hodnoty kolem $\lambda = 0,7$). Účinník takového usměrňovače se dá výrazně zlepšit zařazením filtrační tlumivky mezi šestipulzní usměrňovací diodový můstek a filtrační kapacitu (dá se dosáhnout hodnoty až $\lambda = 0,95$ [19]), ovšem tím výrazně roste velikost a hmotnost zařízení.

Nejsofistikovanější řešení, které umožňuje dosáhnout téměř harmonického tvaru odebíraného proudu a účinníku blízkému se 1, využívá obvod aktivní korekce účinníku (PFC), viz kapitola 2.7 na straně 15. Toto zapojení je v podstatě další měnič se všemi náležitostmi (řídící obvody, budiče atd.), proto pro realizaci funkčního vzorku nebude využito – znamenalo by zbytečnou složitost navíc.

Pro realizaci funkčního vzorku bylo zvoleno kompromisní a poněkud netradiční řešení, které využívá pouze šestipulzního usměrňovače a kondenzátoru, jehož kapacita je ale malá, tzv. podkritická [19]. Základní zapojení použitého usměrňovače je uvedeno na následujícím obrázku:



Obr. 6-6: Zapojení třífázového usměrňovače.

Podkritická kapacita kondenzátoru znamená, že proud i_d , tekoucí z usměrňovače, neklesá k nule. Fázový proud i_x má potom tvar kladných a záporných obdélníkových pulzů, které jsou více či méně zkreslené v závislosti na velikosti kapacity kondenzátoru C . Teoreticky bychom tedy chtěli velmi malou kapacitu kondenzátoru, jen takovou, aby vykryla VF pulzní odběr měniče (tzn. jen „blokovací“ kapacita), potom by odebíraný proud měl nejlepší tvar.

Prakticky je ale malá kapacita kondenzátoru téměř nepoužitelná z následujících důvodů:

- Na teoretickém harmonickém průběhu napětí v síti bývají superponovány různé přechodové děje a krátké napěťové špičky, které vznikají připojováním a odpojováním zátěží, reakcí ochran atd. Pokud je v meziobvodu použita klasicky velká kapacita filtračního kondenzátoru, nemají tyto napěťové špičky dost energie na to, aby se výrazněji projevíly na napětí meziobvodu. Pokud je ale kapacita kondenzátoru velmi malá, tyto špičky pronikají téměř nezměněny a můžou způsobit destrukci měniče.

- Reálná síť vykazuje vždy určitou sériovou indukčnost. Problém zde nastává zejména při náhlém odlehčení odběru proudu z meziobvodu, které může nastat např. při odpojení zátěže nebo reakci ochrany měniče. Energie akumulovaná v sériové indukčnosti sítě se poté vybije do kondenzátoru, čímž způsobí navýšení jeho napětí. Největší problém nastává při velké indukčnosti sítě (např. delší venkovní vedení), malé kapacitě kondenzátoru a větším proudovém odběru, kdy by náhlé odlehčení meziobvodu téměř jistě znamenalo destrukci měniče přepětím.
- Indukčnost sítě spolu s kapacitou kondenzátoru meziobvodu tvoří rezonanční obvod. Za určitých okolností může dojít k nestabilitě regulátorů měniče, vedoucí k vybuzení a zesílení kmitů v tomto parazitním rezonančním obvodu. V krajním případě může rozkmit napětí dosahovat až dvojnásobku jmenovité hodnoty napětí v meziobvodu, s důsledkem opět zničení součástek měniče. Větší kapacita kondenzátoru vede na razantně menší jakost tohoto parazitního rezonančního obvodu.

Běžná hodnota sériové indukčnosti sítě se pohybuje v řádu stovek μH , s rezervou můžeme počítat s indukčností 1 mH. Velikost napěťového překmitu na kondenzátoru při náhlém odlehčení sítě můžeme spočítat z rovnosti energií v indukčnosti sítě a kapacitě kondenzátoru. Ve vztahu je použita pouze hodnota „příbytku“ napětí na kondenzátoru ΔU . Kdyby energie zvyšující napětí na kondenzátoru pocházela pouze z indukčnosti sítě, tak by se pro výpočet energie kondenzátoru musel použít rozdíl kvadrátů napětí. Ale protože při nabíjení kondenzátoru dodává energii nejen sériová indukčnost, ale i samotný zdroj napětí (z náhradního schématu sítě), po úpravě vychází skutečně následující vztah:

$$\frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 = \frac{1}{2} \cdot C \cdot \Delta U^2$$

Ze vztahu můžeme vyjádřit potřebnou kapacitu kondenzátoru:

$$C = \frac{L \cdot I^2}{\Delta U^2}$$

Napěťový překmit při odlehčení by určitě neměl být větší, než 100 V. Dosadíme tedy do vztahu tuto hodnotu spolu s maximální indukčností sítě 1 mH. Jako proud bude dosazen odběr při plném výkonu měniče, tedy $I = 12,6 \text{ kW} / 540 \text{ V} = 23 \text{ A}$:

$$C = \frac{1 \text{ mH} \cdot (23 \text{ A})^2}{(100 \text{ V})^2} = 53 \mu\text{F}$$

K dispozici jsou svitkové kondenzátory 20 μF / 800 V / 15 A_{ef}. Protože měnič obsahuje celkem 4 tranzistorové spínače, bude vhodné použít 4 tyto kondenzátory, které budou zároveň sloužit jako blokovací pro jednotlivé spínače. Celková reálně použitá kapacita v meziobvodu bude tedy **80 μF** .

Teoretický tvar fázového proudu s ideální sítí, plným výkonem a uvedenou kapacitou v meziobvodu 80 μF je na následujícím obrázku (výstup ze simulace).



Obr. 6-7: Teoretický tvar fázového proudu odebíraného usměrňovačem.

Je tedy vidět určité zkreslení proudu vlivem kapacity kondenzátoru, je ale stále přijatelné.

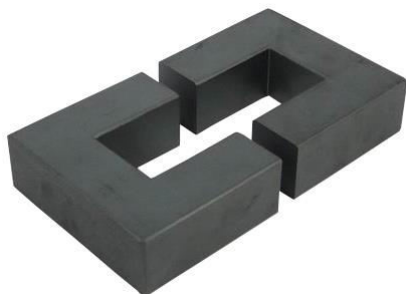
Další obvodové prvky, znázorněné na Obr. 6-6, jsou síťový filtr a obvod soft start. Vzhledem k poměrně malé kapacitě kondenzátoru v meziobvodu na něm může vznikat větší vf zvlnění napětí vlivem spínání tranzistorů měniče, toto zvlnění se může dostávat přes usměrňovač zpět do sítě a mohlo by způsobit poměrně vysokou úroveň rušení. Pro praktický dlouhodobější provoz by tedy síťový filtr byl nutností, pro krátkodobé laboratorní testování zdroje je možné jej zatím vypustit. Obvod soft start je nutný pro omezení nárazového nabíjecího proudu kondenzátoru při připojení měniče do sítě.

Jako samotný šestipulzní usměrňovač bude použit hotový modul se šroubovými vývody, dimenzovaný na 60 A / 1600 V.

6.1.6 Návrh hlavního transformátoru měniče

Po předběžných výpočtech bylo stanoveno, že transformátor je realizovatelný na následujícím typu jádra:

Jádro transformátoru: U9330



- Transformátor bude složen z dvojice U-jader
- Materiál: **CF297** (N97)
- Průřez jádra: **860 mm²**
- Celkové rozměry okna pro vinutí: **36x96 mm**
- Rozměry jednoho U jádra: 93x76x30 mm

Vinutí bude provedeno na obou sloupcích jádra, přičemž na každém sloupku bude samostatné primární vinutí pro jednu polovinu měniče.

Transformátor bude navržen podle parametrů zvolených v kapitole 6.1.2, tedy $f = 70 \text{ kHz}$, $B_{\max} = 0,35 \text{ T}$ a $k_{\Delta I} = 0,6$, neboli střídavé sycení v jádru $\Delta B = B_{\max} \cdot k_{\Delta I} = 0,2 \text{ T}$.

Počet primárních závitů:

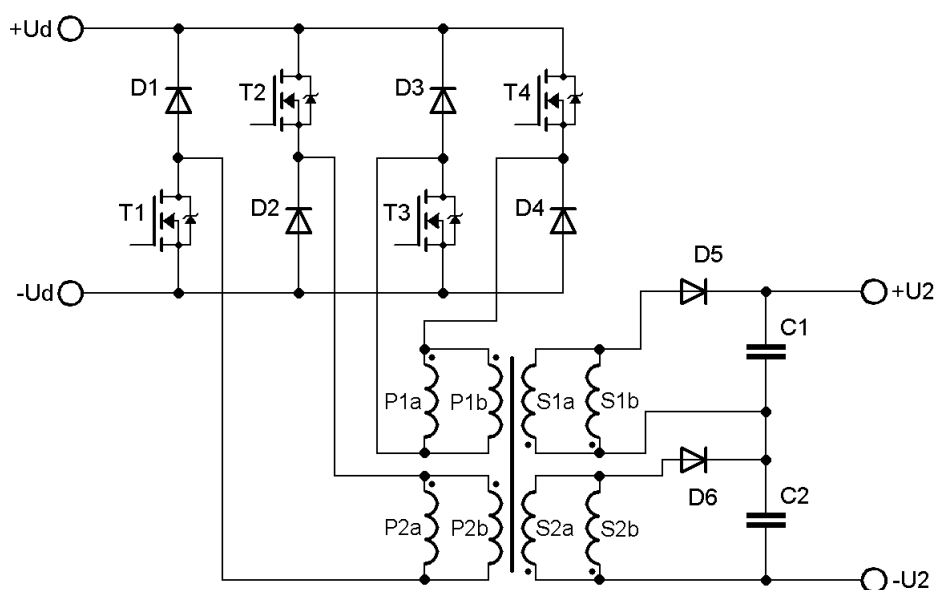
$$N_1 = \frac{U_1 \cdot s}{f \cdot \Delta B \cdot S_{Fe}} = \frac{540 \text{ V} \cdot 0,35}{70 \text{ kHz} \cdot 0,2 \text{ T} \cdot 860 \text{ mm}^2} \cong 16$$

Maximální výstupní napětí zdroje je 420 V. Toto napětí již není možné usměrnit pouze jednou diodou s běžným závěrným napětím 1200 V (více viz následující podkapitola 6.1.7), proto musí být sekundární vinutí rozděleno na poloviny, přičemž každá bude po usměrnění vytvářet 210 V.

Počet sekundárních závitů jednoho vinutí určíme následovně:

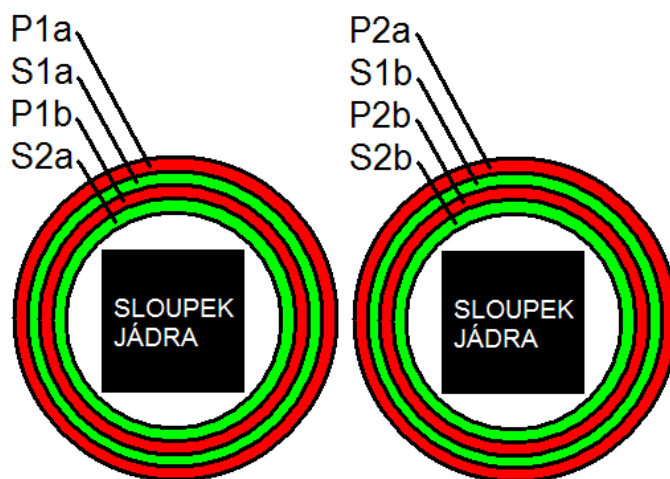
$$N_2 = N_1 \frac{1-s}{s} \cdot \frac{U_2}{U_1} = 16 \cdot \frac{1-0,35}{0,35} \cdot \frac{210 \text{ V}}{540 \text{ V}} \cong 11$$

Na Obr. 6-8 je principiální schéma zapojení silové části, přičemž je znázorněno zapojení jednotlivých částí vinutí transformátoru. Vinutí jsou dělená proto, aby bylo možné části vinutí mezi sebou prokládat a tím dosáhnout menší rozptylové indukčnosti transformátoru.



Obr. 6-8: Znázornění zapojení jednotlivých vinutí transformátoru.

Na Obr. 6-9 je uvedena fyzická konfigurace jednotlivých částí vinutí. I když mají sloupky jádra čtvercový průřez, musela být zvolena válcová kostřička, protože silnější vodiče by nebylo možné ohnout s malým poloměrem kolem hran jádra.



Obr. 6-9: Fyzická konfigurace vinutí transformátoru.

Teoretickou proudovou hustotu transformátoru σ můžeme získat jako podíl „celkového proudu“ v okně I_{tot} vypočteného dle vztahu 5.15 a celkového průřezu mědi v okně $S_{\text{Cu,tot}}$ (vztah 5-19). Tímto získáme hodnotu $\sigma = 3,3 \text{ A/mm}^2$.

Z podkapitoly 6.1.4 víme, že efektivní hodnota proudu jedním tranzistorem je 20,9 A. Stejná efektivní hodnota proudu protéká i jednou polovinou primárního vinutí (P1). Průřez mědi jedné poloviny primáru $S_{\text{Cu,P1}}$ se spočítá následovně:

$$S_{\text{Cu,P1}} = \frac{I_{1,\text{ef}}}{\sigma} = \frac{20,9 \text{ A}}{3,3 \text{ A/mm}^2} = 6,3 \text{ mm}^2$$

Z důvodu rozložení vinutí tak, aby jedna část vinutí zaplnila jednu celou (nebo téměř celou) vrstvu, bylo zvoleno, že každá dílčí část primárního vinutí (P1a, P1b, P2a, P2b) bude vinuta 3x paralelně svazkovým vodičem 70x0,15 mm. Polovina vinutí je tedy tvořena šesti vodiči s celkovým průřezem 7,4 mm². Bohužel u tohoto vinutí byl použit větší průměr drátků svazkového vodiče, což bude určitým způsobem navyšovat ztráty ve vinutí.

Efektivní hodnota proudu poloviny sekundárního vinutí $I_{2,\text{ef}}$ se určí podle vztahu 5.14, přičemž jako hodnota výstupního proudu $I_{2,\text{stř}}$ se dosazuje plná hodnota 30 A, protože vinutí budou v sérii:

$$I_{2,\text{ef}} = \frac{I_{2,\text{stř}}}{\sqrt{1-s}} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} k_{\Delta I}^2 + 1} = \frac{30 \text{ A}}{\sqrt{1-0,35}} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot 0,58 + 1} = 40,6 \text{ A}$$

Průřez mědi jedné poloviny sekundáru $S_{\text{Cu,S1}}$ se spočítá následovně:

$$S_{\text{Cu,S1}} = \frac{I_{2,\text{ef}}}{\sigma} = \frac{40,6 \text{ A}}{3,3 \text{ A/mm}^2} = 12,3 \text{ mm}^2$$

Z důvodu rozložení vinutí tak, aby jedna část vinutí zaplnila jednu celou (nebo téměř celou) vrstvu, bylo zvoleno, že každá dílčí část sekundárního vinutí (S1a, S1b, S2a, S2b) bude vinuta 4x paralelně svazkovým vodičem 180x0,1 mm. Polovina celého sekundárního vinutí je tedy tvořena osmi vodiči s celkovým průřezem 11,3 mm². Tímto menším průřezem je bohužel zvýšena proudová hustota na 3,6 A/mm², opět s důsledkem navýšení ztrát ve vinutí.

Celková délka vzduchové mezery transformátoru l_{δ} se spočítá např. s použitím Ampérova zákona, přičemž je nutné dosadit dvojnásobek špičkového proudu jedním tranzistorem, protože jádro je magnetováno oběma polovinami primáru. Magnetický odpor feritu je zanedbán, vzhledem k poměrně velké výsledné délce mezery je možné toto zjednodušení učinit.

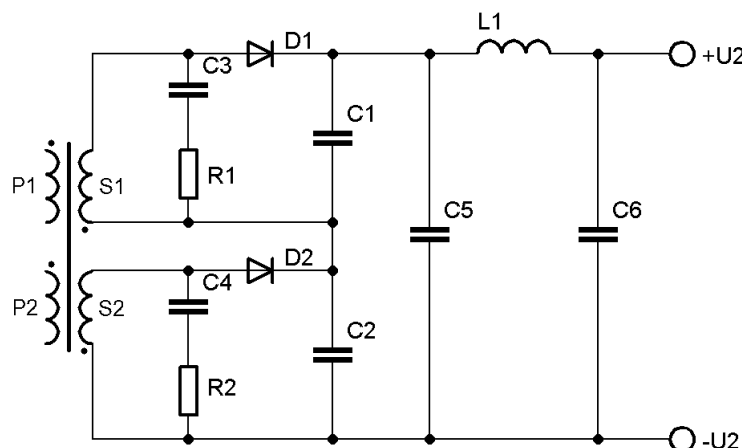
$$l_{\delta} = \frac{N_1 \cdot 2I_{\text{max}} \cdot \mu_0}{B_{\text{max}}} = \frac{16 \cdot 2 \cdot 54 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{0,35} = 6,2 \text{ mm}$$

Vložená mezera mezi poloviny jádra transformátoru potom bude dosahovat poloviční délky, tedy 3,1 mm, jelikož v magnetickém obvodu reálně budou dvě mezery.

Měřením bylo zjištěno, že mezi poloviny jádra je nutno vložit mezeru nikoli 3,1 mm, ale 5 mm, aby bylo dosaženo požadované indukčnosti. Původ tohoto jevu bude souviset s nehomogenitou pole ve vzduchové mezeře (vydutí siločar vně půdorysu mezery) a možná také poměrně velkou blízkostí obou sloupků jádra, kdy se část toku může různými způsoby uzavírat mezerou mezi sloupky (přes okno vinutí).

6.1.7 Sekundární usměrňovač a filtr

Schéma zapojení sekundárního usměrňovače a filtru je uvedeno na následujícím obrázku:



Obr. 6-10: Zapojení usměrňovače a LC filtru na sekundární straně.

Dílčí sekundární vinutí transformátoru S_1 , S_2 jsou usměrněny diodami D_1 , D_2 a výstupy jsou spojeny do série. Prvky R_1 , C_3 a R_2 , C_4 plní funkci tlumicích článků, které omezují překmitý na diodách při jejich vypnutí (při sepnutí tranzistorů na primární straně). Kondenzátory C_1 a C_2 teoreticky nejsou nutné, prakticky by vlivem rozdílných vlastností diod (zejména parazitní kapacity) a parazitních kapacit vinutí transformátoru nemuselo docházet k rovnoměrnému rozdělení napětí mezi sériově zapojené diody, tyto kondenzátory zajistí rozdělení napětí na diodách. Jsou použity svitkové kondenzátory o hodnotě 470 nF / 630 V. Kondenzátor C_5 je hlavní filtrační kondenzátor blokujícího měniče. Za něj je ještě zapojen přidavný LC filtr L_1 a C_6 , který je nutný z důvodu velkého zvlnění napětí na C_5 , viz dále.

Dimenzování usměrňovacích diod

Maximální výstupní napětí zdroje je 420 V, na jednu polovinu usměrňovače tedy připadá 210 V. Pracovní závěrné napětí diod (v době sepnutí tranzistorů) U_r je dáno součtem výstupního napětí dílčího usměrňovače a napětí transformovaného z primární strany (dosazena špičková hodnota usměrněného napětí $U_{1,max}$):

$$U_r = \frac{U_2}{2} + U_{1,max} \cdot \frac{N_2}{N_1} = 210 \text{ V} + 565 \text{ V} \cdot \frac{11}{16} = 598 \text{ V}$$

Je nutno ještě zohlednit toleranci sítě, dynamiku regulace a hlavně napěťové překmitý na diodě, které běžně mohou dosahovat více než 50 % pracovního závěrného napětí. Z tohoto důvodu je nutné použít diody se závěrným napětím 1200 V. Tímto je také zdůvodněna nutnost použití dvou usměrňovačů v sérii, protože diody na více než 1200 V nejsou příliš běžné, také mívají mnohem horší parametry.

Proudově diody dimenzujeme na střední hodnotu proudu, která je zde rovna výstupnímu proudu, tedy 30 A.

Jsou k dispozici diody z karbidu křemíku, typ **C4D20120D**. Jedná se o 2 čipy v 1 pouzdru, při paralelním spojení jsou diody schopny bezpečně usměrnit střední proud asi 20 A. Teoreticky by tedy stačily 2 kusy těchto dvoudiod. Protože ale diody z karbidu křemíku mají poměrně velký

diferenciální odpor, budou zapojeny **3 kusy pouzder paralelně** (6 dílčích čipů paralelně), s výhodou zmenšení úbytku v propustném směru a tím zvýšení účinnosti.

Tlumičí články

Diody z karbidu křemíku, pracující na Schottkyho principu, jsou velmi rychlé a doba zpětného zotavení je v podstatě dána parazitními kapacitami přechodu. Očekává se tedy, že napěťové překmity budou menší a měkčí, než u běžných křemíkových rychlých diod. Tím jsou zmenšené nároky na tlumičí články.

Při zjednodušujícím předpokladu obdélníkového průběhu napětí, přiloženého na sériový RC článek, je ztrátový výkon v rezistoru dán vztahem:

$$P_R = 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot C \cdot (\Delta U)^2 \cdot f$$

Ve vztahu je použita energie kondenzátoru související se změnou napětí, násobená dvěma, protože během jedné periody obsahuje průběh 2 hrany (přebíjení jedním a druhým směrem). Je tedy vidět, že ztrátový výkon na rezistoru nezávisí na hodnotě odporu, ale pouze na kapacitě kondenzátoru. Dá tedy smysl si určit maximální dovolený ztrátový výkon, z něj prvně dopočítat kapacitu kondenzátoru, hodnota rezistoru je poté volena spíše zkusmo už na hotovém vzorku tak, aby napěťový překmit byl co nejmenší (teoreticky je téměř nemožné popsat všechny parazitní děje a kmitání, vznikající při vypínání diody, a spočítat hodnotu rezistoru pro kritické tlumení). Ze vztahu tedy bude vyjádřena kapacita kondenzátoru a dopočítána její hodnota. Dovolенý ztrátový výkon na rezistoru byl zvolen 4 W (u běžných křemíkových diod by dle praktických zkušeností u takového výkonu zdroje bylo nutné volit vyšší ztrátový výkon na rezistorech).

$$C = \frac{P_R}{(\Delta U)^2 \cdot f} = \frac{4}{(598 \text{ V})^2 \cdot 70 \text{ kHz}} = 160 \text{ pF}$$

Reálně bývá ztrátový výkon na rezistoru menší, a to zejména pokud se časová RC konstanta článku začíná blížit době trvání hran napětí, což prakticky často nastává. Poté je možné např. zvětšit hodnotu kondenzátoru a tím dosáhnout lepšího tlumení se stejným ztrátovým výkonem, jako byl předpokládán. V této konkrétní aplikaci je navíc jedna hrana napětí značně zpomalena odlehčovacím článkem na primární straně.

Původně byly zvoleny dva paralelně spojené rezistory 100 Ω / 2 W, s výslednou hodnotou 50 Ω. Při praktických testech ale byly hodnoty rezistorů sníženy na 39 Ω (tedy 19,5 Ω paralelně), kdy byly nejmenší překmity na diodách. Kapacita kondenzátoru mohla být navýšena na 330 pF bez přehřívání rezistorů. V tom případě byla časová konstanta RC článku cca 6 ns, což je téměř jistě méně, než doba trvání hran napětí z transformátoru, pak ztrátový výkon na rezistorech klesá oproti výpočtu.

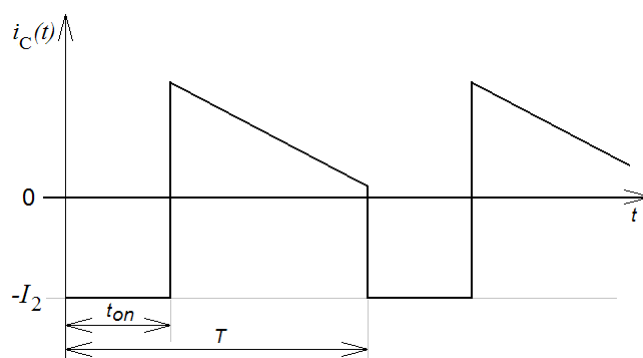
Filtrační kondenzátor

Na filtrační kondenzátor blokujícího měniče, označený C₅ na Obr. 6-10, jsou kladeny velké nároky, co se týče proudového dimenzování (ve srovnání s filtračním kondenzátorem propustného měniče). U běžných nízkovýkonových blokujících měničů bývá jako filtrační kapacita použit elektrolytický kondenzátor, nebo jejich paralelní kombinace. Tyto kondenzátory se vyznačují velkou měrnou kapacitou (energií), takže je možno dosáhnout malého zvlnění výstupního napětí, na druhou stranu tyto kondenzátory nevydrží příliš velké proudy (mají velký

vnitřní sériový odpor). U měniče velkého výkonu, řešeného v této práci, by bylo nutné použít velkou „baterii“ elektrolytických kondenzátorů s důsledkem navýšení velikosti celého zdroje a hlavně zvýšení ztrát (snížení účinnosti).

U blokujícího měniče velkého výkonu může být výhodné použití svitkového polypropylenového kondenzátoru jako hlavní filtrační kapacity. Tyto kondenzátory se vyznačují velkou proudovou zatížitelností při malých rozměrech, na druhou stranu bohužel dosahují mnohem menších kapacit než elektrolytické kondenzátory, což vede k velkému zvlnění výstupního napětí. V dnešní době jsou k dispozici speciální vysokokapacitní svitkové kondenzátory (typ označovaný jako „DC-link capacitor“) za rozumnou cenu, jejichž použití je velmi výhodné v této aplikaci (tyto kondenzátory jsou vhodné pouze pro stejnosměrné aplikace, nejsou stavěné na větší střídavou složku napětí). Navíc jak bude ukázáno dále, za kondenzátor je možné zařadit ještě přídavný LC filtr, který při malých rozměrech velmi efektivně potlačí zvlnění napětí, poté je možné volit velkou hodnotu zvlnění napětí na hlavním filtračním kondenzátoru (v řádu několika procent výstupního napětí) a tím snížit potřebnou kapacitu.

Tvar proudu, tekoucího filtračním kondenzátorem, je stejný jako tvar proudu sekundárním vinutím (který je znázorněn na Obr. 5-4 na straně 37 v kapitole 5.1.4), který je ale posunutý stejnosměrně tak, aby jeho střední hodnota byla nulová (podmínka pro ustálený stav na kapacitě). Proud tedy vypadá přibližně následovně:



Obr. 6-11: Proud filtračním kondenzátorem sekundárního usměrňovače.

V závislosti na velikosti činitele šikmosti proudu $k_{\Delta I}$ může šikmá část průběhu končit i pod nulou, pro přibližný výpočet zvlnění i tak postačí počítat s nábojem, který musí být kondenzátorem dodán během doby t_{on} . Během této doby jsou zavřené diody usměrňovače, odebíraný proud je vykrýván kondenzátorem a je tedy roven záporně vzatému výstupnímu proudu I_2 , v našem případě 30 A.

Potřebná kapacita se poté dá vyjádřit ze základního vztahu pro kondenzátor. Zvlnění napětí ΔU pro první přiblížení volíme 10 V:

$$C = I \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U} = I_2 \cdot \frac{s}{f \cdot \Delta U} = 30 \cdot \frac{0,35}{70 \text{ kHz} \cdot 10 \text{ V}} = 15 \mu\text{F}$$

U proudového dimenzování kondenzátoru můžeme vycházet z vypočtené efektivní hodnoty proudu sekundárního vinutí $I_{2,ef}$ (viz podkapitola 6.1.6), ze kterého matematicky odstraníme stejnosměrnou složku. Efektivní hodnota střídavé složky průběhu, která je rovna efektivní hodnotě proudu kondenzátorem $I_{C,ef}$ a stejnosměrná složka I_2 spolu tvoří tzv. ortogonální funkce, které neobsahují stejné harmonické složky a je poté možné pro efektivní hodnoty psát:

$$I_{2,ef}^2 = I_{C,ef}^2 + I_2^2$$

Po vyjádření hledané hodnoty efektivního proudu kondenzátorem:

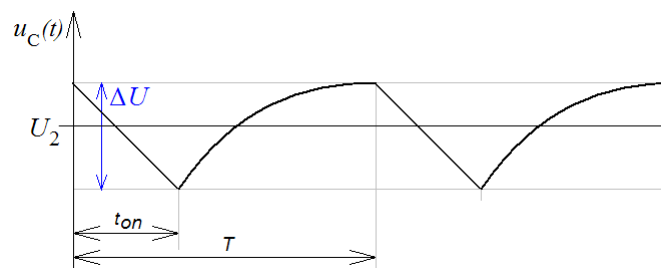
$$I_{C,ef} = \sqrt{I_{2,ef}^2 - I_2^2} = \sqrt{(40,6 \text{ A})^2 - (30 \text{ A})^2} = 27 \text{ A}$$

K dispozici jsou kondenzátory 20 μF / 800 V / 15 A_{ef}. Jedná se o MKP svitky typu „DC-link“ v krabicovém pouzdru o rozměrech 28x37x42 mm, typ B32776E8206K000 od výrobce Epcos. Kapacitou by vyhověl 1 kus, ale z důvodu proudového dimenzování je nutné zapojit dva tyto kondenzátory paralelně. Výsledná hodnota zvlnění napětí se zmenší na:

$$\Delta U = I \cdot \frac{s}{f \cdot C} = 30 \text{ A} \cdot \frac{0,35}{70 \text{ kHz} \cdot 40 \mu\text{F}} = 3,8 \text{ V}$$

Přídavný LC filtr

Tvar průběhu zvlnění napětí na kondenzátoru je dán integrálem z proudu (Obr. 6-11) a zde má poněkud složitější tvar, který je přibližně znázorněn na následujícím obrázku:



Obr. 6-12: Zvlnění napětí filtračního kondenzátoru usměrňovače.

Pokud budeme uvažovat čistě konstantní napětí na druhém filtračním kondenzátoru C₆ (viz Obr. 6-10), bude tvar průběhu napětí na filtrační tlumivce stejný, jako průběh zvlnění na prvním kondenzátoru, tedy průběh na Obr. 6-12 s nulovou střední hodnotou. Pro výpočet zvlnění proudu filtrační tlumivkou musíme vycházet z integrálu z tohoto průběhu, tedy z plochy pod křivkou části průběhu nad, nebo pod nulou. Tato plocha se dá velmi přibližně vyjádřit jako plocha trojúhelníku, který má základnu rovnu polovině periody T a výšku rovnu polovině zvlnění napětí ΔU.

$$\Delta I_L \cong \frac{1}{L} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta U}{2} = \frac{\Delta U}{4 \cdot f \cdot L}$$

Poté můžeme určit potřebnou indukčnost. Jako zvlnění proudu ΔI_L byla dosazena desetina výstupního proudu, tedy 3 A.

$$L \cong \frac{\Delta U}{4 \cdot f \cdot \Delta I_L} = 4,5 \mu\text{H}$$

Pro výpočet kapacity kondenzátoru LC filtru můžeme vycházet z mezní frekvence filtru, která je dána Thomsonovým vztahem. Jedná se o filtr druhého řádu, tedy útlum je závislý na druhé mocnině poměru vstupní a mezní frekvence. Toto platí pro harmonický průběh napětí, kondenzátor nicméně bude takto navržen, i když průběh zvlnění není příliš harmonický – postačí

přibližný návrh. Pokud bude zvolena mezní frekvence filtru 10 kHz, bude útlum při 70 kHz přibližně 50x, což dostačuje s velkou rezervou. Kapacitu kondenzátoru LC filtru určíme z Thomsonova vztahu:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_r^2 \cdot L} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (10 \text{ kHz})^2 \cdot 4,5 \mu\text{H}} = 56 \mu\text{F}$$

Tlumivka je realizována na železoprachovém toroidním jádru o vnějším průměru 3 cm, na které je navinuto 6 závitů vinutých 2x paralelně pevným lakovaným vodičem 1,6 mm. Zde není nutné používat svazkový vodič vzhledem k malému zvlnění proudu.

Jako kondenzátor LC filtru bylo použito sériové spojení dvou elektrolytických kondenzátorů 100 μF / 350 V. Opět z důvodu malého zvlnění proudu je zde možné použít elektrolytické kondenzátory, s výhodou malých rozměrů.

Tím je hotové dimenzování celé silové části měniče.

6.1.8 Budiče tranzistorů

Pro tranzistory z karbidu křemíku C2M0040120D bylo vyvinuto inovované zapojení budiče, které vychází z klasického jednoduchého zapojení budiče s budicím transformátorem. Nové zapojení disponuje všemi potřebnými parametry pro buzení tranzistorů z karbidu křemíku při zachování jednoduchosti a robustnosti.

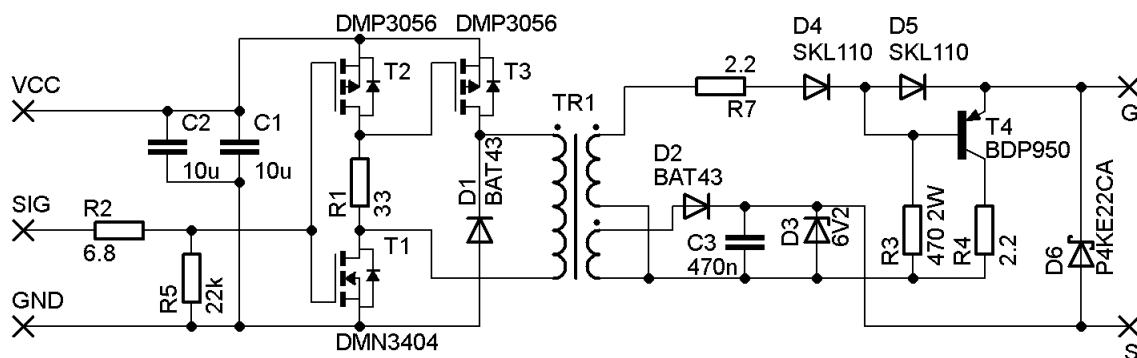
Tranzistory MOS-FET z karbidu křemíku mají poněkud speciální požadavky na kvalitu budicího signálu. Je vhodné je spínat napětím 20 V (oproti 12-15 V pro běžné MOS-FETy), přičemž se ani špičkově nesmí překročit maximální hodnota napětí 25 V, což může hrozit vlivem překmitu napětí při náběžné hraně (sepnutí). Naopak vypínat tranzistory je vhodné záporným napětím -5 V (oproti často používaným 0 V pro běžné MOS-FETy), přičemž se ani špičkově nesmí překročit hodnota napětí -10 V, což může hrozit vlivem překmitu napětí při sestupné hraně (vypnutí).

Také je vhodné, aby budič byl schopen na výstupu generovat strmější napěťové hrany, než běžně používané budiče (doba trvání hran při výstupu naprázdno by měla být cca do 50-100 ns). Tranzistory z karbidu křemíku mají menší strmost převodní charakteristiky, při delším trvání hran by se tedy zapínaly a vypínaly příliš dlouho (dlouhá doba průchodu napětí na hradle lineární oblastí) s důsledkem navýšení přepínacích ztrát.

Samozřejmě budič musí být schopen dodat velké špičkové proudy nutné pro přebíjení kapacity hradla. V případě použitého typu tranzistorů C2M0040120D je doporučená hodnota odporu v sérii s hradlem 2,5 Ω , budič by tedy měl být schopen dodat špičkový proud téměř 10 A.

V zapojení silové části měniče jsou použity 4 výkonové tranzistory. Dolní tranzistory mají společný *source*, teoreticky by je tedy bylo možné budit jedním budičem, ale prakticky je to velmi nevhodné, protože mezi jejich *source* se mohou vlivem rychlého spínání objevovat poměrně značné napěťové špičky. Horní tranzistory sice pracují topologicky paralelně, ale nemají společný *source* z důvodu děleného primárního vinutí transformátoru. Z těchto důvodů je nutné použít pro buzení každého tranzistoru vlastní budič (tedy celkem 4 ks budičů).

Protože přenášená střída je pouze do 50 %, je možné pro přenos signálu použít budicí transformátorek. Inovované schéma zapojení budiče je ukázáno na následujícím obrázku, vzniklo poměrně značnou modifikací běžně používaného zapojení pro buzení křemíkových MOSFETů.



Obr. 6-13: Zapojení budiče tranzistoru C2M0040120D.

Jako první bylo nutné vyřešit vypínání tranzistoru záporným napětím. Za tím účelem bylo na budič transformátorek TR_1 přidáno další sekundární vinutí a součástky D_2 , C_3 , D_3 , které vytváří potřebné záporné napětí. Kapacita kondenzátoru C_3 musí být volena tak, aby na něm nevznikalo znatelné zvlnění napětí vlivem přebíjení hradla kondenzátoru, ale zároveň nesmí být příliš velká, aby ideálně během prvního budičeho pulzu došlo k plnému nabití C_3 . Hlavní sekundární vinutí musí vytvářet napětí dostatečné pro pokrytí celého potřebného budičeho rozkmitu na hradle, tedy 25 V (+ úbytek na D_4 , D_5).

Další modifikací bylo přidání dalších dvou tranzistorů na primární stranu budiče. Běžně se používá pouze jeden tranzistor, který připojí primární vinutí k napájecímu napětí a po jeho vypnutí je vinutí demagnetizováno do Zenerovy diody. Toto zapojení přináší nevýhodu v tom, že opačná polarita napětí není po vypnutí tranzistoru T_1 primárnímu vinutí vnucena zdrojem napětí, ale vzniká průchodem magnetizačního proudu přes Zenerovu diodu (Zenerovo napětí). Proto vlivem existence parazitních kapacit součástek (pomocný spínací tranzistor, transformátorek, dioda sekundární strany) může být sestupná hrana poněkud zpomalena. Druhou nevýhodou je výkon mařený na Zenerově diodě, který může značně navyšovat potřebný příkon budiče a tím snižovat celkovou účinnost spínaného zdroje. Proto bylo zvoleno zapojení, které během doby vypnutí hlavního tranzistoru tvrdě vybije parazitní kapacity sepnutím pomocného tranzistoru T_2 , přičemž je umožněna demagnetizace vinutí zpět do napájecího napětí přes diodu D_1 a tím je energie v magnetizační indukčnosti transformátorku vrácena zpět do napájení. Tranzistory T_1 , T_2 , T_3 jsou malé MOS-FETy, které by z důvodu rychlosti měly mít malé parazitní kapacity a náboj hradla, ale zároveň musí dodat potřebné špičkové proudy (10-20 A).

Budič se napájí napětím $V_{CC} = 15$ V. Sepnutí výkonového MOS-FETu probíhá přivedením log. 1 (=VCC) na vstupní svorku SIG budiče. Tím se otevrou tranzistory T_1 a T_3 a primární vinutí transformátorku TR_1 je připojeno k napájení VCC. Přes tranzistory T_1 a T_3 přímo prochází transformovaný špičkový proud, nutný k sepnutí (nabití) hradla výkonového tranzistoru. Výkonový tranzistor se otevírá přes zapínací odpor R_7 .

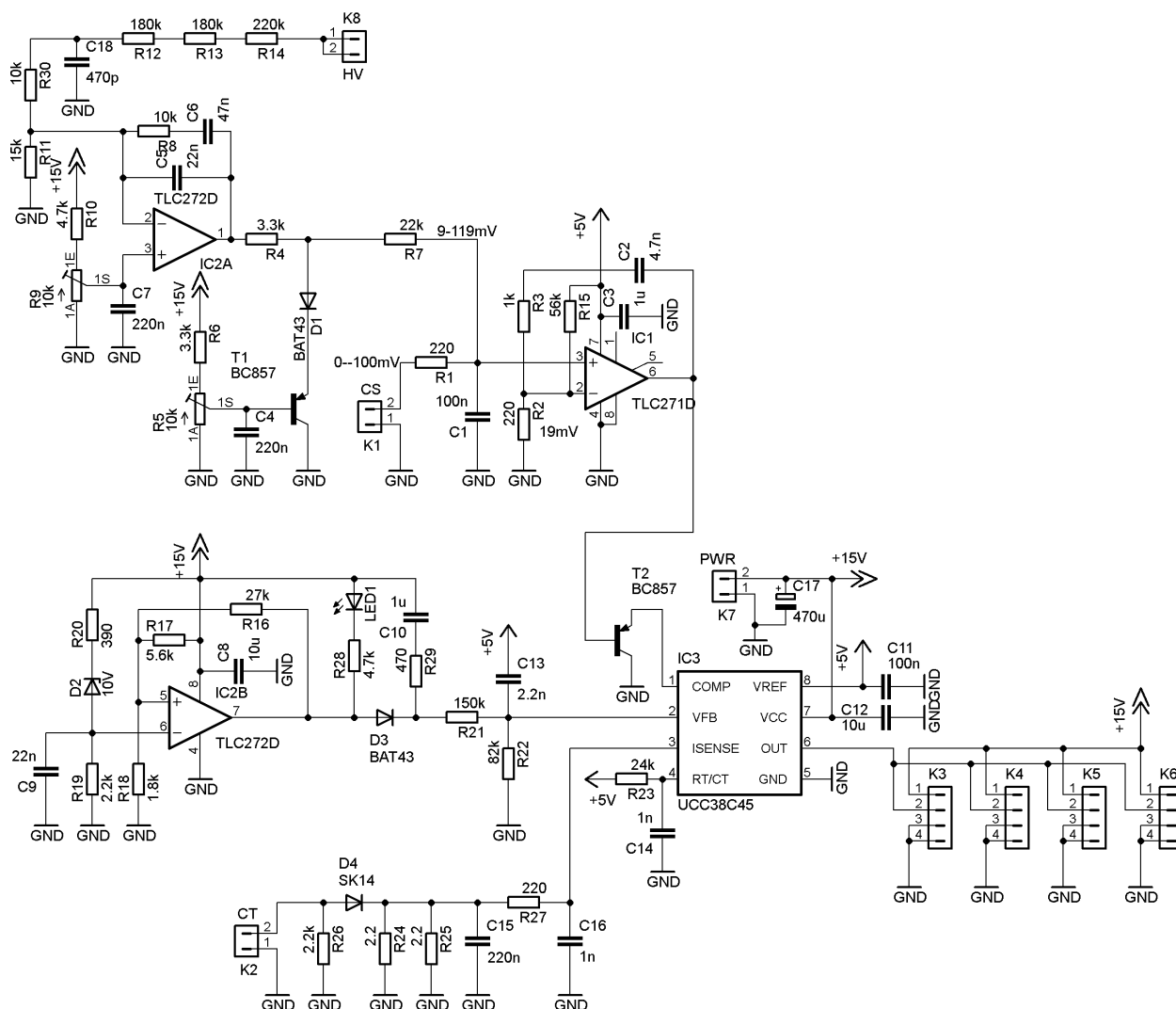
Při přivedení log. 0 na vstup SIG dojde k zavření T_1 , T_3 a sepnutí T_2 . Tím jsou rychle vybity parazitní kapacity a je umožněna demagnetizace primárního vinutí TR_1 do napájení. Přes tranzistor T_2 neprochází transformovaný špičkový vybíjecí proud hradla výkonového tranzistoru, protože ten je vytvářen pomocí tranzistoru T_4 na sekundární straně budiče (princip obdobný běžnému zapojení budiče). Výkonový tranzistor se vypíná přes otevřený tranzistor T_4 a vypínací odpor R_4 . Vypínací odpor je zařazen v emitoru T_4 (nikoli až před hradlem výkonového tranzistoru) pro eliminaci zakmitávání během vybíjení kapacity hradla.

Na výstupní svorky je ještě přidán transil D₆, který ořezává případné překmity napětí při náběžné hraně.

Budicí transformátolek je navinut na dvou feritových toroidních jádérkách T1605 (průměr 16mm, výška 5mm) vedle sebe. Primární vinutí má 11 závitů, sekundární 20 závitů a pomocné 4 závity, vodič je tenký drát s teflonovou izolací. Vinutí musí být rozprostřena rovnoměrně přes sebe z důvodu minimalizace rozptylové indukčnosti. Fotografie hotového budiče, kde je vidět i budicí transformátolek, jsou v kapitole 6.2.

6.1.9 Řídicí obvody

Schéma zapojení řídicích obvodů je uvedeno na následujícím obrázku:



Obr. 6-14: Zapojení řídicích obvodů spínaného zdroje.

Základem zapojení je jednocelový integrovaný obvod UCC38C45, který je vylepšenou (zrychlenou) verzí klasického obvodu UC3845. Tento obvod pracuje na principu tzv. „current-mode control“, neboli řízení v proudovém režimu. To znamená, že IO v sobě neobsahuje kompletní pulzně-šířkový modulátor, ale rampa pro PWM komparátor se bere přímo ze signálu odpovídajícímu proudu v primárním silovém obvodu. Výhody tohoto řešení jsou velmi rychlá odezva proudové smyčky a z principu plynoucí omezení špičkové hodnoty proudu. Nevýhodou je zarušitelnost a možná nestabilita vlivem překmitů na proudovém signálu. IO v sobě navíc

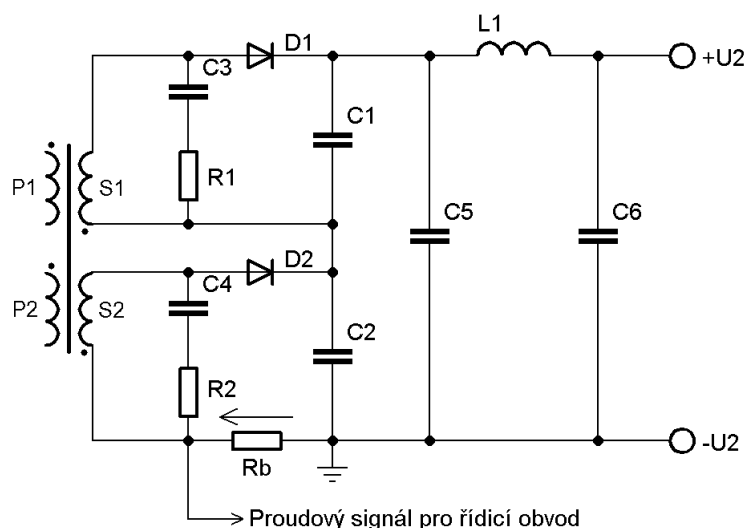
obsahuje omezení střídavy výstupních pulzů na hodnotu mírně pod 50 %, tím je zaručena ochrana silového obvodu a budičů, které s vyšší střídou jak 50 % pracovat nemohou.

Signál o proudu se bere z konektoru CT, kam je připojen proudový transformátor, jehož primární strana je jeden průvlek obou silových vodičů, vedoucích k polovinám primárního vinutí. Sekundární vinutí má 110 závitů tenkého lakovaného vodiče. Jádru transformátoru je toroidní T2510 (průměr 25mm, výška 10mm). Rezistory R_{24} a R_{25} tvoří bočník, na němž se při plném špičkovém proudu oběma primárními vinutími (cca 100 A) vytváří úbytek napětí 1 V. To je maximální hodnota napětí, na kterou reaguje komparátor uvnitř IO. Toto napětí je filtrováno prvky C_{15} , R_{27} , C_{16} (je nutné odstranit špičku na začátku pulzu, která vzniká přebíjením parazitních kapacit silového obvodu, ale zároveň nesmí být příliš zkreslen tvar pulzu). Časová konstanta tohoto filtru je přibližně 200 ns.

Obvod kolem IC_{2B} tvoří podpěťovou ochranu s hysterezí a přidává určité zpoždění sepnutí buzení po přiložení napájecího napětí. Aktivní stav je signalizován LED_1 . Výstup obvodu vede do pinu 2 IC_3 , to je invertující vstup vnitřního operačního zesilovače, který může být použit jako napěťový regulátor, zde je ale použit pouze jako komparátor pro deaktivaci výstupu.

Regulační struktura je postavena kolem obvodů IC_1 a IC_{2A} a tvoří kaskádu proudového a nadřazeného napěťového regulátoru. Fakticky tedy v obvodu jsou dva proudové regulátory, jeden plynoucí z funkce IC_3 a druhý klasický kolem IC_1 . Protože ale dynamika regulace v IC_3 je prakticky téměř nekonečně rychlá, neměly by tyto dva proudové regulátory za sebou představovat problém. To se potvrdilo i při praktických testech.

Do proudového PI regulátoru kolem IC_1 vstupuje záporný úbytek na proudovém bočníku (konektor CS), který je zapojen v záporné větvi za usměrňovačem na sekundární straně (záporný úbytek odpovídá kladnému výstupnímu proudu). Zapojení bočníku je znázorněno na následujícím obrázku:



Obr. 6-15: Bočník na sekundární straně zdroje.

Bočníkem prochází proud před filtračním kondenzátorem C_5 , aby byla co nejrychlejší odezva signálu a omezen vliv připojené zátěže (její kapacity, indukčnosti apod.). Střední hodnota úbytku napětí na bočníku pro plný výstupní proud 30 A je 100 mV. Protože průběh proudu bočníkem je pulzní, musí být napěťový signál nejdříve vyfiltrován prvky R_1 , C_1 ve schématu na Obr. 6-14. Toto napětí se sčítá s kladně orientovaným signálem o žádané hodnotě proudu, tedy výstupem

napětového regulátoru IC_{2A}. Proudový regulátor tedy principiálně reguluje na nulovou odchylku tohoto součtu. Prakticky je ještě rezistorem R₁₅ zaveden malý kladný offset, aby bylo možné nulovou žádanou hodnotou proudu proudový regulátor spolehlivě zavřít, i se zohledněním případného možného vstupního offsetu IC₁. Výstup proudového regulátoru jde přes emitorový sledovač T₂ do pinu 1 IC₃. To je výstup vnitřního operačního zesilovače, který slouží k zadávání vypínacího proudu proudovému komparátoru. Tento výstup je dovoleno externě omezovat, proud je omezen proudovým zdrojem uvnitř IC₃ asi na 0,7 mA.

Napětový regulátor IC_{2A} je rovněž v klasickém PI zapojení. Na konektor K₈ je připojen výstup zdroje (0-420 V). Napětí přichází na rezistorový dělič a je porovnáváno s žádanou hodnotou napětí, zadávanou potenciometrem R₉, který je součástí předního panelu zdroje a slouží k uživatelské regulaci výstupního napětí. Výstupní napětí napětového regulátoru je možné omezit zapojením kolem tranzistoru T₁ (ten je zapojen jako emitorový sledovač) a tím uživatelsky zadávat proudové omezení potenciometrem R₅, který je také součástí předního panelu zdroje.

Výstupní PWM signál z pinu 6 IC₃ je vyveden spolu s napájením a zemí na čtveřici konektorů, které slouží k připojení budičů tranzistorů.

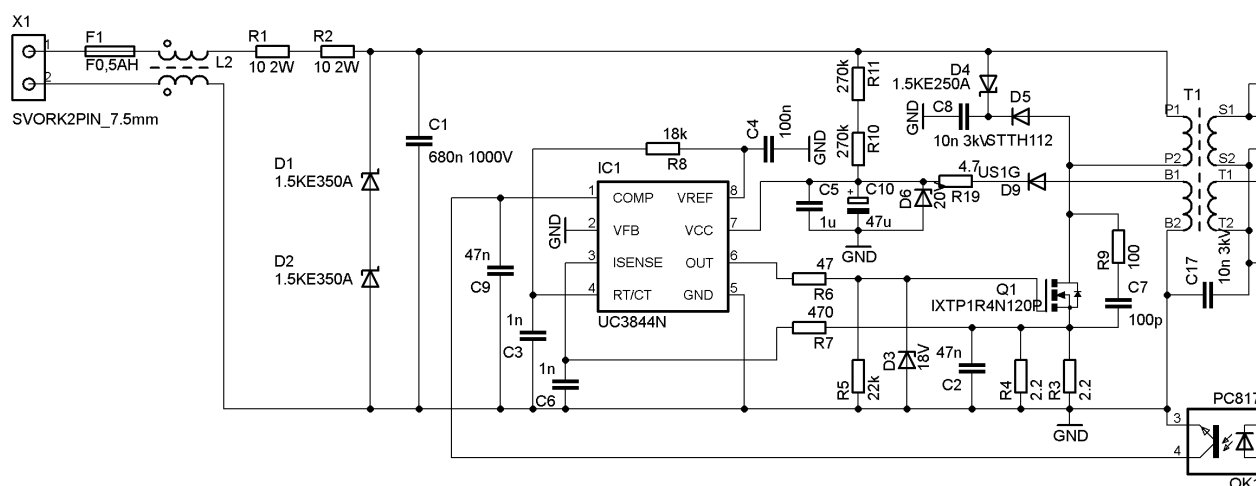
6.1.10 Pomocný napájecí zdroj

Aby bylo možné provozovat spínaný zdroj na třífázovou síť bez nulového vodiče, byl vyvinut pomocný napájecí spínaný zdroj, který je napájen přímo ze stejnosměrného napětí v meziobvodu, tedy cca 540 V.

Na pomocný zdroj byly stanoveny následující požadavky:

- Vstup: **400 – 650 V** stejnosměrných
- Výstup 1: **15 V, 1 A**. Výstup slouží k napájení řídicích obvodů a budičů.
- Výstup 2: **12 V, 2 A**. Výstup slouží k napájení ventilátorů chladiče.
- Celkový výkon zdroje je tedy cca **40 W**.

Zapojení primární strany pomocného zdroje je na následujícím obrázku:



Obr. 6-16: Primární strana pomocného zdroje.

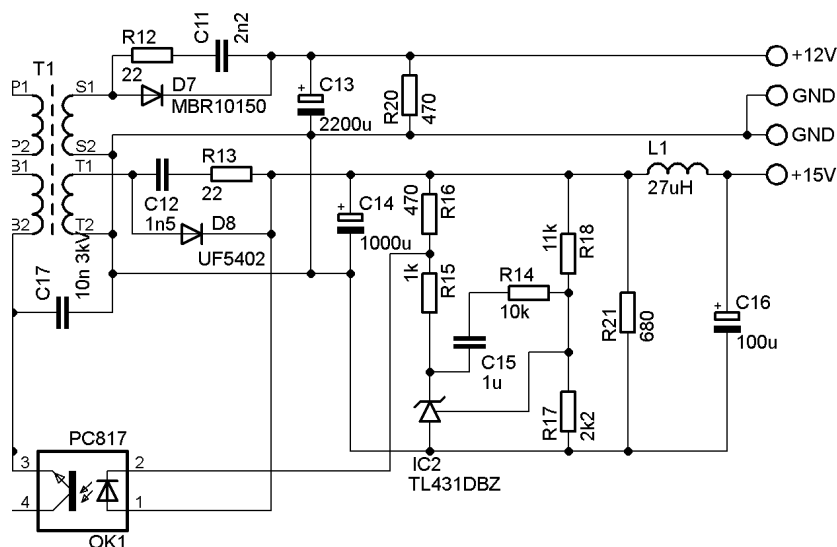
Vstupní napětí z konektoru X₁ prochází přes pojistku, odrušovací tlumivku a rezistory omezující nárazový proud do blokovacího kondenzátoru C₁. Transily D₁ a D₂ omezují případné přepětové špičky, vznikající překmity a zákmy napětí na meziobvodu.

Samotný měnič pomocného zdroje je téměř standardní zapojení s běžným univerzálním řídícím obvodem UC3844. Přes rezistory R_{10} a R_{11} se provede prvotní náběh měniče, poté se již pomocné napájení dodává z pomocného vinutí na transformátoru přes diodu D_9 . Proud je snímán bočníkem R_3 / R_4 v *source* tranzistoru, čímž je také zajištěno omezení proudu (zkratuvzdornost zdroje). Regulace je prováděna ze sekundární strany přes optočlen OK_1 , pracující v lineárním režimu, jeho otevíráním se snižuje vypínací proud tranzistoru (práh komparace).

Spínací tranzistor je MOS-FET v pouzdru TO-220 se závěrným napětím 1200 V a odporem v sepnutém stavu asi 2Ω . Na tranzistoru je umístěn malý chladič. Prvky R_9 a C_7 tvoří tlumicí článek na tranzistoru pro omezení překmitů. Pro jistotu byl ještě přidán obvod tvořený diodou D_5 , kondenzátorem C_8 a transilem D_4 , který natvrdo omezuje překmity na tranzistoru na napětí rovno součtu napětí transilu (250 V) a vstupního napětí (maximálně 650 V), tedy asi na 900 V.

Kondenzátor C_{17} mezi zemí primární a sekundární strany slouží pro potlačení rušení, vznikajícího vlivem strmých hran napětí a mezivinuťovou kapacitou transformátoru.

Na následujícím obrázku je uvedeno zapojení sekundární strany pomocného zdroje:



Obr. 6-17: Sekundární strana pomocného zdroje.

Usměrňovač napětí pro ventilátory (12 V) je tvořen pouze usměrňovací diodou D_7 a filtračním kondenzátorem C_{13} , případné zvlnění napětí vznikající na sériové indukčnosti a odporu kondenzátoru nevádí. Na diodu je připojen článek R_{12} , C_{11} , který tlumí zákmity při zavření diody. Dioda D_7 je umístěna na malém chladiči.

Napětí pro budiče a řídící obvod (15 V) je získáváno diodou D_8 a filtrováno kondenzátorem C_{14} . Na diodu je opět připojen tlumicí článek R_{13} , C_{12} . Za C_{14} je ještě připojen přídatný LC filtr L_1 , C_{16} , aby bylo zajištěno zanedbatelné zvlnění výstupního napětí.

Výstup 15 V je regulován pomocí IO TL431. Tento obvod je zde zapojen ve funkci jednoduchého PI regulátoru, který porovnává výstupní napětí z děliče R_{18} , R_{17} s vnitřní referencí 2,5 V a reguluje proud vysílací diodou optočlenu OK_1 , jehož fototranzistor řídí výkon zdroje na primární straně.

Výstup 12 V není regulován. Teoreticky je jeho napětí dáno poměrem sekundárních závitů transformátoru, prakticky zde mohou vznikat určité odchylky vlivem různých zatížení a úbytků v obvodu, což ale u ventilátorů nepředstavuje příliš velký problém.

Návrh transformátoru pomocného zdroje:

Spínací frekvence pomocného zdroje byla zvolena 50 kHz. Jako jádro transformátoru bylo vybráno jádro ETD2910, s parametry průřez středního sloupku $S_{Fe} = 76 \text{ mm}^2$, plocha pro vinutí na kostřičce $S_o = 93 \text{ mm}^2$. Jmenovitá střída spínání tranzistoru byla zvolena $s = 0,25$. Návrh bude proveden pro práci na hranici přerušovaného proudu. Maximální indukce v jádru byla zvolena $B_{\max} = \Delta B = 0,26 \text{ T}$.

Počet závitů primáru:

$$N_1 = \frac{U_1 \cdot s}{f \cdot \Delta B \cdot S_{Fe}} = \frac{540 \text{ V} \cdot 0,25}{50 \text{ kHz} \cdot 0,26 \text{ T} \cdot 76 \text{ mm}^2} = 137$$

Efektivní proud primárem (získáno úpravou vztahu 5.61), za výkon bylo dosazeno 50 W (zohlednění ztrát):

$$I_{1,ef} = \frac{P}{U_1 \cdot \sqrt{s}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} = \frac{50 \text{ W}}{540 \text{ V} \cdot \sqrt{0,25}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} = 0,21 \text{ A}$$

Průřez vodiče primáru (proudová hustota $\sigma = 3 \text{ A/mm}^2$):

$$S_{Cu1} = \frac{I_{1,ef}}{\sigma} = \frac{0,21 \text{ A}}{3} = 0,07 \text{ mm}^2$$

Pro tak malý průřez a relativně nízkou frekvenci můžeme použít běžný lakovaný vodič s průměrem 0,3 mm.

Počet závitů sekundáru 15 V (napětí navýšeno o úbytek na diodě 1 V):

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{1-s}{s} = 137 \cdot \frac{16 \text{ V}}{540 \text{ V}} \cdot \frac{1-0,25}{0,25} = 12$$

Efektivní proud:

$$I_{2,ef} = \frac{I_{stř}}{\sqrt{1-s}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} = \frac{1 \text{ A}}{\sqrt{1-0,25}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,33 \text{ A}$$

Průřez vodiče:

$$S_{Cu2} = \frac{I_{2,ef}}{\sigma} = \frac{1,33 \text{ A}}{3} = 0,44 \text{ mm}^2$$

Pro takový průřez již bude vhodnější použít svazkový vodič (vf lanko).

Počet závitů sekundáru 12 V získáme analogicky jako pro 15 V výstup, $N_3 = 10$. Efektivní proud tímto vinutím je 2,67 A a potřebný průřez vodiče $S_{Cu3} = 0,89 \text{ mm}^2$.

Kontrola realizovatelnosti transformátoru: Celkový průřez mědi vinutí je:

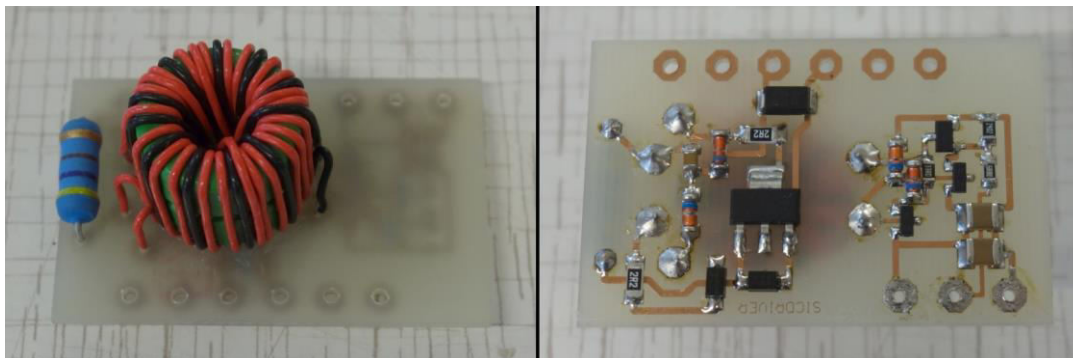
$$S_{Cu,tot} = N_1 S_{Cu1} + N_2 S_{Cu2} + N_3 S_{Cu3} = 23,8 \text{ mm}^2$$

Plocha vinutí k dispozici na kostřičce je 93 mm^2 , z čehož získáme činitel plnění mědi 0,26. Takový transformátor je bez problému realizovatelný.

6.2 Realizace funkčního vzorku spínaného zdroje

Budiče tranzistorů:

Jako první byly navrženy, vyrobeny a osazeny desky plošných spojů budičů tranzistorů. Vzhledem k relativně jednoduchému zapojení bylo možné DPS realizovat jako jednostranné. Je nutné dbát na dostatečné izolační vzdálenosti mezi primární a sekundární (živou) částí (nejméně 5 mm). Budicí transformátopek je k DPS přilepen silikonovým tmelem. Rozměry DPS jsou 44x28 mm. Osazená DPS budiče je na následujícím obrázku.

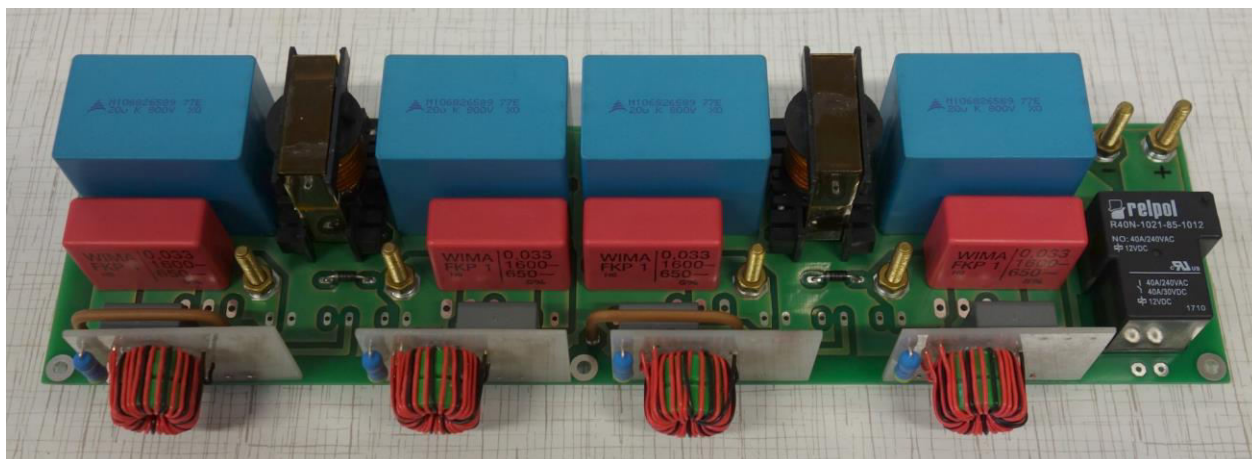


Obr. 6-18: Osazená DPS budiče.

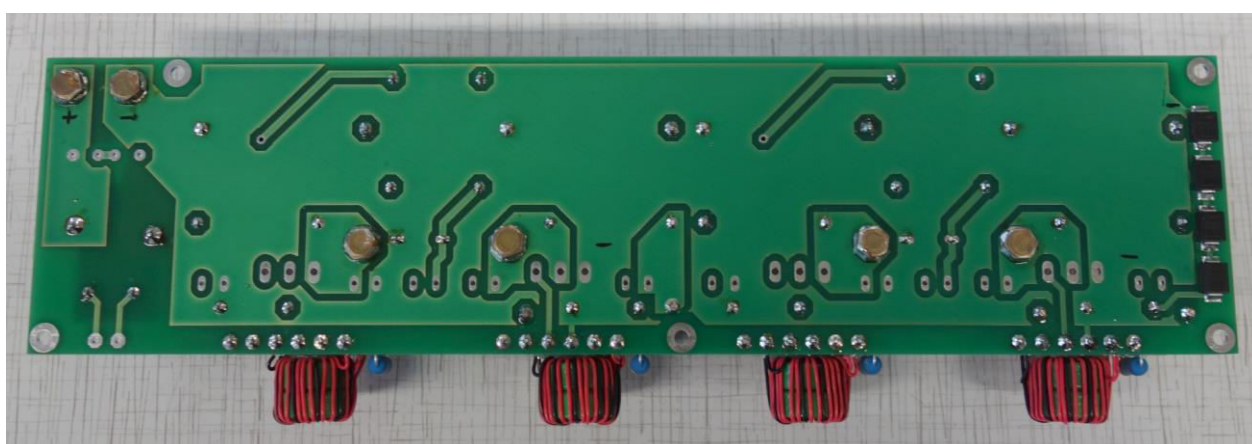
Primární silová část měniče:

Dále byla navržena a realizována deska plošných spojů primárního silového obvodu. Je nutné co nejvíce minimalizovat délku a plochu smyček, kterými protéká pulzní proud a jejichž indukčnost by mohla způsobovat nežádoucí překmity a zákmity napětí. Jedná se zejména o smyčku odlehčovacího obvodu a tranzistorového spínače (tranzistor – nulová dioda – blokovací kondenzátor). Minimalizaci indukčnosti může pomoci i tzv. „sendvičová“ konstrukce meziobvodu, kdy každý pól napájení je spojen s co největší plochou mědi na každé straně DPS. Použití oboustranné DPS je u rychlých polovodičů v podstatě nutností. Pro zvýšení proudové zatížitelnosti byla pro realizaci DPS zvolena tloušťka mědi 70 μm . Na DPS jsou umístěny čtyři tranzistorové spínače s příslušnými blokovacími kondenzátory, kondenzátory odlehčovacích článků a dvěma tlumivkami odlehčovacích článků a obvod soft-startu. Na DPS byly ještě osazeny SMD transily, připojené k napětí meziobvodu (viz Obr. 6-20 vpravo), z důvodu omezení případných větších překmitů na malé kapacitě v meziobvodu. Transily v sérii mají otevírací napětí asi 680 V. Silové vývody měniče jsou realizovány připájenými mosaznými šrouby M4. Výkonové polovodičové součástky byly situovány na jednu stranu DPS, aby je bylo možné snadno přišroubovat ke chladiči. Tyto součástky na fotografii ještě nejsou osazeny, zapájí se až po umístění na chladič, aby byla zajištěna správná délka vývodů.

Částečně osazená deska včetně budičů je vidět na následujících obrázcích. Jsou vidět kondenzátory odlehčovacích článků (červené), blokovací kondenzátory meziobvodu (modré) a dvě pomocné tlumivky odlehčovacích obvodů. Částečně viditelné menší šedé kondenzátory (za budiči) jsou připojeny paralelně k napětí meziobvodu, přispívají k lepšímu blokování napětí meziobvodu těsně u tranzistorů. Jejich kapacita je 47 nF. Rozměry DPS jsou 270x68 mm.



Obr. 6-19: DPS primární strany měniče – pohled shora.



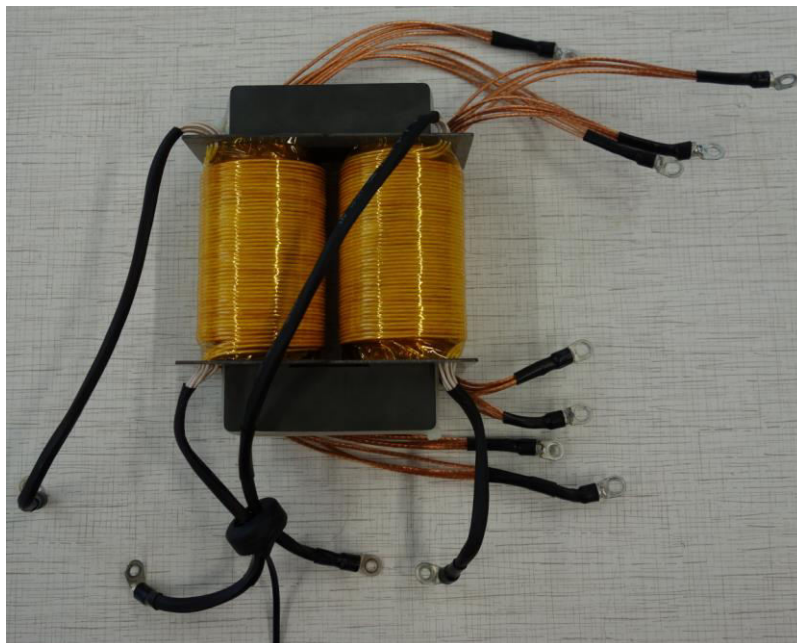
Obr. 6-20: DPS primární strany měniče – pohled zdola.

Hlavní výkonový transformátor:

Pro transformátor byly vyrobeny kostřičky vinutí z textitu. Byla objednána trubka potřebného průměru, ke které byla epoxidem přilepena čela. V těchto čelech jsou vyvrtány otvory pro provlečení vodičů vinutí. Jak již bylo uvedeno v kapitole 6.1.6, vinutí transformátoru jsou prokládána, přičemž na každém sloupku je vystřídáno vinutí sekundár-primár-sekundár-primár. Každá vrstva vinutí byla ovinuta kaptonovou izolační páskou.

Mezi poloviny jádra byly vloženy distanční čácince z pertinaxu o délce 5 mm a poloviny jádra k sobě byly staženy stahovacími zip-pásky.

Fotografie hotového transformátoru je uvedena na následujícím obrázku.



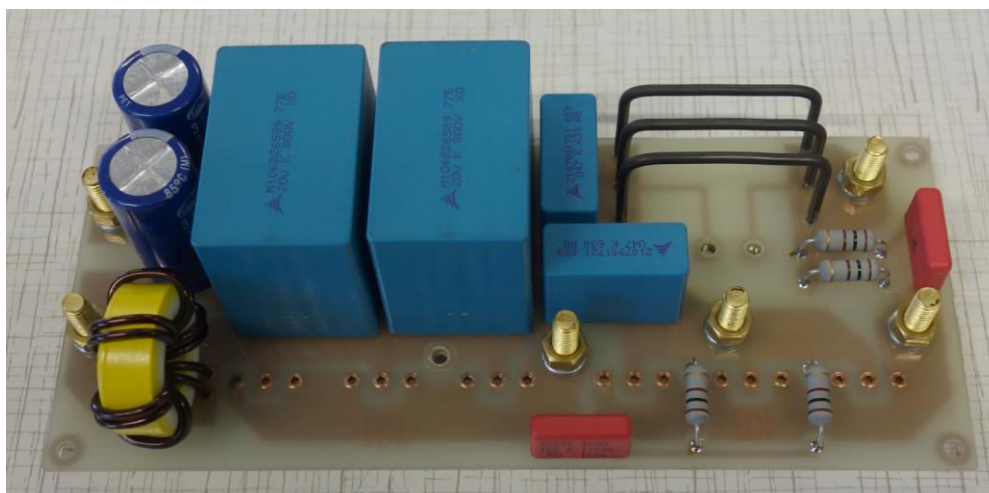
Obr. 6-21: Hotový výkonový transformátor blokujícího měniče.

Sekundární usměrňovač a filtr:

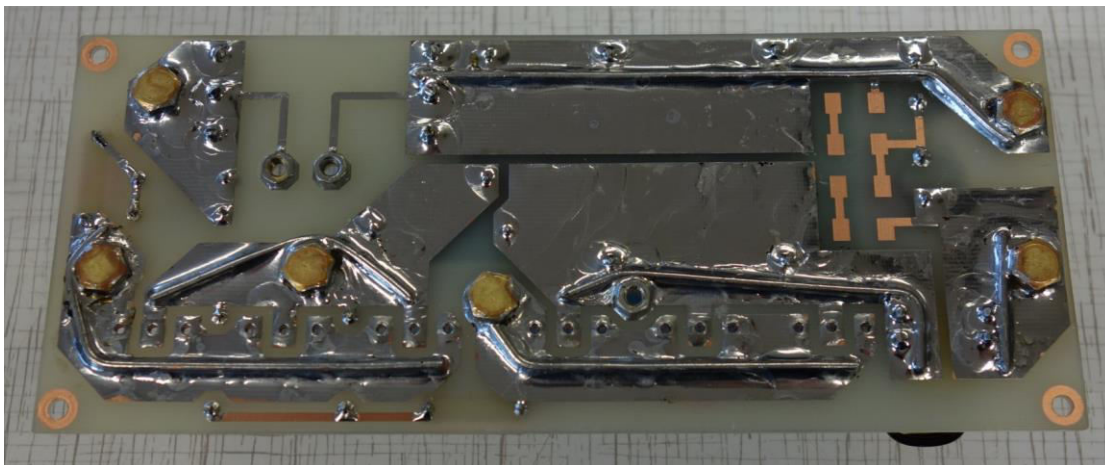
Zapojení bylo realizováno na jednostranné DPS, přičemž spoje jsou posíleny připájenými měděnými vodiči. Zde není nutno extrémně minimalizovat parazitní indukčnosti, ale je žádoucí vhodným uspořádáním součástek a vývodů zajistit rozdělení proudu mezi paralelně spojené diody. Vývody jsou provedeny připájenými mosaznými šrouby M5.

Na DPS je umístěn i bočník pro snímání výstupního proudu, který byl realizován pomocí tří paralelně spojených kusů odporového drátu (konstantan). Bočník má odpor $3,3 \text{ m}\Omega$ (výstupní napětí 100 mV při 30 A) a při plném výstupním proudu na něm vzniká ztrátový výkon $5,5 \text{ W}$ (prochází jím pulzní proud sekundárního vinutí transformátoru, který má efektivní hodnotu $40,6 \text{ A}$).

Rozměry DPS jsou $169 \times 70 \text{ mm}$. Fotografie osazené DPS (diody zatím nejsou osazeny) jsou vidět na následujících obrázcích.



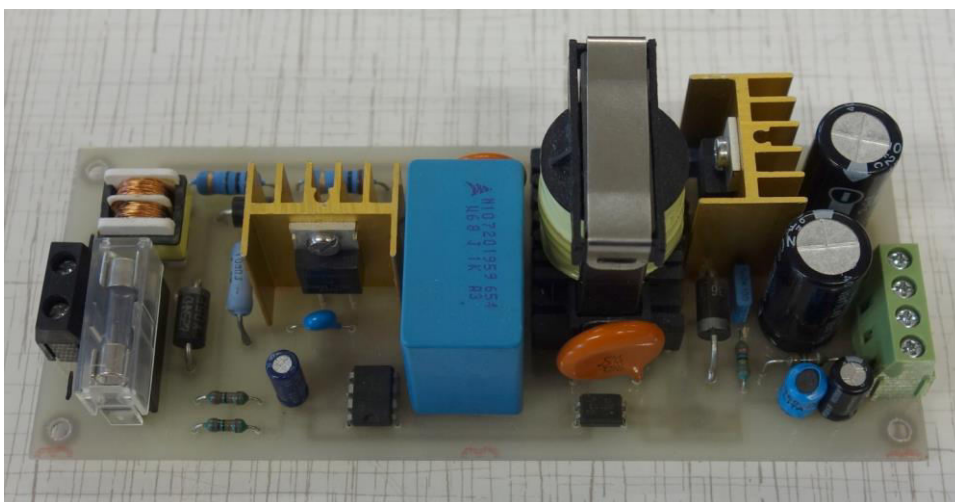
Obr. 6-22: DPS usměrňovače a filtru – pohled shora.



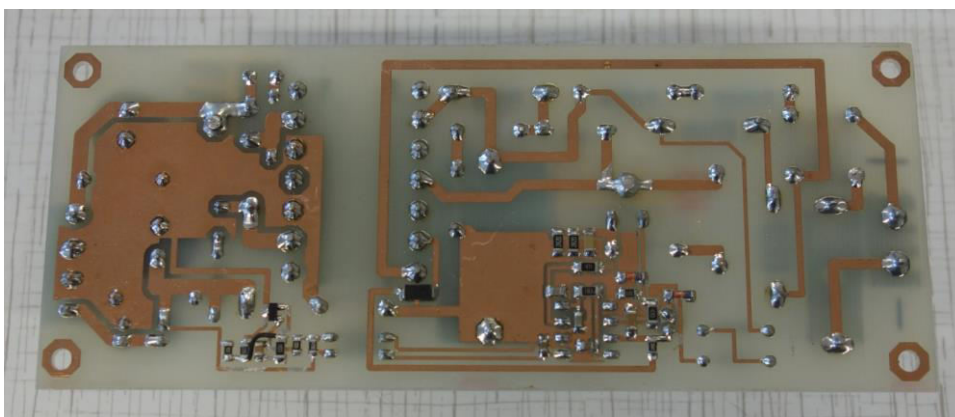
Obr. 6-23: DPS usměrňovače a filtru – pohled zdola.

Pomocný zdroj:

Zapojení pomocného zdroje je realizováno na jednostranné DPS o rozměrech 140x55 mm. Hotový zdroj je možné vidět na následujících obrázcích.



Obr. 6-24: Pomocný zdroj – pohled shora.



Obr. 6-25: Pomocný zdroj – pohled zdola.

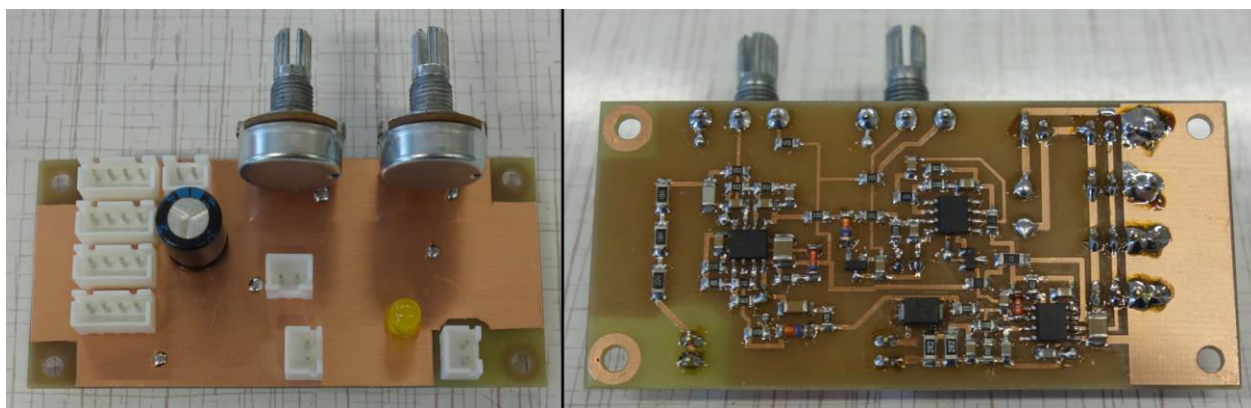
Řídicí obvody:

Řídicí obvody jsou realizovány na oboustranné DPS, přičemž horní vrstva DPS je tvořena pouze zemní plochou. Tím jsou omezeny impedance (indukčnosti) zemí mezi jednotlivými částmi řídicích obvodů, uzemnění z dolní vrstvy spojů je realizováno pomocí prokůvů v potřebných místech. Plocha země také slouží jako stínění signálových obvodů.

Většina součástek řídicího obvodu je provedena v SMD montáži na dolní straně DPS. Na horní straně jsou umístěny konektory a ovládací prvky (potenciometry pro regulaci napětí a proudu). Z důvodu provozu v prostředí s velkou úrovní rušení je nutné minimalizovat délky signálových spojů, a to zejména těch, kde je vůči zemi vyšší impedance obvodu. U každého integrovaného obvodu musí být těsně umístěn blokovací kondenzátor napájení, také se doporučuje (kde to je možné) blokovat malou kapacitou (velikost kapacity závisí na konkrétním místě v obvodu) všechny signálové spoje s vyšší impedancí.

Zem řídicích obvodů je spojena s chladičem z důvodu omezení rušení, vznikajícího parazitními kapacitami. Toto spojení je nutné provést pouze na jednom místě pro eliminaci zemních smyček a to nejlépe tam, kde je do DPS přiveden zdroj souhlasného rušení, aby se rušivé signály co nejkratší cestou svedly do uzemněného chladiče. Zde je to v místě připojení budičů tranzistorů, protože přes kapacitu budičů transformátorků prochází proudové špičky v době přepínání tranzistorů. Propojení mezi zdrojem souhlasného rušení a okolní zemí nesmí být vedeno přes signálovou zem.

Rozměry DPS řídicích obvodů jsou 83x38 mm.

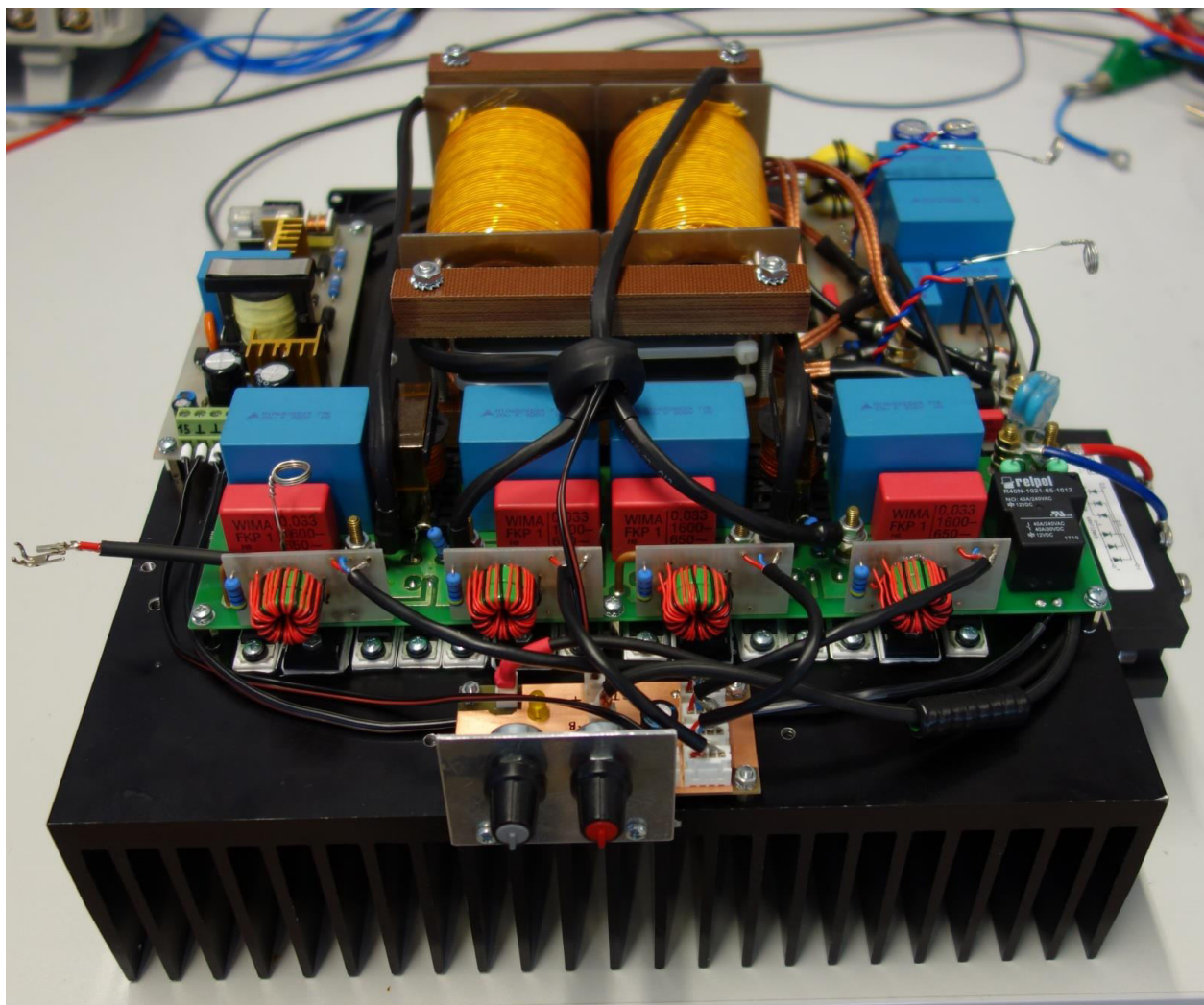


Obr. 6-26: DPS řídicích obvodů.

Celková konstrukce:

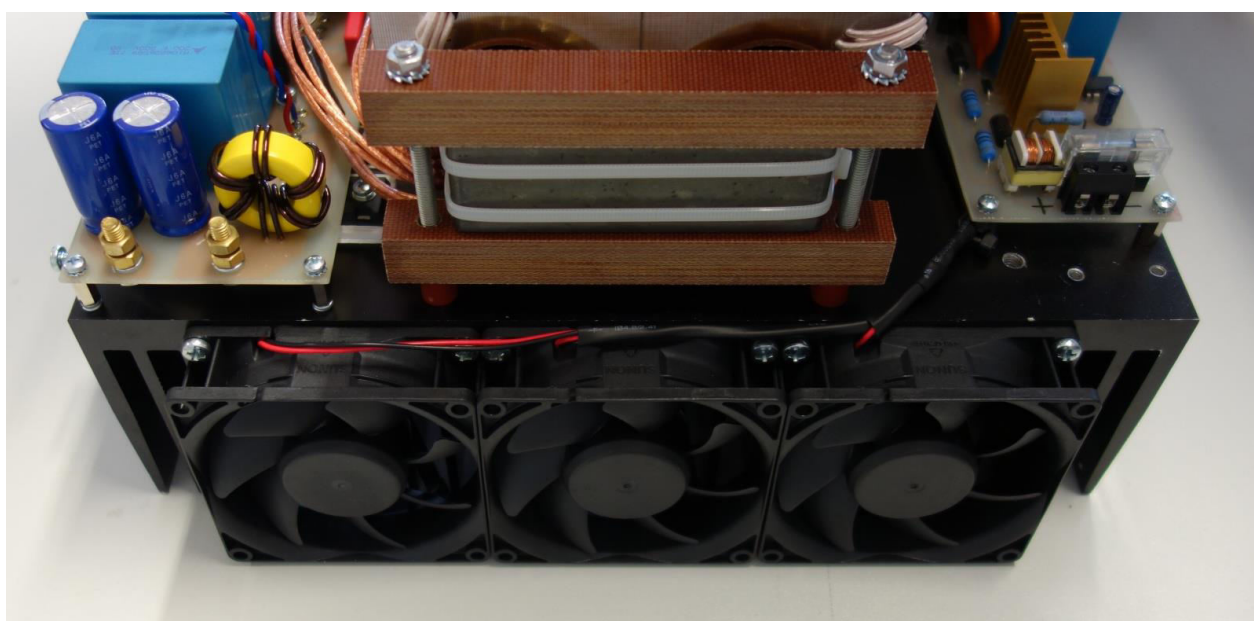
Chladič výkonových součástek byl použit jako nosná konstrukce spínaného zdroje, na něj byly pomocí distančních sloupků umístěny jednotlivé DPS, jádro transformátoru je drženo pomocí svorníků a hranolů z textitu. **Důležité je připojení odrušovacího kondenzátoru mezi záporný pól meziobvodu a chladič**, tento kondenzátor slouží k omezení silného vyzařování rušení napájecími póly meziobvodu vůči zemi chladiče. Toto vyzařování vzniká vlivem parazitních kapacit mezi chladičnými ploškami součástek (které jsou vodivě spojeny s některou elektrodou) a chladičem, ale také vlivem parazitní kapacity výkonového transformátoru mezi primárním a sekundárním vinutím.

Hotový zdroj lze vidět na následujícím obrázku, jsou také vidět připravené svorky pro připojení osciloskopických sond. Rozměry chladiče jsou cca 30x30 cm.



Obr. 6-27: Celková konstrukce spínaného zdroje.

Další obrázek ukazuje umístění ventilátorů zezadu na chladiči:



Obr. 6-28: Ventilátory pro nucené chlazení.

6.3 Oživení a měření funkčního vzorku spínaného zdroje

6.3.1 Oživení zdroje

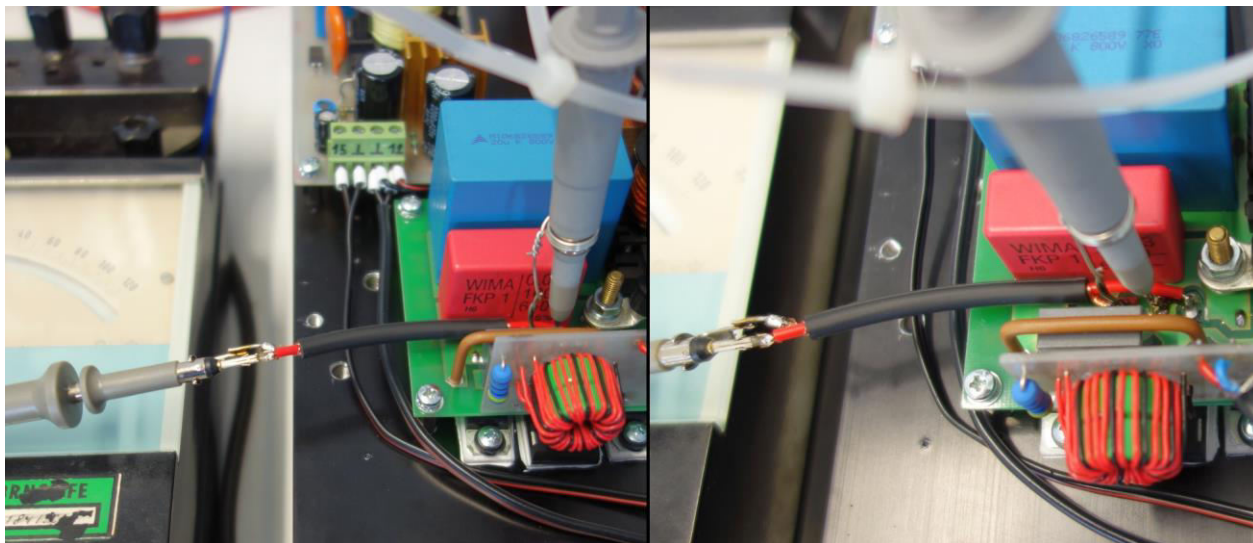
Při ožiování zdroje byl pomocný zdroj napájen z vlastního usměrňovače a silová část byla zapojena přes regulační autotransformátor. Postupné zvyšování napětí na silové části zdroje během ožiování je nutné, aby bylo možné sledovat chování zdroje už při menším napětí a odhalit případné problémy, které by při přímém připojení na plné napětí mohly znamenat zničení součástek zdroje.

Jak se ukázalo, toto zapojení přes regulační autotransformátor způsobovalo určité problémy, protože poměrně značná indukčnost regulačního transformátoru spolu s malou kapacitou v meziobvodu měniče způsobovala velké zvlnění napětí v meziobvodu, které se zvětšovalo s odebíraným proudem. Proto takto bylo možné zdroj testovat jen s omezeným proudem. Až byla ověřena funkčnost se sníženým výkonem na plné napětí, tak se regulační transformátor vyřadil a za usměrňovač se zapojil ochranný výkonový reostat s odporem několik Ohmů, jehož hodnota byla postupně snižována až k nule.

Před aplikací napětí na silový obvod je nejprve nutné zkontrolovat budicí signály tranzistorů, které musí bez napětí v meziobvodu mít čistý průběh s minimem zákmitů a s rovnými vodorovnými hranami. Poté je během zvyšování napětí v meziobvodu nutné kontrolovat osciloskopem zejména průběhy na elektrodách *gate* a *drain* spínacích tranzistorů, zda neobsahují příliš velké překmity či zákmity. Tyto průběhy se zpravidla měří jen na dolním tranzistoru, protože na *source* horních tranzistorů je přítomna velká strmost napětíových hran, která i při připojení osciloskopu přes oddělovací transformátor nebo dokonce i při bateriovém napájení může způsobovat zkreslení naměřených průběhů. Je také velice vhodné měřit proud odebíraný meziobvodem, měnič nesmí odebírat bez zátěže značný proud. Během zvyšování výkonu se párkrát zkontrolují průběhy napětí na sekundárních usměrňovacích diodách, zda neobsahují nebezpečně velký překmit napětí při zavření diod.

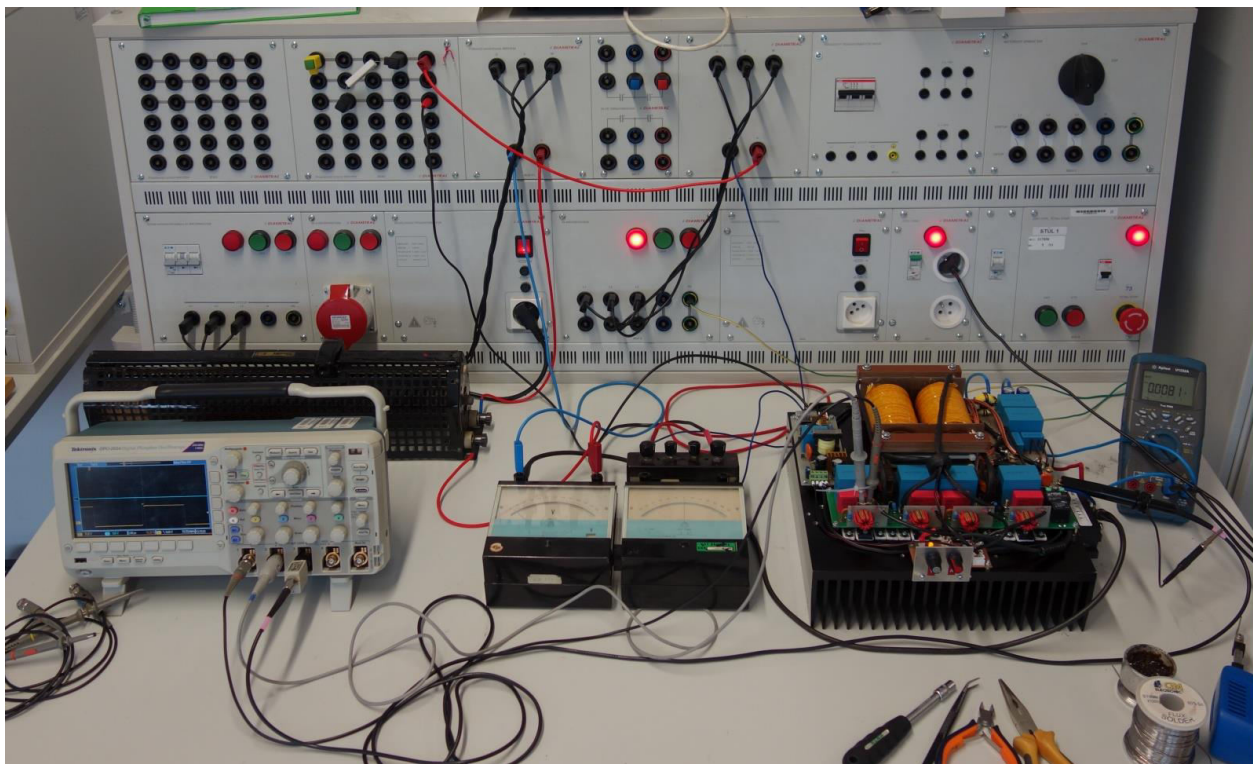
Během zvyšování výkonu je nutné kontrolovat teplotu jednotlivých součástí, nejlépe termokamerou, ale pro odhalení většího problému postačí i odhad teploty prstem.

U rychlých tranzistorů je velmi nevhodné připojovat měřicí sondy klasickým způsobem se zemnicím krokodýlkem a háčkem. Tím vzniká nežádoucí smyčka, do které se může indukovat rušivé napětí a tím zkreslovat naměřené průběhy. Mnohem lepší je ze sond odstranit zemnicí krokodýlky a háčky a sondy připojit pomocí co nejkratších vodičů přímo k tranzistoru. Připojení měřicích sond je vidět na následujícím obrázku. U sondy pro měření napětí u_{GS} bylo nutné provést prodloužení přívodu kouskem koaxiálního kabelu a tím ji umístit dál od tranzistoru, jinak se přímo do obvodů v sondě indukovalo určité rušivé napětí.



Obr. 6-29: Připojení měřicích sond k tranzistoru.

Zapojení celého měřicího pracoviště je na následujícím obrázku:



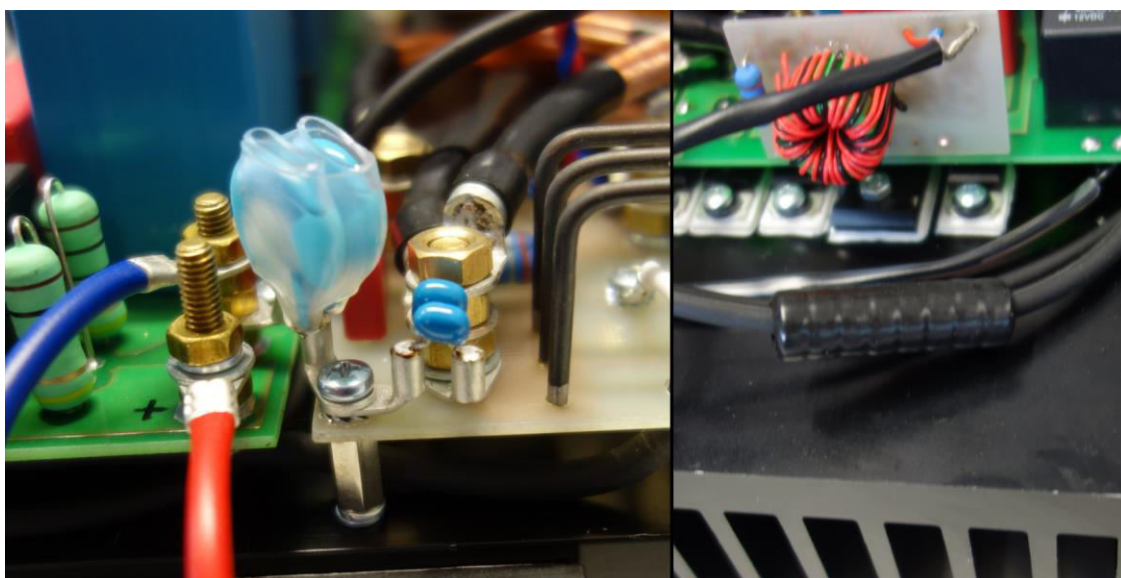
Obr. 6-30: Měřicí pracoviště pro oživování spínaného zdroje.

Během oživování se vyskytl problém, kdy byl řídicí obvod UCC38C45 téměř neschopný regulovat šířku pulzu, místo toho při dosažení žádané hodnoty napětí či proudu začal obvod celé pulzy vynechávat. Problém se ukázal být následující: Hlavní výkonový transformátor má poměrně velkou parazitní kapacitu mezi primárním a sekundárním vinutím, tím se na sekundární straně objevuje značné souhlasné rušení. Záporný pól sekundárního usměrňovače byl uzemněn pouze přes kablík, spojující proudový bočník a řídicí obvod. Tím se všechen rušivý kapacitní proud uzavíral přes řídicí desku a způsoboval zarušení funkce obvodu UCC38C45. Problém byl vyřešen spojením záporného pólu usměrňovače před bočníkem přes dva paralelně spojené keramické kondenzátory $1\ \mu\text{F}$ s uzemněným chladičem, tím byl rušivý proud odveden pryč

z propojovacího kabelu mezi bočником a řídicím obvodem. Záporný pól usměrňovače (za bočником) nebylo možné spojit přímo s chladičem, protože by tím byla vytvořena zemní smyčka – dvojí spojení se zemí řídicího obvodu přes chladič a přes propojovací kabel od bočniku. Ještě pro jistotu bylo na tento propojovací kabel navlečeno několik malých toroidních jadérek pro další omezení pronikání souhlasného rušení. Po těchto úpravách začal řídicí obvod pracovat bez problému.

Také musel být vyměněn odrušovací kondenzátor, zapojený mezi mínus primárního meziobvodu a uzemněný chladič. Parazitní kapacity transformátoru byly zřejmě tak velké, že souhlasný rušivý proud dosahoval značných hodnot a zmiňovaný odrušovací kondenzátor se dosti zahříval. Byl vyměněn za paralelní spojení dvou kondenzátorů jiného typu.

Následující obrázek na levé části ukazuje umístění odrušovacích kondenzátorů mezi mínusem primárního meziobvodu a chladičem (dva větší kondenzátory) a mezi mínusem sekundárního usměrňovače a chladičem (dva menší kondenzátory). Na pravé části lze vidět navlečení odrušovacích jadérek na kabel k bočniku, jádra jsou stažena do smršťovací bužírky.



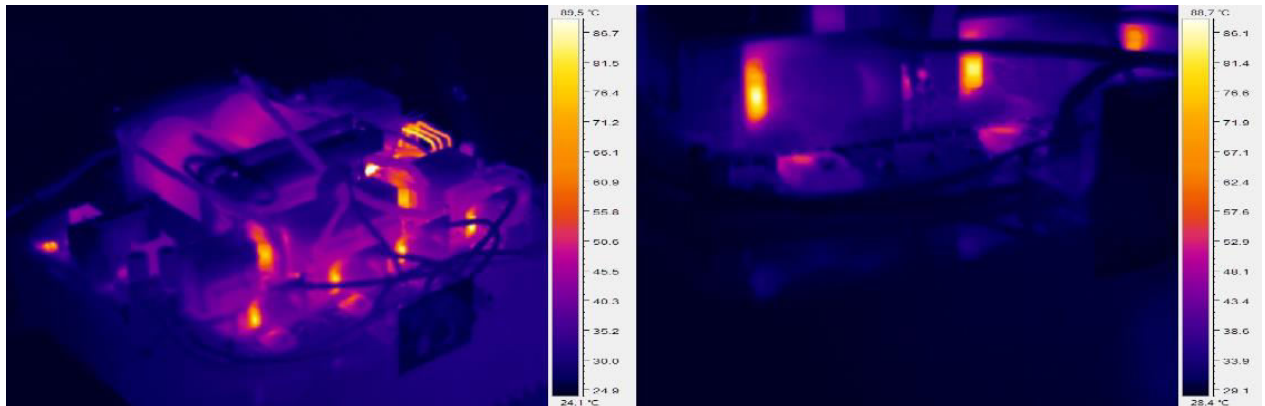
Obr. 6-31: Odrušovací kondenzátory (vlevo) a odrušovací ferity (vpravo).

Dále byla při oživování upravena hodnota odporu v tlumicích RC člancích na diodách sekundárního usměrňovače, jak je uvedeno v kapitole 6.1.7. Překmit byl mírně zmenšen, ale ukázalo se, že velikost odporu v tlumicích člancích nemá zásadní vliv na tvar a velikost napětového překmitu na diodách.

Poslední úpravou bylo zapojení rezistorů do série s ochrannými diodami odlehčovacích článků tranzistorů, problém byl blíže popsán na konci kapitoly 6.1.4.

Během oživování zdroje bylo používáno měření termokamerou pro zjištění, zdali nedochází k přehřívání některé součástky. Ukázka zachycených snímků je na Obr. 6-32. Na levém snímku můžeme vidět celý zdroj přibližně po pěti minutách chodu na plný výkon. Můžeme si všimnout, že nejvyšší teploty dosahuje proudový bočník a odpory odlehčovacích článků sekundárních diod. U těchto komponentů je to očekávatelné a v pořádku. Dosti se také zahřívají tlumivky odlehčovacích článků (asi 80 °C), to by po delším provozu mohlo způsobovat problém. Na pravém snímku je detail na spínací tranzistory. Jejich pouzdra dosahují teploty asi 55 °C (s

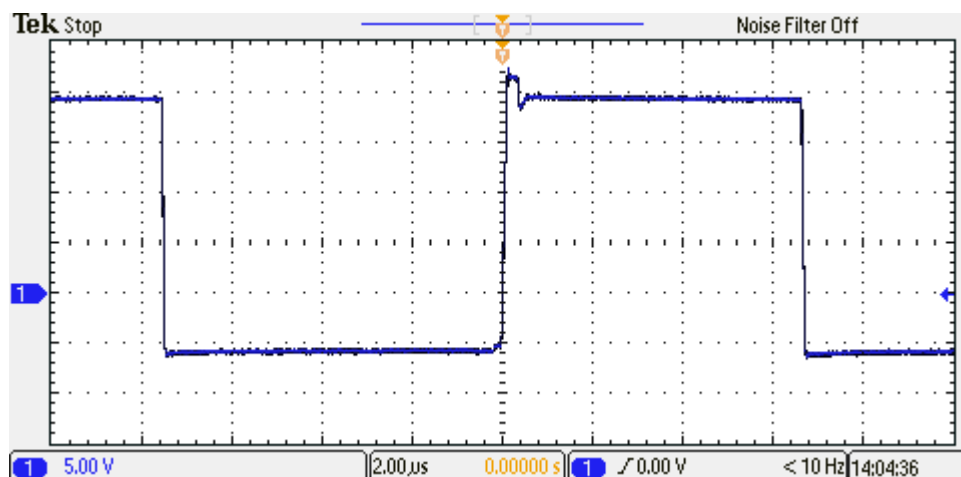
chladičem ještě při pokojové teplotě 25 °C), což je naprosto v pořádku. Vypínací rezistory na budičích mají poměrně vysokou teplotu, což je očekávatelné vzhledem k jejich výkonové ztrátě.



Obr. 6-32: Snímky zachycené termokamerou během ožívování zdroje.

6.3.2 Naměřené oscilogramy

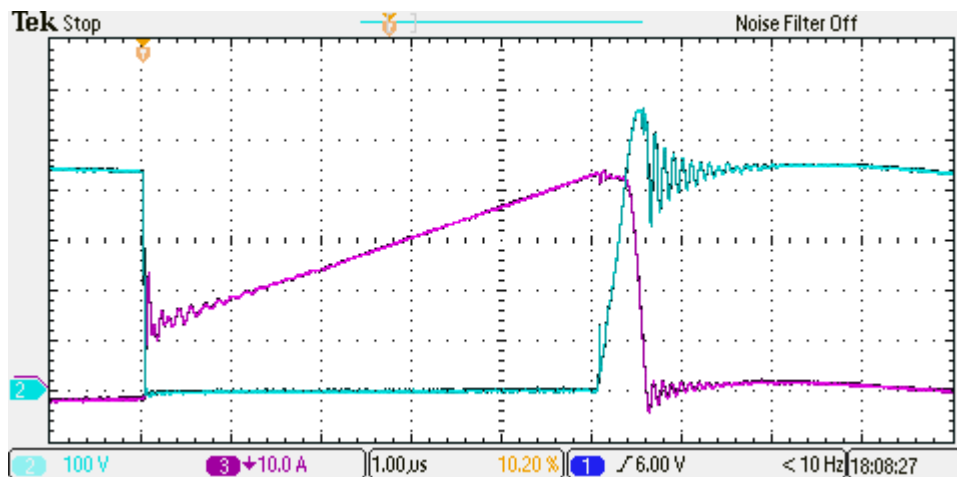
Jako první byl měřením ověřen správný průběh budičích signálů tranzistorů bez napětí v meziobvodu. Průběh musí být bez větších překmitů či zákmitů a s dostatečně strmými hranami. Naměřený průběh je uveden na následujícím oscilogramu:



Obr. 6-33: Průběh u_{GS} bez napětí v meziobvodu.

Po oživení zdroje (viz předchozí podkapitola) byly získány následující oscilogramy při chodu zdroje na plný výkon.

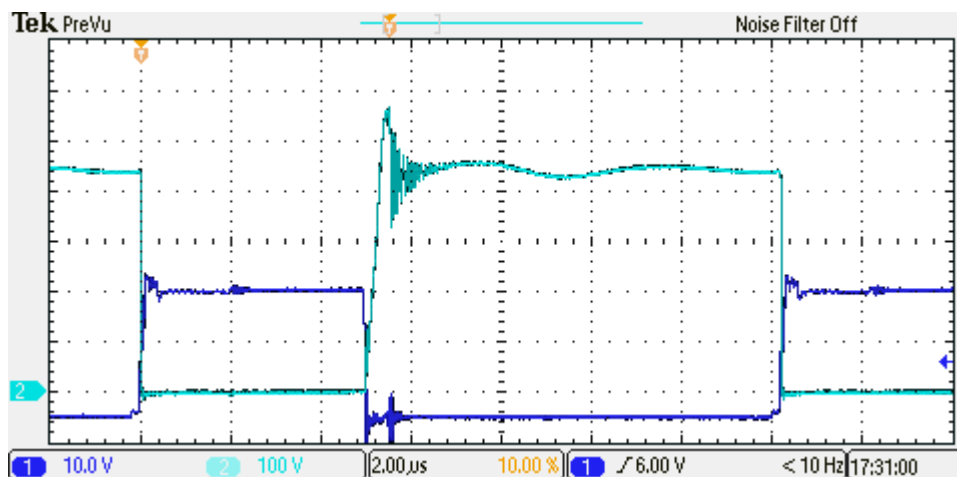
Na následujícím obrázku je uveden průběh napětí u_{DS} tranzistoru a proud primárním vinutím I_1 :



Obr. 6-34: Průběh u_{DS} (tyrkysově) a i_1 (růžově), plný výkon.

Průběh proudu se blíží očekávanému tvaru, s mírným zakmitáním na začátku (může být dáno parazitními kapacitami kmitajícími s rozptylovou indukčností).

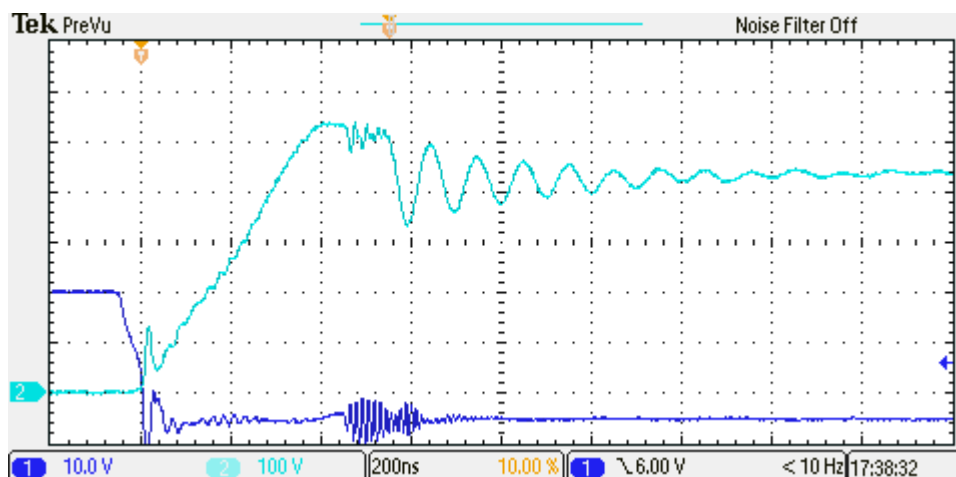
Na dalším obrázku je zobrazen naměřený průběh celé spínací periody napětí u_{GS} a u_{DS} na spínacím tranzistoru:



Obr. 6-35: Průběh u_{GS} (modře) a u_{DS} (tyrkysově) – celá perioda, plný výkon.

Makroskopicky se průběhy téměř blíží očekávaným. Napětová špička na průběhu u_{DS} po vypnutí tranzistoru je dána rozptylovou indukčností transformátoru. Překmit je ale neškodný, protože jeho velikost je omezena nulovými diodami na hodnotu napětí meziobvodu (cca 560 V). Poté se napětí ustaluje asi na 440 V (tato hodnota není příliš směrodatná, protože v tomto okamžiku je primární vinutí transformátoru plovoucí).

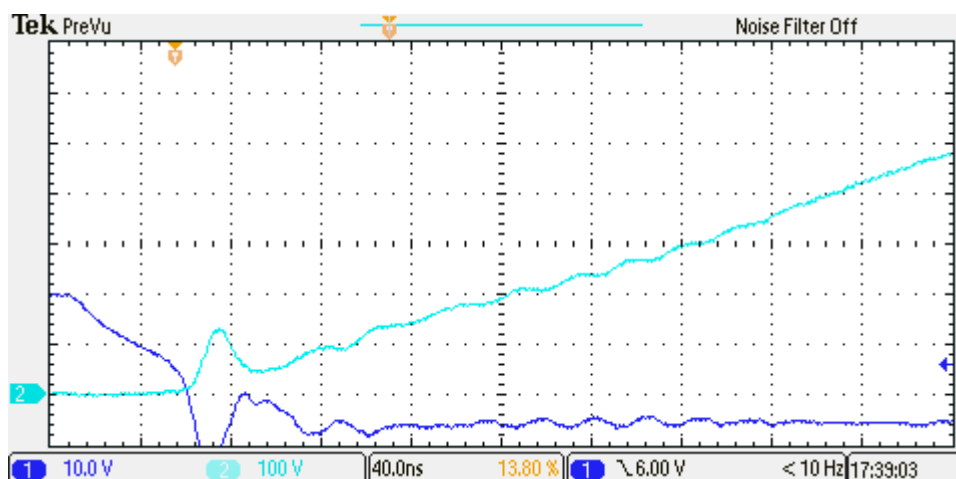
Následují oscilogramy stejného průběhu jako na Obr. 6-35 s kratší časovou základnou (detaily přepínacích dějů). Na následujícím obrázku je uveden detail vypínacího děje (napětí u_{GS} a u_{DS}) s časovou základnou 200 ns/dílek:



Obr. 6-36: Vypínací děj – u_{GS} (modře) a u_{DS} (tyrkysově), 200 ns/dílek, plný výkon.

Zde je vidět správná funkce odlehčovacího článku, napětí u_{DS} po vypnutí tranzistoru lineárně narůstá až do hodnoty napětí meziobvodu (zde asi 540 V). Poté se otevře nulová dioda, která se zase po krátké době zavře a objeví se zakmitání, zřejmě opět dané parazitními kapacitami a rozptylovou indukčností transformátoru. Tento jev je z pohledu polovodičů neškodný (mohl by způsobovat zvýšení rušivého vyzařování). Ve čtvrtém dílku obrazovky je možné pozorovat určitý parazitní jev, který se projevuje vysokofrekvenčním zakmitáním na napětí u_{GS} (a poměrově menším zakmitáním na u_{DS} , které má i jinou periodu). Tento děj je zřejmě vybuzen zavřením diod odlehčovacího článku (D_2 , D_4 na Obr. 6-4), přičemž kmitání nejspíše vzniká jen v parazitní smyčce na DPS (smyčka D_1 - C_1 - D_2 na Obr. 6-4), proto má mnohem vyšší frekvenci, než kmitání s rozptylovou indukčností transformátoru (cca od pátého dílku). Toto parazitní kmitání ale není škodlivé, protože napětí u_{GS} nezakmitává nad 0 V, takže nemůže způsobit nechtěné přitopení tranzistoru.

Následuje ještě detailnější pohled na vypínací děj s časovou základnou 40 ns/dílek:

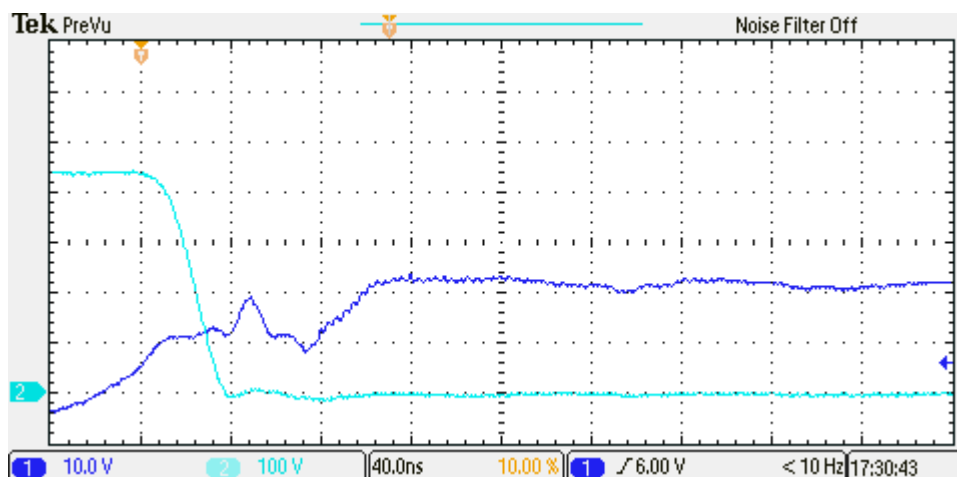


Obr. 6-37: Vypínací děj – u_{GS} (modře) a u_{DS} (tyrkysově), 40 ns/dílek, plný výkon.

Zde je možné pozorovat zákmit na napětí u_{DS} po vypnutí tranzistoru, ve srovnání s teoretickým čistě lineárním nárůstem napětí. Tento jev byl již předpovídán v kapitole 6.1.2. Jde vidět i poměrně značný záporný překmit na napětí u_{GS} po vypnutí tranzistoru, který dosahuje záporných hodnot pod -10 V (mimo obrazovku). Jelikož mají tranzistory maximální záporné u_{GS} -10 V, mohly by tyto překmity z dlouhodobého hlediska znamenat snížení spolehlivosti spínaného zdroje. Na druhou stranu je napětí pod -10 V po dobu menší, než 20 ns, což z celé

spínací periody je zanedbatelná část. Překmity by mohlo jít omezit použitím transilů či Zenerových diod. Také je možné, že i přes snahu o co nejlepší geometrické připojení sondy k měřenému tranzistoru se průběhy vlivem rušení mírně odlišují od reality.

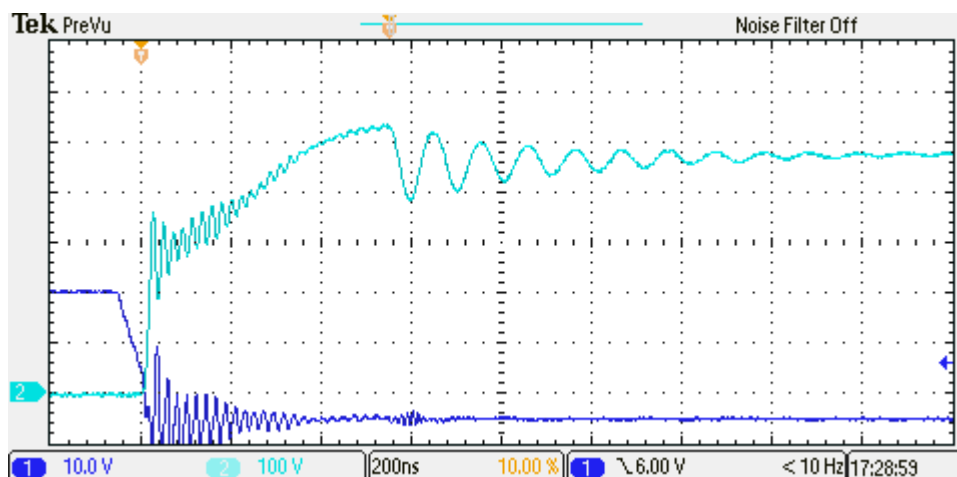
Na dalším obrázku jsou uvedeny naměřené průběhy zapínacího děje s časovou základnou 40 ns/dílek:



Obr. 6-38: Zapínací děj – u_{GS} (modře) a u_{DS} (tyrkysově), 40 ns/dílek, plný výkon.

Zapínání tranzistoru probíhá celkem standardním způsobem. Jde vidět zakmitání v oblasti Millerova plata (druhý a třetí dílek obrazovky), což je běžný jev. Sestupná hrana napětí u_{DS} trvá mírně přes 20 ns.

Na následujícím obrázku je ještě uveden naměřený vypínací děj při polovičním výstupním napětí i proudu, tedy čtvrtinovém výkonu:



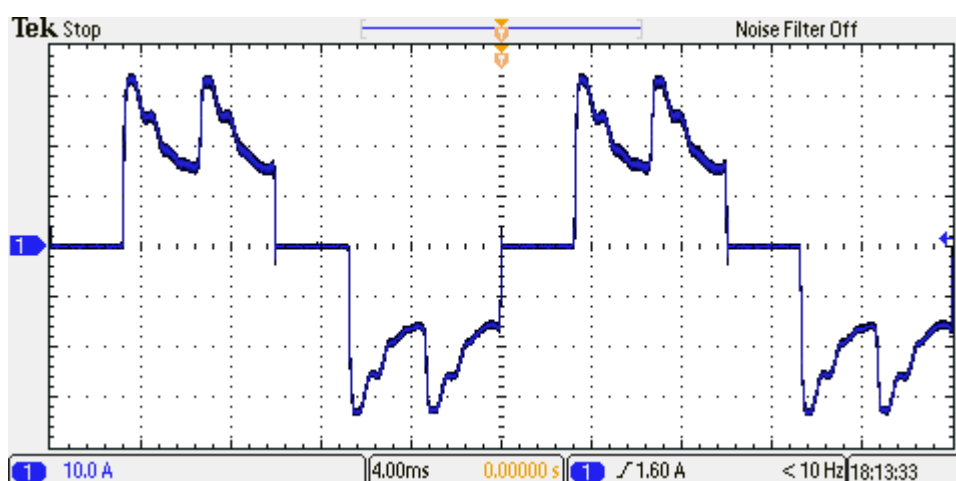
Obr. 6-39: Vypínací děj – u_{GS} (modře) a u_{DS} (tyrkysově), 200 ns/dílek, výkon 25 %.

Můžeme si všimnout, že napětí u_{DS} hned po vypnutí tranzistoru značně vykmitne a až poté je nárůst omezen odlehčovacím článkem. Bylo zjištěno, že nedochází k dostatečnému resetování kondenzátorů odlehčovacího článku, ty se nenabíjí na plnou hodnotu napětí meziobvodu a tím je vypínací děj odlehčen pouze částečně. Toto se neděje z důvodu, že by se odlehčovací článek nestíhal resetovat – doba sepnutí je stále větší, než doba půlkmitu článku. Problém je způsoben malou rozptylovou indukčností hlavního výkonového transformátoru, která při menším proudu a menším výstupním napětí již není schopna plně vybit kondenzátory odlehčovacího článku (napětí na primáru transformátoru ani špičkově nedosáhne hodnoty napětí meziobvodu). Tím pádem

resetovací rezonanční půlkmít článků začíná z nenulové hodnoty napětí na kondenzátoru a končí na hodnotě menší, než napětí meziobvodu.

Tento popsany nedostatek ale prakticky nezpůsobuje velké problémy, protože se děje při sníženém výkonu zdroje, kdy všechny ztrátové výkony jsou menší, a tak mírné navýšení vypínací ztrátové energie tranzistorů nezpůsobuje riziko přehřívání.

Nakonec byl změřen průběh odebíraného fázového proudu na Obr. 6-40. Průběh se celkem dobře shoduje s teoretickým simulovaným průběhem, viz Obr. 6-7 na straně 73. Mírné zakmitávání superponované na průběhu je způsobeno sériovou indukčností sítě. Změřený účinník odebíraného proudu byl 0,92. Je to hodnota mírně nižší, než teoreticky dosažitelné maximum 0,95 (je to dáno právě zkreslením pulzů vlivem kapacity v meziobvodu), ale stále se jedná o dobrou hodnotu.



Obr. 6-40: Odebíraný fázový proud, 4 ms/dílek, plný výkon.

6.3.3 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.

η	$U_2=140 \text{ V}$	$U_2=280 \text{ V}$	$U_2=420 \text{ V}$
$I_2=10 \text{ A}$	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 %.

Naměřená účinnost pro plný výkon je 96,8 %, což znamená **ztrátový výkon 416 W**. Teoretické vypočtené ztráty v kapitole 6.1.3 na straně 65 jsou 202 W bez ztrát na sekundárních usměrňovacích diodách. Úbytek napětí jedné paralelní kombinace použitých diod pro daný proud je asi 1,7 V, při proudu 30 A je to tedy ztrátový výkon 51 W, neboli 102 W na celém usměrňovači. Celkový teoretický ztrátový výkon je tedy přibližně 304 W.

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), tato problematika je rozvedena v kapitole 2.1.2 na straně 4. Vyšší ztráta může být částečně dána i rozdílem mezi teoretickými a prakticky realizovanými parametry vinutí (zejména činitel plnění mědi a proudová hustota), viz komentáře k reálným parametrům vinutí v kapitole 6.1.6.

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 zmiňované ztráty mohou po sečtení dávat i několik desítek W. Tyto ztráty by bylo možné omezit předimenzováním komponent, ovšem za cenu větší velikosti, hmotnosti a ceny zdroje.

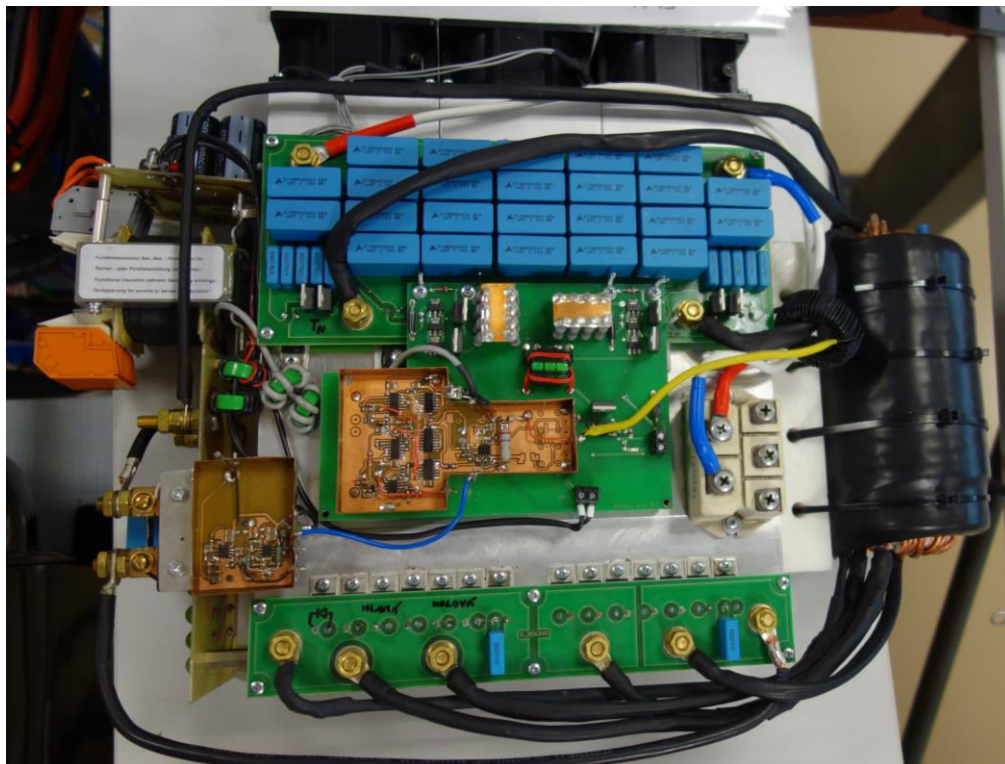
V neposlední řadě může být i poměrně velká chyba v určování vypínací energie tranzistorů, viz kapitola 6.1.2. Také mohla značně narůst zapínací energie vlivem parazitních kapacit transformátoru, které jsou poměrně velké.

Malý rozdíl ve vypočtených ztrátách může způsobovat i uvažování jednotkové účinnosti při odvození vztahů, reálně je ale příkon o ztráty vyšší, tím pádem vyšší efektivní proudy a nárůst ztrát oproti uvažované jednotkové účinnosti.

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

6.3.4 Srovnání účinnosti realizovaného blokujičního měniče s propustným měničem

Zde bude provedeno stručné porovnání účinnosti realizovaného funkčního vzorku s blokujičním měničem s dříve konstruovaným vzorkem s propustným měničem a stejnými výstupními parametry. Fotografie dříve konstruovaného vzorku je na následujícím obrázku.



Obr. 6-41: Funkční vzorek zdroje s propustným měničem.

Tento funkční vzorek zdroje s propustnou topologií má přibližně stejné rozměry chladiče, jako nově postavený blokující zdroj, na stranách je ještě připevněn pomocný síťový transformátor (pomocný interní zdroj) a hlavní pulzní transformátor zdroje. Celkově dosahuje starší vzorek s propustným měničem mírně vyšších rozměrů i hmotnosti.

Naměřené účinnosti pro plný výstupní výkon jsou následující:

- Účinnost nového vzorku s blokujícím měničem: **96,8 %**
- Účinnost staršího vzorku s propustným měničem: **94,4 %**

Je tedy zřejmé, že nově realizovaný vzorek s blokujícím měničem dosahuje poměrně značně vyšší účinnosti. Toto srovnání je ale bohužel jen orientační, protože vzorek s propustným měničem obsahuje tranzistory s dvojnásobným odporem v sepnutém stavu a také nevyužívá bezztrátové odlehčovací články. Při použití stejné primární části silového obvodu, jako byla použita pro blokující měnič, by se dalo očekávat navýšení účinnosti původního vzorku s propustným měničem. **I přesto je ale možné konstatovat, že měnič s blokující topologií je velice vhodným řešením i pro velké výkony, navzdory zažitým konvencím.**

7 ZÁVĚR

V rámci práce byly řešeny měniče a spínané zdroje velkého výkonu se zvláštním přihlédnutím k experimentální topologii blokujícího měniče. Autor práce si zaměřením 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 4.2.3). 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.

Srovnání bylo provedeno s jednočinným propustným měničem. U dvojčinného propustného měniče se dá logicky očekávat menší velikost transformátoru, než u jednočinného. Tento měnič ovšem disponuje určitými problémy, které snižují jeho robustnost (např. problém s nesymetrií budících pulzů tranzistorů, problém „falešného“ přitěvívání tranzistorů vlivem Millerova jevu). Problémy již byly popsány v [20]. Autor se v této dizertační práci věnuje záměrně pouze jednočinným aplikacím.

- 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 sycení ΔB . 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) Funkční vzorek netradičního spínaného zdroje 12 kW s blokujícím měničem s výstupními parametry 420 V, 30 A byl navržen v kapitole 6.1. Je uveden detailní návrh a výpočet všech částí spínaného zdroje. V kapitole 6.2 je stručně shrnuta realizace všech částí zdroje včetně dokumentačních fotografií. Oživení zdroje se neobešlo bez určitých problémů popsaných v kapitole 6.3, ovšem nakonec se podařilo dosáhnout spolehlivé funkce a požadovaných výstupních parametrů.

Měření účinnosti DC/DC měniče je uvedeno v kapitole 6.3.3. 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 6.3.3. Účinnost s funkčním vzorkem propustného měniče se stejnými výstupními parametry byla srovnána v kapitole 6.3.4 – propustný měnič pro plný výkon dosahoval účinnosti pouze 94,4 %. Srovnání ovšem není úplně směrodatné, protože pro konstrukci vzorku propustného měniče byly použity tranzistory s mírně odlišnými parametry a nebyl použit bezztrátový odlehčovací článek.

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

- [1] PATOČKA, M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Brno: VUTUUM, 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/CPSSSTPEA.2017.00012. ISSN 2475742X. Dostupné z: 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 přechodí smluvní vývoj. 2017. s. 1-2.
- [A14] VOREL, P.; MARTIŠ, J.; ČERVINKA, D. LiFePO₄ 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. LiFePO₄ 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. Aplikační možnosti ultrakapacitorů a akumulátorů LiFePO₄ 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 budící 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

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.