



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

ZAŘÍZENÍ PRO INDUKČNÍ OHŘEV PRO ÚČELY UMĚLECKÉHO KOVÁŘSTVÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

SEMESTRAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Vladislav Šmarda

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Dalibor Červinka, Ph.D.

BRNO 2020

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Vladislav Šmarda **ID:** 186206 **Ročník:** 2 **Akademický rok:** 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Zařízení pro indukční ohřev pro účely uměleckého kovářství

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Zvolte vhodnou koncepci měniče pro indukční ohřev a navrhnete topologii řízení s ohledem na využití v kovářské praxi.
2. Navrhnete a dimenzujete silovou a řídicí část měniče.
3. Zařízení realizujete a ověříte jeho vlastnosti.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] PATOCKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [2] Vorel P., Patocka M., Průmyslová elektronika, Vydání 1., skriptum FEKT VUT Brno, 2007
- [3] SKALICKÝ, J. Navrhování elektrických pohonů. Navrhování elektrických pohonů. Brno: VUT FEKT, 2002.

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 1.6.2020

Vedoucí práce: Ing. Dalibor Červinka, Ph.D.

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

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem invertoru pro indukční ohřev. Hlavním předmětem je pak optimalizace pro užití v kovářské praxi. Pozornost je věnována především dimenzování silové části a návrhu řídicí části a následné realizaci celého zařízení.

Abstract

This Diploma thesis deals with the design of induction heating inverter. The main subject is optimization for blacksmiths. There is described the designing procedure for power components and also designing of control part. Then prototype of 10 kW induction heater was made.

Klíčová slova

Invertor, indukční ohřev, spínaný zdroj, rezonanční měnič

Keywords

Inverter, induction heating, switching power supply, resonant converter

Bibliografická citace

ŠMARDA, Vladislav. Zařízení pro Indukční ohřev pro účely uměleckého kovářství. Brno, 2020. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/125822>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Dalibor Červinka.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „*Zařízení pro indukční ohřev pro účely uměleckého kovářství*“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální 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 semestrální práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této semestrální 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 1. června 2020

.....

podpis autora

Obsah

| | | |
|-------|--|----|
| 1 | Úvod..... | 11 |
| 2 | Invertorový indukční ohřev..... | 12 |
| 2.1 | Náhradní zapojení a základní myšlenka návrhu..... | 12 |
| 2.1.1 | Sériový náhradní model..... | 13 |
| 2.2 | Dělení topologií..... | 14 |
| 2.2.1 | Topologie z pohledu pracovní frekvence..... | 14 |
| 2.2.2 | Topologie z pohledu počtu a uspořádání spínacích prvků..... | 14 |
| 2.2.3 | Topologie z pohledu rezonančního obvodu..... | 14 |
| 2.3 | Sériový rezonanční obvod..... | 14 |
| 2.3.1 | Analýza komutace u sériového rezonančního obvodu..... | 15 |
| 2.4 | Transformátor..... | 15 |
| 2.4.1 | Rezonanční kondenzátor na sekundární straně..... | 15 |
| 2.4.2 | Rezonanční kondenzátor na primární straně..... | 16 |
| 2.4.3 | Sestava dvou transformátorů..... | 16 |
| 2.5 | Způsoby řízení a regulace sériového rezonančního obvodu..... | 17 |
| 2.5.1 | Regulace změnou napětí v meziobvodu..... | 17 |
| 2.5.2 | Regulace změnou střídy..... | 17 |
| 2.5.3 | Regulace změnou střídy a frekvence..... | 17 |
| 2.5.4 | Regulace změnou hustoty pulsů..... | 18 |
| 3 | Návrh silové části invertoru..... | 19 |
| 3.1 | Algoritmus spínání..... | 19 |
| 3.2 | Stanovení výkonu invertoru..... | 20 |
| 3.3 | Volba spínací frekvence..... | 20 |
| 3.4 | Rezonanční obvod..... | 21 |
| 3.4.1 | Rezonanční kondenzátor..... | 21 |
| 3.4.2 | Návrh induktorů..... | 22 |
| 3.4.3 | Praktická realizace induktorů..... | 24 |
| 3.5 | Převod transformátoru..... | 25 |
| 3.6 | Návrh hlavního transformátoru..... | 27 |
| 3.6.1 | Proudové dimenzování transformátoru..... | 29 |
| 3.6.2 | Výpočet ztrát transformátoru..... | 30 |
| 3.6.3 | Měření reálných parametrů transformátoru..... | 32 |
| 3.7 | Dimenzování polovodičových prvků..... | 32 |
| 3.8 | Vstupní usměrňovač..... | 32 |
| 3.8.1 | Dimenzování vstupního usměrňovače..... | 33 |
| 3.8.2 | Dimenzování tranzistorů..... | 34 |

| | | |
|-------|---|----|
| 3.9 | Budiče tranzistorů..... | 40 |
| 3.9.1 | Pomocný zdroj pro budiče výkonových tranzistorů | 40 |
| 3.9.2 | Pomocný zdroj 3,3V | 44 |
| 4 | Návrh chlazení..... | 45 |
| 4.1 | Výběr tepelného výměníku..... | 46 |
| 4.2 | Konstrukce chladiče a výpočet chlazení..... | 48 |
| 5 | Návrh řídicí části měniče..... | 51 |
| 5.1 | Detekce nuly | 51 |
| 5.2 | Proudové omezení a nadproudová ochrana..... | 53 |
| 5.3 | System ochran..... | 56 |
| 5.3.1 | Rychlá nadproudová ochrana | 56 |
| 5.3.2 | Frekvenční ochrany..... | 57 |
| 5.4 | Hlavní řídicí část..... | 59 |
| 5.4.1 | Ovládací část..... | 61 |
| 6 | Realizace a oživování..... | 62 |
| 6.1 | Proces oživování: | 63 |
| 7 | Závěr | 65 |
| 8 | Literatura..... | 66 |

Seznam obrázků

| | |
|--|----|
| Obr. 2-1: Přechod z reálného schématu na náhradní zapojení | 13 |
| Obr. 2-2: Rezonanční kondenzátor na sekundární straně | 15 |
| Obr. 2-3: Rezonanční kondenzátor na primární straně | 16 |
| Obr. 2-4: Dva transformátory a rezonanční kondenzátor v meziobvodu..... | 16 |
| Obr. 2-5: Různé možnosti regulace napětí v meziobvodu..... | 17 |
| Obr. 3-1: Principiální schéma invertoru | 19 |
| Obr. 3-2: Znázornění směru toku proudu v H-můstku při standartním stavu | 19 |
| Obr. 3-3: Znázornění směru toku proudu v H-můstku v případě činnosti proudové limitace | 19 |
| Obr. 3-4: Ilustrační foto použitého typu kondenzátoru | 22 |
| Obr. 3-5: Ukázka ze simulace 5ti závitové cívky v programu FEMM..... | 23 |
| Obr. 3-6: Foto z průběhu měření a tvorby induktorů | 24 |
| Obr. 3-7: Graf závislosti výkonu do vsázky na její teplotě | 25 |
| Obr. 3-8: Foto z realizace transformátoru | 30 |
| Obr. 3-9: Oscilogram proudu invertorem (nahore) a signálem "enable" (dole)..... | 38 |
| Obr. 3-10: Foto realizace budící výkonových tranzistorů | 40 |
| Obr. 3-11: Znázornění jednotlivých modů pomocného zdroje | 41 |
| Obr. 3-12: Schéma pomocného zdroje | 43 |
| Obr. 3-13 Oscilogram napětí na sekundárním diod pomocného zdroje:..... | 43 |
| Obr. 3-14: Schéma pomocného zdroje 3,3V | 44 |
| Obr. 4-1: Blokové schéma chladicího okruhu..... | 46 |
| Obr. 4-2: Foto z průběhu měření tepelného odporu výměníku..... | 47 |
| Obr. 4-3: Nákres konfigurace chladiče a součástek | 48 |
| Obr. 4-4: Náčrt situace chlazení tranzistorů | 49 |
| Obr. 4-5: Náčrt montáže usměrňovače na chladič..... | 50 |
| Obr. 5-1: Schéma detektoru průchodu nulou..... | 51 |
| Obr. 5-2: Znázorněn oscilogram detektoru náběžných a sestupných hran | 53 |
| Obr. 5-3: Obvody proudového omezení a nadproudových ochran | 53 |
| Obr. 5-4: Graf závislost příkon na zátěži | 54 |
| Obr. 5-5: Oscilogramy signálu enable a výstupu z analogového multiplexoru | 55 |
| Obr. 5-6: Oscilogram znázorňující roli kladné zpětné vazby v obvodu proudové limitace..... | 55 |
| Obr. 5-7: Schéma systému ochran..... | 56 |
| Obr. 5-8: Rychlá nadproudová ochrana..... | 57 |
| Obr. 5-9: Schéma frekvenčních ochran | 57 |
| Obr. 5-10: Oscilogram znázorňující funkci frekvenční ochrany | 58 |
| Obr. 5-11: Schéma hlavní části | 59 |
| Obr. 5-12: Oscilogram znázorňující signál do budičů tranzistorů (dole signál pro dolní tranzistor, nahore pro horní)..... | 60 |
| Obr. 5-13: Oscilogram znázorňující signály do budičů tranzistorů při omezeném výkonu (dva spodní tranzistory)..... | 60 |
| Obr. 5-14: Oscilogram znázorňující řídicí signály do budičů tranzistorů při 100% výkonu..... | 60 |
| Obr. 5-15: Foto krabičky s LED diodami a ovládacími páčkami a tlačítkem | 61 |
| Obr. 6-1: Obrázek zachycující návrh desky plošných spojů v programu EAGLE..... | 62 |
| Obr. 6-2: Sestava chladič-výkonový DPS | 62 |
| Obr. 6-3: Foto z ožívování invertoru | 63 |
| Obr. 6-4: Foto z průběhu ožívování invertoru | 63 |

Seznam tabulek

| | |
|---|----|
| Tabulka 3-1: Simulované hodnoty indukčností pro různé průměry a počty závitů..... | 23 |
| Tabulka 3-2: Mechanické parametry namotaných induktorů..... | 24 |
| Tabulka 3-3: Naměřená data k induktoru č. 1..... | 24 |
| Tabulka 3-4: Tabulka vybraných hodnot tranzistoru C3M0021120K..... | 36 |
| Tabulka 3-5: Data naměřená při měření účinnost pomocného zdroje | 43 |

1 Úvod

Indukční ohřev kovových součástí neodmyslitelně patří k střednímu a těžkému průmyslu. Nástupem 21. století však tento fenomén začal pronikat i do sfér domácího použití, především pak vaření na indukčních varných deskách. Zlepšením dostupnosti výkonových polovodičových součástek tak vznikl zcela nový prostor pro využití invertorových indukčních ohřevů. Tato práce se soustředí na využití pro malé a střední podnikatele, především pak ty, kteří v rámci své činnosti potřebují zahřívát kovové součásti efektivně a rychle. Do této kategorie také patří umělečtí kováři, kteří většinou k ohřevu používají starší uhelné pece, nebo modernější plynové. Náklady na provoz takovýchto pecí nejsou malé. Jejich uvedení do provozu trvá minimálně několik minut. V případě uhelné pece jsou to spíše desítky minut. Další nevýhodou těchto pecí je malá účinnost a téměř žádná možnost regulace výkonu do vsázky. Kovář má sice možnost regulovat celkový příkon pece (regulátorem tlaku plynu nebo v případě uhelné pece otáčkami fukaru), ovšem v žádném případě nemá informaci o tom, kolik z dodané energie opravdu skončí ve vsázce v podobě tepla.

Tyto problémy řeší invertorový indukční ohřev. Diplomová práce si klade za cíl najít vhodnou topologii, princip řízení a celkovou realizaci prototypu 10kW invertoru.

2 Invertorový indukční ohřev

2.1 Náhradní zapojení a základní myšlenka návrhu

Aby byl návrh indukčního ohřevu jednoduše proveditelný, je potřeba vytvořit model interakce mezi induktorem a vsázkou, tak aby se dal jednoduše zakomponovat do elektrického obvodu. Zásadní je pak kvantifikace ztrát ve vsázce. Ztráty ve vsázce jsou z elektrického pohledu především závislé na druhé mocnině budícího proudu v induktoru. V elektrickém obvodu se tvoří ztráty stejným způsobem na odporu. V náhradním zapojení bude tedy ekvivalentní odpor reprezentující ztráty ve vsázce. Dalším prvkem v náhradním zapojení bude indukčnost induktoru. Ta zásadně ovlivňuje celou koncepci zařízení. Aby na ekvivalentním odporu byla vytvořena potřebná výkonová ztráta, musí induktorem protékat proud s velkou frekvencí. Induktor se pak chová jako nenulová impedance a brání průchodu proudu. Jinými slovy do cívky je nutné dostat neúčinný jalový výkon. Naráží se zde na klasický problém induktivních zátěží.

V praxi se toto řeší tak, že se do celého zapojení přidá kondenzátor, který společně s cívkou tvoří rezonanční obvod. Invertor se tak cíleně provozuje v rezonanci. Pokud uvažíme rezonanční obvod jako čtyřbran, chová se vzhledem k jeho vstupním svorkám jako čistě odporová zátěž, pokud je přesně v rezonanci. Tím je dosaženo, že invertor dodává pouze činný výkon, zatímco přes induktor cirkuluje výkon zdánlivý. Rezonance se pak dá dále využít k měkkému spínání. Tranzistory tak mohou spínat na vyšších frekvencích bez výrazného nárůstu spínacích ztrát. Vyšší frekvence jsou žádoucí také z důvodu minimalizace celého zařízení a v neposlední řadě s vzrůstající frekvencí se do určité míry zlepšuje účinnost přenosu energie do vsázky.

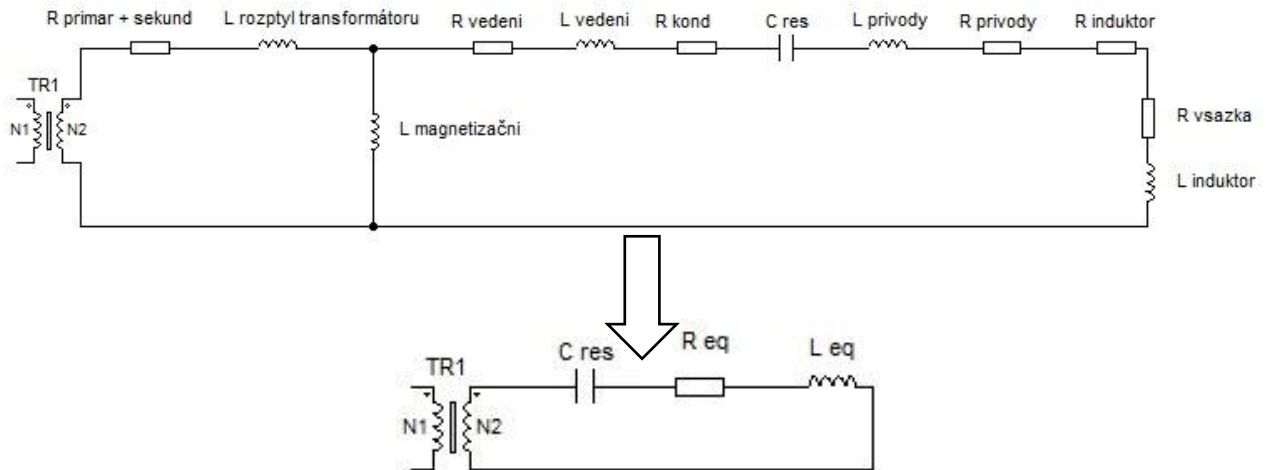
Ekvivalentní odpor induktoru není statická veličina, mění v průběhu ohřevu, a to dosti zásadně. S teplotou vsázky totiž roste její rezistivita. Na teplotě je také závislá indukčnost. Např. klasická ocel má relativní permeabilitu závislou na teplotě. Do dosažení tzv. Curieho teploty je tato závislost velice mírná. V bodě Curieho teploty pak relativní permeabilita oceli razantně poklesne, a nakonec se ustálí na permeabilitě vakua. To znamená opravdu razantní a skokovou změnu indukčnosti induktoru. Indukčnost a odpor induktoru se také mění v závislosti na úchopu kováře, na jeho nechtěných pohybech atd.

Z předešlého plyne, že invertor musí být laděn v reálném čase na rezonanční frekvenci. Není tedy možné jednou nastavit frekvenci spínání tranzistorů tzv. „natvrdo“.

Náhradní model si neklade za cíl dokonale analyzovat proces přenosu tepla do vsázky, avšak jeho účelem je jednoduše popsat tento systém, tak aby byly na první pohled zřejmé souvislosti. Má návrháři poskytnout rychlý náhled do problematiky. Pokud pak návrhář chce znát konkrétní hodnoty více dopodrobna, přichází na řadu metoda konečných prvků atd.

2.1.1 Sériový náhradní model

V této diplomové práci bude dále používán model sériový, přestože existuje i paralelní model. Modely jsou vzájemně naprosto ekvivalentní. Sériový model je však většinou intuitivnější, protože odporem a indukčností protéká stejný proud, je tedy jednodušší na rychlý výpočet.



Obr. 2-1: Přechod z reálného schématu na náhradní zapojení

Na (Obr. 2-1) je znázorněna redukce reálných složek obvodu na náhradní schéma. Odpor R_{eq} je pak součtem všech odporů v RLC obvodu. Největší odpor obvykle bývá odpor reprezentující ztráty ve vsázce R_{vsazka} . Při provozu induktoru naprázdno pak proud omezuje pouze sériová kombinace všech parazitních odporů. Indukčnost cívky je největší ze všech uvedených indukčností, ovšem její poměr se součtem všech ostatních parazitních nebývá zanedbatelný.

Magnetizační indukčnost transformátoru přepočtenou na sekundární stranu lze u sériového rezonančního obvodu většinou zanedbat z důvodu použití feritových jader. V praxi existují i případy, kdy transformátor tvoří jádra z nanokrystalických slitin jako je např. *Sendust*. Takové jádra mají malou permeabilitu což vede na poměrně malou magnetizační indukčnost, která se v konečném důsledku již nedá zanedbat a přímo se podílí na rezonančních dějích v RLC obvodu.

Výkon na ekvivalentním odporu pak lze velice jednoduše vyjádřit:

$$P = R_{eq} I_{ef}^2 \quad (2.1)$$

2.2 Dělení topologií

2.2.1 Topologie z pohledu pracovní frekvence

Nízkofrekvenční

Spínací prvek bývá tyristor, GTO, popřípadě IGBT tranzistor. Frekvence od 50 Hz do 20 kHz. Jedná se o ohřevy velkého výkonu, řádově stovky kW až jednotky MW.

Středofrekvenční

Do této kategorie spadá většina ohřevů středního výkonu. Spínací prvek je výhradně tranzistor IGBT nebo MOSFET. Frekvence 20 kHz-500 kHz. Výkony v řádu jednotek kW až desítky kW.

Vysokofrekvenční

Vysokofrekvenční ohřevy se používají například ve zdravotnictví, šperkařství a všude tam, kde je nutné ohřívat velmi malé součásti. To vyžaduje velmi malou hloubku vniku pro účinnost ohřevu. Takové ohřevy pak pracují řádově na stovkách kHz. Při vyšších výkonech již je nutné upustit od polovodičových spínacích prvků a používají se zde elektronky.[1]

2.2.2 Topologie z pohledu počtu a uspořádání spínacích prvků

Počet spínacích prvků ovlivňuje především cenu zařízení. Kvůli velkému rozmachu indukčních vařičů do domácností, jsou neustále vyvíjeny různé topologie na kvazirezonančních principech s jedním spínacím prvkem. V oblasti ručního náradí pro dílenské použití do 2 kW příkonu je poměrně rozšířená kvaziparalelní topologie push-pull, tedy dvou-spínačová. Pro účely této práce má však význam hlavně čtyř-spínačový klasický H-můstek, protože v této výkonové kategorii se užívá téměř výhradně.

Topologií inverterů je opravdu velké množství a nemá smysl zde zmiňovat všechny, protože většinou jsou tyto topologie optimalizovány pro jednu konkrétní aplikaci. [1]

2.2.3 Topologie z pohledu rezonančního obvodu

Poměrně zásadní dělicí kritérium je pak podle druhu rezonančního obvodu. Pro tuto semestrální práci je nejdůležitější sériový rezonanční obvod. Při vyšších výkonech se však často používá paralelní rezonanční obvod. Poměrně běžné je pak použití více násobných RLC obvodů, nejvíce známá je topologie LLC.

2.3 Sériový rezonanční obvod

Sériový rezonanční obvod tvoří kondenzátor, cívka a odpor v sérii. V rezonanci má minimální impedanci rovnou odporu obvodu. Při frekvencích vyšších, než rezonančních má jeho impedance induktivní charakter, při frekvencích nižších, než rezonanční má kapacitní charakter.[2] Maximální proud obvodu je proto dán maximálním vstupním napětím a odporem. Z praktického hlediska indukčního ohřevu je standartní stav, když je vsázka v koncovém induktoru. V takovém případě ekvivalentní odpor induktoru je poměrně veliký a rezonanční obvod dosahuje kvality většinou od $Q=3$ až $Q=15$. Naprázdno však ekvivalentní odpor koncového induktoru klesne a jakost obvodu se zvýší

běžně na $Q=50-100$. Z toho plyne, že pro sériový rezonanční obvod je hazardním stavem provoz na prázdno. Je tedy nutné do řídicí části invertoru zakomponovat nadproudovou ochranu, popřípadě proudové omezení.

Přesto se sériový rezonanční obvod v hojně míře používá hlavně pro nízko až středně výkonové aplikace, což je i případ indukčního ohřevu pro kováře.

2.3.1 Analýza komutace u sériového rezonančního obvodu

Tranzistory musí spínat těsně před průchodem proudu nulou. Kdyby spínaly až po průchodu nulou, proud by stačila převzít substrátová dioda, která u tranzistorů MOSFET je z principu přítomna, a u tranzistorů IGBT většinou uměle dodávána, která by komutovala pod proudem. To by způsobovalo velké přepínací ztráty na diodě způsobené zpětnou zotavovací dobou diody. Substrátová dioda má většinou horší parametry než spínací prvek, tudíž i spínací ztráty jsou několikanásobně větší. V neposlední řadě by komutace této diody pod proudem způsobovala nepříjemné problémy s EMC/EMI (tzv. *reverse recovery ringing*).

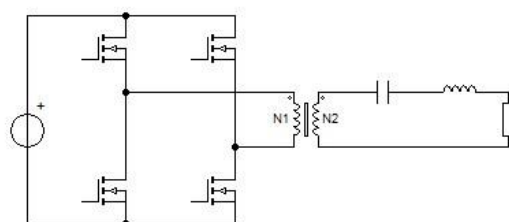
2.4 Transformátor

Budeme-li se bavit pouze o invertorech se sériovým rezonančním obvodem, je potřebné v této konfiguraci zajistit, aby spínacími prvky netekl velký proud. Jednak z důvodů ekonomických, jednak z důvodu účinnosti, a také z důvodu celkové realizovatelnosti zařízení. Proto se často v praxi přistupuje k tzv. impedančnímu přizpůsobení. Toto přizpůsobení má na starosti transformátor, v anglické literatuře označován jako *matching transformer*. Volbou převodu transformátoru lze nastavit optimální pracovní bod pro daný induktor, nebo pro danou sadu induktorů. Transformátory se do invertoru zařazují většinou, když je induktor tvořen z trubky o několika málo závitů, nebo v případech kde je vyžadováno galvanické oddělení.

Přizpůsobovací transformátor může být připojen do obvodu v zásadě třemi různými způsoby.

2.4.1 Rezananční kondenzátor na sekundární straně

Jedná se o jednu z nejpoužívanějších variant v oblasti středofrekvenčních ohřevů se středním výkonem. Na kondenzátor jsou kladeny vysoké nároky. Kondenzátorem tečou stovky A, a je na něm napětí řádově stovky V. Takovéto kondenzátory se většinou musí chladit vodou, nebo do masivní měděné sběrnice. Obecně se dá říci, že kondenzátor je v tomto uspořádání jedna z nejdražších a nejnáchylnějších součástí v celém zařízení. Přesto se tato konfigurace používá nejčastěji, protože přizpůsobovací transformátor



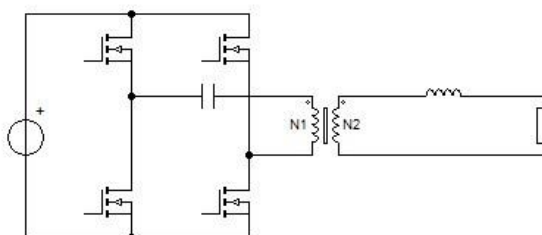
Obr. 2-2: Rezananční kondenzátor na sekundární straně

přenáší pouze činný výkon. Jeho velikost je tedy přiměřená a ve většině případů se transformátor uchládí sám, bez potřeby např. nuceného vzduchového chlazení.

Tato topologie byla shledána jako vhodná pro použití v diplomové práci.

2.4.2 Rezonanční kondenzátor na primární straně

Tato varianta je méně používaná, ovšem v konkrétních případech může kondenzátor na primární straně být výhodný.

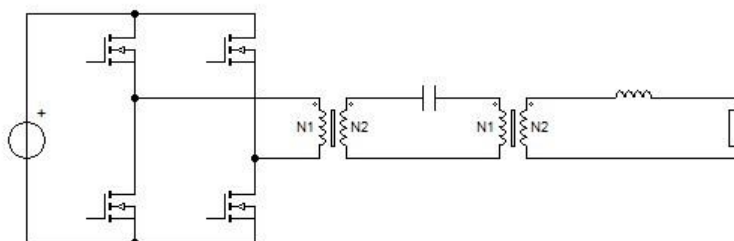


Obr. 2-3: Rezonanční kondenzátor na primární straně

Obecně platí, že se jedná spíše o menší výkony. Kondenzátorem teče nezanedbatelný proud (desítky A) a je na něm ale velké napětí (řádově kV). Vyžaduje tedy vysokonapěťové kondenzátory, které navíc většinou musí být řazeny do série. Hlavní nevýhodou této konfigurace je, že přizpůsobovací transformátor přenáší zdánlivý výkon. Což se promítne na velikosti transformátoru a jeho ztrátách. Přesto se tato konfigurace v praxi používá u menších výkonů a v případech, kdy nevedí výše zmíněné.

2.4.3 Sestava dvou transformátorů

Kombinace dvou předchozích případů. V praxi využívaná v oblasti přenosných indukčních ohřevů o výkonu řádově jednotky kW.



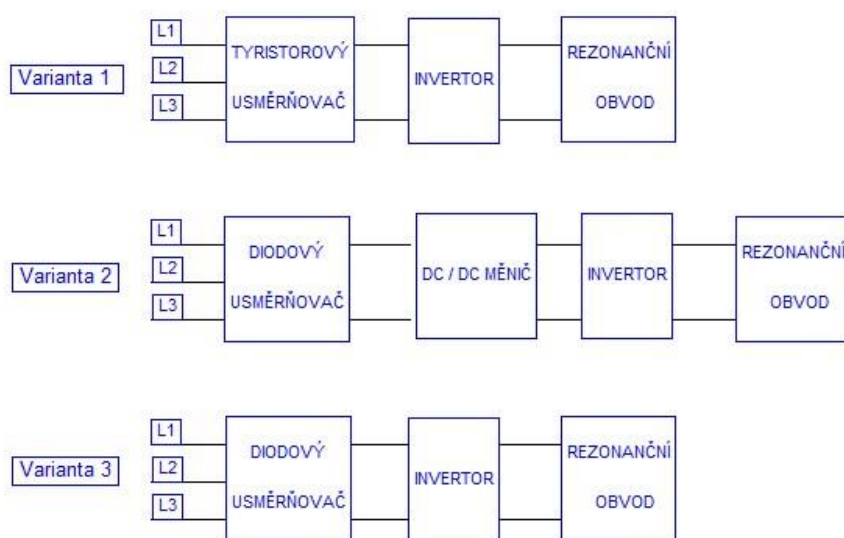
Obr. 2-4: Dva transformátory a rezonanční kondenzátor v meziobvodu

První transformátor přenáší pouze činný výkon a je zařazen do obvodu kvůli proudovému přizpůsobení meziobvodu. Meziobvod je totiž přívod k rukojeti, který dosahuje délky řádově několik metrů. Tímto přívodem pak nesmí téct velké proudy kvůli ztrátám. První transformátor sníží proud. V meziobvodu je kondenzátor, který pracuje na nízkých proudech a vysokých napětích. Následuje transformátor, který přenáší zdánlivý výkon. Tvoří ho většinou řada toroidních jader spojená za sebe. Rukojetí protéká voda a chladí druhý transformátor.

2.5 Způsoby řízení a regulace sériového rezonančního obvodu

2.5.1 Regulace změnou napětí v meziobvodu

Nejpřirozenějším způsobem regulace je změna napájecího napětí. To se děje typicky tak, že se reguluje napětí v meziobvodu za usměrňovačem. Buďto je použit tyristorový aktivní usměrňovač, nebo usměrňovač diodový pasivní, ale v meziobvodu následuje tranzistorový *step up/down* měnič, který reguluje napětí. Většinou měnič plní i funkci aktivního PFC obvodu. Změna napětí v meziobvodu je opravdu nejčistší způsob, jak regulovat výkon dodávaný do vsázky. Ovšem je náročný na počet součástek, a celkově zvyšuje komplexnost celého systému. Proto se používá jen u drahých *hi-tech* ohřevů, kde nezáleží na ceně, ale na kvalitě výrobku, popřípadě na kvalitě regulace. Tranzistory pak nezávisle na regulačním stavu spínají měkce.



Obr. 2-5: Různé možnosti regulace napětí v meziobvodu

Na (Obr. 2-5) jsou tři možné topologie z pohledu regulace. První možnost využívá principu regulace napětí v meziobvodu aktivním tyristorovým usměrňovačem. Druhá možnost využívá ke změně napětí v meziobvodu DC/DC měnič. Třetí z možností přímo napětí v obvodu nereguluje a regulace tak probíhá jedním z dále zmíněných způsobů přímo v invertoru. V oblasti nízkých a středních výkonů je obecně snaha regulovat výkon podle třetí varianty, protože výsledné řešení vychází ekonomicky výhodněji.

2.5.2 Regulace změnou střídy

Obvod je vždy naladěn do rezonance. V případě zásahu regulace se začne zmenšovat střída spínání tranzistorů. To vede na podobnou situaci, jako v přechodím případě, avšak analýza ve zdroji [1], ukázala, že regulace střídou vychází mírně lepší. Přesto se v praxi v podstatě nepoužívá.

2.5.3 Regulace změnou střídy a frekvence

Poměrně používaný způsob regulace pro plný most v anglické literatuře obvykle nazývaný jako „*Phase-shift full bridge*“, kombinuje předchozí dva způsoby tak, aby vždy docházelo k spínání tranzistoru v nule napětí. Tranzistory spínají se střídou 0,5, pouze

fázovým posunem spínání větví je docílena změna střídání na výstupu z invertoru. Tím vlastně dochází ke změně napětí na rezonančním obvodu. Regulace má možnost dvou akčních zásahů. Proto je potřeba aby regulátor byl dobře nastaven, a celá regulační strategie, popřípadě algoritmus, byl správně

2.5.4 Regulace změnou hustoty pulsů

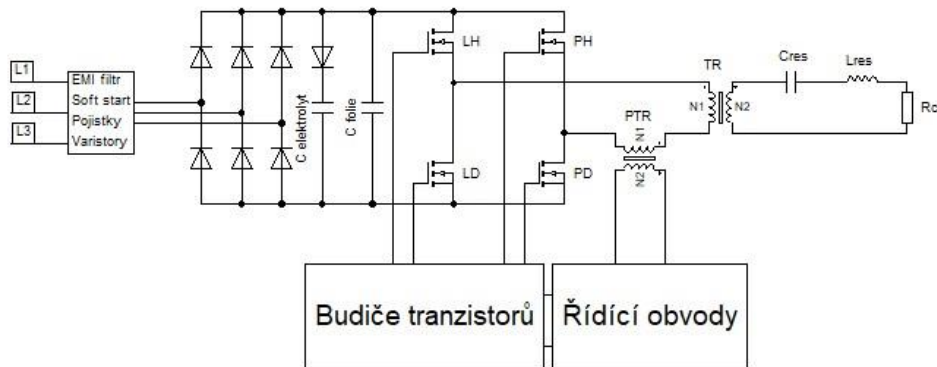
Tzv. *Pulse-density-modulation* nebo zkráceně PDM regulace, je vhodným adeptem na regulační strategii v této semestrální práci. Princip PDM regulace spočívá ve vynechávání pulsů PWM. Tranzistory spínají měkce nezávisle na regulačním zásahu řízení. Pokud řídicí jednotka vyhodnotí nadproud v obvodu, tranzistory prostě přestanou spínat. Energie uložená v rezonančním obvodu přirozeně tlumeně dokmitá na nulovou hodnotu. Popřípadě pokud řídicí jednotka vyhodnotí pokles proudu na žádanou úroveň, tranzistory opět začnou spínat. Tento způsob regulace je teoreticky nejúčinnější ze všech zmiňovaných. Nevýhodou je, že proud obsahuje sub-harmonické složky, které mohou činit problémy s EMC/EMI. Tato topologie se hojně využívá například ve výkonnějších indukčních varných deskách, nebo v průmyslovém indukčním ohřevu. Další mírnou nevýhodou je, že výkon do vsázky nelze regulovat lineárně. Je to způsobené diskretním charakterem akčního zásahu. [2]

V praxi se výkon do vsázky reguluje tak, že řídicí jednotka obsahuje n -bitový čítač, který čítá $(n - m)$ -pulsů průchodu proudu nulou, a poté m -pulsů nechá proud kmitat samovolně. Při použití např. 4-bitového čítače lze takto generovat celkem 16 různých stupňů výkonu. Při použití vícebitových čítačů je už nutné použití signálových procesorů k řízení. Popřípadě poměrně často je k těmto účelům využíváno programovatelné

hradlové pole.

3 Návrh silové části invertoru

Silovou část tvoří vstupní usměrňovač, plný můstek s tranzistory, transformátor a rezonanční obvod skládající se z výkonového kondenzátoru a koncového induktoru. Proudový transformátor snímá proud primárním vinutím hlavního transformátoru a řídicí obvody na základě této informace vydávají pokyn budičům ke spínání tranzistorů.

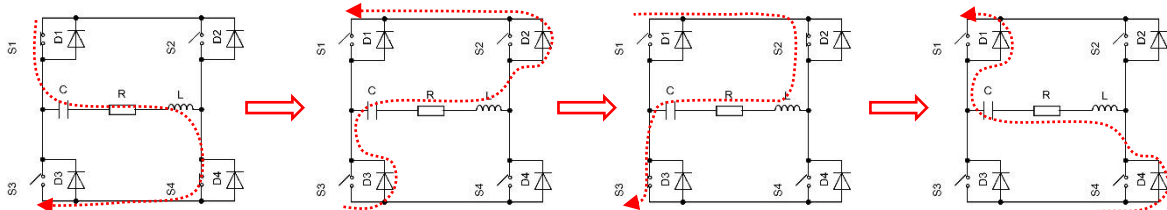


Obr. 3-1: Principiální schéma invertoru

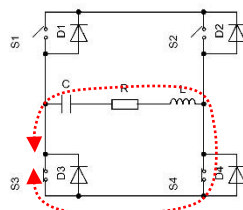
3.1 Algoritmus spínání

Na (Obr. 3-2) jsou znázorněny 4 stavy normální operace můstku. Následuje popis činnosti:

1. Jsou sepnuty tranzistory S1 a S4. Proud přirozeně teče přes ně. Kvůli sinusovému charakteru proud přirozeně klesá k nule. Těsně před průchodem proudu nulou tranzistory vypínají (pseudo soft turn-off).
2. Nastává doba dead-time. Všechny tranzistory jsou vypnuté. Proud přebírají diody D2 a D3. Tyto diody jsou tedy zapnuty pod proudem (hard turn-on) a vedou proud jen po dobu dead-time. Proud přirozeně klesne k nule, diody komutují měkce (soft turn-off).
3. Otevírají se tranzistory S2 a S3. Spínají v podstatě při nulovém proudu (pseudo soft turn-on). Po proběhnutí sinového kmitu se tranzistory vypnou těsně před průchodem proudu nulou (pseudo soft turn-off).
4. Nastává doba dead-time. Diody D1 a D4 přebírají proud a jsou tedy zapnuty pod proudem (hard turn-on). Proud opět přirozeně klesne k nule a diody komutují měkce (soft turn-off). Celý proces se opakuje.
5. V případě překročení dovoleného proudu se sepnou dva spodní tranzistory S3 a S4. Proud se uzavírá přes ně. V tu chvíli tranzistory nespínají.



Obr. 3-2: Znázornění směru toku proudu v H-můstku při standardním stavu



Obr. 3-3: Znázornění směru toku proudu v H-můstku v případě činnosti proudové limitace

3.2 Stanovení výkonu invertoru

Ke stanovení výkonu invertoru lze přistupovat několika způsoby. Jeden z nich bere v potaz reálné využití invertoru v praxi. Je jasné že inverter bude napájen z 3f zásuvky. To jednoznačně určuje maximální výkon invertoru vzhledem k vybavovacímu proudu jističe v daném místě. Nejmenší vybavovací proud 3f jističe je běžně 16 A. To odpovídá maximálnímu příkonu cca 11 kVA. Vzhledem k tomu, že v dílně můžou být v chodu i jiné zařízení, lze uvažovat o příkonech kolem 10 kVA. Je zřejmé, že s příkonem invertoru stoupá i jeho cena. Na druhou stranu výkon ve vsázce má vliv na celkovou dobu ohřevu vsázky. Výsledkem kompromisu mezi potřebným výkonem a cenou invertoru byl stanoven příkon 10 kW.

3.3 Volba spínací frekvence

Volba spínací frekvence vyžaduje komplexní rozbor jednotlivých aspektů, které mají vliv na výslednou funkci celého zařízení. V potaz lze brát ekonomickou stránku věci, účinnost či geometrické rozměry zařízení. Obecně bývá přijímáno tvrzení, že čím vyšší frekvence, tím menší a levnější zařízení. Toto tvrzení má své opodstatnění u klasických DC/DC, AC/DC měničů, kde je cílem pouze měnit kvalitu elektrické energie. V případě invertoru pro indukční ohřev vstupuje do hry poměrně složitá fyzika elektromagnetických dějů, které není vůbec jednoduché analyzovat. Jedná se o tzv. komplexně sdruženou úlohu, která zahrnuje řešení elektromagnetických polí, výpočet rozložení tepelného pole a následná iterace. Předmětem této diplomovou práce není takovouto analýzu provádět.

V následujících odstavcích bude provedena myšlenková analýza, jejímž cílem bude kvalifikovaně odhadnout vhodnou spínací frekvenci tranzistorů

Pokud se bude postupovat směrem od nižších frekvencí k vyšším, je zřejmé, že nemá smysl uvažovat o frekvencích pod 20 kHz hlavně z důvodu zvukových projevů invertoru. Frekvence těsně nad 20 kHz jsou v praxi využívány v invertorech pro indukční ohřevy vyšších výkonů. Nebo také v oblasti nízkonákladových ohřevů středních výkonů (jednotky kW). Nízkonákladových proto, protože tyto invertory obsahují spínací prvky levné IGBT tranzistory, které i při měkkém spínání mají problém s tzv. current-tailingem. U invertorů napájených z jednofázové sítě je možné použít MOSFET tranzistory, které i při nízké ceně jsou schopny spínat proudy při několika desítkách kHz. Proto běžně najdeme např. 3,6 kW indukční invertory, které mají pracovní rozsah frekvencí 20-60 kHz. Dražší zařízení mají frekvenční rozsah typicky 150 kHz – 400 kHz. V případě trojfázového napájení musí být tranzistory dimenzovány minimálně na 1 kV, běžněji 1,2 kV. V takovém případě připadají v úvahu pouze IGBT a SiC MOSFET tranzistory. I při spínání v nule proudy jsou dnešní technologie IGBT tranzistorů natolik omezené, že rychlejší IGBT tranzistory dokážou spínat maximálně při 100 kHz.

Je tedy jasné, že pro výběr spínací frekvence bude mít největší dopad volba typu tranzistoru. V případě, že by byly zvoleny nejrychlejší IGBT tranzistory, maximální frekvence by se mohla pohybovat někde kolem 90 kHz. Kvůli vyměnitelným induktorům a obecně kvůli rezervě v regulačním zásahu je potřeba mít minimálně +/-20 kHz rozsah. To by znamenalo, že střed rozsahu by ležel někde kolem 70 kHz. Transformátor by pak

musel být navržen tak, aby při 50 kHz jeho sycení s rezervou nedosahovalo saturace. I tak by na tranzistorech byla nepřiměřená ztráta.

Pokud se odvrátíme od IGBT tranzistorů, jedinou smysluplnou alternativou jsou SiC MOSFET tranzistory. Ty nabízejí mnohem větší možnosti, co se týče rozsahu frekvencí, na kterých mohou spínat. V poslední době se zvýšila jejich dostupnost a snížila cena. Po krátké analýze trhu lze konstatovat, že v současnosti je SiC MOSFET přibližně dvakrát dražší, než IGBT tranzistor na stejný proud a napětí. Co se týče ztrát, SiC tento souboj s přehledem vyhrává. Se ztrátami je spojena nutnost chlazení tranzistorů. IGBT tranzistory díky vyšším ztrátám musí být lépe chlazeny, což zvyšuje náklady na chlazení. Dalším aspektem je, že při vyšších frekvencích vycházejí magnetické součásti jako je transformátor menší, dá se to považovat za úsporu v nákladech. Vyšší frekvence dovolují použití rezonančních kondenzátorů s nižší kapacitou, pro stejnou rezonanční indukčnost. Vyšší frekvence na druhou stranu způsobují vyšší ztráty vedením díky skin-efektu a proximity-efektu. Zvýšení ztrát lze očekávat i ve vsázce, což je žádané.

Z předešlé myšlenkové analýzy lze vyvodit, že zajímavou volbou, co se týče spínacích tranzistorů může být SiC MOSFET. V takovém případě je zvolena normálová spínací frekvence 110 kHz, nejnižší pracovní frekvence 80 kHz a nejvyšší pracovní frekvence 140 kHz.

3.4 Rezonanční obvod

3.4.1 Rezonanční kondenzátor

Aby se napětí na induktoru pohybovalo v rozumných mezích, je zřejmé, že při zvoleném rozsahu frekvence musí induktor malou indukčnost, protože napětí na induktoru při zanedbání jeho parazitního odporu je:

$$U_L = X_L \cdot I_L = 2\pi f_{se} \cdot I_L$$

V praxi se v této kategorii indukčních invertorů často induktor realizuje měděnou trubkou s počtem závitů v řádu jednotek. Požadavek na malé napětí na induktoru má význam hlavně v komerčním sektoru, kde existují inventory pro dílenské použití, jejichž uživatelé nemají kvalifikaci pro práci pod napětím. Pak je firma nucena pro získání prohlášení o shodě dodržet napětí mezi dvěma body současně přístupnými dotyky pod 33 V efektivních. Pro dodržení této podmínky je nutné absolutně minimalizovat indukčnost induktoru, což vede na velmi malé průměry induktoru a v zásadě jen jeden závit. V mnohých případech je nutné přistoupit k minimalizaci indukčnosti přívodu k induktoru, nebo k jeho elektrickému krytí izolací apod.

Vzhledem k požadavku na malou indukčnost induktoru pak pro danou rezonanční frekvenci vychází z Thompsnova vztahu pro seriový rezonanční obvod, poměrně velká kapacita rezonančního kondenzátoru, který je navíc protékán proudem v řádu stovek A. V případě jednozávitových induktorů jsou běžné proudy v řádu jednotek kA.

Takovéto uspořádání vyžaduje užití speciálních vysokoproudých kondenzátorů, většinou paralelně řazených. Jedná se pak o jednu technicky nejnáchylnějších a

ekonomicky nejnáročnějších částí celého zařízení. Volba rezonančního kondenzátoru je několikanásobný iterační proces zahrnující výpočty a simulace. Zde je uveden jen výsledek těchto iterací.

Byl zvolen kondenzátor od firmy *Illionis Capacitors* s kapacitou $1,32 \mu F$. Budou použity dva tyto kondenzátory paralelně což vede na celkovou kapacitu $2,64 \mu F$.



Obr. 3-4: Ilustrační foto použitého typu kondenzátoru

3.4.2 Návrh induktorů

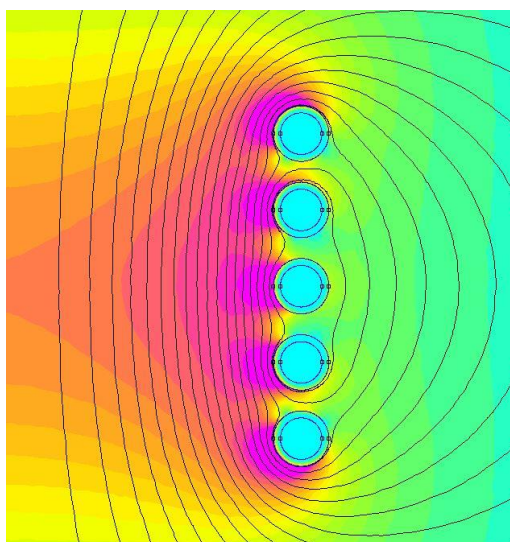
Pokud se omezíme pouze na induktory solenoidního tvaru, lze jejich indukčnost spočítat podle analyticko-empirického vztahu [4]:

$$L = \frac{0,41N^2r^2}{9r + 10l} \quad [\mu H; cm; cm] \quad (3.1)$$

Vztah dává velmi dobré výsledky, pokud je dodržena podmínka $l > r$. V opačném případě jeho přesnost klesá. Vztah však platí pouze pro vzduchovou cívku bez jádra. Vzhledem k tomu, že vsázka může být pokaždé jiná a bude mít velký rozsah teplot (0° - $1300^\circ C$) není možné zcela postihnout jakýmkoliv analytickým výpočtem výslednou indukčnost.

Kromě indukčnosti koncového induktoru je neméně potřeba znát jeho odpor naprázdno a při zatíženém stavu. Nemá smysl podrobně analyzovat každou možnou vsázku, kterou kovář může do induktoru vložit, stačí počítat s extrémním případem, kdy je cívka plně vyplněná např. ocelovou kulatinou. Ve zdroji [2] byly odvozeny vztahy, jejichž cílem je takový systém popsat a vypočíst výsledné hodnoty ekvivalentního odporu a indukčnosti induktoru. V současné době jsou k dispozici numerické programy jako FEMM, které v krátké době stejnou práci odvedou lépe a přesněji. Proto se v této části nebudeme zabývat analytickým výpočtem a bude přistoupeno rovnou k simulaci jednotlivých cívek programu FEMM.

Princip při návrhu byl následující. Byla stanovena určitá normálová indukčnost, protože už byla známa kapacita rezonančního kondenzátoru ($2,64 \mu F$) a normálová frekvence (110 kHz). Poté se stanovily průměry jednotlivých induktorů, většinou na základě znalosti rozměrů vsázky.



Obr. 3-5: Ukázka ze simulace 5ti závitové cívky v programu FEMM

V simulačním programu FEMM byla provedena série simulací, která si kladla za cíl alespoň přibližně určit indukčnost solenoidních vzduchových cívek, jejich odpor naprázdno a při zátěži, pro různé průměry a počty závitů. Simulována byla pouze koncová solenoidní část induktoru. Zbytek indukčnosti v celém obvodu je totiž přibližně konstantní (existují určité variance ve vzdálenosti mezi přípojnými cívkami při různých počtech závitů a různém průměru, tato skutečnost byla ale pro jednoduchost zanedbána). Výsledky simulace pro indukčnosti naprázdno jsou v následující tabulce.

Tabulka 3-1: Simulované hodnoty indukčností pro různé průměry a počty závitů

| průměr (mm) | 40 | 50 | 60 | 70 | 80 | 90 | 100 |
|-------------|------|------|------|------|------|------|------|
| N (závity) | L | L | L | L | L | L | L |
| | (nH) | (nH) | (nH) | (nH) | (nH) | (nH) | (nH) |
| 9 | 1170 | 1723 | 2355 | 3059 | 3827 | x | 5530 |
| 5 | 566 | 814 | 1089 | 1389 | 1710 | 2050 | 2407 |
| 4 | 422 | 600 | 797 | 1009 | 1235 | 1473 | 1721 |
| 3 | 285 | 399 | 525 | 659 | 800 | 948 | 1102 |
| 2 | 159 | 219 | 283 | 352 | 424 | 498 | 575 |
| 1 | 55 | 74 | 94 | 115 | 136 | 159 | 182 |

Žlutě zvýrazněná pole v tabulce jsou potenciální hodnoty indukčností, které pro zvolenou baterii kondenzátorů mají rezonanční frekvenci od 80 kHz do 140 kHz. Zeleně zvýrazněná pole jsou induktory, které byly reálně zkonstruovány. Výsledky simulace podle zkušeností autora práce většinou souhlasí s prakticky naměřenými hodnotami v řádech jednotek až desítek procent. Tento rozdíl není ani tak dán potenciální chybou numerické simulace, je spíše výsledkem redukce reálného 3D problému do 2D rozměrů.

3.4.3 Praktická realizace induktorů

Na základě simulací popsaných v přechozí kapitole bylo přistoupeno k fyzické realizaci několika induktorů.

K výrobě byla použita topenářská trubka o průměru 10 mm. V úvahu připadaly průměry 6 mm nebo 8 mm, především kvůli lepšímu poloměru ohybu trubky. Ovšem menší průměr znamená menší plochu trubky, což při uvažovaných frekvencích vede na větší AC odpor díky skin-efektu.

Byly namotány celkem 4 induktory, jejichž mechanické parametry jsou shrnuty v následující tabulce:

Tabulka 3-2: Mechanické parametry namotáných induktorů

| | Induktor 1 | Induktor 2 | Induktor 3 | Induktor 4 |
|----------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| $d_{\text{vnitřní}}$ | 72 mm | 72 mm | 92 mm | 92 mm |
| $N_{\text{závitů}}$ | 3 | 4 | 2 | 3 |

Poté bylo přistoupeno k měření vlastností reálných induktorů ve stavu naprázdno ($d=0$ mm) i pro různé zátěže ve tvaru ocelových kulatin. V tabulce jsou uvedeny naměřené hodnoty pouze pro induktor č. 1.

Tabulka 3-3: Naměřená data k induktoru č. 1

| | | | | | | |
|-------------------------------|---------|---------|---------|---------|-------|---------|
| $d_{\text{zatěž}}(\text{mm})$ | 0 | 20 | 25 | 28 | 43 | 48 |
| $R_{\text{ekv}}(\Omega)$ | 0,9 | 12,32 | 15,91 | 15,95 | 34,34 | 36,90 |
| L_{ind} | 689,426 | 679,742 | 674,899 | 664,485 | | 594,042 |



Obr. 3-6: Foto z průběhu měření a tvorby induktorů

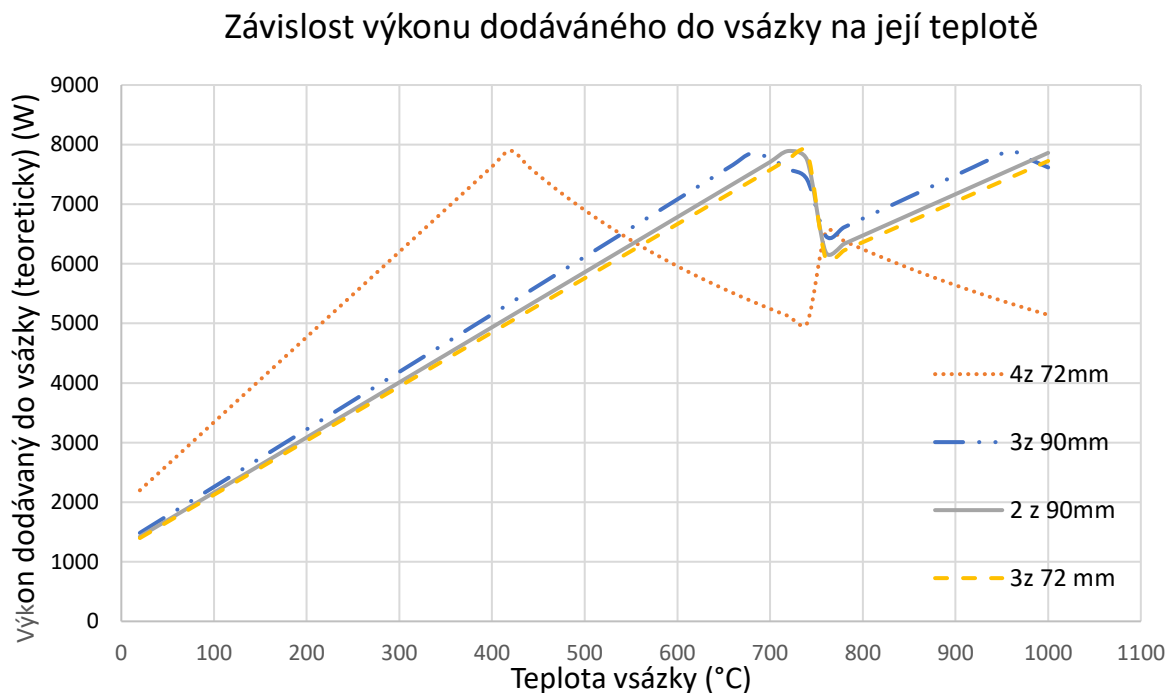
K měření indukčnosti a odporu byl použit LCR metr APPA 703. Jelikož měřící rozsah použitého LCR metru byl mimo rozsah měřených hodnot, byl namotán měřící transformátor s feritového jádra. Převod transformátoru byl stanoven $N_{\text{pomocny}} = 15$.

Byla změřena jeho magnetizační a rozptylová indukčnost měřením naprázdno a nakrátko Tyto parazitní vlastnosti byly následně od naměřených hodnot správně odečteny.

3.5 Převod transformátoru

V této fázi návrhu bylo nutné problematiku vnímat komplexně, jedná se o součinnost několika různorodých systémů. Před transformátoru jednoznačně stanoví pracovní bod invertoru. Proto byla provedena následující analýza.

Průběh ohřevu lze pro účely zjištění optimálního převodu transformátoru rozdělit na 3 fáze. NA obrázku je vyobrazena závislost výkonu dodávaného do vsázky na její teplotě pro všechny induktry při jejich zatížení kulatinou, která vyplňuje 60% vnitřní plochy induktoru. Data získaná měřením a zpracovaná na základě sériového ekvivalentního modelu pro převod transformátoru $p = 13$ (viz níže).



Obr. 3-7: Graf závislosti výkonu do vsázky na její teplotě

1.fáze-teplota vsázky 20°C až Curieho teplota (cca 750°C)

Probíhá ohřev vsázky z pokojové teploty. V této fázi se invertor vzhledem k zátěži chová jako proudový zdroj. Kvalita rezonančního obvodu je velká ($Q=50-100$), a invertor musí proud omezovat na danou hodnotu. S rostoucí teplotou se zvyšuje odpor ekvivalentní odpor vsázky. Hysterezní ztráty tvoří jen menší podíl (cca 10-20%) celkového dodaného výkonu do vsázky. Tudíž výkon dodaný do vsázky roste přibližně lineárně s teplotou vsázky.

2. fáze-teplota vsázky Curieho teplota až teplota při které dojde k saturaci sériového rezonančního obvodu

Těsně před dosažením Curieho teploty permeabilita oceli krátce stoupne, a v bodě Curieho teploty prudce klesne na permeabilitu vakua. To jednak z regulačního hlediska představuje problém při trackingu rezonanční frekvence, která se v krátkém časovém intervalu několikrát zásadně mění, jednak to představuje zánik hysterezních ztrát jako takových. Z hlediska dodávaného výkonu do vsázky uživatel v této fázi může pozorovat jeho pokles. V některých případech dokonce dojde k znatelnému zpomalení ohřevu.

3. fáze - saturace invertoru

Po překonání přechodových dějů ve fázi č. 2 výkon opět začne lineárně stoupat s teplotou. V určitém bodě se invertor dostane do plně otevřeného stavu. Tzn. na rezonanční obvod je přiloženo plné napětí meziobvodu. V případě PDM regulace to znamená, že řízení již nevydává pokyn k vynechávání pulsů. Tomuto stavu se obvykle říká saturace, respektive invertor je v saturaci.

Od této chvíle se invertor vzhledem k zátěži chová jako napěťový zdroj. Pokud tedy teplota vsázky dále roste, roste lineárně její ekvivalentní odpor, dodávaný výkon hyperbolicky klesá.

Na základě konzultace s uměleckým kovářem bylo stanoveno, že bod maximálního výkonu je vhodné umístit někde v rozsahu teplot 1000-1200°C, kde je potřeba do vsázky podle zkušeností dostat co nejvíce energie, protože se při těchto teplotách začne zásadně projevovat únik tepla do okolí pomocí záření (čtvrtá mocnina teploty).

Pracovní bod je samozřejmě závislý na induktoru, materiálu, tvaru vsázky a vazbě mezi induktorem a vsázkou. Proto stanovení pracovního bodu bylo určeno kompromisem.

Na základě přechodové analýzy byl stanoven převod transformátoru $p = 13$. Vzhledem k velkým proudům na sekundárním vinutí transformátoru je vhodné pro další postup vnutit transformátoru jeden sekundární závit. To zjednoduší především mechanickou realizaci, vzhledem k tomu, že vinutí má být tvořeno trubkou protékanou vodou. V případě, že by sekundární vinutí bylo tvořeno vf lankem, nebylo by možné se vyhnout paralelizaci vodičů. V takovém případě, by nastal problém s rovnoměrným rozložením proudové hustoty mezi jednotlivé vodiče. Proximity efekt zajistí, že proudová hustota v paralelně řazených vodičích je soustředěna do vodičů krajních. V případě realizace transformátoru na toroidním jádru je tento efekt mírnější, protože na něm neexistuje „krajní“ vodič. Proximity efekt se projeví tak, že dojde k vytlačování proudové hustoty směrem od středu toroidu.

Výše zmíněné problémy s paralelizací vodičů vinutí se projevují za extrémních podmínek, mezi které patří vysoká frekvence, a velké proudy. Vzhledem k tomu, že sekundární vinutí transformátoru bude vystaveno proudům cca 300 A, při 140kHz max.,

dá se říci, že se v těchto extrémních podmínkách bude nacházet. Sekundární vinutí tedy bude tvořit jeden závit tvořený trubkou.

Zde nastává situace značně odlišná od klasického návrhu transformátoru např. pro klasické DC/DC měniče. Tam je dopředu známo vstupní a výstupní napětí, z této znalosti lze určit převod. Na základě povoleného sycení zvoleného jádra se určí počet primárních závitů a z těch pak vyplyne počet sekundárních závitů.

V případě návrhu impedančního transformátoru, je postup v podstatě opačný. Je znám převod na základě stanovení pracovního bodu invertoru z důvodů uvedených v přechodím odstavci je návrhu vnučen jeden sekundární závit, tudíž počet primárních závitů vyplyne jednoznačně z těchto dvou vstupních parametrů. Velikost transformátoru je tím pádem do jisté míry již daná. Při stanovení maximálního povoleného sycení tak jednoznačně vyplyne potřebný průřez magnetika. Z hlediska optimalizace objemu transformátoru je objem mědi na minimum (pro danou proudovou hustotu vinutí a činitel plnění). Ze zdroje [4] plyne, že objem transformátoru je jednoznačně spjatý s přenášeným výkonem. Tedy aby byl schopen transformátor přenést daný výkon, v tomto případě je potřeba „dohnat“ jeho objem objemem magnetika. Při uvážení těchto souvislostí, je tedy zřejmé, že výsledná velikost impedančního transformátoru závislá na volbě pracovního bodu.

Zde se tedy potvrzuje tvrzení z počátku kapitoly o komplexnosti problému. V praxi je pak volba pracovního bodu kompromisem mezi správným profilem ohřevu, mechanickou realizovatelností transformátoru, jeho cenou a objemem. Předchozí tvrzení se vztahují výhradně na invertory s napěťovým meziobvodem se sériovým rezonančním obvodem na sekundární straně a jednoduchým řízením pomocí PDM.

3.6 Návrh hlavního transformátoru

Standartně se při výpočtu transformátoru pro invertor v topologii plného mostu uvažuje vztah, který byl ovšem odvozen za předpokladu, že se transformátor nachází v ustáleném stavu. Specifikem PDM regulace je, že transformátor se nachází většinu času v přechodovém stavu. Je to z toho důvodů, že na primární vinutí transformátoru je přikládáno napětí nepravidelně. Mezi jednotlivými opačnými pulsy je pauza, která v případě, že invertor pracuje s rezonančním obvodem s vysokým Q , může být dlouhá několik period. To má za následek, že přechodový děj stačí částečně odeznít, a po opětovném připojení napětí na primární vinutí, proběhne přechodový jev znova.

V případě, že invertor pracuje v saturaci, nachází se transformátor v ustáleném stavu, protože již nedochází k vynechávání pulsů.

Existují zde tedy dva různé režimy provozu transformátoru, hlavně z hlediska pracovního bodu na B-H charakteristice. V prvním režimu pracuje transformátor převážně v prvním kvadrantu nebo čtvrtém kvadrantu. Extrémem je činnost pouze v jednom z nich. Naproti tomu v režimu saturace invertoru pracuje transformátor stejně jako u dvojčinného měniče střídavě v prvním a čtvrtém kvadrantu.

Z pohledu maximálního sycení je kritický první režim, který se do jisté míry podobá režimu transformátoru v jednočinném dvouspínačovém měniči. Při uvažování maximální střídý spínání tranzistorů $s = 0,5$ platí následující rovnost.

$$U_{max} \cdot t = N_{pr} \cdot B_{max} \cdot S_{fe} + B_r \quad (3.2)$$

$$B_{max} = \frac{U_{max}}{2f_{sw}N_{pr}S_{fe}} + B_r \quad (3.3)$$

Pro realizaci transformátoru byl zvoleno toroidní jádro materiálu CF297 (N97), s označením *Lj-t-6325c*. Pro dosažení potřebného průřezu magnetika byly použity čtyři takovéto jádra řazená za sebe. Parametry jednoho jádra:

Konkrétní hodnota maximální indukce v jádře při uvažování remanentní magnetizace $B_r = 50 \text{ mT}$ a maximálního napětí v síti 650 V (tolerance $\pm 15\%$) je:

$$\begin{aligned} B_{max} &= \frac{U_{max}}{2f_{sw_min}N_{pr}S_{fe}n_{jader}} + B_r = \quad (3.4) \\ &= \frac{650 \text{ V}}{2 \cdot 80 \text{ kHz} \cdot 13 \cdot 305 \text{ mm}^2 \cdot 4} + 50 \text{ mT} \approx 0,31 \text{ T} \end{aligned}$$

Koleno B-H křivky materiálu CF297 se nachází někdo kolem 0,38 T, z tohoto pohledu tím pádem vypočtené maximální sycení transformátoru vyhovuje.

V režimu saturace invertoru pak bude jádro syceno klasicky, jak to je v běžné můstkovém měniči:

$$B_{max} = \frac{U_{max}}{4f_{sw_min}N_{pr}S_{fe}n_{jader}} = \frac{650 \text{ V}}{4 \cdot 80 \text{ kHz} \cdot 13 \cdot 305 \text{ mm}^2 \cdot 4} = 0,128 \text{ T}$$

Kvůli možné existenci nesymetrie řídicích pulsu do gate spínacích tranzistorů je do série s primárním vinutím transformátoru zařazen oddělovací kondenzátor, který má za úkol oddělit potenciální stejnosměrnou složku napětí na primárním vinutí transformátoru. Vzhledem oddělovací kondenzátor nepodílel na rezonančních dějích. Kdyby se na nich podílel, cirkuloval by přes transformátor jalový výkon, což je nežádoucí. Jeho impedance musí být v porovnání s impedancí rezonančního kondenzátoru přepočtené na primární vinutí zanedbatelná, aby na něm při dané frekvenci vznikl malý úbytek napětí, který se jinak přičítá k napětí meziobvodu v době, kdy je připnuto na primární vinutí transformátoru. To má za následek přídavné sycení transformátoru. Impedance oddělovacího kondenzátoru je omezena i zdola, protože při velmi nízkých impedancích oddělovací kondenzátor přestává plnit svou funkci.

Byla zvolena paralelní kombinace dvou kondenzátorů s kapacitou 0,68uF, tedy celkem 1,36uF. Vliv na rezonanční frekvenci:

$$\frac{f_{resnova}}{f_{respuvodni}} = \frac{\frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_{respr} C_{block}}{C_{respr} + C_{block}}}}}{\frac{1}{2\pi \sqrt{L C_{respr}}}} = \sqrt{1 + \frac{C_{res}}{p^2 C_{block}}} = \sqrt{1 + \frac{2,64 \mu F}{13^2 \cdot 1,36 \mu F}} = 1,0057$$

Z rovnice je vidět, že výběr kapacity blokovacího kondenzátoru byl v pořádku, protože jeho kapacita ovlivní rezonanční frekvenci v řádu desetin procent

Příspěvek napětí na blokovacím kondenzátoru k napětí na primárním vinutí:

$$U_{C_{block_max}} = \frac{I_{pr_max}}{2\pi f_{res_min} C_{block}} = \frac{45 A}{2\pi \cdot 80 \text{ kHz} \cdot 1,36 \mu F} = 66 V$$

I_{pr_max} je maximální proud primárním vinutím, protože při tomto proudu vybaví nadproudová ochrana (viz. 5.3.1)

Maximální sycení jádra transformátoru je tedy:

$$B_{max} = \frac{U_{max} + U_{C_{block_max}}}{2f_{sw_min} N_{pr} S_{fe} n_{jader}} + B_r = \frac{650 V + 66 V}{2 \cdot 80 \text{ kHz} \cdot 13 \cdot 305 \text{ mm}^2 \cdot 4} + 50 \text{ mT} = 0,332 T$$

Je vidět, že volba průřezu jádra byla v pořádku, protože i v nejhorším možném případě se jádro nepřesytí.

3.6.1 Proudové dimenzování transformátoru

Z pohledu proudového zatížení impedanční transformátor nepracuje v režimu klasickém. Zatížení transformátoru je do jisté míry pulsní. Invertor nejede většinu času na plný výkon. Jednak z důvodu interakce vsázky s rezonančním obvodem, a jednak z důvodu pracovní rutiny obsluhy, která většinou několik minut věnuje ohřevu vsázky, a poté několik minut vsázku opracovává. Mezitím je invertor v nečinnosti a jednotlivé součásti mají prostor k tomu, aby se dochlادili.

Z toho důvodu se při návrhu inverterů pro indukční ohřev v této kategorii nedimenzují výkonové součásti na plné zatížení, a počítá se s menším zatěžovatelem. Invertory určené do tří směnných provozů se zatěžovatelem rovnému jedné jsou pak několikanásobně dražší a robustnější zařízení, většinou s externím chladícím systémem apod.

Sekundární vinutí tvořené trubkou je chlazené protékající vodou. Hysterezní ztráty nejsou po celou dobu provozu konstantní, ale mění se v závislosti na akčním zásahu regulace (vynechávání pulsů způsobí snížení hysterezních ztrát)

Z výše zmíněných důvodů, je možné si dovolit použít pro návin primárního vinutí vf lanko 1260 x 0,071 mm. Průřez mědi $S_{cu_pr} = 5 \text{ mm}^2$ V takovém případě vychází proudová hustota:

$$\sigma_{pr} = \frac{I_{pr_{ef}}}{S_{cu_{pr}}} = 4,4 \frac{A}{mm^2}$$

Jak již bylo řečeno, sekundární vinutí tvoří jeden závit v podobě měděné trubky. Vzhledem ke skin efektu je vhodné, aby trubka měla co největší povrch. Tedy trubka musí mít co největší průměr. Průměr trubky tvořící sekundární závit je tak určen vnitřním průměrem toroidního jádra, průměrem vodiče primárního vinutí a izolací mezi primárním a sekundárním vinutím, viz. Obr. 3-8



Obr. 3-8: Foto z realizace transformátoru

3.6.2 Výpočet ztrát tranformátoru:

Ztráty v mědi:

Za předpokladu, že výběr *vf* lanka s jednotlivými vodiči o průměru 0,071mm plně eliminoval vliv skin efektu a proximity efektu na výsledný odpor vodiče primárního vinutí, lze ztrátu v primárním vinutí odhadnout jednoduše:

$$P_{cu_{pr}} = V_{cu} \cdot \sigma_{pr}^2 \cdot \rho_{100^\circ C} = l$$

$$\begin{aligned} l_{zavit} &= k \cdot (D_{vnejsi} - D_{vnitrni}) + 2 \cdot h \cdot n_{jader} \\ &= 1,25 \cdot (65 \text{ mm} - 36,5 \text{ mm}) + 2 \cdot 26,2 \text{ mm} \cdot 4 \approx 25 \text{ cm} \end{aligned}$$

Objem mědi primárního vinutí:

$$V_{cu_{pr}} = N_{pr} \cdot l_{zavit} \cdot S_{cu_{pr}} = 13 \cdot 25 \text{ cm} \cdot 5 \text{ mm}^2 = 16,25 \text{ cm}^3$$

Rezistivita mědi při 100°C:

$$\rho_{100^{\circ}\text{C}} = \rho_{20^{\circ}\text{C}} \cdot (1 + \alpha_{\text{cu}} \cdot (T_{\circ\text{C}} - 20^{\circ}\text{C})) = 1,78 \cdot 10^{-8} \cdot (1 + 0,004 \cdot (100^{\circ}\text{C} - 20^{\circ}\text{C})) \\ = 2,34 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$$

$$P_{\text{cu}_{\text{pr}}} = V_{\text{cu}} \cdot \sigma_{\text{pr}}^2 \cdot \rho_{100^{\circ}\text{C}} = 16,25 \text{ cm}^3 \cdot 4,4^2 \frac{\text{A}^2}{\text{mm}^4} \cdot 2,34 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m} \approx 7,4 \text{ W}$$

Ztráty na sekundárním závitě :

Sekundární závit tvoří trubka o průměru 28 mm, která prochází vnitřním průchodem toroidních jader, a plášť z měděného plechu o tloušťce 0,55 mm. Sestava transformátoru a sekundárního závitu je vidět na Obr. 3-8. Délka sekundárního vinutí je 120 mm. Hloubka vniku pi maximální frekvenci 140 kHz je přibližně:

$$\delta_{\text{skin}} = \frac{72}{\sqrt{f_{\text{sw}}}} = \frac{72}{\sqrt{140\text{kHz}}} = 0,19 \text{ mm}$$

Plocha kterou teče proud vnitřní trubkou:

$$S_{28\text{mm}} = \pi r^2 - \pi \left(r - \frac{\delta_{\text{skin}}}{2} \right)^2 = \pi \cdot (14 \text{ mm})^2 - \pi \cdot \left(14 \text{ mm} - \frac{0,19 \text{ mm}}{2} \right)^2 \\ = 8,32 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$$

Odpor vnitřní trubky

$$R_{28\text{mm}} = \frac{l \cdot \rho}{S_{28\text{mm}}} = \frac{120 \text{ mm} \cdot 1,72 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}}{8,32 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2} = 0,25 \text{ m}\Omega$$

Plocha , kterou teče proud vnější trubkou (průměr 80 mm)

$$S_{80\text{mm}} = \pi r^2 - \pi \left(r - \frac{\delta_{\text{skin}}}{2} \right)^2 = \pi \cdot (40 \text{ mm})^2 - \pi \cdot \left(40 \text{ mm} - \frac{0,19 \text{ mm}}{2} \right)^2 \\ = 23,8 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$R_{80\text{mm}} = \frac{l \cdot \rho}{S_{80\text{mm}}} = \frac{120 \text{ mm} \cdot 1,72 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}}{23,8 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2} = 87 \mu\Omega$$

Ztráty na sekundárním vinutí transformátoru lze pak odhadnout jako (proud primárním vinutím 22 A bude zdůvodněn v kapitole o dimenzování polovodičových prvků):

$$P_{\text{sekund}} = (R_{28\text{mm}} + R_{80\text{mm}}) \cdot I_{\text{pr}_{\text{ef}}}^2 \cdot p^2 = (0,25 \text{ m}\Omega + 87 \mu\Omega) \cdot (22 \text{ A} \cdot 13)^2 = 28 \text{ W}$$

Hysterezní ztráty:

Měrné hysterezní ztráty se určily s pomocí Steinmetzovy rovnice s korekcí na teplotu jádra:

$$p_{\text{hyst}} = K \cdot f_{\text{sw}}^x \cdot B_{\text{max}}^y \cdot (c_{t_2} T_{\circ\text{C}}^2 - c_{t_1} T_{\circ\text{C}})$$

Kde K, x, y, ct1, ct2 jsou koeficienty získané z údajů v datasheetu pro materiál CF297 a nástrojem Řešitel v program Excel.

Pro zvolenou teplotu jádra 100°C jsou měrné ztráty v režimu sycení plného mostu (z hledisky hysteréz ztrát horší případ) následující:

$$p_{hyst} = 21,6 \cdot 140^{1,1} \text{kHz} \cdot 0,128^{1,58} T \cdot \frac{1,35 \cdot 10^{-4} \cdot (100^{\circ}\text{C})^2 - 0,0247 \cdot 100^{\circ}\text{C}}{1000}$$

$$= 121 \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$$

Hysterezní ztráty jádra jsou pak (objem jádra je 46528 mm^3):

$$P_{hyst} = n_{jader} \cdot V_{fe} \cdot p_{hyst} = 4 \cdot 46528 \text{ mm}^3 \cdot 113 \frac{\text{kW}}{\text{m}^3} = 26 \text{ W}$$

3.6.3 Měření reálných parametrů transformátoru

Bylo provedeno měření hotového transformátoru naprázdno a nakrátko, a dále pak s vybraným induktorem naprázdno.

Teoretická magnetizační indukčnosti:

$$L_{mag_{pr}} = N_{pr}^2 \cdot AL \cdot n_{jader} = 13^2 \cdot 5500 \text{ nH} \cdot 4 = 3,72 \text{ mH}$$

Naměřená magnetizační indukčnost:

$$L_{mag_{pr_{m\check{e}r}}} = 3,8 \text{ mH}$$

Pro přesnější analýzu rezonančního obvodu je potřeba znát rozptylovou indukčnost transformátoru. Proto byl proveden kvalifikovaný odhad vazby. Vzhledem k tomu, že se jedná o transformátor s jedním sekundárním závitem, je vazba poněkud horší. Pro prvotní výpočty byla vazba odhadnuta jako $k_{vazba} = 0,998$

Rozptylová indukčnost přepočtená na primární vinutí:

$$L_{\sigma_{pr}} = L_{mag_{pr}} \cdot (1 - k_{vazba}^2) = 3,72 \text{ mH} \cdot (1 - 0,998^2) = 14 \mu\text{H}$$

Reálně naměřená rozptylová indukčnost:

$$L_{\sigma_{pr_{m\check{e}r}}} = 10,1 \mu\text{H}$$

Naměřený odpor primárního vinutí, se zapojeným vybraným induktorem č. 1:

$$R_{napradzno_{pr}} = 1,32 \Omega$$

3.7 Dimenzování polovodičových prvků

3.8 Vstupní usměrňovač

Za EMI filtrem se nachází vstupní šestipulsní usměrňovač, který je zatížen pouze foliovým polypropylenovým kondenzátorem. Takové uspořádání má svoje opodstatnění pramenící z obecné potřeby dosáhnout co nejlepšího účinnosti odběru. Kondenzátor zároveň slouží jako blokovací kondenzátor pro tranzistory v měniči. Celkový součet blokovacích kondenzátorů by měl být vyšší než tzv. podkritická kapacita viz zdroj [3].

Podkritická kapacita se vypočetla následovně (19 A cca odpovídá příkonu 10kW):

$$C_{podkr} = \frac{L_{sítě} \cdot I_{fefmax}^2}{\Delta U^2} = \frac{1 \text{ mH} \cdot (19A)^2}{(150 \text{ V})^2} = 16\mu F \quad (3.5)$$

Indukčnost sítě může být různá, avšak obecně se uvádí, že průměrná indukčnost v obytných prostorách je 500 μH . Pro výpočet byla použita hodnota 1 mH. Byl zvolen maximální překmit na kondenzátoru 150 V. Kapacita blokovacích kondenzátorů je nakonec 24 μF .

3.8.1 Dimenzování vstupního usměrňovače

Napěťové dimenzování:

Požadavek na maximální napětí jedné usměrňovací diody je stejně jako u tranzistorů na cca dvojnásobek maximálního možného napětí. V praxi tedy $U_{rrm} = 1200V$.

Proudové dimenzování:

Zde je potřeba stanovit tzv. „příkonovou politiku“. Příkonem 10kW se v této diplomové práci rozumí při standartním napětí v zásuvce. Někteří výrobci indukčních invertorů uvádí příkon na štítku pro maximální možné napětí v zásuvce, včetně tolerance. To pak vede na dezinformaci zákazníka, protože při standartním napětí dosáhne invertor menšího příkonu.

Protože maximální příkon se nastaví proudovým omezením v řídicí části invertoru bude invertor při vyšším napětí v zásuvce odebírat pouze dovolený proud. Při nižším napětí, než standartním bude mít invertor nižší příkon.

V takovém případě lze dimenzovat následovně. Maximální proud v meziobvodu bude:

$$I_d = \frac{P_{max}}{U_d} = \frac{10 \text{ kW}}{530 \text{ V}} = 18,9 \text{ A} \quad (3.6)$$

Napětí $U_d = 530 \text{ V}$ odpovídá cca střední hodnotě ze zvlněného napětí 495V až 565V na meziobvodu.

Fázový proud:

$$I_{fef} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \cdot I_d = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \cdot 18,9 \text{ A} = 17,2 \text{ A} \quad (3.7)$$

Maximální fázový proud:

$$I_{fmax} = I_{fef}\sqrt{2} = \sqrt{2} \cdot 17,2 \text{ A} = 24,3 \text{ A} \quad (3.8)$$

Střední proud jednou diodou usměrňovacího můstku:

$$I_{Dstř} = \frac{I_d}{3} = \frac{18,9 \text{ A}}{3} = 6,3 \text{ A} \quad (3.9)$$

Efektivní proud jednou diodou usměrňovacího můstku:

$$I_{Def} = \frac{I_{fef}}{\sqrt{3}} = \frac{17,2 A}{\sqrt{3}} \approx 9,93 A \quad (3.10)$$

Vypočteným proudům vyhovuje usměrňovač s označením VU062-12N07 od firmy IXYS.

Ztráty na usměrňovači

Z V-A charakteristiky jedné diody použitého usměrňovače byly odečteny tyto parametry:

$$U_f = 0,81V \quad R_{dif} = 16 m\Omega$$

Ztráty na jedné diodě jsou pak:

$$P_{1dioda} = I_{D_{stř}} \cdot U_f + I_{Def}^2 \cdot R_{diff} = 6,3 A \cdot 0,81 V + 9,93^2 A^2 \cdot 16 m\Omega \approx 6,7 W \quad (3.11)$$

Ztráty na usměrňovači:

$$P_{mustek} = 6 \cdot P_{1dioda} = 6 \cdot 6,7 W = 40,2 W \quad (3.12)$$

3.8.2 Dimenzování tranzistorů

Napěťové dimenzování:

Obecně pro většinu měničů DC/DC, DC/AC a invertorů AC/AC napájených z třífázové sítě je zvykem používat tranzistory s maximálním napětí $U_{ds_{max}} = 1200 V$. To platí i pro tranzistory použité v této semestrální práci.

Proudové dimenzování:

Následující odstavce částečně odkazují na způsob řízení. Je nutné tyto informace uvést před samotným dimenzováním tranzistorů, protože způsob řízení má jednoznačný vliv na proudové poměry na tranzistorech.

V případě PDM je akční zásah při překročení limitu proudu velmi primitivní. Tranzistory prostě přestanou spínat. Musí být pouze zajištěno, aby energie uložená v RLC obvodu měla možnost volně dokmitat. Toho může být docíleno více způsoby, v úvahy byly však vzaty následující dvě možnosti:

Umožnění cirkulace proudu: První možnost:

Horní dva tranzistory přestanou spínat a dále se spínají pouze dva dolní tranzistory. Proud pak cirkuluje vždy přes vodivostní kanál a substrátovou diodu jednoho ze spodních tranzistorů a na druhé straně pouze substrátovou diodou druhého ze spodních tranzistorů.

Tento způsob je méně účinný, protože jednak v na jedné straně vede proud vždy substrátová dioda, na které vznikají mnohem větší vodivostní ztráty než na vodivostním kanálu tranzistoru, jednak protože tranzistory stále spínají a vznikají na nich přepínací ztráty. Výhodou tohoto způsobu je možnost realizace budičů tranzistorů magnetickou cestou.

Umožnění cirkulace proudu: Druhá možnost:

Jako v předchozím případě horní dva tranzistory přestanou spínat. Dolní dva tranzistory se natrvalo sepnou. Tím na nich úplně přestanou existovat spínací ztráty. Vodivostní ztráty se také zmenší, protože proud cirkuluje přes vodivostní kanály tranzistorů.

V této diplomové práci byl zvolena druhá možnost, tedy v době nadproudu jsou dva spodní tranzistory sepnuty natrvalo.

Z pohledu dimenzování tranzistorů je zásadní způsob, jakým řídicí jednotka reaguje při dosažení nadproudu. V zásadě existují 3 možnosti realizace PDM regulace:

Realizace PDM: První možnost

Je nejčastější a nejjednodušší. Realizovatelná pomocí několika málo D klopných obvodů. Při detekci nadproudu řídicí jednotka čeká na další nulu proudu, kdy vydá pokyn k vypnutí tranzistorů. To ovšem pouze v případě, že je dokončen magnetizační cyklus transformátoru. V případě, že nadproud přijde v době, v první fázi magnetizace, řídicí jednotka počká až na další průchod proudu nulou. Jinými slovy minimální doba, po kterou je do rezonančního obvodu dodávána energie je perioda rezonančního proudu T_{res} .

Tento způsob realizace PDM regulace tím pádem přináší obrovskou nevýhodu při velkých kvalitách rezonančního obvodu, protože maximální hodnota proudu může od doby detekce nadproudu dosáhnout podstatně vyšší hodnoty. Při zvolených parametrech jako maximální povolený proud $I_{lim} = 26 A$, rezonanční indukčnost přepočtená na primární stranu $L_{min} = 100 \mu H$, frekvenci $f_{res} = 110 kHz$ a napětí v meziobvodu $U_d = 565 V$ vychází maximální proud primárním vinutím následovně

$$I_{max} = I_{lim} + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_d}{L_{min} f_{res}} = 26 A + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{565 V}{100 \mu H \cdot 110 kHz} = 58,7 A$$

Je vidět, že tato metoda realizace PDM regulace je velmi nepříznivá k proudovému dimenzování tranzistorů, protože tranzistory MOSFET se dimenzují na maximální hodnotu proudu (mimo jiné) a ta v tomto konkrétním případě může být až 2,25 krát větší, než nastavená maximální hodnota proudu. Mohlo by se zdát, že při znalosti této skutečnosti se prostě nastaví limitace proudu záměrně poněkud níže, aby bylo dosaženo požadovaného maximálního proudu. To ovšem má za důsledek omezení výkonu při nižších kvalitách rezonančního obvodu, typicky při vyšších teplotách vsázky. Tento problém by šel vyřešit dynamickým posouváním komparační úrovně limitace proudu. To vyžaduje již složitější řízení, tím pádem by ztratila tato metoda jednu ze svých zásadních výhod. Závěrem lze říci, že tato metoda se hodí pro řízení jednodušších invertorů, které pracují s nižšími kvalitami rezonančního obvodu, na nižších spínacích frekvencích a s IGBT tranzistory, které jsou typicky více odolné z pohledu špičkového proudového zatížení.

Realizace PDM: Druhá možnost

Druhá metoda se vyznačuje tím, že každý další napěťový puls na primárním vinutí transformátoru je opačný, než ten předchozí. Tím se zajistí, že z nf není na primárním vinutí DC složka napětí. Oproti předchozí metodě tranzistory přestanou spínat hned při první nule proudu po dosažení nadproudu. Dále tranzistory začínají spínat ve chvíli, kdy po celou dobu půl periody nepřijde nadproud.

Tato metoda realizace PDM regulace se vyznačuje mnohem lepší dynamikou. Maximální proud pak dosahuje menší hodnoty než u metody předchozí. Pro zvolené hodnoty v předchozím odstavci vychází maximální proud následovně:

$$I_{max} = I_{lim} + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_d}{L_{min} f_{res}} = 26 \text{ A} + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{565 \text{ V}}{100 \mu\text{H} \cdot 110 \text{ kHz}} = 34,17 \text{ A}$$

Je vidět zásadní snížení maxima proudu oproti předchozí metodě. To předurčuje tuto metodu pro použití v invertorech, které pracují s vyššími kvalitami rezonančního obvodu, na vyšších frekvencích a invertory s tranzistory typu MOSFET.

Tato metoda bude použita pro řízení invertoru v této diplomové práci.

Realizace PDM: Třetí možnost

Tato metoda se hodí spíše pro použití v invertorech, kde není zařazen do obvodu impedanční transformátor. S cílem dosáhnout co nejmenšího obsahu subharmonických složek proudu totiž tranzistory přestávají spínat při nejbližší nule proudu po dosažení proudového limitu a začínají spínat při nule proudu, před kterou po dobu jedné půlperiody nedošlo k překročení limitu proudu, a to bez ohledu na to, jaké polarity byl předchozí napěťový puls. Tato metoda má nejlepší dynamiku, nejlepší účinnost a nejnižší obsah subharmonických složek proudu. Zásadní nevýhodou je, že výstup invertoru může obsahovat trvale DC složku.

Nastavení proudového omezení

Na základě předchozích úvah a výpočtů byl vybrán tranzistor *C3M0021120K* od firmy *WOLFSpeed*, který má při teplotě čipu 100 °C dovolený trvalý proud 75 A.

V následující tabulce jsou stručně shrnuty některé vybrané parametry vybraného tranzistoru.[7]

Tabulka 3-4: Tabulka vybraných hodnot tranzistoru *C3M0021120K*

| | | |
|--------------------------------|-----|---------------|
| $I_{DS25^{\circ}\text{C}}$ | 100 | A |
| $I_{DS100^{\circ}\text{C}}$ | 74 | A |
| $R_{ds-on100^{\circ}\text{C}}$ | 21 | $m\Omega$ |
| E_{on} | 690 | μJ |
| E_{off} | 420 | μJ |

Dimenzování na efektivní proud:

Protože se sériový rezonanční obvod chová jako filtr první harmonické, lze pro napětí na ekvivalentním rezistoru psát:

$$U_{Ref} = \frac{4U_d}{\sqrt{2}\pi} \quad (3.13)$$

Příkon na něm je pak:

$$P_{\text{říkon}} = \frac{U_{Ref}^2}{R_{eq}} = \frac{16U_d^2}{2\pi^2 R_{eq}} = \frac{8U_d^2}{\pi^2 R_{eq}} \quad (3.14)$$

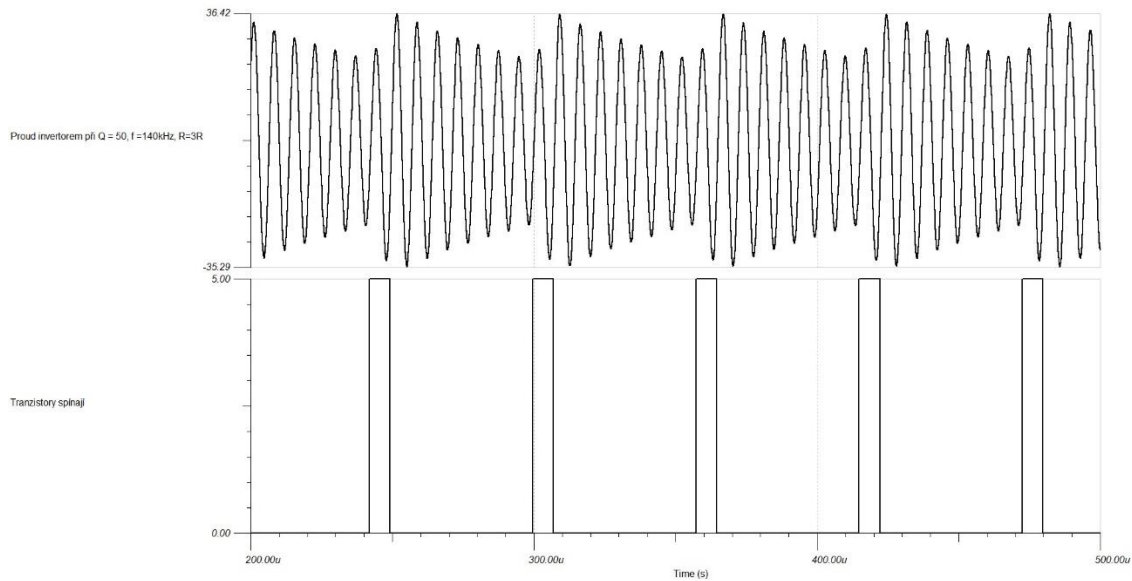
Touto rovnicí je pak definován efektivní proud invertoru:

$$I_{DSeff} = \sqrt{\frac{P_{\text{říkon}}}{R_{eq}}} = \sqrt{\frac{8U_d^2}{\pi^2 R_{eq}^2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_d}{R_{eq}} \quad (3.15)$$

Za normálních okolností, by se tranzistor dimenzoval podle rovnice (3.15). Zde však vyvstává jedna z nevýhod PDM modulace. Jak bylo řečeno, pokud pracuje invertor v limitaci, tedy při vysokých Q, dosahuje maximální proud vyšší hodnoty než nastavená limitace. To má za následek i změnu tvaru proudu, výskyt subharmonických složek a zvýšení efektivní hodnoty. Analytický popis takovéto situace je sice možný, avšak neúměrně složitý vzhledem k jeho účelu. Na řadu tedy přichází simulace v programu *TINA Pro*. Sérií simulací ve zmíněném programu bylo zjištěno, že při vysokých kvalitách může při zvoleném typu řízení dosáhnout efektivní proud cca 1,2 -násobku proudu očekávaného:

$$I_{DSeffmax} \approx 1,2 \cdot I_{DSeff} \quad (3.16)$$

Což je poměrně nezanedbatelná hodnota. Mohlo by se zdát, že pokud je proud 1,3-násobkem očekávaného, vzrostou ztráty na tranzistoru $(1,2)^2$ - krát, tedy o cca 44%. Ve skutečnosti tomu tak není, protože zde se naopak projevuje obrovská výhoda PDM modulace. A to, že v době, kdy je v činnosti proudové omezení, tranzistory nespínají. Tedy razantním způsobem klesají spínací ztráty. Na Obr. 3-9 je vidět, že doba spínání tranzistoru při kvalitě obvodu Q=25, je cca 5krát menší, než celková doba jednoho cyklu.



Obr. 3-9: Oscilogram proudu invertorem (nahore) a signalem "enable" (dole)

Určení nejhoršího případu vzhledem ke ztrátám na tranzistorech:

Je zřejmé, že spodní tranzistory můstku budou mít větší ztráty než horní. Následující analýza má za úkol určit, při jakém stavu je na spodním tranzistoru největší ztráta.

Standartní stav

Invertor se nachází v saturaci. Nižší odpor ekvivalentní odpor už by znamenal, že maximum proudu dosáhne limitační úrovně.

Pracuje-li tedy invertor do minimálního možného odporu, teče invertorem maximální možný proud, bez obsahu subharmonických složek. V takovém případě je efektivní hodnota proudu invertoru rovna:

$$I_{ef} = \frac{I_{limit}}{\sqrt{2}} = \frac{26 A}{\sqrt{2}} = 18,4 A \quad (3.17)$$

Efektivní proud tranzistorem:

$$I_{DSeff} = \frac{I_{ef}}{\sqrt{2}} = \frac{18,4 A}{\sqrt{2}} = 13 A \quad (3.18)$$

Ztráty vedením proudu na jednom spodním tranzistoru jsou pak:

$$P_{vod} = I_{DSeff}^2 \cdot R_{DS-on} = (13 A)^2 \cdot 21 m\Omega = 3,55 W \quad (3.19)$$

Přepínací ztráty na jednom spodním tranzistoru:

$$P_{sw1} = E_{sw20\%} \cdot f_{swmax} = 200 \mu J \cdot 140 kHz = 28 W \quad (3.20)$$

Celkové ztráty na jednom tranzistoru:

$$P_{celk1} = P_{sw1} + P_{vod1} = 3,55 W + 28 W = 31,55 W \quad (3.21)$$

Při výpočtu přepínacích ztrát bylo předpokládáno, že tranzistor vypíná proud před dosažením nuly a bylo s rezervou stanoveno, že proud v okamžiku vypnutí tranzistoru je na 20% úrovni oproti maximální hodnotě.

Invertor se nachází ve stavu proudového omezení:

Za tohoto stavu jsou spodní tranzistory zapnuty vždy jen na jeden spínací cyklus. Poté zůstanou sepnuty do doby, než proud klesne znovu na limitační úroveň. Ze simulací v programu TINA Pro plyne, že při $Q = 50$ dojde ke spínacímu cyklu jednou za 4-5 period rezonančního proudu. Jinými slovy ztráty závislé na spínací frekvenci jsou minimálně 4krát menší. Číselně pak přepínací ztráty na dolním tranzistoru:

$$P_{sw2} = E_{sw20\%} \cdot \frac{f_{swmax}}{4} = 240 \mu J \cdot \frac{140 kHz}{4} = 8,4 W \quad (3.22)$$

Proud primárním vinutím hlavního transformátoru:

$$I_{pref} = I_{ef} \cdot 1,2 = 22 A$$

Vodivostní ztráty na jednom spodním tranzistoru:

$$P_{vod2} = (I_{Dsef} \cdot 1,2)^2 \cdot R_{DS-on} = (13 A \cdot 1,2)^2 \cdot 21 m\Omega = 5,1 W \quad (3.23)$$

Celkové ztráty na jednom tranzistoru:

$$P_{celk2} = P_{sw2} + P_{vod2} = 8,4 W + 5,1 W = 13,5 W \quad (3.24)$$

Výsledek předchozí analýzy je jednoznačný. Z pohledu tepelného dimenzování je nejhorším stavem standartní chod při minimální zátěži bez limitace proudu.

Celkové ztráty při plném zatížení na všech tranzistorech při zanedbání ztrát na substrátových diodách, ztrát na vnitřním odporu hradla, ztrát cyklickým vybíjením kapacity C_{oss} jsou pak rovny

$$P_{tr-celk} = 4(P_{sw1} + P_{vod1}) = 4 \cdot (28 W + 3,55 W) = 126 W \quad (3.25)$$

Poznámka k rozmístění blokovacích kondenzátorů DPS:

Při použití SiC MOSFET tranzistorů je kritická strmost, se kterou tranzistory spínají. Každá indukčnost v sérii s tranzistorem představuje problém vzhledem k napětovému namáhání tranzistoru, a v neposlední řadě představuje poměrně znatelné problémy v oblasti EMC/EMI. Proto je nutné naprosto radikálně redukovat plochu smyčky, kterou tvoří vf proud. Plocha této smyčky je spjatá s velikostí parazitní indukčnosti, kterou je potřeba minimalizovat. Je tedy naprosto zásadní správně umístění uspořádání blokovacích kondenzátorů. V bezprostřední blízkosti dvou tranzistorů jedné větve je

umístěna baterie keramických kondenzátorů s celkovou kapacitou $0,3 \mu F$ ($3 \times 0,1 \mu F$). Keramických, protože tento typ kondenzátorů má velmi malou parazitní indukčnost. Dále pak v těsné blízkosti každé větve tranzistorů je umístěna baterie šesti foliových polypropylenových kondenzátorů o celkové kapacitě $12 \mu F$ ($6 \times 2 \mu F$). Celkem je tedy kapacita blokovacích kondenzátorů rovna $24 \mu F$.

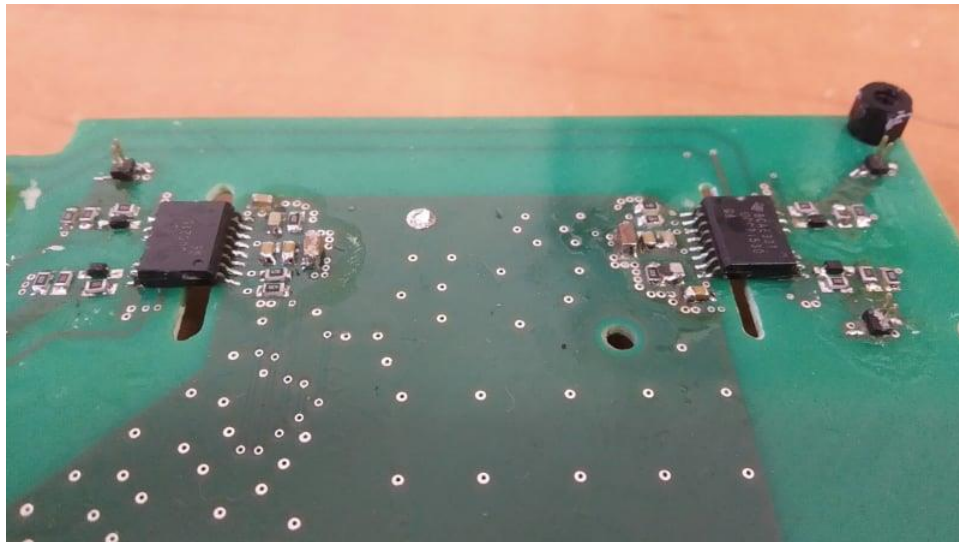
Foliové blokovací kondenzátory jsou uspořádány v tzv. sendvičové konfiguraci, což znamená, že proud k jedné elektrodě kondenzátoru teče vrchní vrstvou DPS, a vrací se zpátky z druhé elektrody prostřednictvím spodní vrstvy DPS. Tím je dosažena redukce plochy proudové smyčky.

3.9 Budiče tranzistorů

SiC MOSFET tranzistory je vhodné vypínat záporným napětím. Je to jednak kvůli poměrně nízkému prahovému napětí gate. Jednak kvůli velkým strmým dv/dt může při zapnutí horního tranzistoru ve větvi dojít k sepnutí spodního tranzistoru a tím pádem dochází k tzv. prohoření větve.

Výrobce vybraného tranzistoru v datasheetu ujistí uje, že tranzistor může být buzen pouze unipolárními napěťovými pulsy $0/+15V$. Ovšem už nespecifikuje bližší podmínky. Proto bylo přistoupeno k řízení hradla tranzistoru bipolárními napěťovými pulsy $-3/+15 V$.

Vzhledem k poměrně velké kapacitě hradla bylo potřeba vybrat budič, který je schopen nabít hradlo rychle. Byl vybrán budič tranzistorů UCC21530 od firmy Texas Instruments.



Obr. 3-10: Foto realizace budičů výkonových tranzistorů

Za zmínku stojí funkce programovatelného dead-timu, díky němuž není potřeba dead time zařazovat do řídicí části. Na obr je znázorněné typizované schéma budiče jedné větve mostu.

3.9.1 Pomocný zdroj pro budiče výkonových tranzistorů

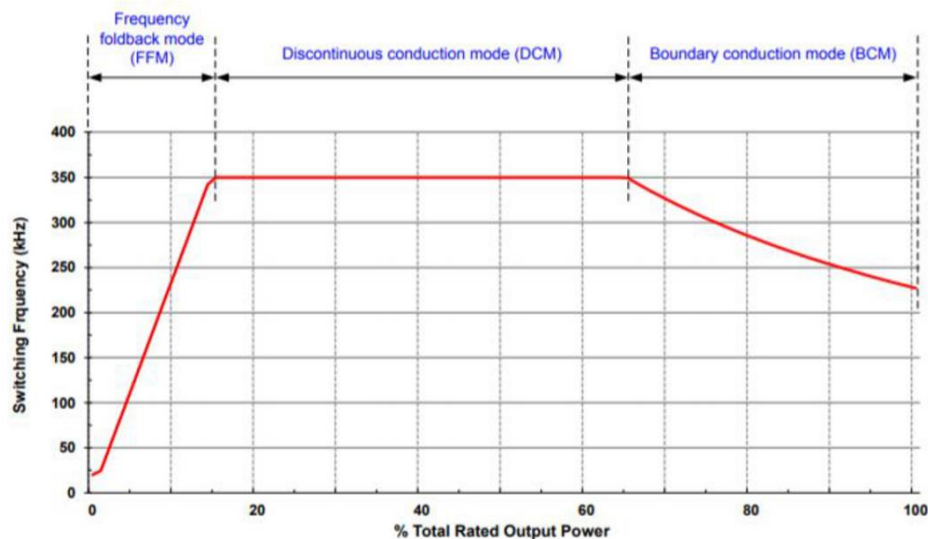
Vzhledem ke zvolené koncepci budičů, bylo potřeba zajistit minimálně 3 navzájem galvanicky oddělené zdroje napětí $-3V$ / $+15V$. Dva z nich musí napájet horní budičí

stupeň. Třetí z nich postačí pro oba spodní budící stupně. Vzhledem k tomu, že v době návrhu byl k dispozici transformátor se čtyřmi navzájem oddělenými sekundárními vinutími, bylo přistoupeno k luxusnímu řešení celkem čtyř galvanicky oddělených zdrojů, pro každý výkonový tranzistor zvlášť.

Smysl všech spínaných zdrojů, měničů, invertorů atd. je založen na minimalizaci rozměrů, ceny a maximalizaci účinnosti. Proto je vhodné realizovat pomocné zdroje také jako spínané. Po krátké rešerši v oblasti nízkopříkonových, více výstupových, galvanicky oddělených zdrojů byla vybrána topologie flyback s koncepcí řízení označované jako PSR (Primary Side Regulation). Již z názvu je patrné, že koncepce řízení takového zdroje nevyžaduje extra součástky pro zavedení zpětné vazby. Řídící obvod získává informaci o aktuálním stavu sekundárního napětí prostřednictvím měření napětí na primárním vinutí flyback transformátoru, v době, kdy je spínací tranzistor vypnutý. Z principu činnosti topologie flyback totiž v této době je na primárním vinutí transformované napětí ze sekundárního vinutí. To umožňuje minimalizaci celého zdroje, a v neposlední řadě je tato koncepce vhodná právě pro zdroje napájecího napětí pro budiče výkonových tranzistorů, protože díky absenci zpětné vazby, je minimalizována parazitní kapacita, mezi potenciálem sítě a Zemí.

Jako řídicí obvod pro tento účel byl vybrán obvod LM5180 od firmy Texas Instruments. Obvod obsahuje integrovaný spínač, podpět'ovou ochranu vstupního napětí, nastavitelný softstart. Zajímavostí je existence tepelné kompenzace úbytku napětí na usměrňovací diodě. Výstupní napětí se nastaví kombinací dvou rezistorů.

Obvod pracuje celkem ve třech odlišných režimech činnosti, v závislosti na zatížení. Tím je dosažena vysoká účinnost v celém rozsahu zátěží. Na následujícím obrázku jsou znázorněny všechny tři módy v závislosti na zátěži.



Obr. 3-11: Znázornění jednotlivých módů pomocného zdroje

Při plném zatížení pracuje měnič v tzv. BCM modu, který se vyznačuje proměnou frekvencí. Frekvence se mění tak, aby tranzistor vždy sepnul při první spodní úvratí napětí po dosažení nuly proudu, jedná se o tzv. „valley switching“. Tranzistor vypíná při dosažení nastaveného proudu, tzv. „peak current mode control“. Nastavení

maximálního proudu vyplyne z požadovaného napětí na výstupu, maximální povolené střídny, vstupního napětí a maximálního výstupního proudu.

Směrem k nižším zátěžím se frekvence zvyšuje, aby stále docházelo k „valley switchingu“. Poté dosáhne frekvence maximální hodnoty 350 kHz, dále již nestoupá a je přibližně konstantní. Jedná se o typický režim přerušovaného proudu „DCM“. V tuto chvíli klesá komparační úroveň maximálního proudu, tak aby frekvence byla přibližně konstantní.

Při velmi malých zátěžích a chodu naprázdno kontrolér přejde do tzv. FFM modu, který se vyznačuje lineárním poklesem frekvence spolu se zátěží. Nejmenší dovolená frekvence je v případě obvodu LM5180 interně nastavena na 12 kHz. Význam tohoto módu je důležitý především pro zlepšení účinnosti při chodu naprázdno. Maximální proud je v tomto modu nastaven interně na 0,27 A, a regulace probíhá pomocí změny frekvence.

Určení maximálního výkonu pomocného zdroje:

Zdroj musí dodávat energii pro řídicí část sekundární strany budiče UCC21530, ale především musí zásobovat energií hradla výkonových tranzistorů.

Celkový potřebný výstupní výkon pomocného zdroje se určí následovně:

$$P_{pomocny} = 4Q_{gate}f_{sw_{max}}\Delta U_{gate} + 2P_{budic} = 4 \cdot 162 \text{ nC} \cdot 140 \text{ kHz} \cdot 18 \text{ V} + 2 \cdot 50 \text{ mW} \\ = 1,75 \text{ W}$$

Vstupní napětí na řídicí desce bylo zvoleno průmyslových $U_{in} = 24 \text{ V}$. Minimální napětí pak bylo stanoveno na $U_{in_{min}} \approx 22 \text{ V}$. Maximální střída byla stanovena $s = 0,46$.

V takovém případě je převod flyback transformátoru následující:

$$p_{flyback} = \frac{s}{1-s} \cdot \frac{U_{in_{min}}}{U_{vystup} + U_{dioda}} = \frac{0,46}{1-0,46} \cdot \frac{22 \text{ V}}{18 \text{ V} + 0,7 \text{ V}} = 1$$

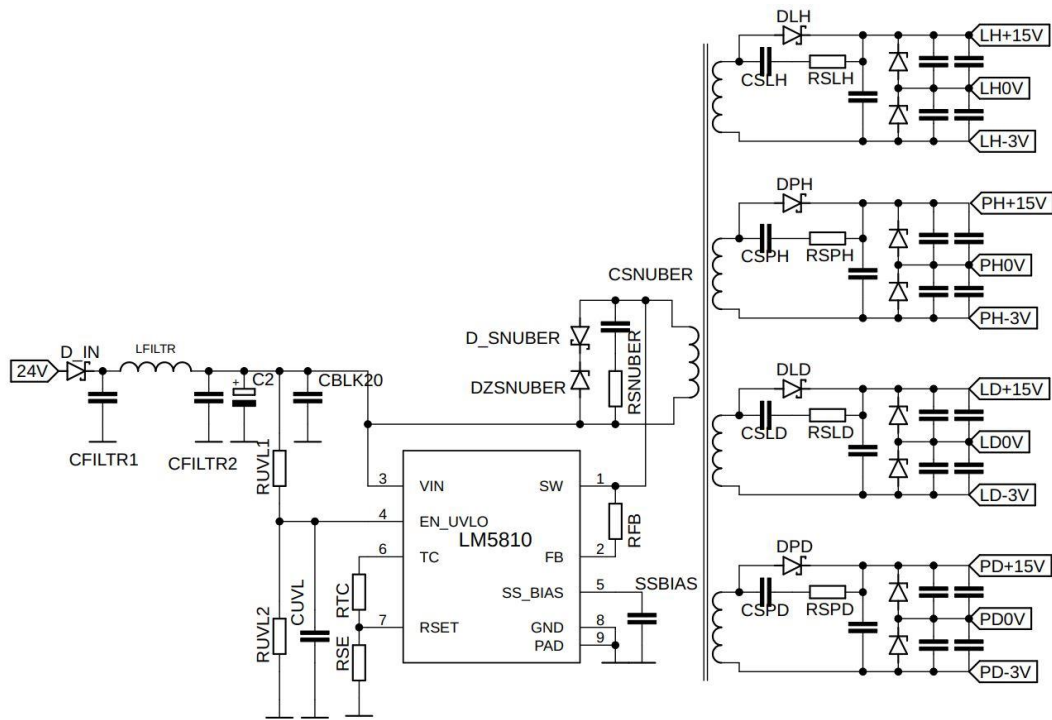
Z principu činnosti LM5180 výrobce stanovuje, že magnetizační proud transformátoru by neměl klesnout k nule dříve, než je minimální doba vypnutí tranzistoru (v opačném případě by došlo k jeho postupnému přesycení). Minimální doba vypnutí interního tranzistoru je podle datasheetu rovna $t_{off_{min}} = 500 \text{ ns}$. Minimální peak proudu na primární straně je interně nastaveno na $I_{peak_{min}} = 0,27 \text{ A}$ V takovém případě existuje požadavek na minimální magnetizační indukčnost transformátoru.

$$L_{mag_{flyback}} = \frac{(U_{vystup} + U_{dioda}) \cdot t_{off_{min}} \cdot p_{flyback}}{I_{peak_{min}}} = \frac{(18 \text{ V} + 0,7 \text{ V}) \cdot 500 \text{ ns} \cdot 1}{0,27 \text{ A}} \\ = 34,6 \mu\text{H}$$

Na základně předchozích úvah a výpočtů byl zvolen transformátor s označením 750343953 od firmy Würth Elektronik

Sekundární část je tvořena usměrňovací Schottkyho diodou s RC snubberem. Následuje vyhlazovací kondenzátor. Dále se pomocí sériově řazených Zenerových diod vytvoří umělý střed, vůči němuž pak kladná větev má napětí 15V a záporná větev -3V. Následují blokovací kondenzátory pro každou větev.

Na obrázku Obr. 3-12 je znázorněno schéma pomocného zdroje.



Obr. 3-12: Schéma pomocného zdroje

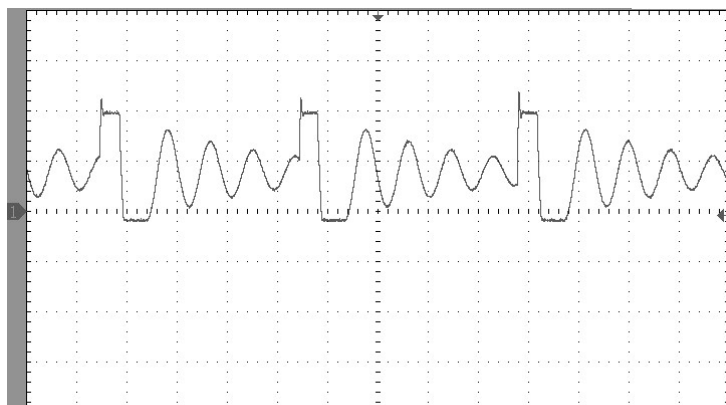
Měření účinnosti pomocného zdroje:

Při ožiování invertoru byla změřena účinnost pomocného zdroje. Naměřená data jsou uvedeny v následující tabulce.

Tabulka 3-5: Data naměřená při měření účinnosti pomocného zdroje

| U_{in} | I_{in} | P_{rikon} | $R_z/vět\v{e}v$ | U_{out} | $P_{out}/v\v{e}t\v{e}v$ | $P_{out}/celk$ | η_{celk} |
|----------|----------|-------------|-----------------|-----------|-------------------------|----------------|---------------|
| V | mA | W | k Ω | V | W | W | % |
| 24 | 69,5 | 1,668 | 1 | 18,4 V | 0,339 | 1,354 | 81,1% |

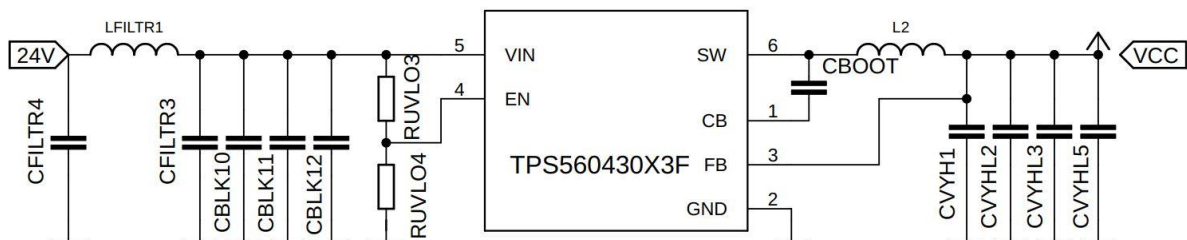
Na následujícím obrázku je uveden oscilogram napětí na sekundární usměrňovací diodě při cca 25% zatížení zdroje.



Obr. 3-13 Oscilogram napětí na sekundární diodě pomocného zdroje:

3.9.2 Pomocný zdroj 3,3V

Řídicí elektronika byla koncipována tak, aby obsahovala pouze jednu napájecí hladinu 3,3 V. Toto napětí zajišťuje snižující měnič řízený obvodem TPS560430X3F, který pracuje na principu „peak current mode“ na konstantní frekvenci 1,1 MHz. Na následujícím obrázku je schéma pomocného zdroje.



Obr. 3-14: Schéma pomocného zdroje 3,3V

4 Návrh chlazení

Chladič polovodičových součástek bude realizován jako kapalinový. Využije se tak proudící voda, která by stejně musela chladit koncový induktor. Chladič tvoří měděný profil s vyfrézovanou drážkou, do které je zapájená měděná trubka, ve které proudí voda. Měděný profil má nezanedbatelný tepelný odpor, a proto bylo nutné tento aspekt zahrnout do výpočtů chlazení.

Kapalinový chladič je dostatečně dlouhý na to, aby jednotlivé součástky mohly být umístěny tak, aby se vzájemně tepelné neovlivňovaly (usměrňovač vs. tranzistory). Tranzistory jsou naopak umístěny vůči sobě blízko a jsou rozmístěny tak aby byla kompenzována rozdílná výkonový ztráta na horních a spodních tranzistorech.

Cílem následující analýzy má být určení minimálního průtoku vody v kapalinovém chladiči polovodičových součástek.

Podle zdroje [8] je vztah pro výpočet ekvivalentního tepelného odporu kapalinového chladiče následující:

$$R_{\theta_{ekv}} = \frac{1}{c\gamma Q} \left[\frac{K}{W} \right] \quad (4.1)$$

Kde c je měrná tepelná kapacita chladícího média, γ je hustota chladícího média, Q je objemový průtok.

Z hlediska dodávaného ztrátového výkonu do chladícího okruhu jednoznačně vede koncový induktor, na kterém vznikají stovky W ztráty. Průtok chladícího systému tedy jednoznačně vyplyne ze schopnosti uchládit koncový induktor.

Výpočet ztráty na koncovém induktoru:

Pro ukázkou výpočtu byl vybrán induktor s třemi závity a průměrem 72 mm. Největší efektivní proud teče induktorem ve stavu naprázdno. V kapitole o dimenzování tranzistorů bylo zdůvodněno, že v takovém stavu může dosahovat proud na primárním vinutí $I_{prim_{ef}} = 22 A$. V kapitole o návrhu transformátoru byl změřený odpor sekundárního vinutí včetně induktoru $R_{ekv_{real}} = 1,32 \Omega$.

Ztráty na sekundárním vinutí včetně induktoru jsou pak:

$$\Delta P_{sekund} = I_{prim_{ef}}^2 \cdot R_{ekv_{pr}} = (22 A)^2 \cdot 1,32 \Omega = 640 W$$

Při ohřevu vsázky pak dochází k přestupu tepla ze vsázky do induktoru sáláním. Pro jednoduchost bylo s rezervou uvažováno, že celkově musí chladící voda z induktoru a sekundárního vinutí odvést tepelný výkon cca 1 kW . V takovém případě se dá minimální potřebný průtok vyjádřit takto:

$$Q_{min} = \frac{2\Delta P_{sekund}}{c\gamma\Delta T} = \frac{2 \cdot 1000 W}{4190 \frac{J}{K \cdot kg} \cdot 1000 \frac{kg}{m^3} \cdot 30^\circ C} = 1,45 \frac{l}{min} \quad (4.2)$$

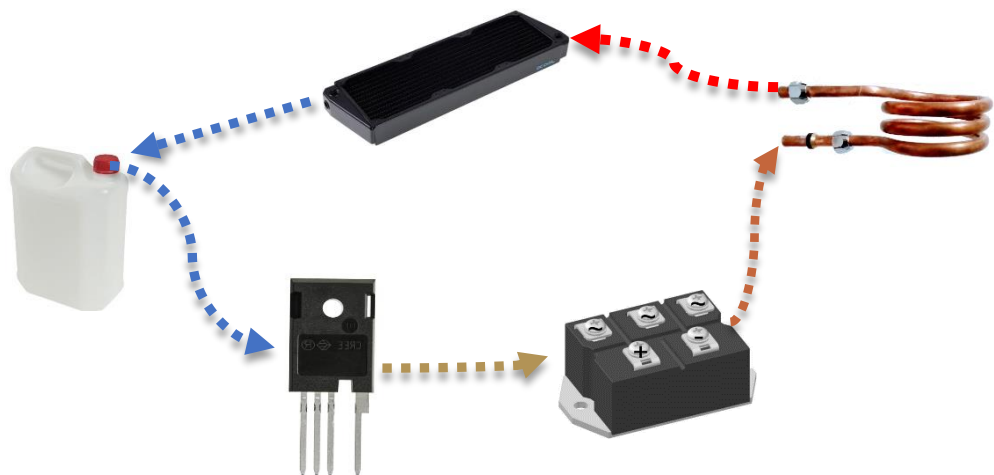
Ve skutečnosti bude průtok vody větší, protože bylo vybráno čerpadlo, které má maximální průtok 10 l/min. S tímto čerpadlem byl pak proveden pokus na již kompletním vodním okruhu chladicího systému, při kterém byl naměřen průtok 6,3 l/min. Vzhledem k zamýšlené robustnosti celého zařízení byl při výpočtech uvažován průtok podstatně menší, $Q_{min} = 2 \frac{l}{min}$.

V úvodu bylo psáno o zatěžovateli zařízení. Zde je vidět, že ztráta na koncovém induktoru je poměrně značná. V praxi výrobci počítají se skutečností, že uživatel má určitou pracovní rutinu, která dovoluje induktoru dochládit se v době nečinnosti. Zařízení se 100% zatěžovatelem pak mají speciální chladicí jednotky s kompresorovým chlazením nebo chlazením pomocí Peltierových článků. Takové zařízení je mnohem objemnější. Může pak ale pracovat v třisměnném provozu apod.

I přes výše zmíněné, samotná tepelná kapacita vody v nádrži nestačí. Je potřeba nějakým způsobem teplo z vody dostat do okolního vzduchu. K tomu je využít tepelný výměník voda-vzduch. Tepelný výměník je na samém konci vodního okruhu, před zpětným přívodem do nádrže.

4.1 Výběr tepelného výměníku

K dispozici byl pětilitrový kanystr, který posloužil jako nádrž pro chladicí vodu. Zjednodušené schéma chladicího systému vypadá následovně:



Obr. 4-1: Blokové schéma chladicího okruhu

V době návrhu byly k dispozici dva různé výměníky voda-vzduch. Minimální chladicí odpor celkového chladicího systému byl zjednodušeně stanoven takto:

$$R_{vymenik_{max}} = \frac{T_{vratna} - T_{vstup}}{\Delta P_{sekund} + \Delta P_{trand} + \Delta P_{usm}} = \frac{60^{\circ}C - 30^{\circ}C}{1000 W + 150 W + 40 W} = 0,025 \frac{K}{W}$$

Bylo přistoupeno k orientačnímu měření jejich ekvivalentního chladicího odporu.

Popis experimentu:

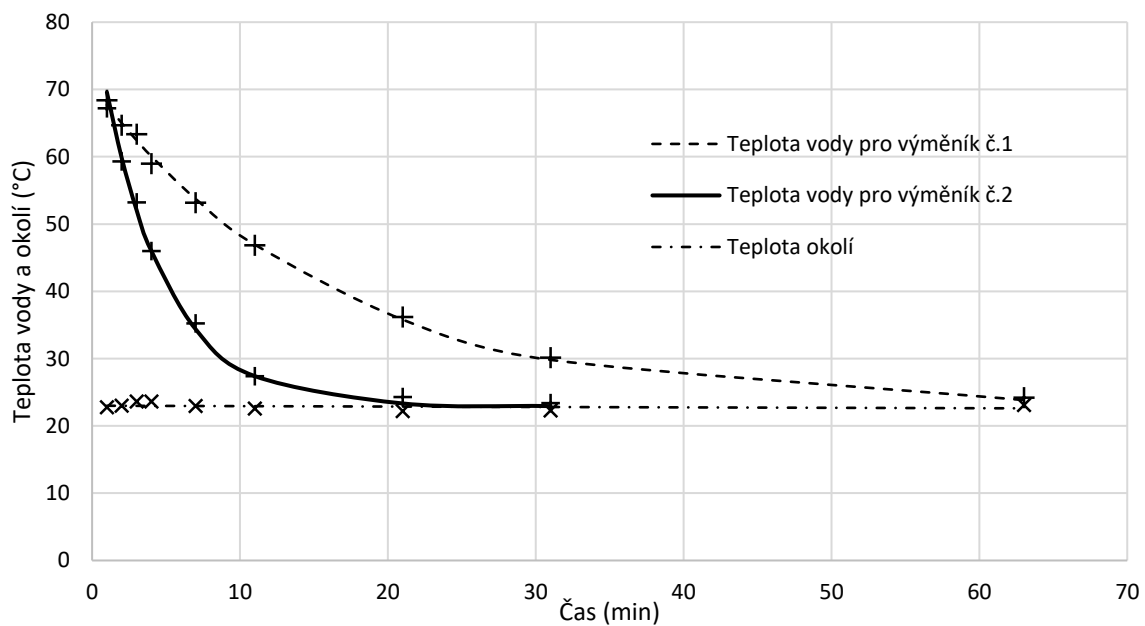
Nejdříve se do nádrže nalila horká voda o teplotě cca 70°C. Od té chvíle se pomocí několika platinových teploměrů PT1000 měřila teplota ve čtyřech různých bodech nádrže a jeden teploměr PT100 měřil teplotu okolního vzduchu v místnosti.



Obr. 4-2: Foto z průběhu měření tepelného odporu výměníku

Zaznamenávací zařízení posílalo data z teploměrů přes RS484 do PC několikrát za sekundu. Měření probíhalo u prvního výměníku cca 60 minut, u druhého cca 30 minut. Poté se provedla redukce dat na několik bodů pro přehlednější vynesení do grafu a data ze čtyř teploměrů se zprůměrovaly do jedné hodnoty. Výsledkem byl následující graf.

Závislost teploty v nádrži na čase pro 2 různé výměníky



Pomocí nástroje Řešitel v programu Excel byla proložena naměřená data do tvaru exponenciální rovnice:

$$\vartheta_{vody} = \vartheta_{okoli} + \vartheta_{max} \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

Při známém objemu nádrže 5,2 l a měrné tepelné kapacitě vody $c_{měr} = 4190 \frac{J}{K \cdot kg}$ pak je také známa tepelná kapacita vody v nádrži:

$$C_{voda} = c_{měr} \cdot V_{nádrž} \cdot \rho_{vody} = 4190 \frac{J}{K \cdot kg} \cdot 5,2 dm^3 \cdot 1000 \frac{kg}{m^3} = 21,788 \frac{kJ}{K}$$

Časové konstanty byly odečteny z grafu (). Ekvivalentní odpor výměníku č.1:

$$R_{ekv1} = \frac{\tau_1}{C_{voda}} = \frac{963 s}{21,788 \frac{kJ}{K}} = 0,045 \frac{K}{W}$$

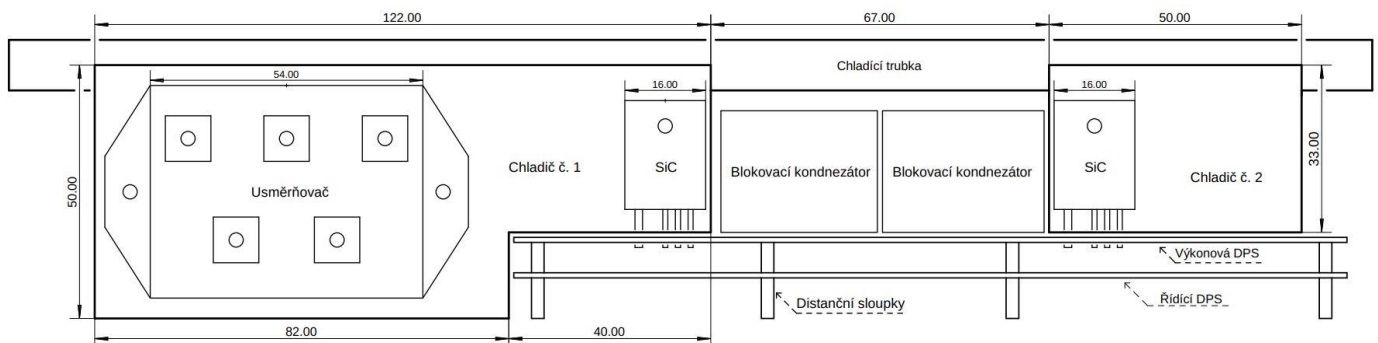
Ekvivalentní odpor výměníku č.2:

$$R_{ekv2} = \frac{\tau_2}{C_{voda}} = \frac{256 s}{21,788 \frac{kJ}{K}} = 0,012 \frac{K}{W}$$

Na základě předchozích úvah a výpočtů byl zvolen výměník č.2 tzn.

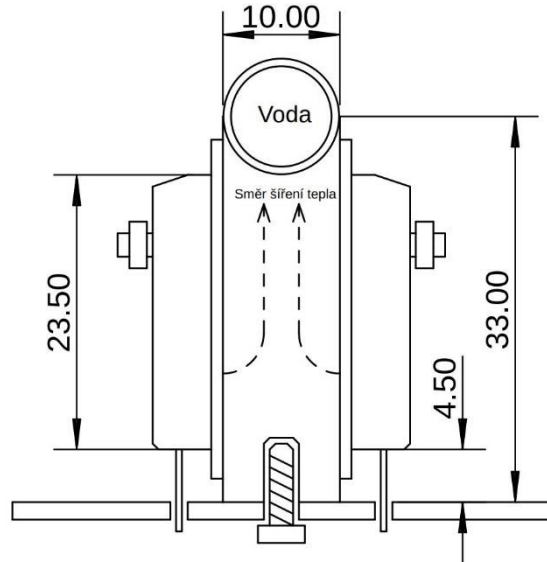
4.2 Konstrukce chladiče a výpočet chlazení

NA obr() je vidět náčrt celkové konfigurace invertoru se zaměřením na konstrukční aspekt, především pak na uspořádání výkonových součástek vzhledem k jejich chlazení.

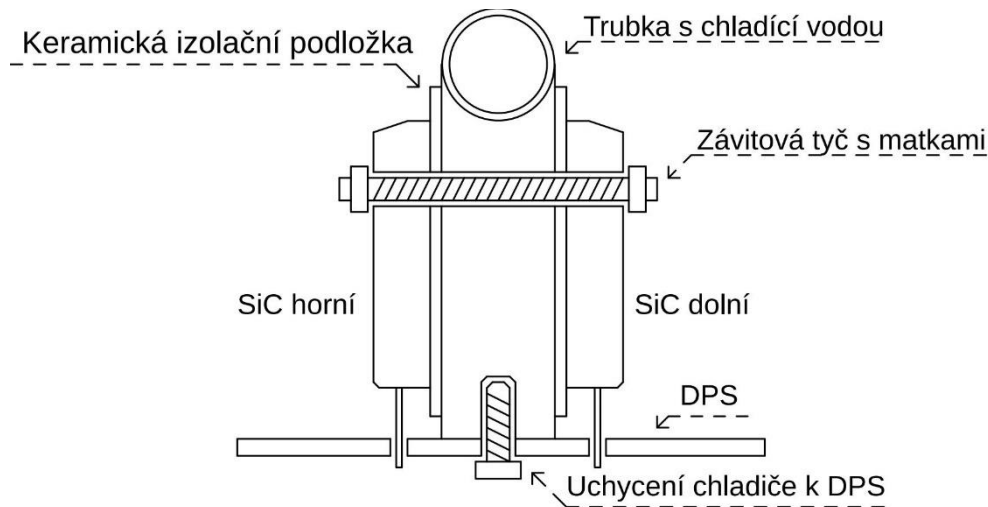


Obr. 4-3:Nákres konfigurace chladiče a součástek

Za předpokladu, že teplo generované jedním tranzistorem je do trubky odváděno polovinou šířky měděného profilu, se stává problém symetrickým, a je možné na situaci nahlížet tak, že existuje jen jeden zdroj tepla, a teplo se odvádí do trubky celým průřezem mědi. Dále byl zaveden předpoklad, že teplo generované tranzistorem vzniká ve 1/3 výšky jeho pouzdra viz následující obrázek



Obr. 4-4: Náčrt situace chlazení tranzistorů



V takovém případě lze pro tepelný odpor měděného profilu lze psát:

$$R_{m\acute{e}d'sic} = \frac{(v\acute{y}\acute{s}ka_{pouzdra}) \cdot \frac{2}{3}}{pr\acute{u}\acute{ř}ez_{profilu} \cdot \lambda_{60^{\circ}C}} = \frac{(33\text{ mm} - 4,4\text{ mm}) \cdot \frac{2}{3}}{10\text{ mm} \cdot 16\text{ mm} \cdot 332\text{ W} \cdot m^{-1} \cdot K^{-1}} = 0,36 \frac{K}{W} \quad (4.3)$$

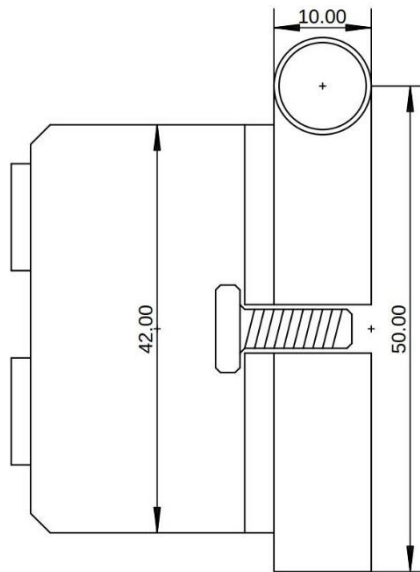
Teplota čipu tranzistoru se vypočte jako:

$$\begin{aligned} T_{SiC} &= 2P_{SiC} \left(\frac{R_{j-c}}{2} + \frac{R_{podl}}{2} + R_{m\acute{e}d'sic} + R_{\vartheta_{ekv}} \right) + T_{vody} \\ &= 2 \cdot 34\text{ W} \cdot \left(\frac{0,32 \frac{K}{W}}{2} + \frac{0,8 \frac{K}{W}}{2} + 0,36 \frac{K}{W} + 0,0072 \frac{K}{W} \right) + 40\text{ K} \\ &= 103\text{ }^{\circ}C \end{aligned} \quad (4.4)$$

Vypočtená teplota čipu tranzistorů vyhovuje.

Výpočet teploty čipu usměrňovače:

Usměrňovač je na měděný profil přimontován následujícím způsobem.



Obr. 4-5: Náčrt montáže usměrňovače na chladič

Pak pro tepelný odpor měděného profilu, na kterém je usměrňovač připevněn platí:

$$R_{m\acute{e}d'_{usm}} = \frac{v\acute{y}\text{ška}_{usm} \cdot \frac{2}{3}}{pr\acute{u}\text{řez}_{usm} \cdot \lambda_{60^{\circ}C}} = \frac{42 \text{ mm} + 50 \text{ mm} \cdot \frac{2}{3}}{10 \text{ mm} \cdot 54 \text{ mm} \cdot 332 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}} = 0,171 \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

Celkový tepelný odpor čip-voda je:

$$R_{usm_{celk}} = R_{m\acute{e}d'_{usm}} + \frac{R_{j-c_{usm}}}{6} + R_{c-h} + R_{\theta_{ekv}} = 0,171 \frac{\text{K}}{\text{W}} + \frac{1,1 \text{ K}}{6 \text{ W}} + 0,4 \frac{\text{K}}{\text{W}} + 0,0072 \frac{\text{K}}{\text{W}} \\ = 0,76 \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

$$T_{usm} = R_{usm_{celk}} \cdot P_{usm} + T_{vody} = 0,76 \frac{\text{K}}{\text{W}} \cdot 40 \text{ W} + 40 \text{ K} = 70,4^{\circ}\text{C}$$

Vypočtená teplota čipu usměrňovače vyhovuje.

5 Návrh řídicí části měniče

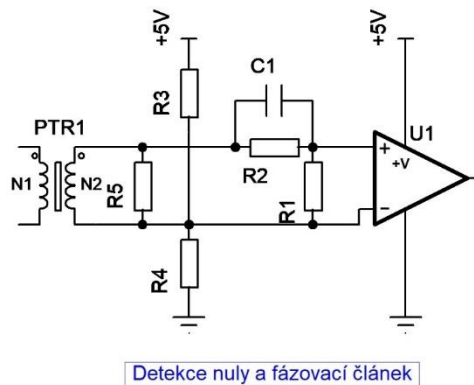
V kapitole o volbě koncepce řízení invertoru byla zvolena koncepce typu PDM. Jedná se v podstatě o dvupolohovou regulaci. Na rezonanční obvod je střídavě připojováno napětí. Rezonanční obvod se v době, kdy se na něj připojí napětí začne po exponenciálně nabíjet. Dále buď po určité době, nebo pokud dojde k nadproudu, řídicí jednotka vydá pokyn k vypnutí tranzistorů. Rezonanční obvod pak dále kmitá a maří v sobě nashromážděnou energii na seriovém odporu. Z pohledu účelu indukčního ohřevu je toto maření energie prospěšné, protože převážnou část odporu tvoří ekvivalentní odpor vsázky. Výhodou PDM je tedy, že k přenosu tepla do vsázky dochází i v době, kdy tranzistory nespínají, což vede k zmenšení přepínacích ztrát na tranzistorech a lepší celkové účinnosti invertoru.

5.1 Detekce nuly

Nejdůležitější část řídicí části je obvod realizující detekci nuly proudu. Tranzistory jsou díky tomu spínány v nule proudu. Protože celá řídicí část má určité dopravní zpoždění, a tranzistory je nutné z důvodů uvedených v kapitole (2.3.1) spínat těsně před průchodem proudu nulou, obsahuje detektor nuly i fázovací článek. Během oživování invertoru byly vyzkoušeny dvě různá zapojení.

První/původní verze:

Tento článek je tvořen kondenzátorem C_1 a odpory R_1 a R_2 v následujícím schématu.



Obr. 5-1: Schéma detektoru průchodu nulou

Kondenzátor posouvá fázi napětí na odporu R_2 před napětí na bočníku R_5 . Komparátor pak překlápá v nule napětí na odporu R_2 což je fakticky dříve, než dojde k nule napětí na bočníku R_5 . Takto je dosaženo tzv. *předstihu*. Tento výraz bude v textu užíván i nadále.

Na výstupu z komparátoru je obdélníkový signál, jehož hrany přenáší dále informaci řídicí logice, která vydává povel k sepnutí či vypnutí tranzistorů v invertoru.

Vstup tvořil proudový transformátor, který měřil proud protékající primárním vinutím transformátoru. Transformovaný proud prochází převážně bočníkem R_5 protože odpory R_2 a R_1 mají podstatně vyšší odpor. Tato konfigurace byla zvolena, protože

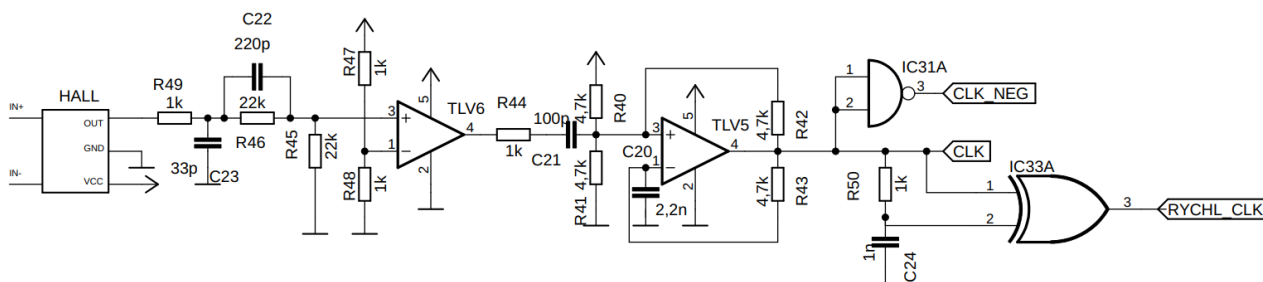
umožňuje snadné ladění předstihu změnou odporů R_2 a R_1 . Celá sekundární část proudového transformátoru je děličem R_3 a R_4 „pověšena“ na polovinu napájecího napětí. Napětí na odporu R_1 tak kmitá kolem 1,65 V, což je hodnota, při které komparátor s nesymetrickým napájením překlápí.

Při oživování invertoru bylo toto zapojení shledáno nevhodným z několika důvodů. První problém nastal s rušivým napětím, které způsobovalo nekontrolované překlápění komparátoru i v době, kdy byl měnič v nečinnosti. Tento problém byl vyřešen zavedením hystereze komparátoru odporem o hodnotě 330 k Ω , z výstupu komparátoru na jeho neinvertující vstup.

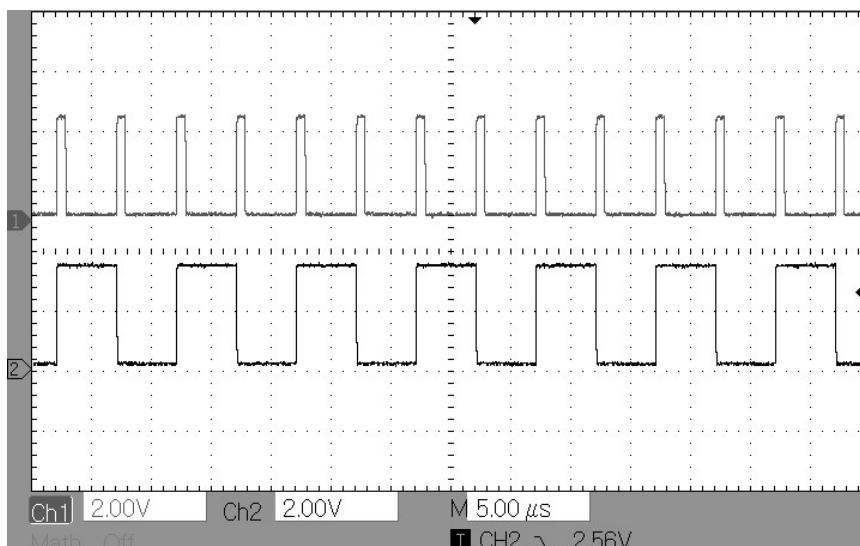
Dalším podstatným problémem byla přílišná citlivost na vstupní signál. Při sepnutí a vypnutí tranzistoru typu SiC vlivem velké strmosti di/dt, a parazitním kapacitám a indukčností výkonového obvodu vnikal kmitavý přechodový děj v řádu jednotek až desítek MHz. Použitý transformátor tyto malé ale rychlé proudové zákmity přenesl na fázovací článek, a komparátor začal klopit v rytmu těchto kmitů. Vzhledem k proudové povaze signálu nebylo možné uspokojivě tyto zákmity filtrovat. Navíc celý fázovací článek v podstatě „plaval“ na odporu R_4 , což přinášelo velikou náchylnost na rušení.

Stávající verze:

Protože předchozí zapojení je součástí jednoho DPS, nebylo možné vyřešit popsany problém kompletní změnou zapojení. Problém byl nakonec vyřešen tak, že místo proudového transformátoru byla pro měření proudu použita Hallova sonda typu ACS758LCB-100B. Tato sonda má šířku pásma končící cca na 120 kHz. Tím pádem nepřenášíla vf zákmity a na detektor nuly se dostával čistý sinusový signál. Sonda je bipolární, tím pádem napětí na výstupu sondy kmitá kolem 1,65 V.

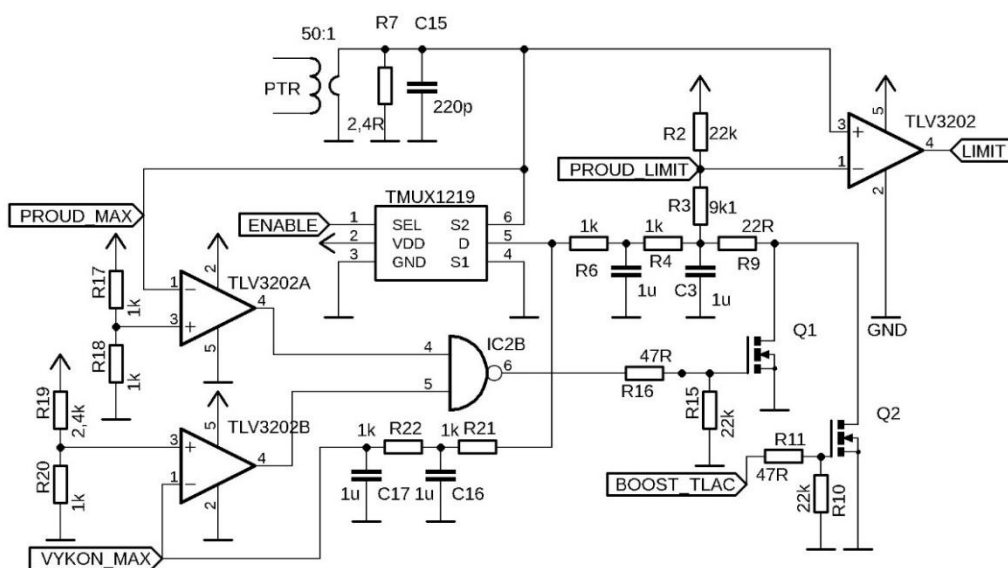


Na obrázku je schéma fázovacího článku, detektoru nuly a následuje startovací oscilátor. Výstupem je obdélníkový signál CLK a jeho negace. Dále je pomocí hradla XOR, kondenzátoru C_{24} a rezistoru R_{50} vytvořen signál, s dvojnásobnou frekvencí, než má signál CLK. To umožňuje synchronizaci řídicích obvodů na každou půlperiodu, protože další řídicí obvody jsou silně založeny na užití klopného obvodu typu D, který se synchronizuje na nástupné hrany signálu. Na následujícím oscilogramu pořízeném při oživování invertoru je na kanálu 2 signál CLK, na kanálu 1 signál s dvojnásobnou frekvencí.



Obr. 5-2: Znárodněn oscilogram detektoru náběžných a sestupných hran

5.2 Proudové omezení a nadproudová ochrana



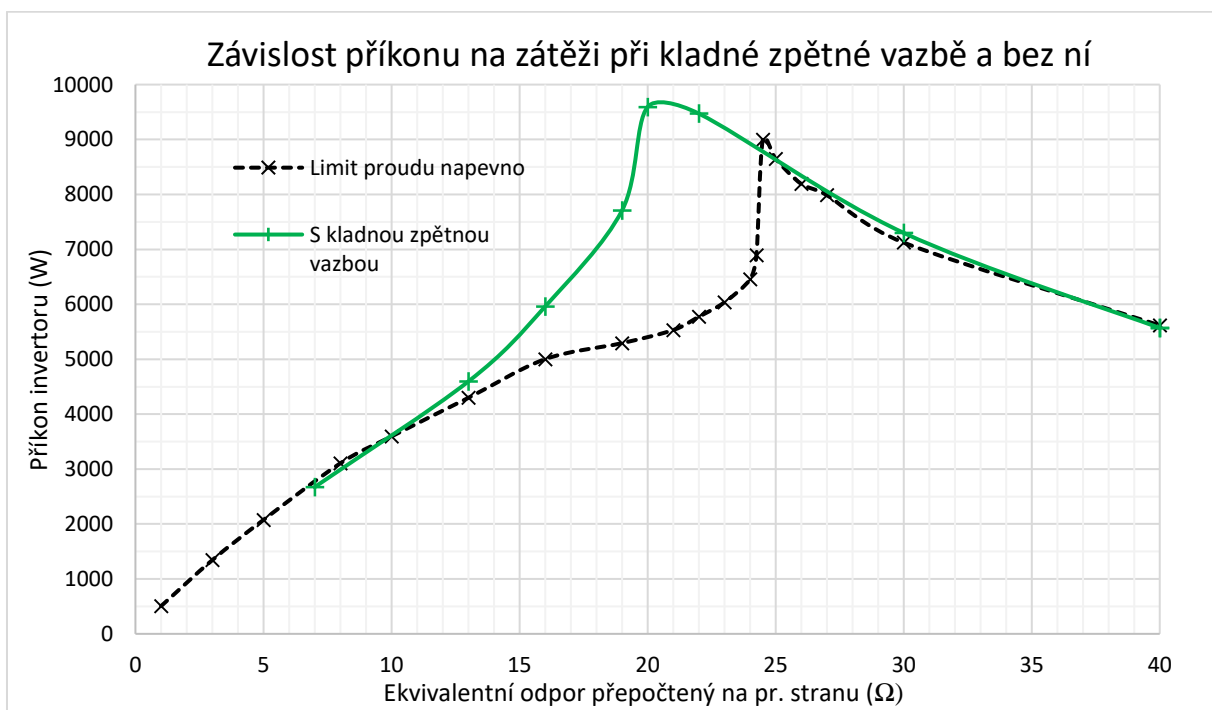
Obr. 5-3: Obvody proudového omezení a nadproudových ochran

Činnost obvodu na obrázku výše je následující:

Proudový transformátor PTR s převodem transformuje proud tekoucí primárním vinutím hlavního transformátoru. Transformovaný proud vytvoří úbytek na bočníku R7. Signál je filtrován kondenzátorem C15. Hlavním výstupem této části zapojení je signál LIMIT, který další elektronice říká, zda byl překročen nastavený limit proudu, či nikoli. Do děliče tvořeného rezistory R2 a R3 je záměrně zavedena velmi slabá kladná zpětná vazba pomocí dolní propusti druhého řádu, která filtruje střední hodnotu signálu vystupujícího z analogového multiplexoru TMUX1219. Čím větší činný výkon dodává

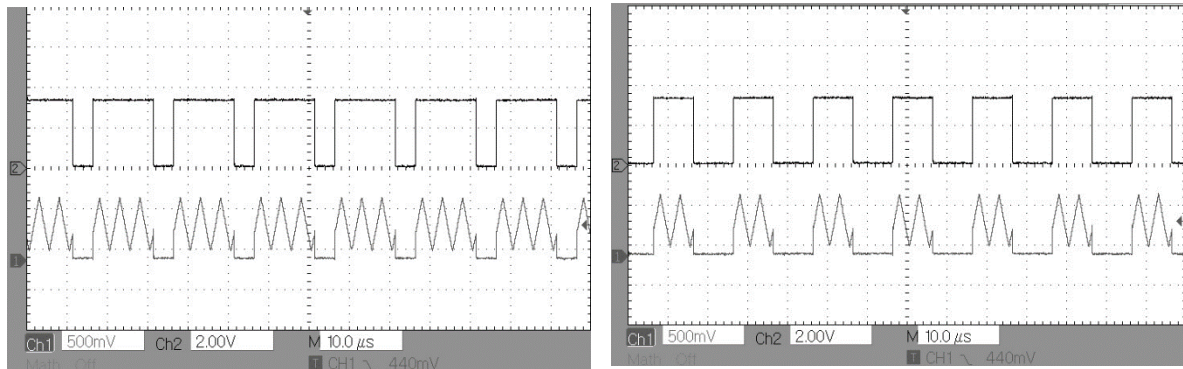
inverter do zátěže, tím více se nabíjí kondenzátor C3 (signálem proudového charakteru). Tím pádem napětí v uzlu označeném PROUD_LIMIT stoupá, a posunuje tak komparační úroveň komparátoru. V případě, že proud dosáhne nastaveného maxima rezistory R17 a R18, komparátor TLV3202A překlápí a přes hradlo NAND IC2B se sepne tranzistor Q1. Tím vybijí kondenzátor C3 a komparační úroveň limitu proudu klesne. Pokud dojde k překročení nastaveného maximálního výkonu rezistory R19 a R20, tak překlápí komparátor TLV3202B a opět se přes hradlo NAND sepne tranzistor Q1.

Tato kladná zpětná vazba byla do obvodu zavedena z následujícího důvodu. Z principu PDM regulace není lineární. Regulace je v podstatě diskrétní. Příkladem může být situace, kdy tranzistory nespínají, protože v předchozím spínacím cyklu došlo k překročení limitu proudu. Několik period trvá, než proud klesne zpátky pod limitní úroveň. Ve chvíli, kdy řídicí obvody detekují opětovný pokles proudu pod limit, vydají pokyn k spínání tranzistorů, ovšem za předpokladu, že to obvod hlídající paritu napěťových pulsů přikládáných na primární vinutí hlavního transformátoru povolí. V opačném případě musí tranzistory začít spínat až za další půlperiodu. Tento stav není tak kritický v počátku ohřevu vsázky, kdy počet vynechaných pulsů je poměrně velký. Problém však nastává těsně před dosažením saturace invertoru, kdy proud překročí limit např. jen jednou za 10 period, a hned v následující periodě klesne pod limitní úroveň. V takovém případě jsou vynechány např. jen 3 pulsy, ale kvůli správné paritě musí být vynechány pulsy 4. To způsobí, že do vsázky se nedostává výkon, který by se tam jinak dostávat mohl. Řešením je v této fázi posunout limit proudu tak, aby to kompenzovalo onu popsanou hysterezi. To právě zajišťuje kladná zpětná vazba. Čím více se inverter blíží k saturaci, tím výše se posouvá limit proudu. V bodě saturace dosáhne inverter největšího výkonu a tranzistor Q1 sepne a vyřadí kladnou zpětnou vazbu z provozu, dále je pak limit proudu nastaven napevno děličem R2 a R3 (odpor rezistoru R9 je v tomto případě zanedbatelný).



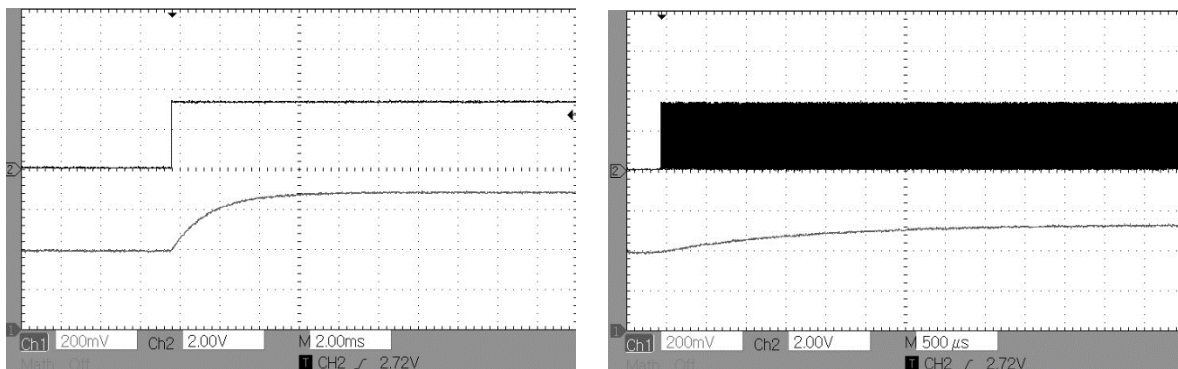
Obr. 5-4: Graf závislost příkonu na zátěži

Měření výkonu probíhá pomocí signálu ENABLE, analogového multiplexoru a dolní propusti druhého řádu. Signál ENABLE je v logické „1“, když je povoleno tranzistorům spínat. ENABLE signál je přiveden na *Sel* pin multiplexoru, který v tu chvíli překlopí tak, aby signál z bočníku prošel až na dolní propust. Ve chvíli, je ENABLE v logické „0“, multiplexor signál z bočníku odpojí a vstup dolní propusti přivede na zem. Dolní propust se začne vybíjet. Popsaný proces zajistí, že střední hodnota napětí na kondenzátoru C3 odpovídá příkonu invertoru.



Obr. 5-5: Oscilogramy signálu enable a výstupu z analogového multiplexoru

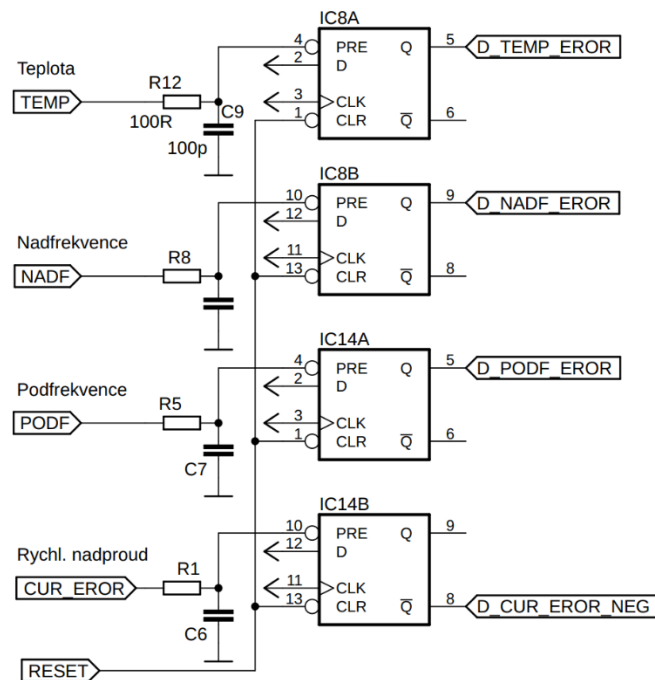
Na Obr. 5-5 je vidět funkce analogového multiplexoru pro 50%(vlevo) a 75%(vpravo) povoleného výkonu. V době pořizování oscilogramů byl reálný proud nahrazen pilovým signálem z generátoru. Princip funkce je ale z oscilogramů více než patrný.



Obr. 5-6: Oscilogram znázorňující roli kladné zpětné vazby v obvodu proudové limitace

Na předchozím obrázku je vidět náběh komparační úrovně při 100% povoleného výkonu(vlevo) a při 50% (vpravo).

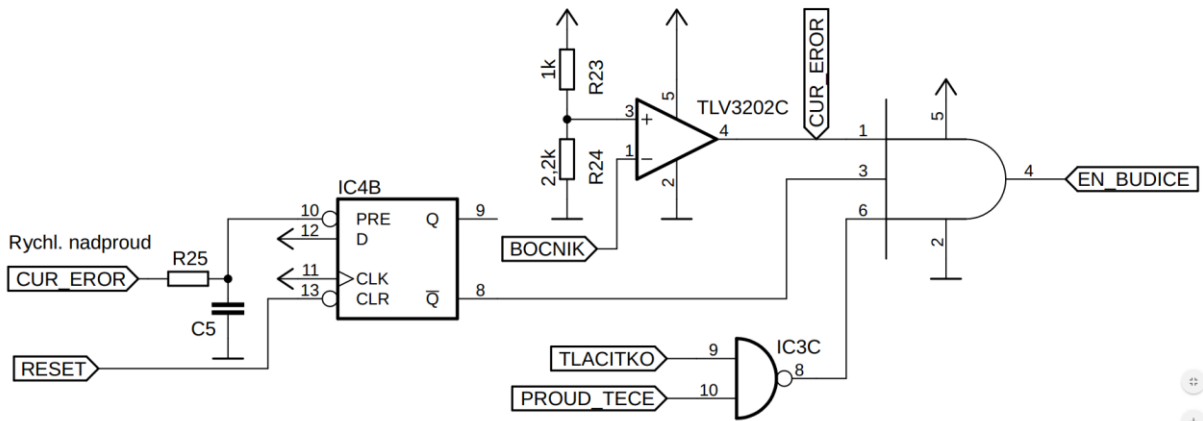
5.3 Systém ochran



Obr. 5-7: Schéma systému ochran

5.3.1 Rychlá nadproudová ochrana

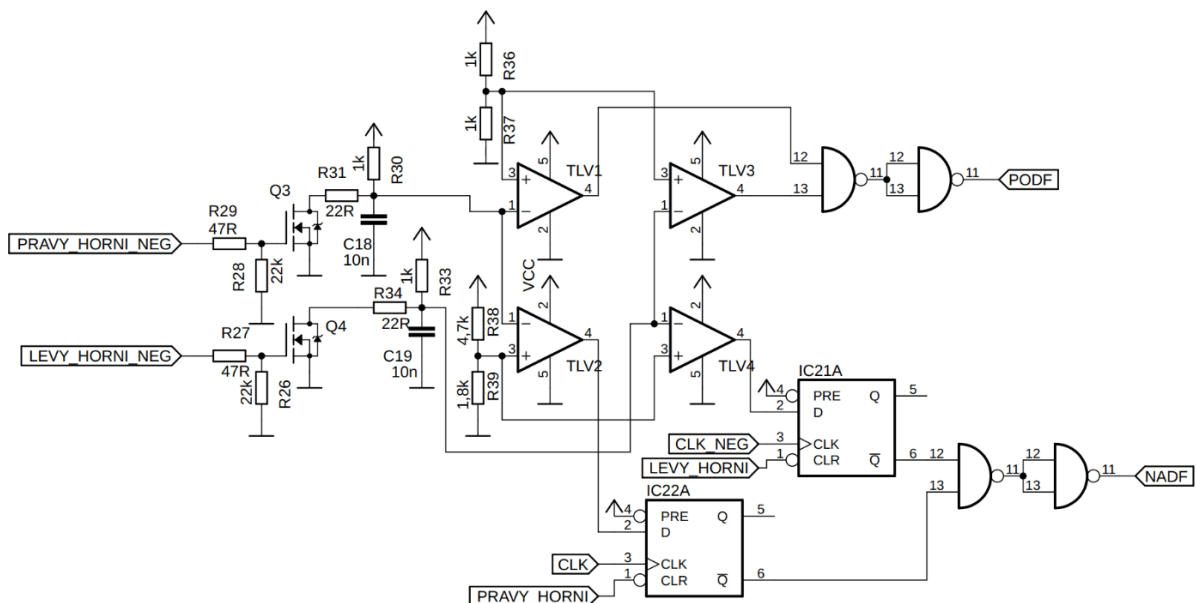
Je obecně vhodné do řídicí části zařadit rychlou nadproudovou ochranu, která není synchronizována na spínání tranzistorů. Tato ochrana by měla za normálních okolností být v nečinnosti. Pouze při potenciálním nárůstu proudu nad určitou stanovenou úroveň, která může způsobit zničení tranzistorů vypne tranzistory tzv. „natvrdo“. Aby se docílilo co nejrychlejší reakce na nadproud, vede signál z komparátoru přes hradlo NAND rovnou na EN pin budičů tranzistorů. To ovšem nestačí pro kompletní odstavení invertoru. Signál z komparátoru je také veden na vstup PRE, D-klopného obvodu viz Obr. 5-8 ,což zajistí, že invertor se zablokuje a odblokuje ho až obsluha tím, že vrátí páčky nastavení výkonu na 0% a krátce zmáčkne tlačítko. Puls generovaný nestabilním klopným obvodem je přiveden na vstup CLR, D-klopného obvodu, čímž je invertor opět odblokován. Stejný systém odblokování platí pro všechny ostatní ochrany.



Obr. 5-8: Rychlá nadproudová ochrana

5.3.2 Frekvenční ochrany

Vzhledem k tomu, že spínací frekvenci tranzistorů do jisté míry určuje stav rezonančního obvodu, bylo nutné navrhnout systém, který zabrání nekontrolovatelnému zvýšení či snížení spínací frekvence. K tomuto stavu může dojít z důvodu poruchy na zařízení, z důvodu nesprávné manipulace ze strany obsluhy, například namontováním jiného induktoru, než který je určen pro provoz na daném invertoru. V neposlední řadě pak při dotyku vsázky s induktorem vzniká mezi závitový zkrat, který se projeví mimo jiné i

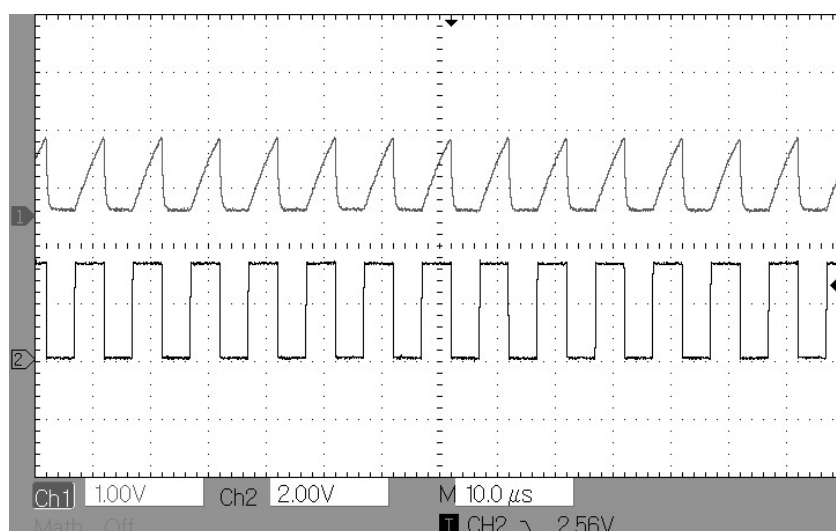


Obr. 5-9: Schéma frekvenčních ochran

změnou rezonanční frekvence. Dostatečně rychlým zásahem lze zabránit jiskření nebo dokonce poškození induktoru.

Popis funkce podfrekvenční ochrany:

Na gate tranzistorů Q3 a Q4 jsou přivedeny negace budících signálů pro výkonové horní výkonové tranzistory. V době, kdy je např. pravý horní výkonový tranzistor v můstku sepnutý, je tranzistor Q3 vypnutý a nabíjí se kondenzátor C18 přes odpor R31. Napětí na kondenzátoru C18 stoupá po exponenciále. Vzhledem k předem známým hodnotám odporu a kapacity lze snadno dopočítat komparační úroveň komparátoru TLV1 tak, aby když budící puls bude delší než stanovený limit, exponenciála narostla nad komparační úroveň a komparátor TLV1 překlopil. Stejnou funkci, akorát pro levý horní výkonový tranzistor má komparátor TLV3. Výstupu obou komparátorů vedou na hradlo AND (2 x NAND), kde signál PODF signalizuje podfrekvenční. Na Obr. 5-10 je vidět oscilogram pořízený při oživování invertoru. Kanál č.1 je napětí na invertujícím vstupu komparátoru TLV1, potažmo na kondenzátoru C18. Kanál č.2 je signál do budiče pravého horního výkonového tranzistoru.

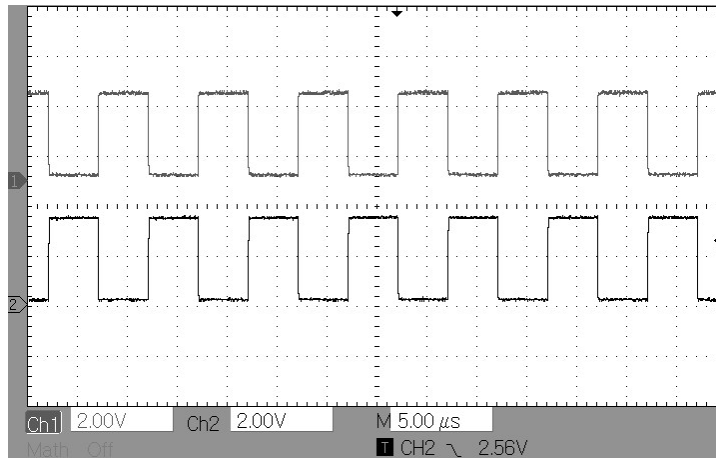


Obr. 5-10: Oscilogram znázorňující funkci frekvenční ochrany

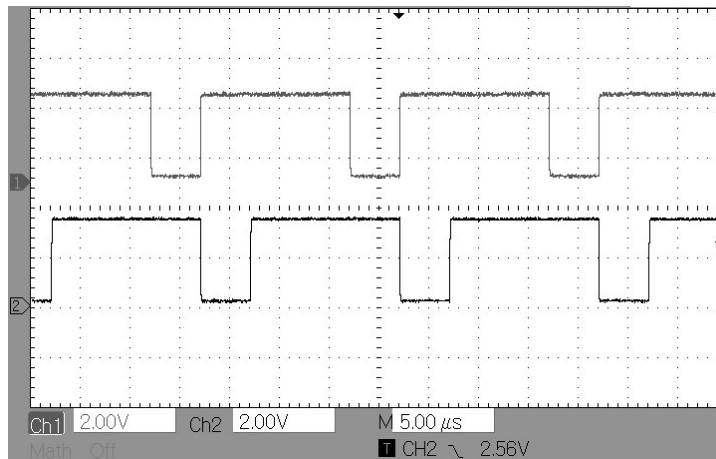
Popis funkce nadfrekvenční ochrany:

Tvoří ji oproti výše zmiňovaným součástkám ještě komparátory TLV2 a TVL4 a D klopné obvody IC21A a IC22A. Výstup komparátoru TLV2 je přiveden na D vstup klopného obvodu. Zde oproti přechodnému případu, kde komparátor nesměl překlomit do nuly do určitého času, komparátor musí překlomit do určitého minimální času, nastaveného děličem R38 a R39. Pokud komparátor TLV2 překlomí do nuly do určitého času, ocitne se na D vstupu obvodu IC22A logická „0“. a tím pádem na negovaném výstupu obvodu zůstává logická „1“. V případě že se do určitého času na D vstupu logická „0“ neocitne, zapíše se na negovaný výstup logická „0“, což značí, že nebyla dosažena minimální šířka pulsu. Funkce této ochrany byla několikrát prakticky ověřena při oživování invertoru, hlavně z důvodu zmíněného v kapitole o detektoru nuly. Před zavedením hystereze komparátoru detektoru nuly byl na jeho výstupu sled velmi rychlých pulsů, které vždy způsobily vybavení nadfrekvenční ochrany. Bylo tak zabráněno nekontrolovatelně rychlému spínání výkonových tranzistorů a jejich destrukci.

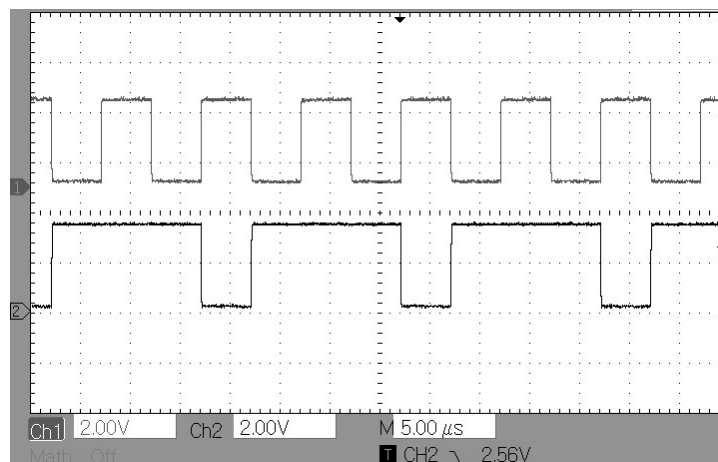
PREP2 může nastavit přeskokování každého třetího pulsu (75% spíná. 25% nespíná), přeskokování každých 2 pulsů (spíná 50% na 50%), nebo chod na plný výkon.



Obr. 5-14: Oscilogram znázorňující řídicí signály do budičů tranzistorů při 100% výkonu



Obr. 5-13: Oscilogram znázorňující signály do budičů tranzistorů při omezeném výkonu (dva spodní tranzistory)



Obr. 5-12: Oscilogram znázorňující signál do budičů tranzistorů (dole signál pro dolní tranzistor, nahoře pro horní)

5.4.1 Ovládací část



Obr. 5-15: Foto krabičky s LED diodami a ovládacími páčkami a tlačítkem

Uživatelský interface obsahuje jedno tlačítko ON/OFF, kterým se vydá povel k ohřevu vsázky. Tlačítko se musí držet, aby obsluha musela stát u invertoru a nenechala ohřívat vsázku bez dozoru. Dále interface obsahuje již zmíněné dva přepínače, pomocí kterých obsluha volí 0%, 50%, 75% a 100% výkonu. (celkem 4 stavy u 2 přepínačů). Stav 0% kompletně blokuje celou řídicí část. Do stavu 0% musí obsluha přepnout vypínače pokaždé, když chce znovu zapnout invertor po tom, co řízení upadlo do chyby. Reset chyby musí být proveden v pořadí:

1. pustit tlačítko ohřevu
2. přepnout oba vypínače do pozice 0%
3. krátce zmáčknout tlačítko ohřevu
4. opět přepnout přepínače do pozice povoleného ohřevu
5. stisknout tlačítko ohřevu

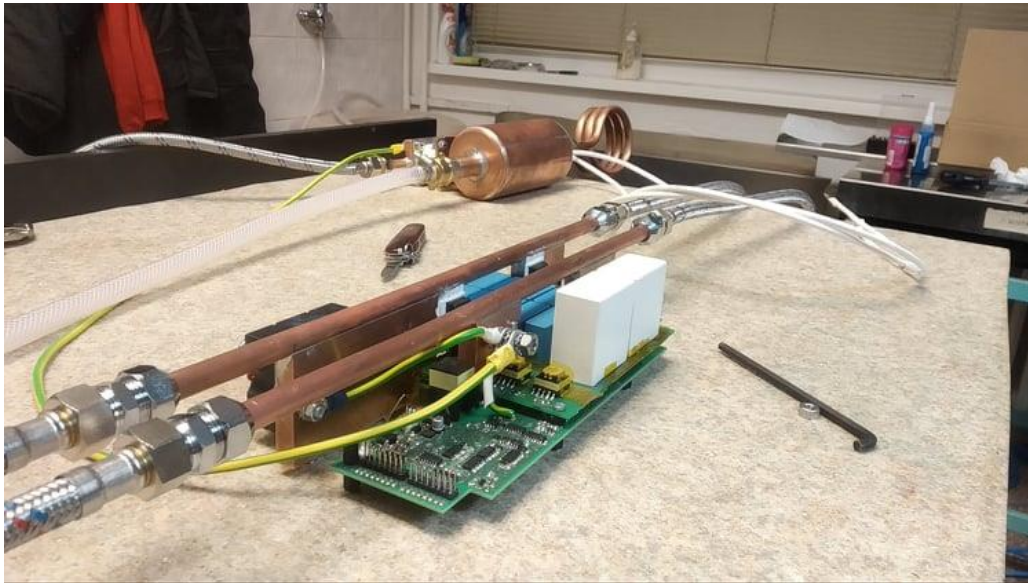
O chybách obsluhu informují 4 červené led diody. Interface obsahuje i 8 zelených LED, který společně tvoří tzv. bargraf, a má obsluhu informovat o příkonu invertoru. Z časových důvodů nebyl zatím zprovozněn.

Interface obsahuje ještě jeden další tzv. BOOST přepínač, kterým obsluha má možnost zapnout nebo vypnout zmiňovanou kladnou zpětnou vazbu. V případě, že z nějakého důvodu je potřeba, aby byl ohřev pozvolnější, například když kovář čeká na správnou teplotu pro kalení atd.

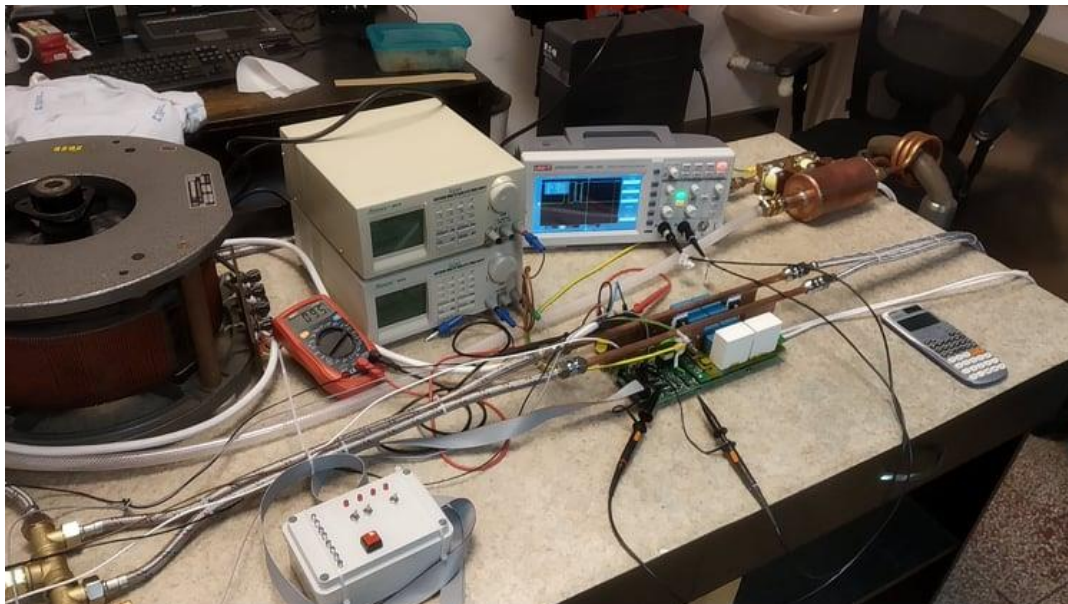
Všechny vstupy a výstupy jsou galvanicky odděleny řídicí částí přes optočlen TLP293-44.

6.1 Proces ožívování:

Nejdříve byla ožívána řídicí deska samotná. Některé oscilogramy pořízené během procesu ožívování již byly uvedeny v předchozích kapitolách. Proces ožívování řídicí desky byl naprosto bezproblémový. Veškeré funkce popisované v předešlých kapitolách fungovali podle předpokladů. Pomocné zdroje drželi napětí i při zatížení. Z toho důvodu bylo přistoupeno k sestavení kompletní sestavy. Na dalším obrázku je vidět foto z průběhu zapojování vodního chlazení. V popředí sestavená výkonová deska s řídicí deskou. V pozadí výkonový transformátor s induktorem.



Obr. 6-4: Foto z průběhu ožívování invertoru



Obr. 6-3: Foto z ožívování invertoru

Kvůli bezpečnosti bylo při prvotním oživení celé sestavy výkonová DPS napájena z jednofázového transformátoru. Byly opět ověřeny všechny funkce řídicí desky a interakce řídicí desky s výkonovou deskou. Byl objeven již dříve zmiňovaný problém s detektorem nuly proudu, jehož řešení je popsáno v kapitole 5.1. Dále bylo přistoupeno

ke zvyšování napětí auto transformátoru až na 275 Vef. V tu chvíli invertor ze sítě odebíral cca 2500 W.

Teplota chladičů byla na dotyk prstu studená. Proto bylo rozhodnuto, že invertor je schopný provozu na třífázové síti. Bohužel při manipulaci a přepojování zemnicích kabelů spadla matka zemnicího očka přímo na řídicí DPS, která v tu chvíli byla po napětím. Od té chvíle byla řídicí deska nefunkční. Následnou analýzou bylo zjištěno, že matka vyzkratovala řídicí obvod pomocného zdroje, který již v té době nebylo možné v rozumném čase sehnat. Dále pak bylo zjištěno, že cca polovina obvodů hradel NAND je také nefunkční a zřejmě matka vyzkratovala i je. Z toho důvodu bylo vzhledem k časovým možnostem ožívování invertoru prohlášeno za nekompletní.

Vzhledem k tomu jak se řídicí obvody a výkonová deska chovaly před touto událostí ale lze prohlásit, že ožívování proběhlo úspěšně a invertor by měl být schopen v budoucnu, až budou poškozené součástky přepájeny za nové, být schopen provozu při plném příkonu 10 kW.

7 Závěr

Cílem této diplomové práce bylo vybrat vhodnou koncepci silové a řídicí části invertoru pro indukční ohřev. Dále pak navrhnout a dimenzovat silovou a řídicí část invertoru. Toho bylo beze zbytku dosaženo. Následně byla provedena realizace na základě přechodných návrhů a výpočtů. Realizace proběhla taktéž bez problému. Podařilo se oživit řídicí i výkonovou část invertoru. Pomocný zdroj -3V/+15V pro napájení výkonových budičů a pomocný zdroj pro napájení řídicí části.

V rámci diplomové práce byl tedy mimo jiné proveden návrh koncových induktorů v programu FEMM. Následně byly fyzicky realizovány 4 rozdílné koncové induktory. Byl proveden návrh a realizace koncového transformátoru. Byly dimenzovány součásti rezonančního obvodu. Byla navržena výkonová část obsahující šestipulsní usměrňovač. Samotný spínací stupeň je pak tvořen plným mostem s tranzistory typu SiC. Z toho důvodu je inverter schopen pracovat na frekvenčním rozsahu 80 až 140 kHz.

Návrhový příkon celého zařízení byl uvažován 10 kW.

Byl proveden kompletní návrh a realizace vodního chladicího okruhu. Byly provedeny potřebné tepelné výpočty vodních chladičů polovodičových součástí. Byl proveden výběr vhodného tepelného výměníku voda-vzduch na základě měření jeho ekvivalentního tepelného odporu.

Vzhledem k zvolené koncepci regulace PDM, byla řídicí část realizována převážně digitálními obvody. převážně digitálními obvody jako jsou hradla NAND, NOR, AND a XOR. Dále pak řídicí část obsahuje hned několik klopných obvodů typu D a poměrně velké množství komparátorů.

Řídicí část mimo jiné obsahu podfrekvenční a nadfrekvenční ochranu. Byl kladen důraz na užitnost zařízení. Tedy řídicí část obsahuje interface s několika LED diodami, jejichž prostřednictvím má obsluha invertoru informace o jeho aktuálním stavu. Interface obsahuje několik možností ovládání. Především nastavení požadovaného výkonu.

Byla ověřena funkce jednotlivých podčástí řídicí desky. Všechny části řídicí desky fungovaly podle návrhových předpokladů. Následně bylo přistoupeno k sestavení řídicí a výkonové části, vodního chladicího systému a koncového transformátoru. Ožívání proběhlo pět bez problémů. Jednotlivé, celkem navzájem odlišné části, spolu vytvořili jeden funkční celek. Následně bylo přistoupeno k testování invertoru na plný navržený výkon. Během přepojování a manipulace se zařízením ovšem došlo k částečnému vyzkratování řídicích obvodů. Část z nich se tímto stala nefunkční. Vzhledem k časovým možnostem a nedostupnosti některých součástek bylo tímto okamžikem ožívání prohlášeno za ukončené a k dalším testům dojde v budoucnosti, po výměně nefunkčních součástek na řídicí desce. Ovšem vzhledem k tomu, jak se celá sestava chovala při ožívání na nižším napětím (inverter bez problémů pracoval s příkonem cca 2,5kW), lze prohlásit, že inverter bude schopný provozu i při plné zátěži.

8 Literatura

- [1] PAUL, A K. *Comparative study of functional integrity on major topologies for induction heating equipment*. In: 2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India [online]. IEEE, 2010, s. 1-6 [cit. 2020-01-08]. DOI: 10.1109/PEDES.2010.5712408. ISBN 9781424477821.
- [2] MARTÍN SEGURA, Guillermo, Daniel MONTESINOS *MIRACLE a Enginyeria ELÈCTRICA*. Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire heating [online]. Universitat Politècnica de Catalunya, 2012 [cit. 2020-01-08]
- [3] MARTIŠ, J. DC/DC měnič 2,5kW/1500A pro odporový ohřev železných součástí. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 73 s. Vedoucí diplomové práce: doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.
- [4] PATOČKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. : il. ISBN 978- 80-214-4003-6.
- [5] ESTEVE, V., J. JORDAN, E. SANCHIS-KILDERS, E.J. DEDE, E. MASET, J.B. EJEJA a A. FERRERES. Enhanced Pulse-Density-Modulated Power Control for High-Frequency Induction Heating Inverters. IEEE Transactions on Industrial Electronics [online]. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2015, 62(11), 6905-6914 [cit. 2020-01-08]. DOI: 10.1109/TIE.2015.2436352. ISSN 02780046.
- [6] Octopart [online]. Copyright © 2020 Octopart [cit. 08.01.2020]. Dostupné z: <https://octopart.com/sgbj3512-multicomp-82278573>
- [7] [online]. Dostupné z: <https://www.wolfspeed.com/c3m0021120k> [online]. [cit. 2020-01-08].
- [8] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané stati z výkonové elektroniky: Svazek I. Tepelné jevy, činný výkon*. 3. vyd. Brno: VUT, 2000, 61 s. ISBN 80-214-1736-6.
- [9] VOREL, Pavel; PROCHÁZKA, Petr. Řídící členy v elektrických pohonech. Brno: FEKT, 2009. 101 s.