

**Univerzita Pardubice**  
**Dopravní fakulta Jana Pernera**

**Modul spjitého řízení otáček ventilátoru s jednofázovým asynchronním  
motorem**

**Bc. Oto Görtler**

**Diplomová práce**  
**2011**

Univerzita Pardubice  
Dopravní fakulta Jana Pernera  
Akademický rok: 2010/2011

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Oto GÜRTLER**  
Osobní číslo: **D09772**  
Studijní program: **N3708 Dopravní inženýrství a spoje**  
Studijní obor: **Dopravní infrastruktura-Elektrotechnická zařízení**  
Název tématu: **Modul spjitého řízení otáček ventilátoru s jednofázovým asynchronním motorem**  
Zadávací katedra: **Katedra elektrotechniky, elektroniky a zabezpečovací techniky v dopravě**

### Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Nastudovat vlastnosti sběrnice CIB, princip komunikace, zejména s ohledem na konstrukci části interface. Vyhledat a podrobně nastudovat možné metody spjitého řízení otáček 1-fázového ventilátoru s asynchronním motorem s stíněnými póly, především s ohledem na hlučnost, ztrátový výkon, EMC a materiálové a výrobní náklady. Podrobnější informace o předpokládaných ventilátorech dodá zadavatel práce, předpokládaný výkon max. 160 W, možné rozšíření pro větší výkony, možné využití i pro další typy 1-fázových asynchronních motorů.
2. Připravit studii a návrh řešení modulu (především výkonové části). Modul bude komunikovat po CIB.
3. Nastudovat způsob komunikace všech použitých komponent (v závislosti na konkrétním dohodnutém HW řešení), připravit obslužné rutiny.
4. Nastudovat použití vývojového SW pro procesor, nastudovat použití ladících nástrojů.
5. Oživit návrh HW modulu (mechanické řešení bude řešeno společně se zadavatelem práce.
6. Připravit oživit odzkoušet rutiny pro řízení výkonové části modulu.
7. Připravit, oživit a odzkoušet firmware pro interface CIB (základní rutiny dodá zadavatel práce).
8. Realizovat a oživit prototyp modulu (vzniklého dle vlastního návrhu).
9. Všechny rutiny a funkce dle bodů 4-7 implementovat do prototypu, oživit, odladit.
10. Provést základní měření parametrů realizovaného modulu (odzkoušet pro dodané typy ventilátorů a vypracovat naměřené charakteristiky, prověřit se zadavatelem vlastnosti: hlučnost, oteplení, EMC) a vypracovat stručnou verzi dokumentace pro uživatele.

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná**

Seznam odborné literatury:

**Štěpina J., Jednofázové indukční motory. SNTL Praha 1957**  
**Interní dokumenty firmy o CIB sběrnici**

Vedoucí diplomové práce:

**Ing. Jindřich Kubec**  
Teco a.s. Kolín

Datum zadání diplomové práce:

**13. prosince 2010**

Termín odevzdání diplomové práce:

**31. května 2011**



prof. Ing. Bohumil Culek, CSc.

děkan

L.S.



doc. Ing. Radovan Doleček, Ph.D.

vedoucí katedry

V Pardubicích dne 11. března 2011

## Čestné prohlášení

Prohlašuji:

Tuto práci jsem vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., autorský zákon, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 20. 5. 2011

Oto Gürtler

## **Poděkování**

Děkuji své rodině za podporu během celé doby studia. Dále bych rád poděkoval firmě Teco za příležitost zpracování této práce a kolektivu vývojových pracovníků pod vedením p. Ing. Kubce za cenné rady.

## **Anotace**

V práci je kompletně navržen regulátor otáček ventilátorových jednotek s jednofázovými asynchronními motory. Modul je periferní jednotkou centrálního řídicího systému. V práci jsou stručně popsány vlastnosti jednofázových ASM s důrazem na jejich možnosti regulace a perspektivu využití.

Je proveden kompletní návrh elektronické výkonové části umožňující regulaci efektivní hodnoty střídavého napětí při zachování sinusového výstupního průběhu. Modul je navržen do podoby funkčního prototypu. V práci je dále popsán vývoj firmwaru a programování procesoru MCF51QE128 včetně popisu a ladění komunikace po CIB sběrnici s centrální řídicí jednotkou typu Foxtrot.

## **Klíčová slova**

Jednofázový asynchronní motor, AC chopper, CIB, MCF51QE128, V1, regulace otáček ventilátorů.

## **Annotation**

This work contains design and construction of speed controller module for fan with one phase asynchronous motor. Module is peripheral unit of central control system. Properties of one phase induction motor are described, mainly possibilities of speed regulation.

Complete design of power electronic fraction enabling regulation of efficient AC voltage value with harmonical current output is included in this thesis. Module is designed as a functional prototype. Development of firmware and programming of microcontroller MCF51QE128 including description of CIB communication with PLC system type Foxtrot is explained.

## **Keywords**

One-phase induction motor, one-phase asynchronous motor, AC chopper, CIB, MCF51QE128, V1, fan speed regulation.

# Obsah

ÚVOD.....	10
<b>1 JEDNOFÁZOVÉ ASYNCHRONNÍ MOTORY.....</b>	<b>12</b>
1.1 MOTORY S POMOČNÝM VINUTÍM .....	13
1.2 MOTOR SE STÍNĚNÝMI PÓLY .....	16
1.3 PARAMETRY MOTORŮ PRO TESTOVÁNÍ MĚNIČE .....	17
<b>2 MOŽNOSTI ŘÍZENÍ OTÁČEK JEDNOFÁZOVÝCH ASYNCHRONNÍCH MOTORŮ.....</b>	<b>19</b>
2.1 ŘÍZENÍ OTÁČEK ZMĚNOU FREKVENCE NAPÁJECÍHO NAPĚTÍ .....	19
2.1.1 <i>Jednofázový měnič kmitočtu</i> .....	20
2.2 ŘÍZENÍ ZMĚNOU AMPLITUDY NAPÁJECÍHO NAPĚTÍ.....	21
2.2.1 <i>Odporová regulace</i> .....	23
2.2.2 <i>Více-rychlostní motory</i> .....	23
2.2.3 <i>Transformátory</i> .....	23
2.2.4 <i>Fázové řízení</i> .....	23
2.2.5 <i>Triakové řízení s vypínáním a zapínáním v nule</i> .....	24
2.2.6 <i>AC chopper [1]</i> .....	25
<b>3 ROZBOR ZAPOJENÍ PRO AC CHOPPER.....</b>	<b>28</b>
3.1 VÝBĚR VÝKONOVÉHO SPÍNAČE .....	28
3.2 TRANZISTOR JAKO OBOUSMĚRNÝ SPÍNAČ .....	29
3.3 ZAPOJENÍ VÝKONOVÉ ČÁSTI.....	29
<b>4 PROTOTYP VÝKONOVÉ ČÁSTI.....</b>	<b>33</b>
4.1 OŽIVOVÁNÍ A TESTOVÁNÍ PROTOTYPU VÝKONOVÉ ČÁSTI.....	34
4.2 ZTRÁTY NA VÝKONOVÝCH TRANZISTORECH.....	39
<b>5 MODUL C-FC-0230X.....</b>	<b>43</b>
<b>6 CIB SBĚRNICE.....</b>	<b>49</b>
<b>7 FIRMWARE MODULU C-FC-0230X .....</b>	<b>52</b>
7.1 MIKROPROCESOR MCF51QE128 [12], [13].....	52
7.2 HLAVNÍ SMYČKA PROGRAMU .....	53
7.3 TVORBA SIGNÁLU PWM [12], [13].....	54
<b>8 MĚŘENÍ PARAMETRŮ .....</b>	<b>58</b>
8.1 MĚŘENÍ OTEPLENÍ .....	58



8.2 MĚŘENÍ VYZAŘOVÁNÍ V STÍNĚNÉ KOMOŘE .....	59
<b>ZÁVĚR.....</b>	<b>61</b>
<b>POUŽITÉ ZKRATKY .....</b>	<b>63</b>
<b>LITERATURA A ZDROJE.....</b>	<b>64</b>
<b>SEZNAM OBRÁZKŮ.....</b>	<b>66</b>
<b>SEZNAM GRAFŮ.....</b>	<b>67</b>
<b>SEZNAM PŘÍLOH.....</b>	<b>68</b>

## Úvod

Jednofázové asynchronní motory jsou v domácnostech využity nejčastěji jako pohony pro různé typy ventilátorů. S rozvojem výkonové polovodičové techniky a nástupem systémů „inteligentních budov“<sup>1</sup>, se objevil požadavek na plynulou regulaci těchto pohonů u ventilátorových jednotek.

Úkolem této práce bylo vytvořit výkonový měnič do systému inteligentní elektroinstalace od firmy Teco a.s., který bude umožňovat plynulou regulaci otáček jednofázového asynchronního motoru se stíněnými póly, který pohání ventilátorovou jednotku a který by byl případně použitelný i pro další typy jednofázových motorů.

Měnič musí vyhovět především v následujících parametrech:

- hlučnost ventilátorů – jakýkoli parazitní hluk v důsledku regulace je nepřipustný
- ztrátový výkon – nesmí dojít nadměrnému zahřívání jak měniče, tak regulovaných motorů
- EMC
- materiálové a výrobní náklady – dobrá konkurenceschopnost měniče na trhu
- výkon měniče – počet ventilátorů, které lze měničem řídit, v poměru s výrobními náklady
- rozsah regulace – pro možnost řídit výkon ventilátoru a tím i množství proudícího vzduchu

Regulátor bude pracovat jako periferní jednotka řídicího systému Tecomat Foxtrot s kterým bude propojen po CIB sběrnici. Uvnitř měniče bude osazen mikroprocesor řady V1 od firmy Freescale.

Pro tuto práci bylo tedy nutné nastudovat princip přenosu dat po CIB sběrnici, použití ladících nástrojů a rutin pro práci s procesory řady V1 od firmy Freescale. Tyto části jsem v práci uvedeny velmi stručně, jelikož nejsou veřejně dostupné. Dále popisují parametry jednofázových motorů a je diskutována perspektivita a budoucnost těchto motorů jako pohonu malých ventilátorů.

Měnič je napájen přímo z napětí sítě 230 V, umožňuje plynulou regulaci otáček

---

<sup>1</sup> Inteligentními budovami jsou myšleny systémy, které umožňují elektronické řízení ventilace, vytápění, osvětlení atd., s ohledem na maximální komfort uvnitř budovy a energetickou účinnost.

ventilátorů v dostatečném rozsahu, je ovládán po CIB z PLC centrály Foxtrot nebo jiného zařízení CIB. Modul je vybaven třemi AI/DI vstupy a dvěma DO výstupy a jedním regulovatelným výstupem pro řízení 230 V ventilátorů.

Díličními úkoly této práce bylo vybrat způsob řízení, navrhnout hardware, realizovat výkonovou část modulu a ověřit její parametry. Dalším úkolem bylo vytvořit a odladit firmware. Posledním úkolem práce je vytvoření přehledu technických parametrů a velmi stručné uživatelské dokumentace k modulu, která je v uvedena v příloze diplomové práce.

# 1 Jednofázové asynchronní motory

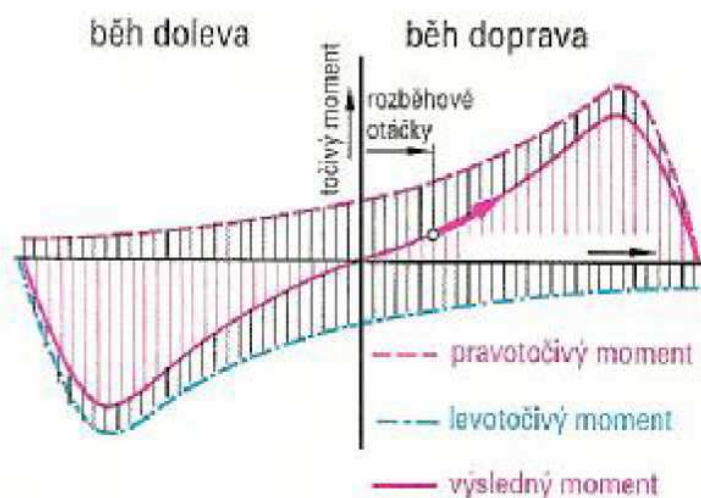
Asynchronní motor je díky své jednoduché a bezúdržbové konstrukci nejrozšířenějším typem pohonu. Točivé magnetické pole je zpravidla vytvořeno prostřednictvím třífázového napájení. Pokud není třífázové napájení k dispozici, je možné použít motor jednofázový, který i přes značné nevýhody, je stále velmi často používán. Je několik typů jednofázových elektromotorů, které se liší konstrukcí, svými vlastnostmi a užitím. Základní rozdělení jednofázových asynchronních motorů je následující:

- S trvale připojeným kondenzátorem.
- S rozběhovým kondenzátorem.
- S stíněnými póly.

Největší výhodou jednofázových asynchronní motorů je, že nepotřebují třífázové napájení, nemají komutátor a jsou jednoduché a tedy i levné. Dále pak to, že jsou zpravidla napájeny přímo z sítě a nepotřebují stejnosměrný napájecí zdroj (na rozdíl od motorů stejnosměrných). Nevýhodou je především malá účinnost a obtížná regulovatelnost.

Jednofázový asynchronní motor se používá v případech, kdy není dostupné třífázové napájení. Základ konstrukce je stejný jako u třífázového motoru. Na statoru je magnetický obvod z plechů v jehož drážkách je uloženo hlavní vinutí. Rotor je s kotvou nakrátko, v drážkách magnetického obvodu rotoru je vylita hliníková klec.

Hlavní vinutí je připojeno na síťové napětí. Takto napájené vinutí vybudí v hlavním magnetickém obvodu statoru pulsující elektromagnetické pole. Vektor pulsujícího pole si lze představit jako součet dvou vektorů rotujícího pole, kdy se ale oba vektory otáčejí opačným směrem. Je zřejmé, že při nulových otáčkách rotoru bude výsledný mechanický moment působící na stator nulový. V případě, že je motor mechanicky roztočen, dojde k porušení rovnováhy účinků protisměrně se otáčejících elektromagnetických polí a jak je z Obr. 1 zřejmé, výsledný moment bude růst s otáčkami motoru až do tzv. momentu zvratu, podobně jako u motoru 3-fázového.[7]



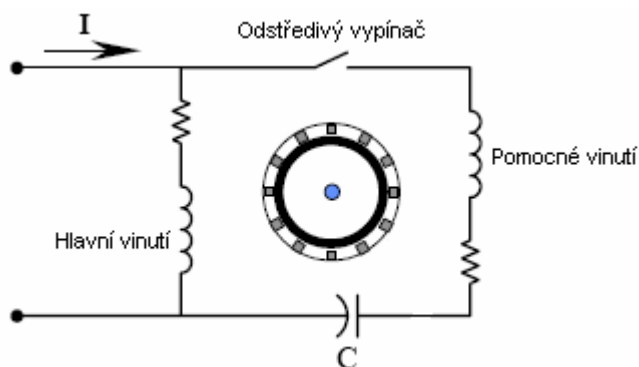
Obr. 1 Momentová charakteristika pulsujícího magnetického pole [11]

Rozběhu u motoru napájeného z jedné fáze je možné dosáhnout několika způsoby:

1. Mechanickým roztočením
2. Stíněnými póly
3. Pomocným vinutím

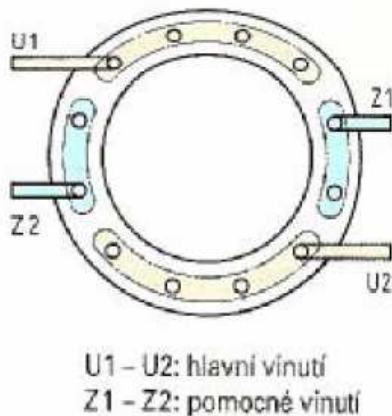
Motory, které byly mechanicky roztáčeny, se v minulosti používaly např. u malých míchaček nebo brusek, po zapnutí byly roztoceny obsluhou. Dnes už se s touto kuriozitou nejspíš nesetkáme. [7]

### 1.1 Motory s pomocným vinutím



Obr. 2 Elektrické schéma jednofázového ASM s pomocným vinutím [11]

Pomocné vinutí je vůči vinutí hlavnímu geometricky pootočeno o 90°. Zpravidla vyplňuje 1/3 drážek statoru, 2/3 jsou vyplněny vinutím hlavním. Pro vytvoření točivého magnetického pole je nutný fázový posun proudu pomocného vinutí proti proudu vinutím hlavním, v ideálním případě o 90°.



**Obr. 3 Konstrukční uspořádání jednofázového ASM s pomocným vinutím [7]**

Tohoto fázového posunu lze dosáhnout několika způsoby:

1. Připojením kondenzátoru do série s pomocným vinutím

Hlavní i pomocné vinutí jsou připojeny na společné napětí paralelně, proud hlavním vinutím je tedy vůči napájecímu napětí zpožděn. Pokud připojíme do série s pomocným vinutím kondenzátor, vytvoříme RLC sériový obvod, proud tedy bude „předbíhat“ napájecí napětí. Existují 3 možnosti připojení kondenzátoru:

a. Běhový kondenzátor

Kondenzátor je připojen při běhu trvale. Kondenzátor pracuje zároveň jako kompenzační. Pomocné vinutí musí být dimenzováno pro trvalé zatížení.

b. Rozběhový kondenzátor

Kondenzátor je připojen přes odstředivý vypínač, který po dosažení požadovaných otáček odpojí pomocné vinutí. Toto řešení je vhodné pro aplikace, kde je požadovaný velký záběrný moment motoru. Pomocné vinutí nemusí být dimenzováno pro trvalé zatížení.

c. Běhový i rozběhový

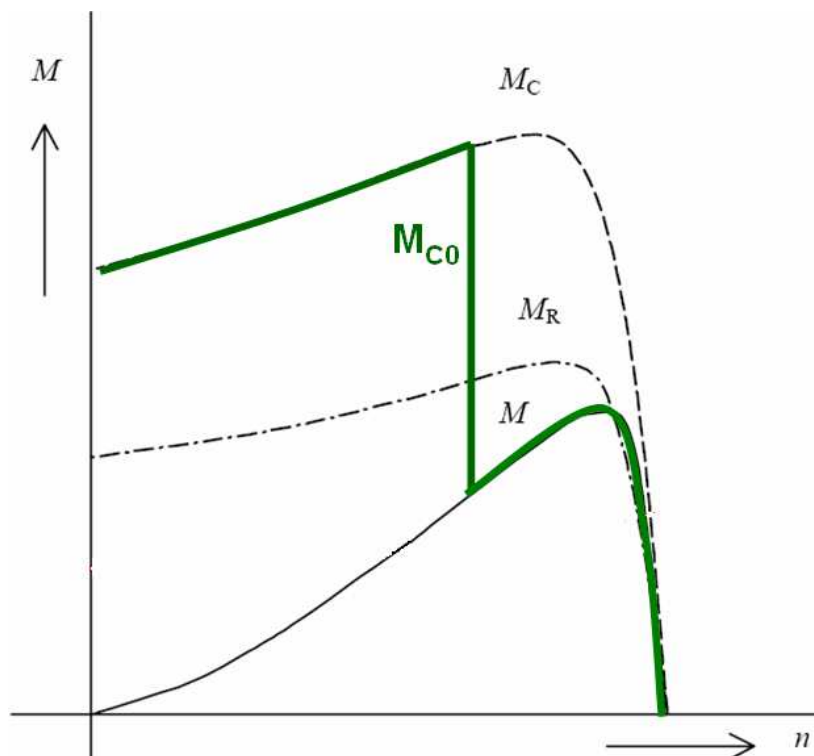
Motor má 2 kondenzátory, jeden je po rozběhu odpojen, druhý je připojen natrvalo. Kombinuje výhody obou předchozích řešení, je dosaženo velkého záběrného momentu, pomocné vinutí nemusí být tak silně dimenzováno jako u řešení výhradně s běhovým kondenzátorem pro dosažení stejně velkého záběrného momentu.

2. Odporový rozběh

Pomocné vinutí je z odporového materiálu, nebo je do série s ním připojen odpor. Po dosažení určitých otáček dojde k rozpojení vinutí. Tento způsob rozběhu se využívá pro nenáročné pohony s malými výkony.

3. Řízením proudu pomocným vinutím z polovodičového měniče

Pomocné vinutí není připojené paralelně k vinutí hlavnímu, ale je napájeno z měniče s přesným fázovým posunem vůči napětí na hlavním vinutí. Toto řešení není příliš obvyklé, přesto se s ním lze setkat u některých servopohonů.

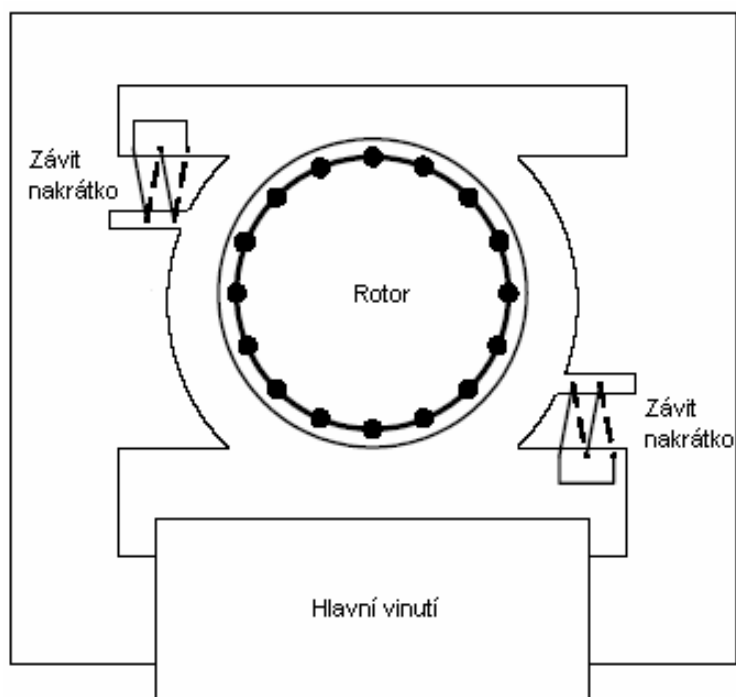


Obr. 4 Momentové char. 1f ASM s pomocným vinutím.  $M_C$  = s běhovým C,  $M_R$  = s odporovým vinutím,  $M$  = bez pomocného vintí,  $M_{C0}$  = s rozběhovým C [11]

## 1.2 Motor se stíněnými póly

Motory se stíněnými póly mají nejhorší parametry, jsou však konstrukčně nejjednodušší, proto se s nimi lze setkat velmi často.

Pro jednoduchou výrobu je cívka hlavního vnutí umístěna přímo na pólu. Pomocné vnutí je nahrazeno závitů nakrátko umístěnými na hlavním pólu. Část magnetického toku hlavního vnutí tedy prochází závitů nakrátko. V něm se indukuje napětí, které vyvolá proud v závitů. Tento proud vyvolá magnetický tok, který působí proti původnímu magnetickému toku vyvolanému hlavním vnutím. Vektorovým součtem magnetických toků získáme výsledné točivé eliptické pole uvnitř stroje. V případě, že by kotva byla vyrobena z magneticky tvrdého materiálu, pracoval by takový motor po rozběhu jako synchronní stroj. Časové stálosti otáček tohoto levného synchronního stroje se pak využívalo např. u mechanických programátorů praček. [7]

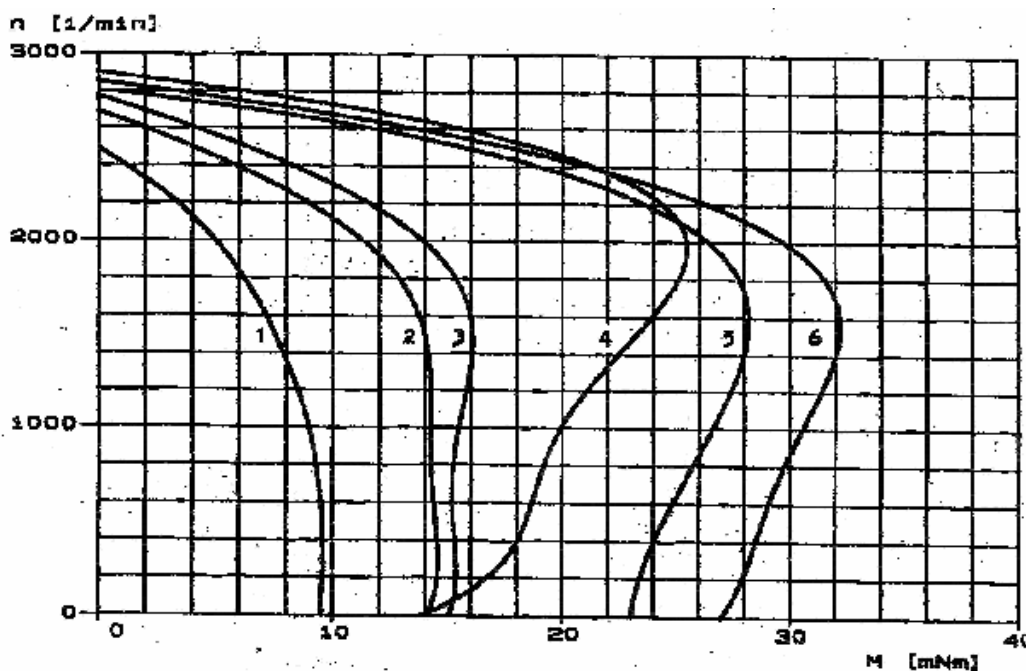


Obr. 5 Konstrukční uspořádání jednofázového ASM s stíněnými póly [11]

Motory se závitů nakrátko jsou velmi levné, především díky jednoduché konstrukci hlavního vnutí a absenci vnutí pomocného. Jsou tiché. Mají však malý záběrný moment a malou účinnost, a proto se používají pro nenáročné pohony malých výkonů, typicky



ventilátorů. Jejich další nevýhodou je, že směr otáčení je dán konstrukčním uspořádáním závitů nakrátko a nelze ho tedy nijak elektricky změnit. [7]



Obr. 6 Vzorové momentové charakteristiky jednofázových ASM s stíněnými póly od firmy ATAS [4]

Na Obr. 6 jsou uvedeny momentové charakteristiky jednofázových 2-pólových ASM z produkce firmy ATAS. Je vidět, že synchronních otáček  $3000 \text{ min}^{-1}$  motor nedosáhne ani v případě, že je zatížen nulovým momentem. Nejvyššího momentu motory dosahují v pásmu kolem  $1600 \text{ ot/min}$ , tedy při skluzu kolem 0,5. Zároveň je vidět, že momentové charakteristiky u motorů 1-3 (výkon 14 – 24 W) prakticky nemají nestabilní část (moment nikde neroste s otáčkami). U motoru s větším výkonem, charakteristiky 4 a 5, 34 a 38W, je už nestabilní část od záběrného do maximálního momentu zřejmá.

### 1.3 Parametry motorů pro testování měniče

Motory pro které byl měnič primárně určen a se kterými byl testován, byly právě jednofázové asynchronní motory se stíněnými póly a jednalo se o motory s jedním pól-párem. Tyto motory byly přímo součástí radiální ventilátorové jednotky. Zákazník, který tyto ventilátory používal do svých aplikací, je pouze nakupoval u výrobce a nedodal k nim jakoukoli dokumentaci. Do firmy Teco poskytl pro účely testování 5 kusů těchto ventilátorů,

které byly stejného druhu, ale bez výrobních štítků a vizuálně navzájem lehce odlišné. Zákazník při diskutování parametrů měniče deklaroval, že těchto 5 reprezentativních ventilátorů má odběr 180 W. Při měření ale 5 ventilátorů odebíralo proud 2 A v amplitudě, tedy 1,42 A efektivních, zdánlivý příkon ventilátorů tedy je 325VA.

## 2 Možnosti řízení otáček jednofázových asynchronních motorů

V principu jsou pouze dvě možnosti jak řídit otáčky u jednofázového ASM napájeného síťovým napětím. První je změna amplitudy napájecího napětí, druhou je změna kmitočtu síťového napětí, případně kombinace změny kmitočtu a amplitudy.

### 2.1 Řízení otáček změnou frekvence napájecího napětí

Řízení změnou frekvence napájecího napětí je nejběžnějším způsobem řízení otáček 3-fázových asynchronních motorů. Při změně frekvence napájecího napětí dojde i ke změně rychlosti otáčení magnetického pole uvnitř motoru, a tím se změní synchronní otáčky:

$$n = \frac{60 \cdot f}{p_p} \quad (2-1)$$

kde:

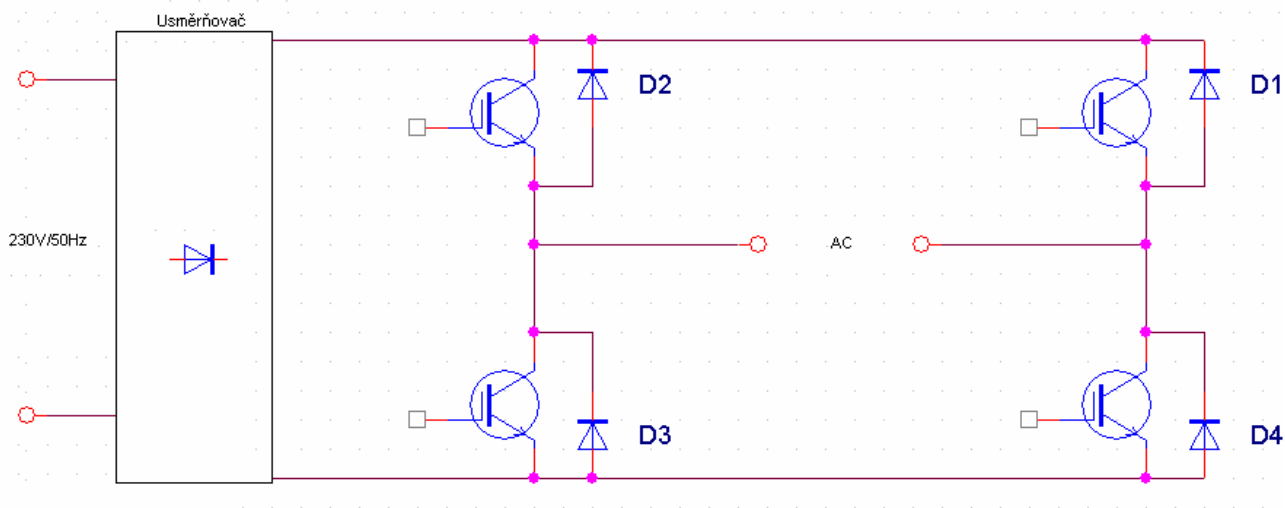
- n synchronní otáčky motoru
- f frekvence napájecího napětí
- $p_p$  počet pól-párů motoru

Tento způsob řízení se také často nazývá řízením U/f. Při snižování frekvence napájecího napětí, se snižuje i impedance statorového vinutí motoru. Tedy narůstá proud statorovým vinutím. Pokud chceme zachovat konstantní moment při různých otáčkách, musíme udržet uvnitř motoru konstantní magnetický tok, který je přímo úměrný proudu protékajícímu vinutím statoru. Tento způsob řízení frekvenčním měničem je velmi široce využíván u tří-fázových asynchronních motorů, kde se také označuje jako skalární řízení. Jeho výhodou u třífázového motoru je, že není nutná zpětná vazba na otáčky motoru (oproti řízení vektorovému) a že lze otáčky motoru i zvýšit nad jmenovité, úměrně zvýšení otáček poklesne moment, výkon tedy zůstává konstantní (při zanedbání ztrát).

Jednofázové ASM s pomocným vinutím potřebují pro vytvoření točivého magnetického pole fázový posun proudu pomocného vinutí oproti vinutí hlavnímu. Tento fázový posun je naladěn buď pomocí kondenzátoru nebo rezistoru, jak je uvedeno v kapitole výše. Pokud tedy dojde ke změně frekvence napájecího napětí, dojde k „rozladění“ větve s pomocným

vinutím. Byly uskutečněny pokusy s řízením jednofázových ASM s kondenzátorem pomocí frekvenčního měniče, kde bylo dokázáno, že motor s kondenzátorem lze regulovat změnou frekvence ve velmi malém rozsahu jmenovitých otáček stroje, pak už běh motoru není plynulý [10].

### 2.1.1 Jednofázový měnič kmitočtu



Obr. 7 Jednofázový měnič frekvence

Na Obr. 7 je nakresleno uvažované schéma výkonové části pro měnič, který by umožňoval řídit otáčky motoru změnou frekvence napájecího napětí. Vstupní usměrňovač byl uvažován jako neřízený Graetzův můstek. Za usměrňovačem by byl umístěn filtrační kondenzátor. Na výstupu jsou zapojeny 4 tranzistory v klasickém můstkovém zapojení pro střídač. Spínače by musely být spínány signálem PWM. Toto řešení by vyžadovalo 4 výkonové spínače, pro které by byly nutné 3 galvanicky oddělené zdroje zajišťující jejich spínání. Diody antiparalelně řazené u výkonových spínačů jsou nutné pro induktivní zátěž, jakou motor představuje. [14]

Regulátor otáček pro jednofázový ASM, pracující jako měnič frekvence prodává firma Flajzar. Kontaktoval jsem tuto firmu s žádostí o bližší parametry jejich výrobku. Jedná se o elektrotechnickou stavebnici, která obsahuje vstupní usměrňovač, časovací obvod a výstupní střídač. Vstupní napětí je usměrněno a jako stejnosměrné je pak opět rozstřídáno na výstup k motorku. Střídač není plně řízen pomocí PWM signálu, motor je napájen obdélníkovým napětím. Tento regulátor pracuje v režimu konstantního poměru  $U/f$ ,

frekvenci výstupního napětí lze měnit v rozsahu 25 – 55Hz, otáčky lze tedy regulovat pouze v rozsahu 50 – 110%. Podle informací poskytnutých firmou Flajzar, se napájení motorku se stíněnými póly obdélníkovým napětím projeví zvýšenou hlučností pohonu. Jelikož je tento výrobek prodáván jako stavebnice nevztahují se na něj žádné EMC normy.

Nevýhodou tohoto řešení je vyšší počet výkonových spínačů a problémem je především nesinusový odběr vstupního usměrňovače. Toto řešení by muselo být doplněno vstupním filtrem, případně nějakým obvodem PFC. Pro spínání výkonových tranzistorů by bylo potřeba tří galvanicky oddělených budících napětí.

## 2.2 Řízení změnou amplitudy napájecího napětí

Tento způsob řízení otáček asynchronního motoru je možné použít jen pro určité druhy zátěže pohonu. Změnou amplitudy napájecího napětí nelze dosáhnout změny rychlosti otáčení magnetického pole uvnitř rotoru, jedná se tedy o regulaci skluzu:

$$s = \frac{n_r - n_s}{n_s} \quad (2-2)$$

kde:

s skluz

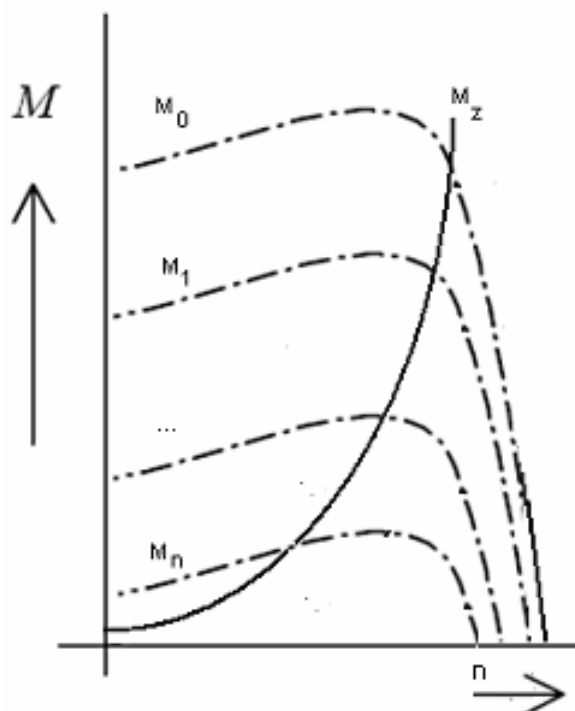
$n_r$  otáčky rotoru

$n_s$  synchronní otáčky.

Skluzová regulace je vhodná pouze pokud motor pracuje se zátěží, jejíž moment je výrazně závislý na otáčkách. Takovouto zátěží je typicky ventilátor, u kterého zatěžovací moment roste typicky s druhou mocninou otáček. Naopak např. u zátěže, kde je moment v závislosti na otáčkách konstantní (např. zvedání zátěže navijákem jeřábu), není regulace skluzu možná.

Velmi zjednodušeně lze skluzovou regulaci popsat takto. Zatímco při regulaci změnou napájecího kmitočtu bychom momentovou charakteristiku motoru pouze posouvali po ose s otáčkami, respektive skluzem, při regulaci napětím zůstává poloha charakteristiky vzhledem k ose s otáčkami stejná, snížením napětí poklesne proud tekoucí statorovým vinutím. Moment motoru je úměrný druhé mocnině napájecího napětí, charakteristiku při regulaci velikosti napájecího napětí posouváme po ose s momentem. Je tedy zřejmé, že

tzv. bod zvratu, otáčky při kterých je moment motoru maximální, zůstávají při regulaci velikosti amplitudy napájecího napětí stejné.



Obr. 8 Vztah mezi charakteristikou ASM a ventilátoru pro snižující se napájecí napětí

Na Obr. 8 je principiálně znázorněná charakteristika ventilátoru a momentové charakteristiky ASM pro různá napájecí napětí, nižšímu napětí odpovídá nižší moment. Díky dostatečné strmosti ventilátorové charakteristiky  $M_z$  je zřejmé, že přestože se budeme u motoru pohybovat v nestabilní části mechanické charakteristiky (oblast kde moment roste s otáčkami), bude dosaženo jednoznačného rovnovážného bodu. Tato regulace je využitelná pro zátěže se strmou závislostí momentu na otáčkách.

Pro dodané motory jsem vyzkoušel způsob regulace otáček velikostí napětí pomocí autotransformátoru. Motory tak byly napájeny síťovým sinusovým průběhem pouze při změně amplitudy. Při regulování napětí od 100 V do 230 V byl rozsah otáček ventilátoru prezentovaný proudem vzduchu již dostatečný. Pro napětí nižší než 100V se ventilátory vůbec neroztočily. Možnosti jak lze regulovat napětí na ASM jsou popsány v následujících kapitolách.

### **2.2.1 Odporová regulace**

Pokud do série s ASM zařadíme rezistor, vznikne na tomto rezistoru úbytek napětí. Napětí na motoru tedy snížíme. Tato velmi primitivní energeticky neefektivní regulace jednofázových ASM je velmi často používána v systémech vytápění budov, ať už se jedná o výměníky tepla, nebo např. ventilátory v akumulacích elektrických kamnech. Její výhodou je, že nemá žádné problémy s vyhověním normám EMC, je jednoduchá a levná. Nevýhodou je ztrátový výkon na odporu, nemožnost plynulé regulace (zpravidla využívána pouze jako dvoustupňová, odpor zapojen nebo zkratován). [2]

### **2.2.2 Více-rychlostní motory**

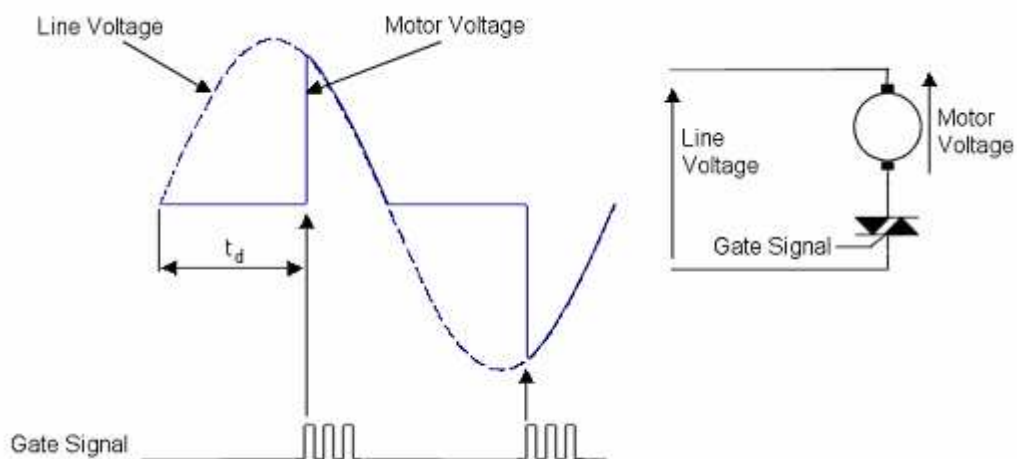
Některé motory jsou vybaveny odbočkami na hlavním vinutí a rychlost otáčení lze regulovat těmito odbočkami. [2]

### **2.2.3 Transformátory**

Další možností jak měnit napětí je „klasický“ autotransformátor. Toto řešení bylo ihned dostupné pro vyzkoušení řízení otáček změnou velikosti napájecího napětí. S autotransformátorem jsem mohl odzkoušet regulaci změnou amplitudy napájecího napětí, výsledky byly příznivé, proto jsem se nakonec rozhodl pro regulaci změnou amplitudy napájecího napětí. Toto řešení nemá problémy s EMC, ale elektronicky je obtížně regulovatelné. Další nevýhodou jsou velké rozměry transformátoru. [2]

### **2.2.4 Fázové řízení**

Triak je polovodičový prvek schopný vést proud oběma směry. Pro sepnutí triaku je nutný proudový impuls do gatu triaku. K vypnutí triaku dochází v okamžiku, kdy proud triakem poklesne k nule. Důležitý je tedy především ten fakt, že přímo lze řídit okamžik sepnutí triaku, nikoli jeho vypnutí.



Obr. 9 Fázová regulace s triakem [1]

Na Obr. 9 je znázorněn princip triakové regulace efektivní hodnoty napětí, někdy také nazývané jako fázová regulace. Tento způsob je využíván velmi často např. u regulace svitu žárovek. Vzhledem k tomu, že triak se uzavírá až při průchodu proudu nulou, nemá tento způsob regulace problém s induktivní zátěží jakou motory představují.

Výhodou je, že triak je levná součástka a pro celou regulaci potřebujeme pouze triak s obvodem pro generování spínacích pulsů. Zásadní nevýhodou je silně neharmonický výstupní průběh. Toto se u motorů může projevit zvýšenou hlučností a zvýšením ztrát. Dalším problémem jsou normy EMC, především vztahující se na zdroje vyšších harmonických odebraného proudu v napájecí síti. Z těchto důvodů jsem nakonec toto řešení zavrhl. [1], [2]

## 2.2.5 Triakové řízení s vypínáním a zapínáním v nule

Tento způsob řízení zpravidla využívá tzv. bezkontaktní relé, SSR. Jedná se zpravidla o triak, který je integrován v pouzdře s oddělovacím a spínacím obvodem. Tento způsob je dnes velmi často využíván např. pro regulaci tepelných zátěží. Principem je, že nedochází k fázové regulaci půlvlny síťového napětí, ale k regulaci dochází vynecháváním celých period na výstupu. Jedná se tedy vlastně o zapínání a vypínání zátěže vždy v okamžiku kdy proud, respektive napětí prohází nulou. Pokud je na výstup připojen motor, je nutné vynechání vždy celé periody, ne pouze půl-periody, protože pak by docházelo ke stejnosměrnému přesycení magnetického obvodu motoru. Regulace tedy probíhá po krocích 20 ms. Toto řešení bylo ve firmě Teco realizováno ještě před zadáním této



diplomové práce a přestože bylo jednoduché, levné a funkční, bylo zavrhnuto kvůli mechanickému hluku, který motory produkovaly při nízkých otáčkách. Problémem nebylo bzučení či pískání, jako je tomu často u fázového řízení či frekvenčních měničů, ale rázy, které motor produkoval při nízkých otáčkách, a které se při této konkrétní aplikaci přenášely do uchycení motoru a působily velmi rušivě. Toto bylo pro zákazníka nepřijatelné.

Přesto se řešení s vynecháváním celých period jeví jako levná a jednoduchá alternativa pro aplikaci, kdy není vyžadován jemný regulační krok a vystačíme s malým rozsahem regulace. U tohoto řešení by bylo možné případně ještě experimentovat s nějakým „náhodným“ algoritmem, podle kterého by byly periody napájecího napětí vynechávány, aby byla hlučnost eliminována. Díky spínání v nule není průběh odebíraného proudu zatížen vyššími harmonickými. Problémem by se mohl zdát flicker efekt<sup>2</sup>, který by mohl vznikat při provozu takového zařízení, které periodicky v desítkách až stovkách milisekund zatěžuje síťový rozvod. Nicméně vzhledem k předpokládanému nízkému odběru této aplikace lze předpokládat, že flicker efekt by problémy nečinil.

## 2.2.6 AC chopper [1]

Stejnoseměrný chopper pracuje na principu připínání zátěže k napájecímu napětí s určitou střídou. Analogicky lze realizovat i chopper střídavý.

Na Obr. 10 je nakresleno blokové schéma. Spínač S1 připojuje s různou střídou zátěž k napájecímu napětí. Výstupní napětí je znázorněno na obrázku pod schématem. Výstupní napětí tedy bude rovno:

$$U_{out} = U_{in} \cdot s \quad (2-3)$$

kde je:

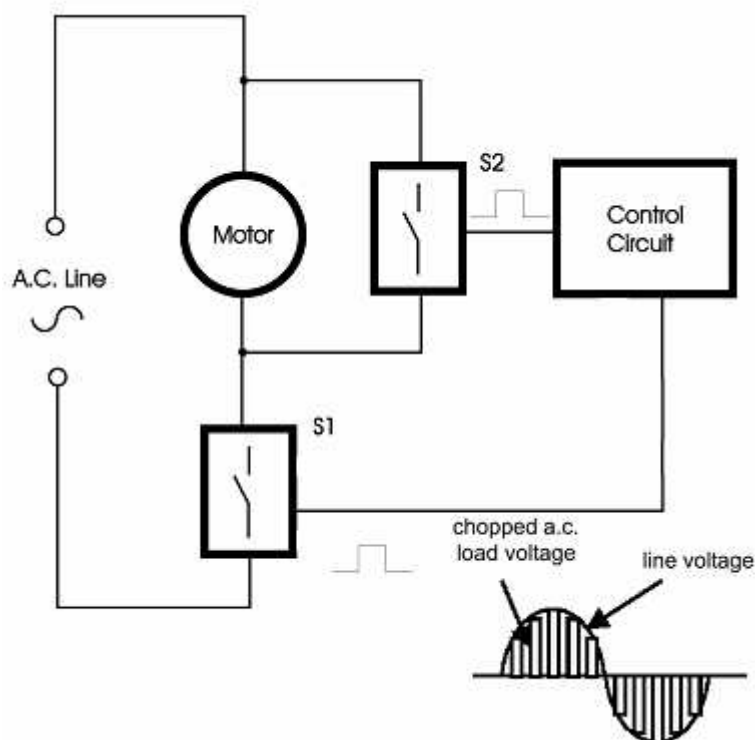
$U_{out}$       efektivní hodnota výstupního napětí,

$U_{in}$       efektivní hodnota síťového napětí,

---

<sup>2</sup> Kolísání napětí v síti v důsledku nerovnoměrného odběru.

s střída, poměrné sepnutí spínače S1, je zřejmé, že poměrné sepnutí spínače S2 bude rovno 1-s.



Obr. 10 AC chopper - blokové schéma [1]

Pokud by zátěž tohoto zapojení měla čistě ohmický nebo kapacitní charakter, stačil by pouze spínač S1, který by se střídou od 0 do 1 připínal zátěž. Jednofázový ASM můžeme při zjednodušení nahradit sériovou kombinací R-L. V okamžiku rozepnutí spínače S1, by došlo k prudkému přerušení proudu indukčností, podle vzorce:

$$u = L \frac{di}{dt}, \quad (2-4)$$

by napětí na indukčnosti prudce vzrostlo a došlo by k proražení spínače S1. U stejnosměrného chopperu stačí k spínači S1 umístit antiparalelně tzv. nulovou nebo zpětnou diodu. Toto u střídavého zapojení, kde spínač musí spínat obě polarity napětí není možné. Použití varistoru je vzhledem k následné výkonové ztrátě na tomto prvku také vyloučené. Proto je S1 doplněn o druhý spínač S2, který supluje funkci nulové diody pro induktivní zátěž. Současně s rozepnutím S1 musí být sepnut S2, aby převzal proud indukčnosti. Pokud by S2 sepnul příliš brzy, kdy ještě nerozepnul S1, přes oba spínače by

došlo k zkratu. Pokud S2 sepne příliš pozdě a nepřevezme proud indukčnosti včas, S1 bude při vypínání silně přepětově namáhán.

Výhodou je, že nám stačí 2 výkonové spínací prvky, je ale nutno vyřešit, aby spínaly obě polarity. Pokud zvolíme spínací kmitočet nad hranicí slyšitelnosti, tedy aspoň 15kHz, bude regulace nehlukná, odebíraný proud, jelikož nedochází k usměrnění, bude velmi blízký harmonickému. Je nutné každý spínač budít z galvanicky odděleného zdroje. U tohoto zapojení nesmí být na výstupu připojena kapacitní zátěž, pak by S1 byl po sepnutí přetížen proudovým impulsem.

Po zvážení všech výhod a nevýhod jednotlivých konstrukcí jsem se rozhodl pro realizaci AC chopperu, především z těchto důvodů:

- Při zvolení spínacího kmitočtu nad slyšitelným pásmem předpokládám, že motory nebudou hlučné. Toto je zásadní výhoda proti fázovému řízení, kdy je motor napájen neharmonickým průběhem a řízením s vynecháváním period.
- Předpokládám menší podíl vyšších harmonických odebíraného proudu proti fázovému řízení.
- Pouze 2 výkonové prvky - stačí 2 galvanicky oddělené zdroje napětí pro jejich spínání.

AC-chopper tedy neprodukuje tak silně neharmonický průběh jako fázové řízení a přitom je nákladově srovnatelný, neměl by mít žádné problémy se zátěžemi s různými účinnými (vyjma kapacitní zátěže). O vlastnostech tohoto zapojení jsem se ujistil z vývojové podpory firmy Motorola [1].

Možnými problémy při použití tohoto zapojení lze očekávat především ve:

- Výkonové ztrátě na výkonových prvcích a jejich následném přehřátí. Především v důsledku relativně vysokého spínacího kmitočtu, „tvrdé“ komutaci jednotlivých prvků a induktivní zátěže.
- EMC  
Vyzařování v důsledku strmých hran při spínání.

Podrobný popis zvoleného zapojení je uveden v následující kapitole.

### 3 Rozbor zapojení pro AC chopper

Nejprve je nutné zvolit vhodný polovodičový spínač, který bude umožňovat spínání napětí v obou polaritách a zároveň se bude jednat o součástku elektronicky vypínatelnou.

#### 3.1 Výběr výkonového spínače

Požadavky na výkonové jsou prvky následující :

- Vypínatelná součástka.
  - Spínání proudu v obou polaritách.
  - Nízké ztráty, jak v sepnutém stavu, tak vypínací a zapínací.
  - Rychlost součástky umožňující frekvenci spínání aspoň 16 kHz.
  - Dostatečná proudová zatížitelnost.
- S ohledem na výkon měniče předpokládám proud aspoň 2A.
- Dostatečné závěrné a blokovací napětí.

Maximální hodnota síťového napětí pro 230V efektivních je 325V, pokud tedy budeme uvažovat možné kolísání napětí až o 20%, musíme uvažovat napětí na spínači až 390V.

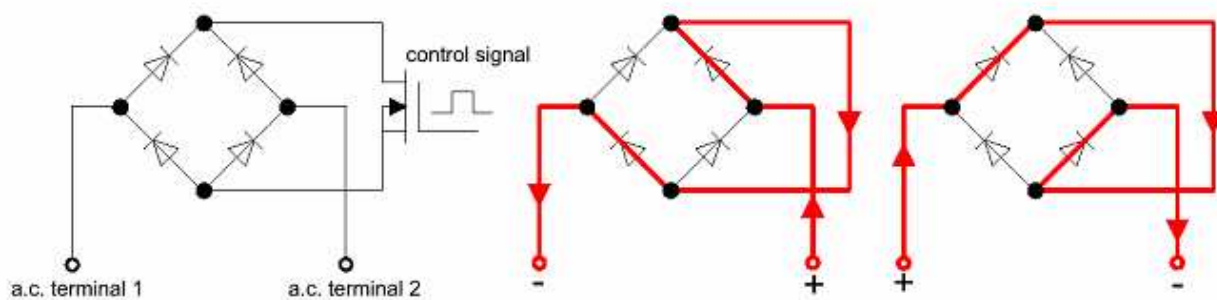
Všem těmto požadavkům žádný elektronický prvek přímo nevyhovuje. Triakem lze spínat proud v obou polaritách, ale není určen pro vysoké pracovní kmitočty a nejedná se o součástku elektronicky vypínatelnou. S ohledem právě na vypínatelnost součástky jsem se rozhodl pro použití tranzistoru. Unipolární MOSFET tranzistory pro vysoká blokovací napětí jsou zpravidla dosti drahé a mají relativně velký odpor v sepnutém stavu. Bipolární tranzistory mají poměrně velké nároky na výkon řídicích obvodů. Nejrozšířenější prvky pro dané parametry jsou IGBT tranzistory čemuž odpovídá i jejich příznivá cena.

IGBT tranzistor je integrovanou kombinací bipolárního výkonového tranzistoru a vstupního tranzistoru typu MOSFET. Má tedy nízké řídicí ztráty (téměř nekonečný vstupní odpor) při velmi malém úbytku v sepnutém stavu a dobrých dynamických vlastnostech.

[14]

### 3.2 Tranzistor jako obousměrný spínač

Tranzistor umožňuje sepnutí pouze jedné polaritě proudu. Spínání obou polarit lze vyřešit anti-sériovou kombinací dvou tranzistorů, které by musel být doplněny paralelní diodou, protože IGBT tranzistor je zničen záporným  $U_{CE}$  již od několika V, proto je většina IGBT tranzistorů přímo v pouzdře doplněna o antiparalelní diodu. Lepší možností je umístění tranzistoru do diodového můstku, který střídavý průběh dvoucestně usměrní. Pak nám pro jeden obousměrný spínač stačí 4 diody a jeden tranzistor. Pro buzení tranzistoru potřebujeme jeden galvanicky oddělný zdroj. Nevýhodou tohoto zapojení je výkonová ztráta nejen na tranzistoru, ale i na dvojici diod, kterými proud v každé půlvině prochází. Diody budou pracovat synchronně se spínací frekvencí tranzistoru, bude se muset tedy jednat o velmi rychlé diody, které ale budou muset mít odpovídající napěťové a proudové parametry.

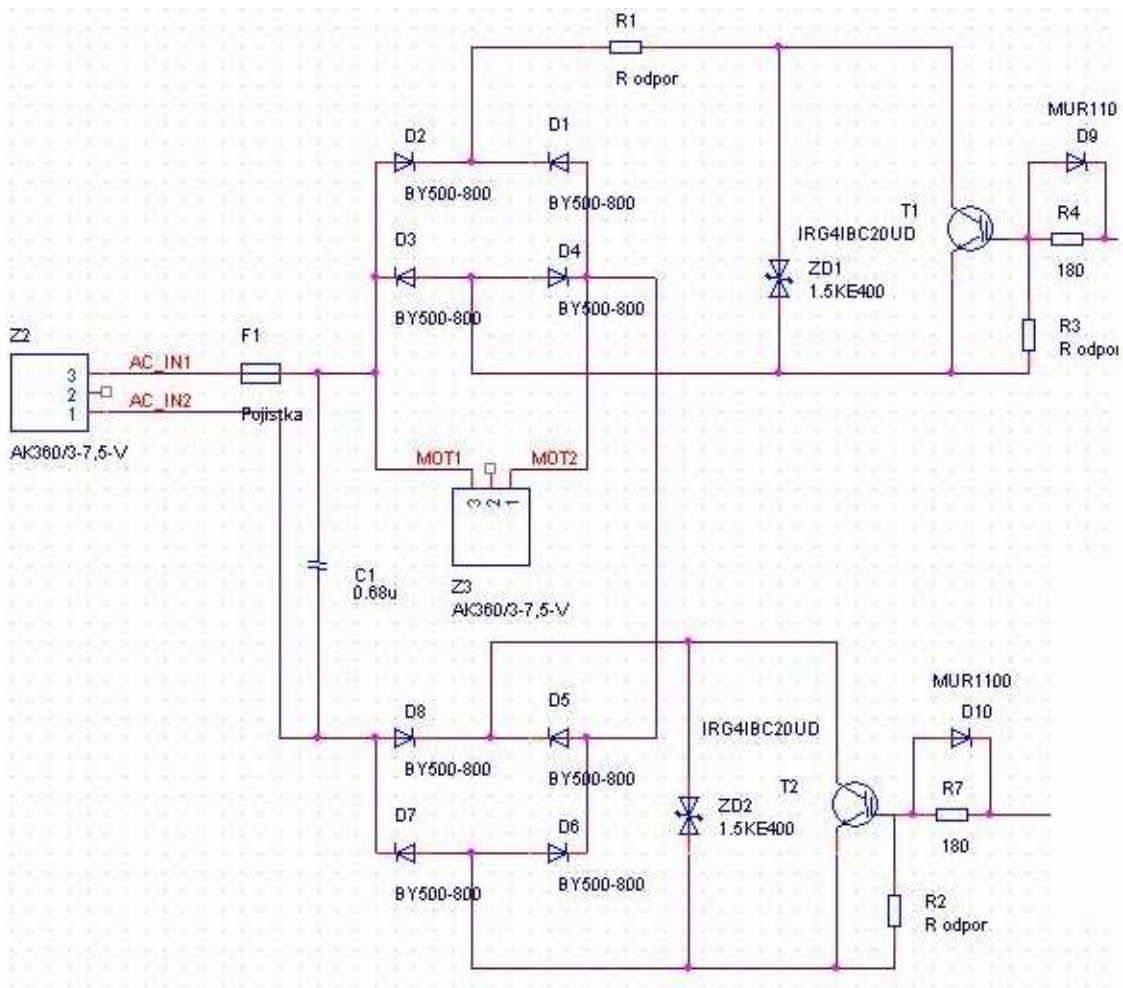


Obr. 11 Tranzistor v diodovém můstku [1]

### 3.3 Zapojení výkonové části

Na Obr. 12 je pak schéma výkonové části, která byla použita pro první prototyp. Dvojice tranzistorů T1 a T2 jsou zapojeny v diodovém můstku a pracují jako obousměrný spínač. Tranzistory jsou chráněny proti přepětí bipolárním transilem. T2 připíná zátěž (MOT1 a MOT2) k síťovému napětí (AC\_IN), přes T1 se uzavírá proud indukčnosti zátěže, pokud je T2 rozepnutý. Řídící hradla tranzistorů jsou buzena ze dvou galvanicky oddělených zdrojů 15V přes odpor 180R, ke kterému je paralelně řazena rychlá schottkyho dioda. Ta ,pokud je gate tranzistoru uzemněn, zkratuje odpor R4 resp. R7 a dojde tak rychleji k odčerpání náboje z gate a k rychlejšímu uzavření tranzistoru. Takto je

částečně kompenzován fakt, že doba rozeptnutí tranzistoru je zpravidla několikanásobně delší než doba jeho sepnutí. Odpor R1 je pomocný pro účely ladění a ožívování.

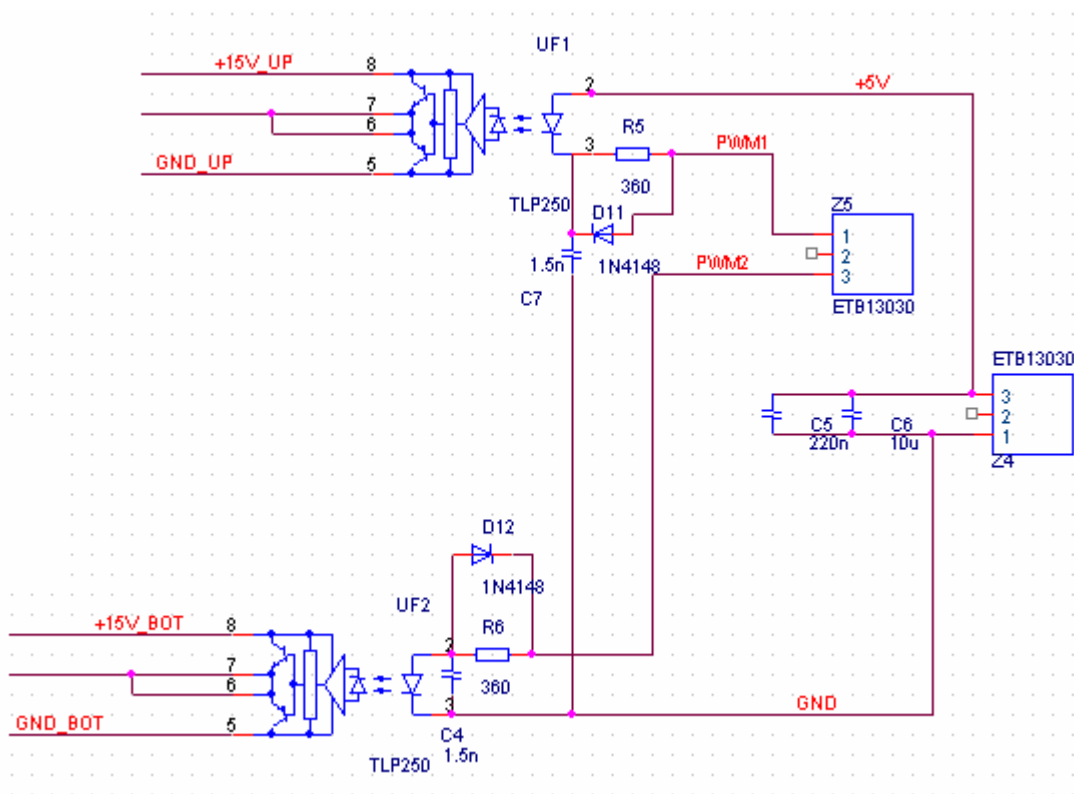


Obr. 12 Výkonová část, první verze

Na Obr. 13 je zapojení zajišťující buzení tranzistorů s jeho galvanickým oddělením od řídicí části. Zároveň zajišťuje, aby nemohlo dojít k sepnutí obou dvou tranzistorů najednou a byla mezi impulsy na gate jednoho a druhého tranzistoru dostatečná prodleva. Optrony TLP250 slouží ke galvanickému oddělení řídicí části od části výkonové, která je na potenciálu sítě. Jeho výstup na pinech 6 a 7 je připojen na R4 a R7 z předchozího schématu na Obr. 12. Optron je zároveň budičem, jeho výstup je typu PUSH-PULL. Na konektoru Z4 je připojeno napájecí napětí. Na konektor Z5 je vyveden řídicí PWM vstup, zde byl pak připojen přímo pin DSP generující signál PWM. Spoje PWM1 a PWM2 jsou propojeny, na přípravku byly odděleny pouze pro případné ladění a experimenty.

Pokud je na konektor Z5 připojena log. 1, začne se C4 nabíjet přes R6. Po jeho nabití na dostatečné napětí dojde k vybuzení optronu UF2, zpoždění sepnutí je dáno právě časovou konstantou R6-C4. Katoda UF2 je připojena k GND, proud prochází přes R6 diodou optronu. Naopak optron UF1 jehož anoda je připojena na +5V je v nevybuzeném stavu, jelikož PWM1 je na potenciálu log. 1. C7 je okamžitě nabit přes D11 na +5V. Nyní dojde k změně na spojích PWM do stavu log 0. Přes D12 dojde k okamžitému vybití C4 a optron UF2 je tak okamžitě „uzavřen“. C7 se začne vybíjet přes R5 do PWM, který je v log. 0. Ve chvíli, kdy je rozdíl napětí mezi katodou a anodou UF1 dostatečný, dojde k sepnutí UF1. Je zřejmé že doba zpoždění od sestupné hrany PWM signálu a sepnutí UF1 je jednoznačně dána časovou konstantou RC článku tvořeného C7 a R5.

Jak je v předchozím popsáno, optrony spínají komplementárně s tím, že vypnutí optronu je okamžité, zatímco sepnutí je zpožděno pomocí RC článku. Takto je zajištěno, že tranzistor T1 sepne až po době dostatečné k rozepnutí T2 a naopak.



**Obr. 13 Buzení výkonové části, první verze**

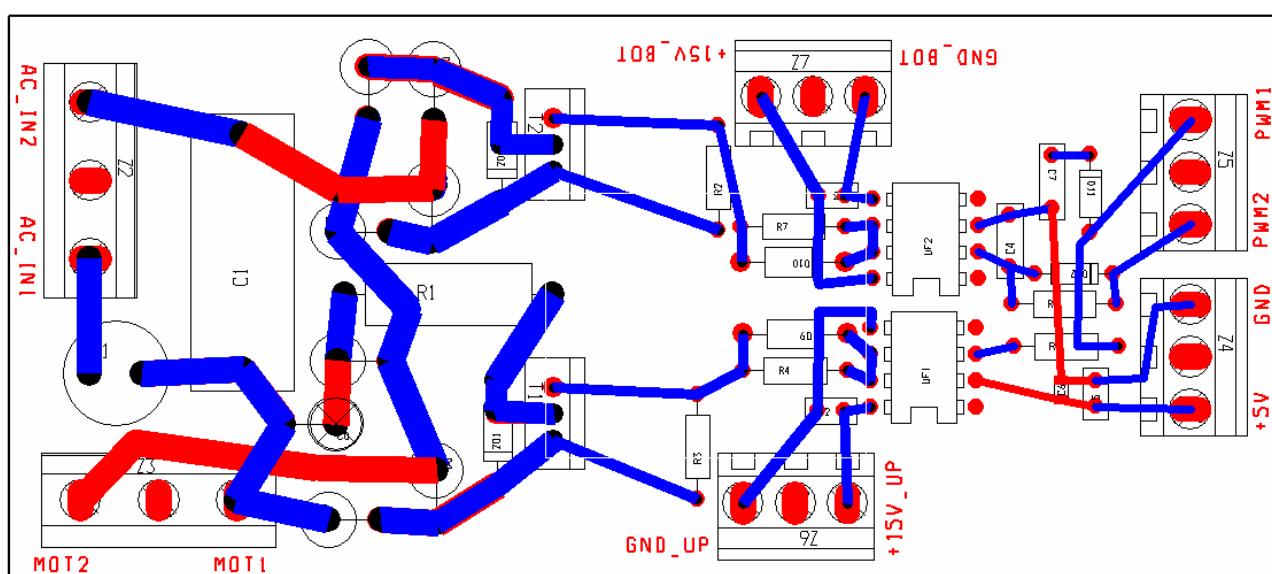
Výhodou tohoto řešení je jednoduchost, nevýhodou je to, že sepnutí jednoho tranzistoru není nijak hardwarově vázáno na vypnutí tranzistoru druhého. Poruchový stav,

když by tranzistor nevypnul, není uvažován. Tento stav by eliminovalo jiné zapojení schématu, kde by T1 byl spínán pomocí zpětné vazby od tranzistoru T2. Stav T2 by tak byl pevně vázaný na uzavření respektive otevření T1. U mnou vybraného schématu jsou tranzistory vázány pouze přes signál GATE. Toto zapojení jsem kvůli složitějšímu zapojení výkonové části, která bude na potenciálu sítě, nezvolil. V případě, že dojde ke zničení jednoho tranzistoru (u použitých IGBT tranzistorů při jeho destrukci docházelo k průrazu a spojení všech vývodů tranzistoru) je téměř jedno, že dojde po sepnutí k zničení i druhého tranzistoru, protože modul bude stejně vyřazen z funkce. Je předpokládáno, že výkonová část bude jistěna rychlou pojistkou, která ale musí být dostatečně dimenzovaná, kvůli rozběhovému proudu motorů. Jak ukázaly pozdější zkušenosti při testování, při destrukci některého z tranzistorů byl nárůst proudu velmi prudký a pojistka v některých případech neochránila ani druhý tranzistor. Primárním úkolem pojistky je ale odpojení od sítě a toto pojistka splnila.



## 4 Prototyp výkonové části

Vzhledem k předchozím nefunkčním prototypům sestaveným ve firmě TECO, které byly realizovány ve formě finálního výrobku a byly dosti nákladné, bylo rozhodnuto o výrobě pouze funkčního vzorku výkonové části modulu, která bude napájena z externích zdrojů a bude buzena signálem z funkčního generátoru. Na tomto výrobku se předpokládalo dostatečné ověření parametrů a dostatečné odzkoušení, na základě kterého, pak bude rozhodnuto o výrobě dalšího prototypu, již v provedení co nejvíce odpovídajícím finálnímu výrobku.



Obr. 14 DPS prvního prototypu výkonové části

Návrh byl proveden v programu OrCAD. Nejprve je v součásti Capture nutné sestavit obvodové schéma. Do něj je nutné především doplnit tzv. footprint-y, tedy přiřazení obrysů (pouzder) v knihovně k součástkám. Po sestavení schématu je vygenerován tzv. netlist. Ten obsahuje v textové formě informace o součástkách a jejich propojení v schématu. Pro samotný návrh DPS slouží součást Layout. Ta po naimportování netlistu zobrazí všechny součástky pospojované tzv. „gumami“, které představují vždy nejkratší propojení mezi danými součástkami. Je vhodné si barevně odlišit „gumy“, které jsou napájeny nebo GND, napájecí spoje a další spoje více proudově namáhané je žádoucí kreslit silnější. [13]

DPS je vytvořena v nižší třídě přesnosti a obsahuje pouze vývodové součástky. Toto je především proto, že se jedná o testovací DPS, do které předpokládám, že bude nutné

doplňovat součástky a upravovat zapojení. Na Obr. 14 je výsledná DPS prvního prototypu výkonové části. Čísla součástek souhlasí s schématy na Obr. 12 a Obr. 13. Za T1 a T2 je ponechán volný prostor pro chladič. Buzení tranzistorů, které musí být galvanicky oddělené, bude provedeno přes svorky Z6 a Z7 z externího zdroje. Diody jsou umístěné nastojato, kvůli úspoře místa a lepšímu chlazení. Ve schématu a na DPS chybí propojení mezi GND budícího napětí a emitorem IGBT tranzistoru. Tato propojka byla při ožívování realizována napájeným drátkem. Prototyp byl osazen dílnou ve firmě Teco jako vývojová zakázka.

#### **4.1 Ožívování a testování prototypu výkonové části**

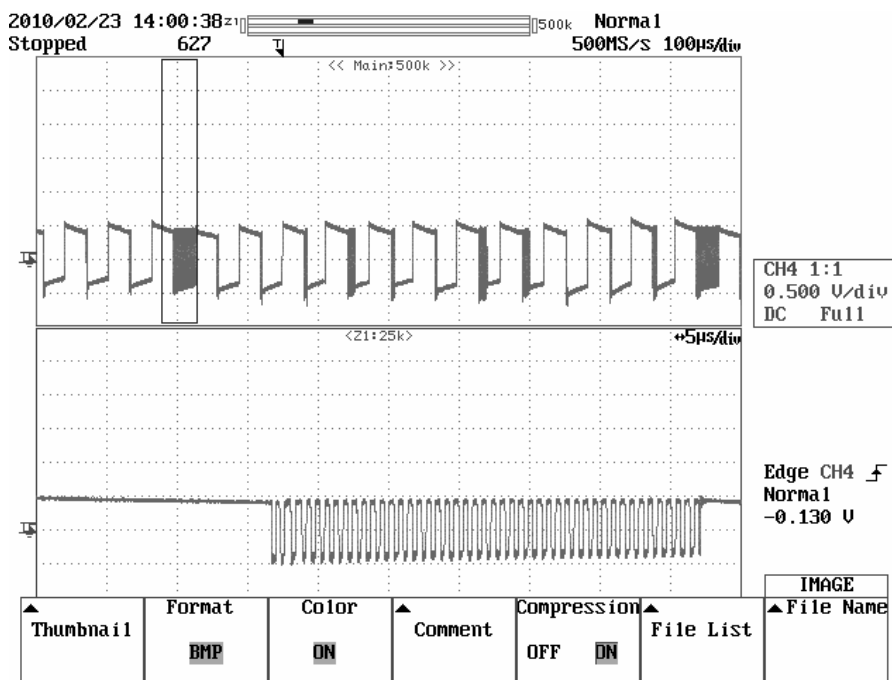
Na svorky Z6 a Z7 byly připojeny pomocné galvanicky oddělené zdroje 15 V. Na Z4 byl připojen 5 V zdroj. Jako zdroj signálu PWM byl použit funkční generátor generující obdélníkový signál 16 kHz v TTL úrovních. Vstupy PWM1 a PWM2 byly propojeny. Pro testování byl využíván funkční generátor, který však neumožňoval měnit střídu výstupního obdélníkového signálu. Mikroprocesor, který byl uvažován pro řízení celého modulu pracoval se signálem v logice 3,3 V. Pro převod na 5 V logiku bylo využito hradla 74HCT04, které pro 4,5V napájení bezpečně překlápí při úrovni 3,15 V.

Nejdříve byla ověřena funkčnost generování budícího signálu pro GATE T1 a T2. Toto bylo prováděno bez připojeného síťového napětí, jelikož zemnicí svorka sondy osciloskopu je připojena na potenciál zemnicího vodiče sítě. Doba zpoždění mezi náběžnou a sestupnou hranou napětí na GATE T1 a T2 byla změřena pro různé hodnoty kondenzátorů C7 a C4. V této fázi bylo složité analyticky určit jak dlouhá by měla být doba mezi sepnutími. Obecně ale lze říci, že tato doba by měla být co nejkratší, avšak musí být vyloučeno současné sepnutí T1 a T2, proto jsem se tuto dobu zpoždění rozhodl stanovit experimentálně.

Náběžná hrana napětí probíhá jako postupný přechodový děj, kdy je parazitní kapacita GATE nabíjena přes odpor 180Ω. Sestupná hrana je strmější, což je způsobeno diodou paralelně zapojenou k odporu 180Ω. Strmost náběhu napětí GATE je tedy určena tímto odporem. Při ladění jsem předpokládal, že s hodnotu tohoto odporu bude experimentováno s ohledem na použitý tranzistor.

Na svorky MOT1 a MOT2 byl pro první testování připojen motor se stíněnými póly s příkonem cca 40W. Nejprve jsem vstupní napětí připojil přes snižovací transformátor s převodem z 230 na 24 V. Byla ověřena funkčnost zapojení na tomto nízkém bezpečném napětí. Pak byly změřeny průběhy výstupního napětí na motoru, které odpovídaly teoretickým předpokladům, průběh napájecího napětí byl vynásoben signálem 16 kHz. Následně bylo provedeno otestování s připojeným plným napětím sítě, kvůli bezpečnosti přes oddělovací transformátor. Zapojení bylo funkční, ale docházelo k silnému zahřívání výkonových prvků. Postupně jsem snižoval hodnoty C4 a C7, až do momentu kdy došlo k zkratu, z důvodu vodivého stavu u obou tranzistorů současně. Výslednou hodnotu C4 a C7 jsem tedy stanovil na 560pF, při této hodnotě bylo bezpečnostní doba mezi pulsy na gaty tranzistorů, 150 ns, ještě dostatečná pro zajištění spolehlivosti zapojení. Vzhledem k nepřesnostem součástek a faktu, že tranzistoru v průběhy periody napájecího napětí spíná respektive rozpíná různá napětí, je reálně nemožné dosáhnout ideálního stavu komutace proudu zátěže mezi spínači.

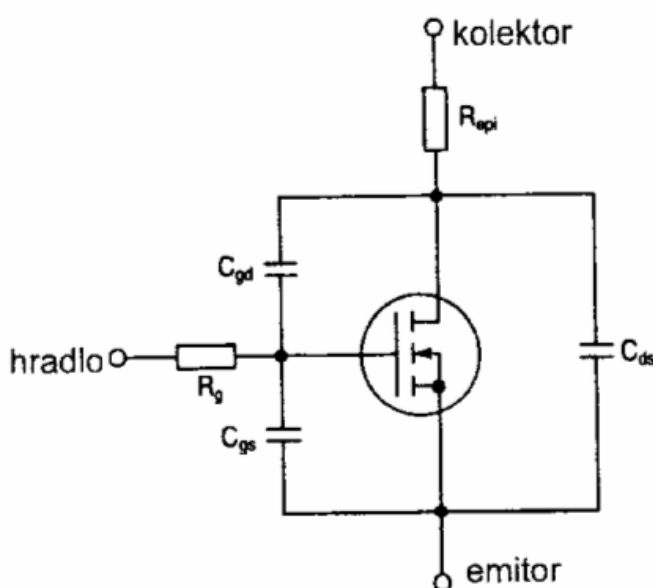
Přestože pro kratší bezpečnostní dobu než 150 ns mezi signály na GATE, bylo zapojení nespolehlivé i při zatížení pouze jedním motorem, se výkonové tranzistory přehřívaly. Změřil jsem tedy nepřímo proud pomocí úbytku napětí na odporu R1, 0,42Ω. Průběh proudu je uveden na Obr. 15.



Obr. 15 Proud R1, 0,84A/dílek

Je vidět, že na T1 doházelo k velmi rychlým „sporadickým průrazům“. Na tranzistorech se v době rozpínání nepravidelně objevovaly strmé napěťové špičky. Předpoklad byl, že proud, který je vidět na Obr. 15, procházel přes transil, kterým byl tranzistor jištěn proti přepětí. Toto se ale nepotvrdilo, takto velký proud, který by procházel transilem, by způsobil podstatnou výkonovou ztrátu na transilu, transil byl ale studený, přehříval se tranzistor.

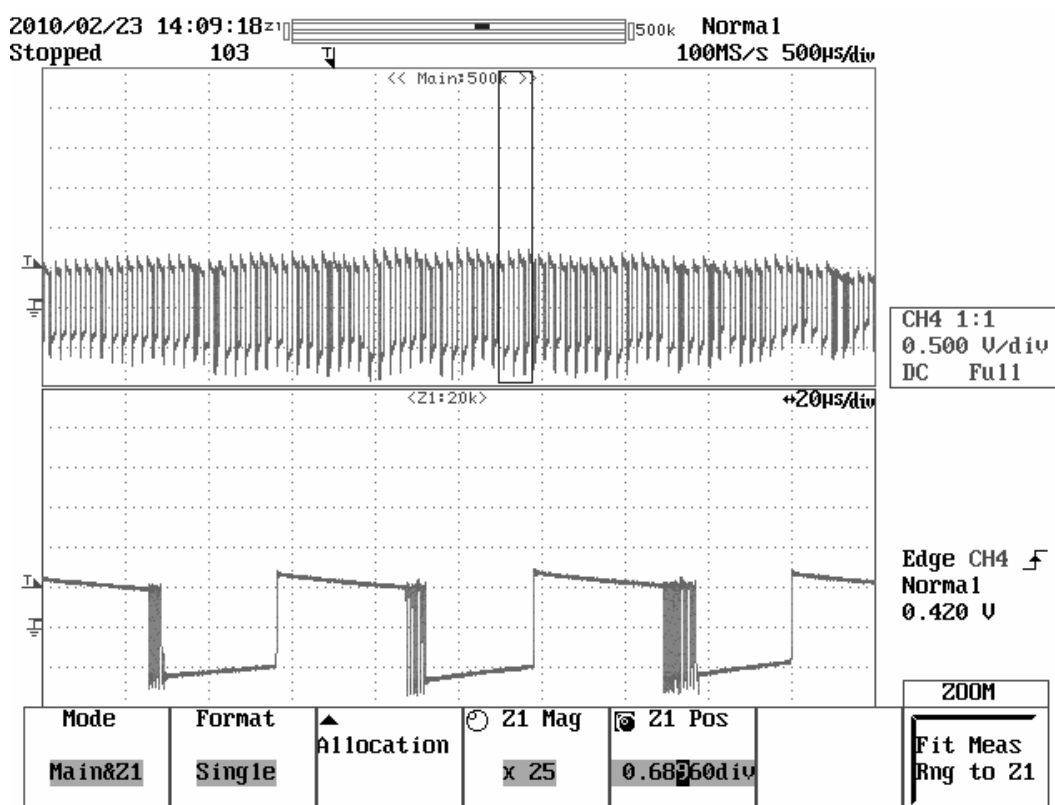
Na detailu je vidět, že dohází k cyklickému spínání a rozpínání tranzistoru v intervalu cca 500ns. Dle zkušeností pokud by došlo k průrazu přechodu v důsledku přepětí, tranzistor by byl zničen. Důvodem tohoto stavu byl příliš strmý nárůst napětí  $U_{CE}$  v okamžiku rozeptnutí tranzistoru v důsledku indukční zátěže. Přes takzvanou Millerovu kapacitu mezi kolektorem a hradlem (na Obr. 16 jako  $C_{gd}$ ), která tvoří dělič napětí s kapacitou mezi hradlem a emitorem, se dostane na GATE dostatečné napětí pro sepnutí IGBT. Jelikož budič hradla je v tomto stavu na nulovém potenciálu, náboj je přes odpor  $R_g$  z gate velmi rychle odčerpán, takto dojde opět k rozeptnutí tranzistoru a následně opět k nárůstu napětí mezi kolektorem a emitorem.



Obr. 16 Parazitní kapacitu u tranzistoru [14]

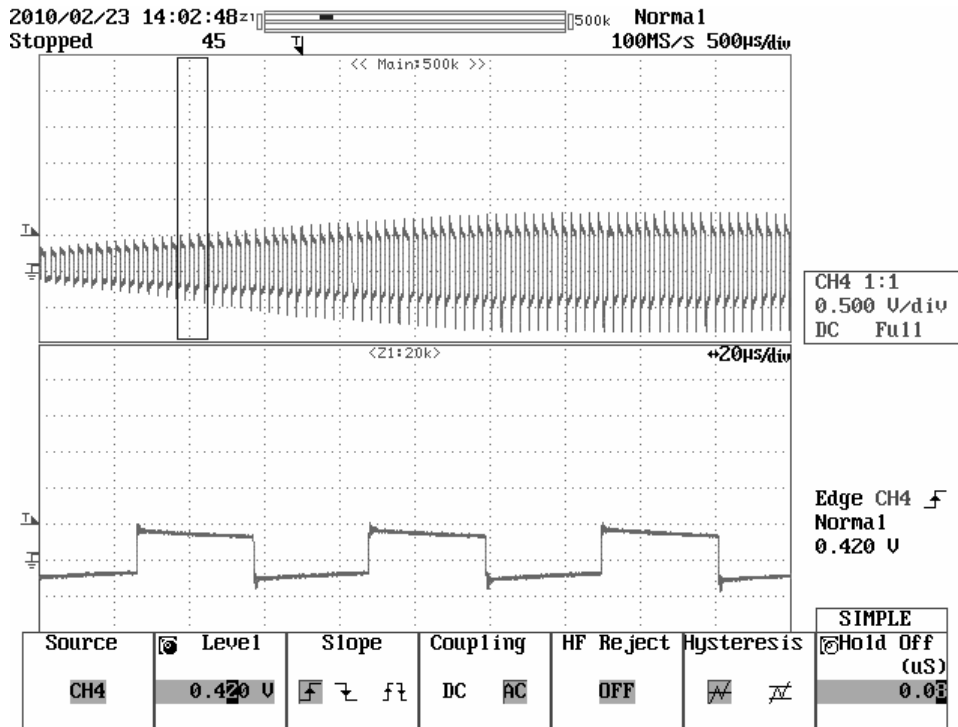
Zabránit tomuto jevu lze přidáním kapacity mezi kolektor a emitor tranzistoru, která zabrání strmému nárůstu napětí v okamžiku rozeptnutí tranzistoru, kapacita by měla být v sérii s rezistorem, na kterém se v teplo zmaří energie kondenzátoru. Jelikož nárůst napětí mezi emitorem a kolektorem je způsoben indukčností zátěže, rozhodl jsem se

umístit kondenzátor co nejbližše této zátěže. Místo umístění přímo k tranzistoru jsem kondenzátor umístil před usměrňovací můstek. Kondenzátor při rozpínání tranzistoru převezme proud indukčnosti zátěže a zabrání tak nárůstu napětí na spínači. Po připojení kondenzátorů 2n2 paralelně k oběma usměrňovacím můstkům už k dodatečnému spínání nedocházelo, zahřívání tranzistorů pro jeden připojený motor (cca 40W zátěž) kleslo na únosnou mez. Nakonec jsem nechal připojen samotný kondenzátor bez odporu, s RC členem (2n2 a 20R) se sice situace s „parazitním“ spínáním zlepšila, ale občas k němu stále docházelo, viz Obr. 17.

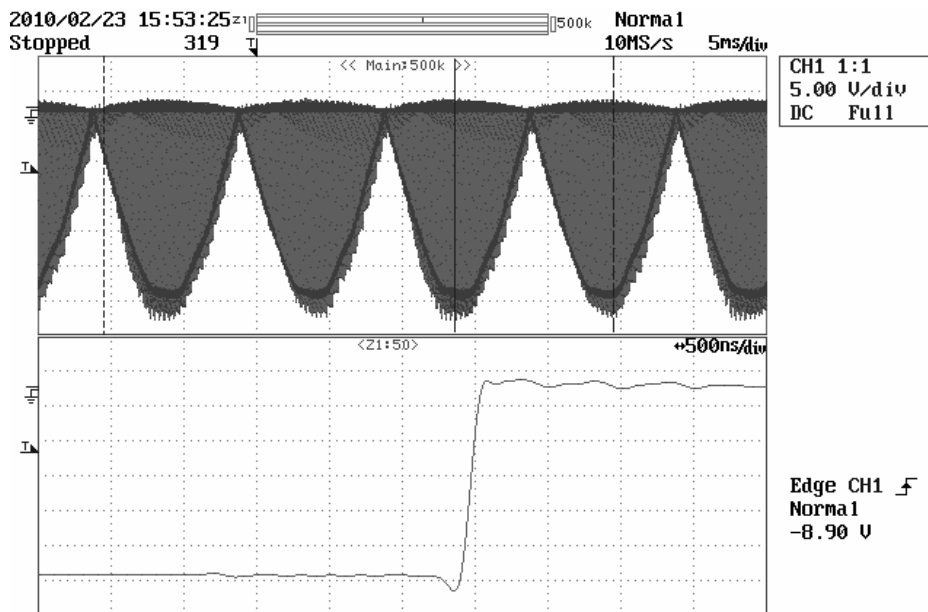


Obr. 17 Proud R1 s RC členem 2n2-20R na výstupu, 0,84A/dílek

Proto do konečné verze schématu byly osazeny kondenzátory 2n2, tranzistor již rozpínal v jednom okamžiku jak je vidět na Obr. 18, k žádnému parazitnímu spínání nedochází.

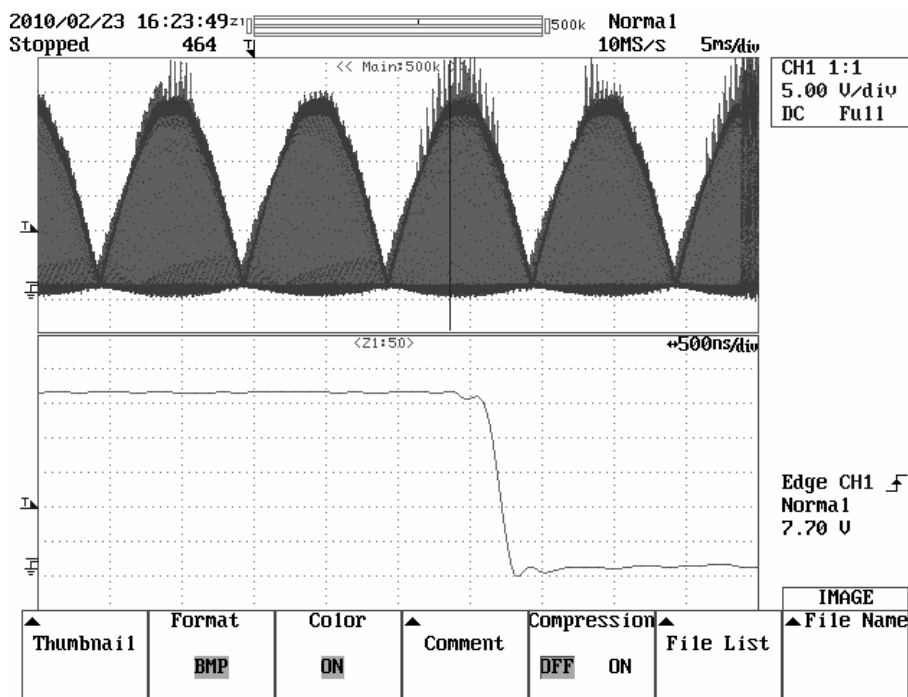


Obr. 18 Proud R1 s C 2n2 na výstupu, 0,84A/dílek,



Obr. 19 Uce T1, 50V/dílek

Na Obr. 19 je průběh napětí  $U_{CE}$  na T1 po přidání kondenzátorů 2n2, napěťové špičky v důsledku spínacích jevů takřka zmizely.



Obr. 20 Uce T2, 50V/dílek

Na Obr. 20 je průběh napětí mezi kolektorem a emitorem u tranzistoru T2, špičky jsou nízké, přesto jsou proti průběhu napětí na T1 výraznější. Toto je způsobeno tím, že T1 připojuje motor k síťovému napětí. Ve chvíli, kdy rozeptne T2, který zajišťuje vedení proudu v případě rozepnutého T1, nedojde k sepnutí T1 okamžitě, ale s určitým velmi krátkým zpožděním, jak je zdůvodněno v předchozím textu. Proud zátěže na tento malý okamžik převezme kondenzátor 2n2, připojený paralelně k zátěži, jak je popsáno v předchozích odstavcích. Je tedy zřejmé, že od rozepnutí T2 bude na zátěži růst napětí a toto napětí se bude sčítat s napětím sítě až do okamžiku sepnutí T1. Toto se také negativně projevuje na výkonové ztrátě na T1, která je proti T2 větší (oba tranzistory jsou umístěné na vlastním chladiči), T1 se při střídě 50% zahříval výrazněji. Výkonová ztráta na prvcích s přidáním kondenzátorů 2n2 výrazně poklesla, při provozu s jedním 40 W motorem jejich zahřívání nebylo příliš podstatné. Přesto při zatížení 5-ti motory (proud 1,4 A efektivní), byly výkonové prvky výrazně teplotně přetěžovány.

## 4.2 Ztráty na výkonových tranzistorech

Přestože průběh proudu a napětí odpovídal předpokladům, tranzistory s použitými chladiči se neustále přehřívaly. Veškeré předchozí průběhy a testování bylo prováděno pro

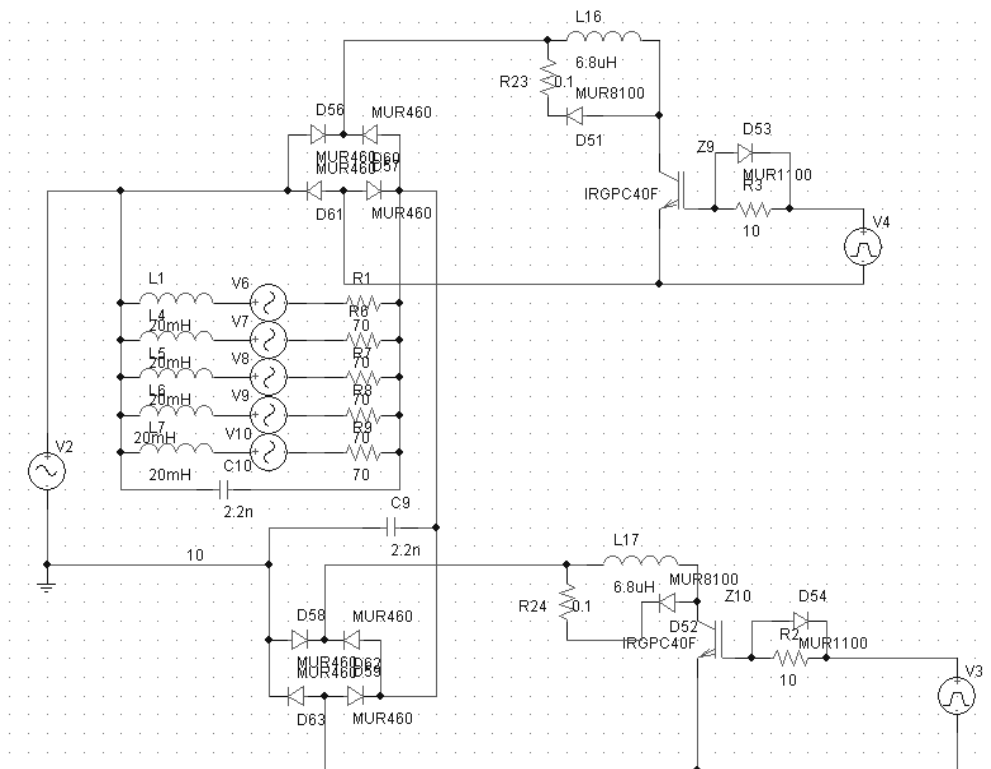
zdroj signálu se střídou 50 %. Z hlediska výkonových ztrát je ale nejhorší případ kdy se třída blíží jedné, motorem prochází proud blížký maximálnímu a zároveň v měniči probíhají spínací jevy. Ve chvíli, kdy je požadavek maximálních otáček motorů, je T1 trvale sepnut a ztráty jsou dané pouze úbytkem napětí na tomto tranzistoru. Proto veškeré další měření ztrát a oteplení tranzistorů jsem prováděl pro střidu vstupního PWM signálu cca 90 %.

Na prototypu jsem použil 2 chladiče SK512-50mm od Fischer Elektronik s tepelným odporem 35 K/W. Tranzistor s tímto chladičem dosáhl v relativně krátkém čase teploty přes 100 °C a bylo nutné měnič vypnout, aby nedošlo k poškození tranzistorů.

Přesnou hodnotu výkonové ztráty nebylo nutné přesně určovat, protože k chlazení tranzistorů bylo plánováno, že bude využita krabička z hliníkového plechu, ve které měl být měnič umístěn. Jelikož krabička byla vyráběna na zakázku, nebyla známa žádná hodnota tepelného odporu této krabičky. Pokud bych nějakou hodnotu ztrátového výkonu vypočetl nebo odsimuloval, bylo by to stejně bezpředmětné, jelikož jsem neznal výsledný tepelný odpor. Navíc bylo uvažováno i možné umístění měniče do stísněného prostoru, kde je cirkulace vzduchu značně snížena. Je tedy snahou snížit co nejvíce ztrátu na výkonových prvcích.

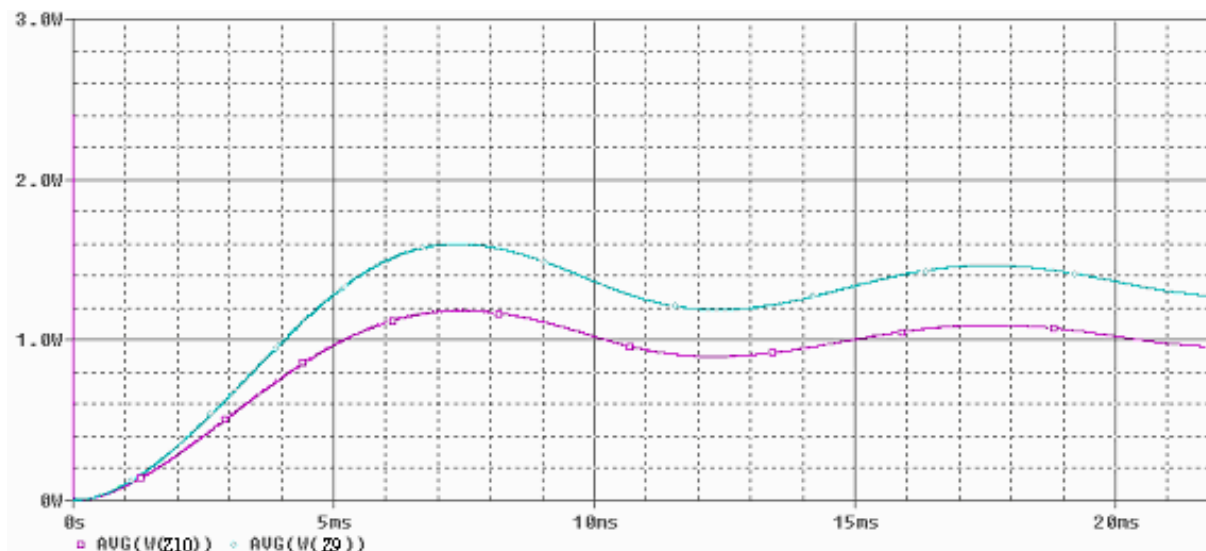
Pro snížení výkonové ztráty jsem realizoval odlehčovací síť pro výkonové tranzistory. Principiální vlastnosti této odlehčovací sítě jsem ověřil v simulaci v prostředí PSPICE Schematic.





Obr. 21 Odlehčovací snubber, schéma pro simulaci v Pspice

Odlehčovací síť realizují indukčnosti L16 a L17, které brání prudkému nárůstu proudu po sepnutí tranzistoru. Jako výkonový tranzistor jsem použil IRG4PC40F, jelikož měl obdobné parametry, jako mnou požívaný tranzistor a jeho model v prostředí PSPICE byl zahrnut v základních knihovných programu. Doplnil jsem již i kondenzátory 2n2, které také tvoří jakousi odlehčovací síť při vypínání tranzistoru. GATE IGBT jsem budil z zdrojů V3 a V4, které jsem nakonfiguroval tak, aby odpovídaly naměřeným průběhům na gatech IGBT. Jako zátěž reprezentující 5 motorů jsem použil pět R-L kombinací  $70\ \Omega$  a  $20\ \text{mH}$  doplněných o sinusové zdroje reprezentující indukované napětí motoru, které jsem zvolil  $140\ \text{V}$ , tak aby proud zátěží pro napájecí napětí  $230\ \text{V}$  byl  $1,5\ \text{A}$ , stejně jako u reálných motorů. V okamžiku sepnutí tranzistoru se indukčnost brání prudkému nárůstu proudu, a tranzistor tedy spíná nezátížen. V okamžiku rozepnutí tranzistoru se proud indukčnosti uzavře přes anti-paralelně zapojenou diodu. Simulaci jsem prováděl proto, že jsem chtěl zjistit ideální hodnotu indukčnosti, pro kterou by byly ztráty na tranzistorech minimální. Simulací jsem zjistil, že pro indukčnost větší než  $6\ \mu\text{H}$  už ztráta na výkonových prvcích neklesá. Bez odlehčovací indukčnosti byla ztráta na Z9  $6\ \text{W}$ , na Z10 přibližně  $2\ \text{W}$ , s odlehčovací indukčností  $6,8\ \mu\text{H}$  klesla na  $1,5$  respektive  $1\ \text{W}$ , viz. Obr. 22.[14]



**Obr. 22 Simulace střední výkonové ztráty na Z9 a Z10 pro L16,17 6,8 $\mu$ H**

Indukčnost přibližné hodnoty 4 $\mu$ H s anti-parallelní diodou byla doplněna do prvního prototypu výkonové části, zahřívání tranzistorů výrazně pokleslo.

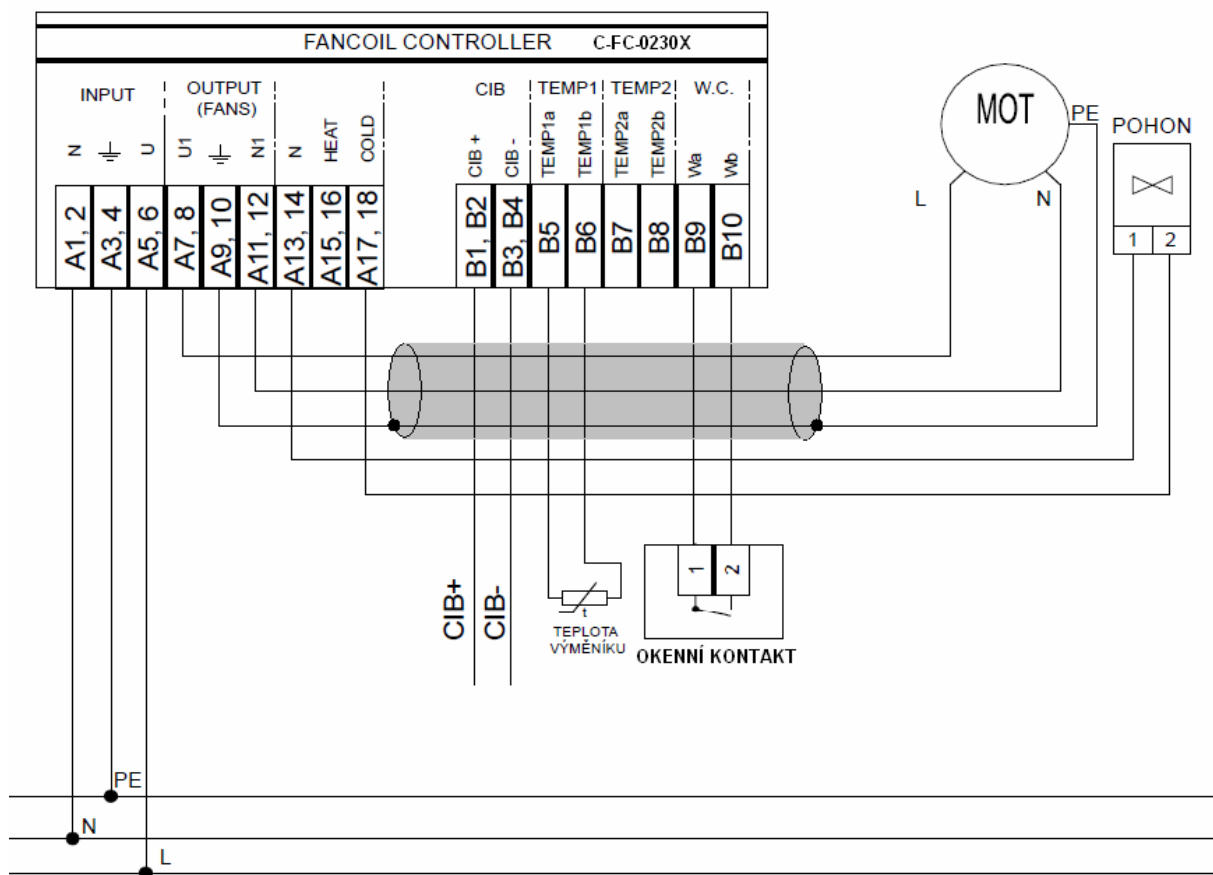
Do finálního prototypu byla zvolena indukčnost 744779068, s nominálním proudem 2,2 A a saturačním proudem 2,8 A, indukčnost je s otevřeným magnetickým obvodem a nemá tedy problém s stejnoměrným sycením. Jelikož modul je umístěn v plechovém boxu, dovolil jsem si použít nestíněnou indukčnost. Použití indukčností v kolektoru IGBT tranzistorů je výhodné i z důvodu, že pokud dojde ke krátkému překrytí sepnutí obou tranzistorů, tyto indukčnosti snižují strmou nárůstu zkratového proudu, ale pouze do okamžiku dosažení saturačního proudu indukčnosti.

I po realizaci odlehčovací sítě bylo zahřívání tranzistorů pro plné zatížení měniče na hranici únosnosti. IRG4BC20UD byl nahrazen IRG4IBC30UD s lepšími parametry, dle doporučení v datasheetu byl do GATE zvolen odpor 10R, takže došlo k zrychlení spínacího děje a tím k dalšímu snížení ztrát, na chladičích v tomto stavu pro plné zatížení měniče nevystoupala teplota přes 70 °C. Nevýhodou těchto tranzistorů bylo, že nebyly v bezpotenciálovém pouzdře, na chladič musela být umístěna izolační podložka.

## 5 Modul C-FC-0230X

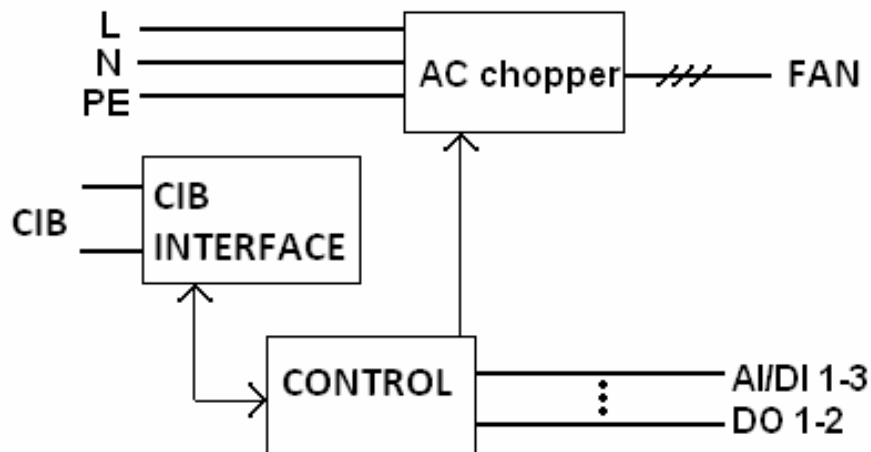
Po dostatečném odzkoušení prototypu výkonové části bylo rozhodnuto o realizaci prototypu modulu jako periferie na CIB sběrnici. Parametry modulu byly zadány následující:

- 1 regulovatelný výstup pro 230 V / 50 Hz motory, výkon 345 VA, proud 1,4 A.
- Periferní modul na CIB sběrnici, možnost napájení sběrnice z modulu. Modul umožňuje napájet CIB sběrnici. Při připojení na CIB MASTER s jednotkou BPS lze napájení odpojit. Více informací o CIB je uvedeno v samostatné kapitole.
- 3 AI/DI vstupy.  
Analogové vstupy pro čidlo NTC12k, umožňující i snímání kontaktního spínače.
- 2 DO reléové výstupy.  
Předpokládaný odběr z relé 1 A. Označeny jako HEAT a COLD, určeny k ovládání ventilů tepelného výměníku.
- Snímání vnitřní teploty – ochrana proti přetížení.  
Při překročení definované teploty uvnitř modulu dojde k vypnutí výstupu a po CIB sběrnici k signalizaci přehřátí.
- Provedení do hliníkové mechaniky s rozměry 125 x 110 x 50 mm, možnost umístění na DIN lištu. (Viz. příloha č.1 a 2)



**Obr. 23 Popis a zapojení svorek modulu C-FC-0230X [8]**

Rozmístění svorek i funkce jsou analogické s modulem C-FC-0024X, který slouží k řízení ventilátorů s EC motory 24 V pomocí analogového výstupu a který byl ve firmě Teco vyvíjen souběžně. Vzhledem k náročnější výkonové části u modulu C-FC-0230X, byl tento modul umístěn v rozměrnější hliníkové krabici, která také měla lepší odvod tepla. Zapojení 3 analogových vstupů a 2 reléových výstupů pro ovládání ventilů u tepelného výměníku bylo u obou modulů shodné, lišila se napájecí část a výstup pro motory. Modul C-FC-0230X má ještě 4. analogový vstup, který však není vyveden na svorky, ale je na něj připojeno interní čidlo teploty NTC 640 12k, které funguje jako pojistka proti přehřátí modulu.



Obr. 24 Blokové schéma modulu C-FC-0230X

Při návrhu modulu jsem veškeré součásti rozdělil do několika dílčích celků, kterými jsem se následně zabýval:

- Výkonová část modulu.  
Její návrh a odladění je v předchozí kapitole.
- 2 galvanicky oddělené zdroje 15 V pro výkonovou část.  
Napájí optrony, přes které jsou následně spínány výkonové tranzistory. Přes tyto tranzistory jsou zdroje na síťovém potenciálu. Realizaci těchto zdrojů jsem převzal z předchozích neúspěšných prototypů tohoto modulu.
- Zdroj 24V pro napájení CIB sběrnice, zdroj 3,3 V pro MCU.  
Musí být galvanicky oddělen od sítě, je realizován společně s předchozím zdrojem pro spínání IGBT.
- Interface pro CIB sběrnici.  
Převzato vzorové zapojení využívané ve firmě Teco, které je neveřejné, není proto v této práci uvedeno.
- 2x Reléový výstup.
- 3x AI/DI + 1 interní čidlo teploty.  
Jedná se o univerzální vstupy, které by umožňovaly mimo teplotního čidla NTC12k i připojení kontaktního snímače a detekci jeho stavu. Jako interního čidla bylo použito senzoru NTC12k, použití tohoto čidla je předpokládáno i na svorkách. Interní čidlo teploty slouží pro tepelnou ochranu modulu, v případě

přehřátí modulu dojde k jeho odstavení a pomocí příznaku je o tom přes CIB sběrnici vyrozuměn i nadřazený řídicí systém.

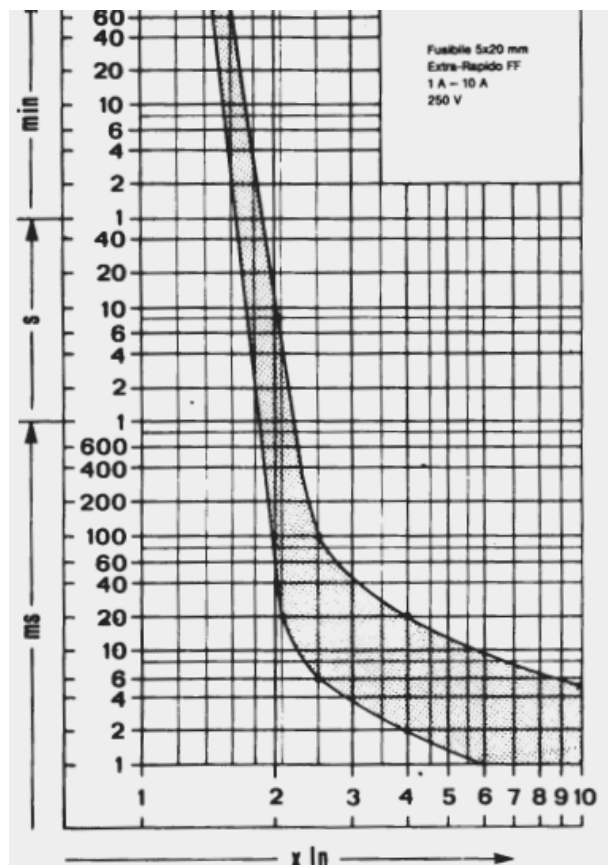
Zapojení analogových vstupů bylo také převzato jako vzorové, které je využíváno ve většině modulů firmy Teco a proto rovněž není detailně popisováno.

Kompletní zapojení modulu je vzhledem k své velikosti obsaženo v příloze práce. Jedná se o poupravené schéma pro další revizi 01, v kterém jsou již upraveny některé nedostatky schématu revize 00 podle kterého byla navržena DPS. Ve schématu je čárkovanou čarou vyznačena hranice mezi částí galvanicky spojenou se sítí a částí signálovou, z hlediska bezpečnosti musí být na DPS dodržena mezi těmito částmi izolační vzdálenost aspoň 6 mm.

Na vstup pro připojení na síť je umístěna pomalá pojistka F1, třídy T pro 4 A. Dále je filtr tvořený toroidní odrušovací cívkou K1 a kondenzátory C41 a C45. Testování pak ukázalo, že cívka K1 určená pro proud 1,4 A byla přesycena a docházelo k rušení komunikace po CIB od síťového přívodu, K1 byla tedy nahrazena indukčností 3,3 mH / 4 A.

Základem modulu je spínaný zdroj s bezpečnostním transformátorkem, který vytváří 3 galvanicky oddělené zdroje: 2 pro buzení IGBT a 1 pro napájení signálové části. Zdroj je řízen obvodem TNY254. Zapojení zdroje bylo převzato z předchozích prototypů tohoto modulu. Napětí pro řídicí část modulu je následně stabilizováno pomocí LM317L. Zenerovy diody ZD7 a ZD8 byly doplněny až do rev.01, jelikož při náběhu zdroje docházelo ke krátkodobému přepětí na 15 V větvích napájení, toto přepětí bylo takto odstraněno.

Výkonová část je ještě jištěna rychlou skleněnou válcovou pojistkou FF550220 pro jmenovitý proud 2 A. Vypínací charakteristika této pojistky je na Obr. 25, je vidět že již pro 5-ti násobek jmenovitého proudu pojistka vypíná v řádech jednotek ms, proto je také rozběhový proud motorů omezen postupným náběhem výstupního napětí.



Obr. 25 Vypínací charakteristika pojistky FF550220

Zapojení výkonové části je popsáno již v předchozím textu. V prototypu zůstalo nezměněno, pouze původní diody BY500-1000 byly nahrazeny MUR460. BY500-1000 v prvním prototypu samotné výkonové části obstály bez problémů, po osazení do finálního prototypu, kde bylo navíc rozhodnuto na diody, které byly umístěny nastojato, navléknout bezpečnostní bužírku pro zabránění nežádoucího dotyku živých částí, se diody velmi rychle přehřívaly až došlo k průrazu PN přechodu. I po odstranění bužírek se diody umístěné na těsno v uzavřeném prostoru nestačily chladit. BY500-1000 má  $T_{rr}^3$  200 ns, nahradil jsem je tedy rychlejšími MUR460 s  $T_{rr}$  75 ns. Podle naměřených teplot v Graf 1 tyto diody měly dostatečnou rezervu, přesto byly pro lepší odvod tepla ponechány obnažené bez bužírek. Na výstupu k motorům je umístěna indukčnost 6,8μH, která tvoří výstupní filtr. Pro použití tohoto měniče je předepsán stíněný kabel propojující výstup měniče a napájený motor, ten se ale vyznačuje značnou kapacitou, jelikož na motorech je obdélníkový průběh napětí, na strmých hranách dochází pro dlouhé kabely k dokmitům.

<sup>3</sup>  $T_{rr}$  je doba zpětného zotavení diody.

Tato verze s indukčností 6,8  $\mu\text{H}$  byla testována v EMC komoře s kabelem o délce 4m s uspokojivými výsledky, přesto je určena pro použití měniče umístěného přímo u motoru. Pro delší kabely by bylo nutné použít indukčnost v řádech mH, případně použít externí tlumivku připojenou k měniči (tzv. „motorové tlumivky“ často využívané u měničů).

Dále byl do původního schématu doplněn odpor R1, který pracuje jako PULL-UP odpor. Bez tohoto odporu byly po zapnutí modulu náhodně spínány výstupní tranzistory, což vedlo k okamžitému zkratu. Problémem je, že piny MCU jsou po resetu nakonfigurovány jako vstupy, jsou tedy ve stavu vysoké impedance. Také připojené hradlo má velký vstupní odpor a může pak být velmi snadno vybuzeno rušením, které se do spoje na DPS dostane. PULL-UP odporem je na vstupy hradel v tomto stavu připojena log. „1“, takže silový výstup je vypnutý. Obdobnou funkci plní rezistory R13 a R14 na pinech pro ovládání relé.

Piny na MCU označené CRxD a CTxD jsou využívány pro komunikaci po CIB, rozhraní pro připojení CIB sběrnice není v schématu uvedeno.

Podle schématu byl vytvořen návrh DPS, který byl následně vyroben a osazen ve výrobě. Tranzistory byly umístěny na izolační podložku a k chladiči SK512 byly přitaženy sponou, celý chladič byl následně přišroubován ke krabici. Toto řešení se ukázalo jako nevhodné, izolační podložka se při nasouvání chladiče pod sponu odhrnovala. Měření teplot ukázalo, že přehřívání tranzistorů není zásadním problémem a použití dvou chladičů pro lepší odvod tepla do krabice je tedy zbytečné. Do další verze DPS je předpokládáno umístění tranzistorů na izolační podložku a přišroubování přímo ke stěně krabice.

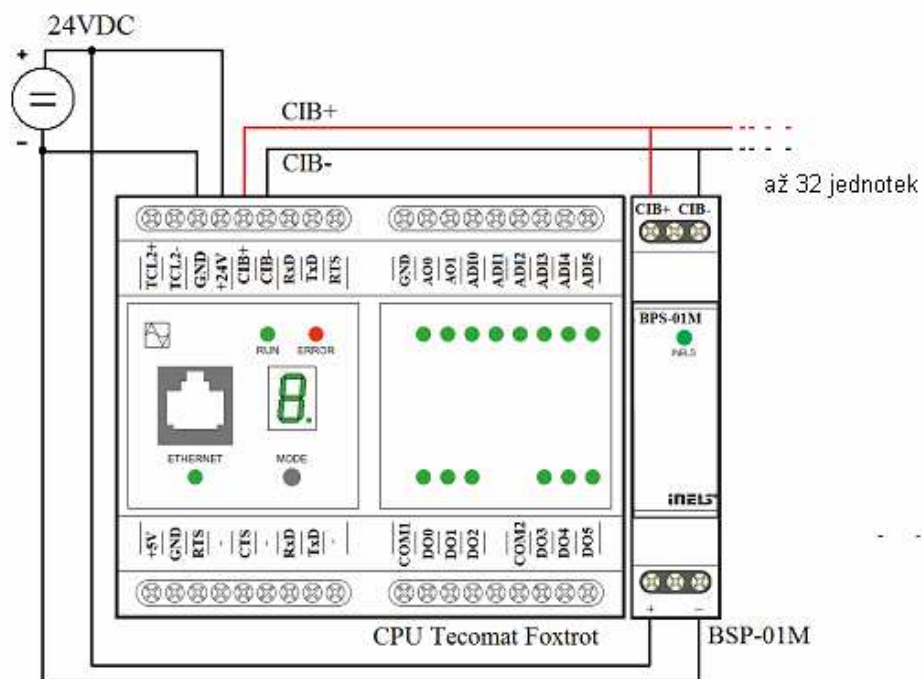
DPS realizovaného prototypu je uvedena v příloze, pro lepší přehlednost není zobrazena rozlitá měď.



## 6 CIB sběrnice

CIB neboli „Common Instalation Bus“ je dvou vodičová komunikační sběrnice, která zároveň umožňuje napájení připojených jednotek a tak úsporu kabeláže. Sběrnice pracuje s jmenovitým napětím 24 V, ale je doporučeno ji napájet 27 V, protože pak ji lze zálohovat proti výpadku napájení dvěma 12 V akumulátory, které jsou pak trvale dobíjeny. Sběrnice je využívána zpravidla pro komunikaci distribuovaných jednotek s nadřazeným řídicím systémem. Data jsou modulována na napájecí napětí. Připojení napájecího napětí je pro správnou funkci sběrnice nutné provést přes tzv. jednotku BPS, která zajišťuje filtraci napájecího napětí, aby bylo možné na něj modulovat přenášená data. [5], [13], [8]

Při propojování lze CIB libovolně větvit, je nutno pouze vyloučit zapojení do kruhu a dodržet správnou polaritu dvou vodičů. Na sběrnici může být najednou připojeno až 32 jednotek. Komunikace probíhá systémem master-slave. Na jeden řídicí systém Tecomat Foxtrot je možné připojit několik master jednotek, každá jednotka master pak může obsloužit až 32 CIB jednotek. Přenosová rychlost je 19,2 kb/s. I při plném vytížení sběrnice 32 jednotkami je doba odezvy do 150 ms, což lze z hlediska lidského vnímání považovat za okamžitou reakci, CIB lze tedy použít i pro ovládání např. osvětlení. [5], [13], [8]



Obr. 26 Centrální jednotka Tecomat FOXTROT s jednotkou BPS [5]

Maximální příkon jednotek připojených na CIB sběrnici může být až 1 A, tento parametr je limitován jednotkou BPS, plánuje se zvýšení této hodnoty na 2 A.

Pro programování a konfiguraci centrálních jednotek firmy Teco je určeno prostředí Mosaic. Pro účely testování a vývoje jsem vytvořil ruční konfiguraci modulu. V budoucnu se počítá s podporou tohoto modulu přímo v prostředí Mosaic a pak již konfigurace probíhá automaticky.

Do modulu jsou pak při navázání komunikace přenesena následující data v inicializační tabulce:

```

;3340
#table tiunit_C_FC_0230X INI_C_FC_0230X = ;inicializacni tabulka jednotky C-FC-0230X
    3340,          ;code
    $0000,        ;mode
    $FFFF,        ;fadr
    $00,          ;ladr
    5,            ;ndev
    $80, 0, 8, 0, ;zarizeni 1, vstupni, STAT
                ; .0 - OUF1 - pretečení/podtečení rozsahu AI1
                ; .1 - VLD1 - platnost odmeru      AI1
                ; .2 - OUF2 - pretečení/podtečení rozsahu AI2
                ; .3 - VLD2 - platnost odmeru      AI2
                ; .4 - OUF3 - pretečení/podtečení rozsahu AI3
                ; .5 - VLD3 - platnost odmeru      AI3
                ; .6 - HeatErr - signalizace prehrati jdnotky
    $80, 0, 64, 0, ;zarizeni 2, vstupni, 4*AI
    $81, 0, 0, 8,  ;zarizeni 3, vystupni, 1*AO rizeni motoru 230V
                ; v 2. bytu priznak chovani pri ztrate komunikace: 0= zmrazit vystup, 1= blokovat vystup
                ; .0 - AOUT1
    $80, 0, 3, 0,  ;zarizeni 4, vstupni, 3*DI
    $81, 0, 0, 2,  ;zarizeni 5, vystupni, 2*DO
                ; v 2. bytu priznak chovan vystupui pri ztrate komunikace: 0= zmrazit I= blokovat
                ; .0 - DOUT1
                ; .1 - DOUT2
    $28, $28, $28, ;typ AIx
                ; #define CFG_PT1000E (byte)(0x22) // Pt1000 W100 = 1,385
                ; #define CFG_PT1000U (byte)(0x23) // Pt1000 W100 = 1,391
                ; #define CFG_NI1000E (byte)(0x24) // Ni1000 W100 = 1,617
                ; #define CFG_NI1000U (byte)(0x25) // Ni1000 W100 = 1,500
                ; #define CFG_NTC (byte)(0x28) // NTC 12k
                ; #define CFG_OV (byte)(0x2E) // odporovy senzor v kOhm do 320kOhm
    0, 0, 0        ; filtrace AIx (0..255 = 0..25,5s)

```

3340 je typové označení jednotky, za ním následuje mód výměny dat mezi jednotkou a masterem. Další je hardwarová adresa jednotky, tato adresa by měla být pro každou jednotku unikátní, hodnota \$FFFF je adresa, která je využívána pro prototypové verze firmwaru pro účely testování. Dále je v tabulce uveden počet tzv. zařízení, které jednotka obsahuje. Každým zařízením se rozumí určitý soubor předávaných dat. Výhodou rozdělení do zařízení je, že jednotlivá zařízení lze pak zakázat. Takže pokud některá funkce jednotky

pak není v dané aplikaci využita, je možné deaktivací zařízení zmenšit počet přenášených dat a tak šetřit přenosovou kapacitu CIB sběrnice.

Jednotka C-FC-0230X obsahuje celkem 5 zařízení. Počáteční konstantou \$80 je zařízení definováno jako vstupní, tedy data, která jsou přenášena od periferie do mastera. V tomto případě se jedná o tzv. STATUS byte a informace o AI jednotky. V STATUS jsou diagnostické informace o analogových vstupech 1-3 a dále příznak teplotního přetížení modulu. Dalším vstupním zařízením jsou informace o naměřené teplotě na čidlech AI1-4, v délce 64 bitů, tedy 4 x 16 bitů, teplota je předávána s rozlišením dvou desetinných míst v °C. V dalším zařízení o délce 3 bitů je přenášen stav DI. Délka vstupního zařízení v bitech je při inicializační tabulce přenášena v 3. bytu daného zřízení.

\$81 v 1. bytu označuje zařízení výstupní, tedy data které master přenáší do periferie. Jejich délka je v 4. bytu inicializace. Jedná se o informaci AO, která v rozsahu 0-100% indikuje požadované otáčky ventilátorů. U zařízení 5, dvou DO, které ovládají výstupní relátka je navíc hodnotou v druhém bytu inicializace nastaveno chování relé při ztrátě komunikace, zmražení posledního stavu nebo odpadnutí.

Následuje 6 bytů, prvních tři konfiguruje analogové vstupy (měření teploty pomocí NTC12k nebo měření odporu čidla), poslední tři přenáší informaci o časové konstantě filtrace naměřených hodnot analogovým vstupem. Tyto byty v daném modulu nejsou využity, časová konstanta filtrace je v modulu nastavená pevně.

Pro testování jsem pak vytvořil jednoduchý program v intuitivním nástroji WebMaker, který umožnil zadávání a zobrazování hodnot vysílaných respektive přijímaných modulem.

[8]

## 7 Firmware modulu C-FC-0230X

Celý modul je řízen mikroprocesorem MFC51QE128 z řady V1 od firmy Freescale, jádro ColdFire. Mikroprocesor je optimalizován pro programování v jazyce C při využití vývojového prostředí Freescale CodeWarrior. Jedná se o prostředí pro programování v jazyce C optimalizovaném pro daný MCU, po zkompilování je nahrán přes USB programátor do paměti mikroprocesoru. Velkou výhodou tohoto prostředí je výborná optimalizace kódu v assembleru a přítomnost debuggeru. V debuggeru se vypisuje kód jak v jazyce C, tak v assembler, mikroprocesor lze pustit do „RUN“, krokovat jednotlivé instrukce, zastavit a resetovat. Velkou výhodou je možnost nastavení breakpointu, tedy bodu, u kterého bude mikroprocesor zastaven a vývojář si pak může kritickou pasáž kódu odkrokovat. Toto velmi usnadňuje ladění a hledání chyb v firmwaru. [13]

Firmware modulu, včetně využitých programátorských rutin, je duševním vlastnictvím firmy Teco, proto jsou zde popsány pouze základní informace a principy.

### 7.1 Mikroprocesor MCF51QE128 [12], [13]

Do modulu byl použit MCF51QE128 v pouzdře 64LQFP (64 vývodů, 10x10mm). Zde je stručný přehled jeho hlavních parametrů:

- 32-bitové jádro „Coldfire“, až 50MHz při napájení od 2,1 do 3,6V.
- 256 zdrojů přerušení.
- 128 kB flash paměť, až 8 kB RAM.
- integrovaný oscilátor pro interní zdroj hodinového signálu.

MCU obsahuje tyto periferie:

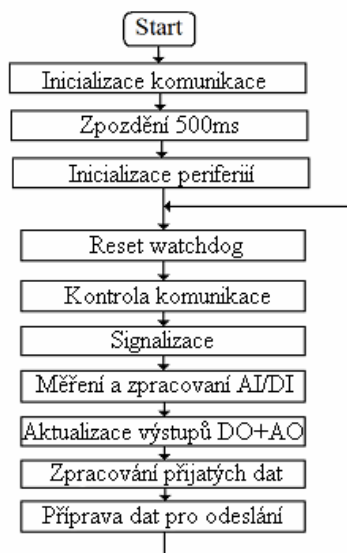
- 2 analogové komparátory.
- 12-bitový 24-kanálový AD převodník.
- 2x sériová linka (SCI), 2x SPI rozhraní.
- 3 jednotky TPM, čítač/časovač nebo generátor PWM, TPM1 a 2 3-kanálové, TPM3 6-ti kanálová. Input-capture, output-compare, edge-aligned nebo center-aligned PWM možná na kterémkoli kanálu.

- Watchdog, ochrana proti podpětí (možný reset nebo vygenerování přerušení).

Hlavní výhodou při použití tohoto procesoru bylo, že byl využit již v jiných CIB modulech a byl pro něj tedy již hotový driver pro obsluhu CIB sběrnice.

## 7.2 Hlavní smyčka programu

Po resetu program začíná první instrukcí ve funkci *main()*. Nejdříve je nakonfigurován vnitřní oscilátor mikroprocesoru. V ostré verzi by byl kontrolován CRC firmwaru v flash paměti, pro účely ladění je tato kontrola zakázána. Při inicializaci komunikace je zároveň nastaven časovač TPM3, který generuje základní přerušení v rastru 10ms. Tento rastr je využit jak pro zpoždění 500 ms, tak pro kontrolu komunikace a blikání s RUN-LED po 150 ms. Zpoždění 500 ms je realizováno kvůli době náběhu pomocných zdrojů pro buzení IGBT, když toto zpoždění nebylo ve firmwaru zavedeno, stávalo se, že PWM signál byl spuštěn ještě před ustálením budících napětí v důsledku náběhu zdroje a nebylo tak zajištěno korektní spínání výkonových tranzistorů, což vedlo k destrukci měniče. Při inicializaci periférií jsou nakonfigurovány IO piny MCU, inicializován PWM signál, AD převodník a flash paměť pro případný zápis firmwaru.



Obr. 27 Vývojový diagram hlavní smyčky programu

Po inicializaci periférií procesor přejde do nekonečné smyčky, v které je na počátku pokaždé resetován watchdog, který jinak chrání program proti zacyklení. Pak probíhá v rastru 150 ms kontrola komunikace po CIB, pokud modul v tomto intervalu neprovede

bezchybnou komunikaci po CIB, je shozen příznak úspěšné inicializace modulu a modul musí následně být opět inicializován. Signalizace zajišťuje v případě bezchybné komunikace po CIB blikání s RUN-LED v rastru 150 ms, v případě že komunikace po CIB neprobíhá nebo probíhá chybně, RUN-LED svítí trvale.

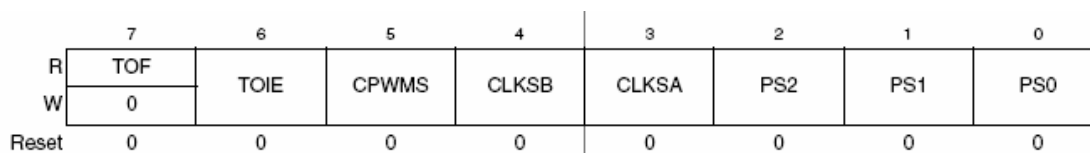
Následně je obslužen AD převodník, který měří externí i interní teplotní čidlo. Naměřené hodnoty jsou následně filtrovány pomocí klouzavého průměru a přepočteny na hodnotu teploty. Pak dojde k aktualizaci hodnoty střídý PWM signálu a reléových výstupů. Zápis a generování PWM signálu je popsáno v další části.

V průběhu hlavní smyčky programu probíhá komunikace po CIB, kterou procesor obsluhuje pomocí přerušovacího systému. Přijímaná data jsou ukládána na určené adresy v paměti odkud jsou pak vyčítána, aby s nimi mohlo být dále pracováno. Stejně tak aktuální data k odeslání se ukládají do paměti, odkud jsou po načtení odesílána po CIB. Hlavní smyčka tedy pouze pracuje s definovanou částí paměti, která je vyhrazena pro přijímaná a odesílaná data. O příjem i odeslání se stará driver pro CIB sběrnici.

Dále je v hlavní smyčce volána ještě funkce *fancoil\_control()*, která zajišťuje další funkce regulátoru jako je mrazová ochrana proti zamrznutí výměníku, odstavení regulátoru při rozepnutí okenního kontaktu a protočení ventilů po určité době, aby se zabránilo jejich zatuhnutí. Tato část firmwaru byla vytvořena přímo na míru pro zákazníka a do mého modulu jsem ji pouze převzal z modulu C-FC-0024X, proto není nijak detailně popisována.

### 7.3 Tvorba signálu PWM [12], [13]

Každý z tří TPM modulů má svůj konfigurační registr TPMxSC. Umístění bitů v tomto registru je na Obr.6.1.



Obr. 28 Konfigurační registr PWM, TPMxSC [5]

Význam jednotlivých bitů:

- TOF – příznak přetečení hodnoty v čítacím registru přes hodnotu nastavenou v TPMxMOD registru.

- TOIE – povolení přerušení od TOF.
- CPWMS – pokud „0“ – všechny kanály dané TPM pracují jako input-capture, output-compare nebo edge-aligned pwm. Pokud je v „1“ všechny kanály dané TPM pracují jako center-aligned pwm.
- CLKSB:CLKSA - kombinací těchto bitů se určí zdroj hodinového signálu. Já jsem nastavil „01“, tedy vnitřní hodinový signál MCU.
- PS[2:0] – dělička hodinového signálu 1-128.

Nastavení registru TPMxSC je pak společné pro všechny kanály dané jednotky TPM. Základem každé jednotky TPM je 16-ti bitový registr čítací registr TPMxMOD.

TPMxCnSC je registr pro ovládání a konfiguraci kanálu n, jednotky TPM x.

	7	6	5	4	3	2	1	0
R	CHnF	CHnIE	MSnB	MSnA	ELSnB	ELSnA	0	0
W	0							
Reset	0	0	0	0	0	0	0	0

Obr. 29 Konfigurační registr PWM TPMxCnSC [5]

Význam jednotlivých bitů je následující:

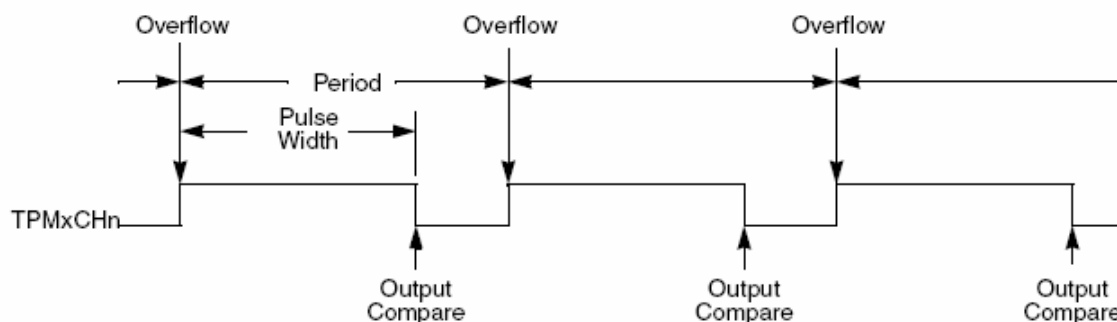
- CHnF – příznak přetečení registru TPMxCnV od kterého může být generováno přerušení.
- CHnIE – povolení přerušení od CHF.
- MSnB:MSnA – výběr módu v kterém má daný kanál pracovat, bylo nastaveno „10“, pro edge-aligned PWM.
- ELSnA:ELSnB – výběr polarity na výstupním pinu MCU.

Každý kanál má svůj TPMxCnV registr (16 bitů). Pokud je generována PWM, je právě číslem zapsaným v tomto registru určena šířka pulsu na výstupu.

Pro komunikaci a základní rastr 10ms jsou využity TPM1 a TPM3. Pro generování PWM pro ovládání zdrojů je tedy možné využít pouze TPM2. Ta obsahuje 3 kanály, 0-2.

Rozhodl jsem se použít edge-aligned PWM. Průběh signálu je na Obr. 30. V bodech označených jako „overflow“ je překročena v registru, který čítá pulsy od zdroje hodinového signálu, hodnota nastavená v registru TPMxMOD, kterým se nastavuje perioda. V bodě

označeném „output compare“ je čítacím registrem TPM překročena hodnota nastavená v 16-ti bitovém registru TPMxCnV, kterým se určuje šířka pulsu.



Obr. 30 Generování signálu PWM [5]

Inicializace PWM signálu je provedena zavoláním funkce *init\_pwm()*:

```
void init_pwm(){
    TPM2MOD =1000; //nastaveni frekvence, 1000*0,06us=66us, tedy cca 15 200Hz,
    TPM2SC = 0; // vse vypni
    TPM2C1V = 1000; // vychozi sirka pulzu-vystup natrvalo zkratovan
    pwm_val_pre=1000; //zapsani nastavene jako predchozi

    TPM2C1SC = TPM2C1SC_ELS1B_MASK | TPM2C1SC_MS1B_MASK; // pulz do log.1 |----|____|
    //TPM3C5SC = TPM3C5SC_ELS5A_MASK | TPM3C5SC_MS5B_MASK; // pulz do log.0 |____|-----|

    TPM2SC = TPM2SC_CLKSA_MASK; // spustit casovac, hodiny ze sbernice CPU, edge-aligned PWM
    // -> 1 tik casovace = 1/16588800 = 0.06us
}
```

Po inicializaci PWM je tedy výstup stále v log „1“, jelikož jak je zřejmé z kompletního schématu v příloze, právě v tomto stavu je sepnut IGBT zkratující výstup a druhý IGBT připojující zátěž k síti je rozepnut. Pro výstupní puls šířky 1000 je tedy na ventilátorech nulové napětí a pro puls šířky 0 je na ventilátoru maximální napětí. Inicializace PWM signálu je provedena pouze jednou před hlavní smyčkou programu.

Zápis hodnoty PWM do registru TPM2C1V se provádí ve funkci *PWM\_Out()*:

```
void PWM_Out () {

    int pwm_val; //pozadovana hodnota PWM
    int pwm_val_out;//hodnota PWM nastavena v aktulanim cyklu

    if (prizn==0){return;}

    pwm_val=pwmout[0].value; //nacteni pozadovane hodnoty pwm
    if (ain[3].valX>6000) {
        pwm_val=0;//pokud je modul zahraty nad 60°C, vypni ho
        ain[3].heaterr=1;//nahod priznak prehrati
    }
    else ain[3].heaterr=0;//neni prehrata, shod priznak prehrati
```



```

pwm_val=100-pwm_val;//inverze hodnoty 0-100
pwm_val=pwm_val*5;//prevod na rozsah regulace (0-500)
pwm_val=pwm_val+100;//posun regulace na (100-600)

if (pwm_val>580){pwm_val=1000;} //omezeni rozsahu rizeni, pri malem napeti se motory netoci
else if (pwm_val<110){pwm_val=0;} // pro velkou stridu natrvalo sepnout vystup

if (abs(pwm_val_pre-pwm_val)<5) pwm_val_out=pwm_val; //pokud je rozdil mensi nez 5, pak pozadovana =
vystupni
else if (pwm_val_pre<pwm_val)pwm_val_out=pwm_val_pre+5;// nastavena mensi nez pozadovana - zvyš o 5
else if (pwm_val_pre>pwm_val)pwm_val_out=pwm_val_pre-5;//nastavena mensi nez pozadovana - sniž o 5

pwm_val_pre=pwm_val_out;
if (pwm_val_out>580){pwm_val_out=1000;} //omezeni rozsahu rizeni, pri malych napetich se motory netoci
else if (pwm_val_out<110){pwm_val_out=0;} // pro velke napeti natrvalo sepnout vystup

TPM2C1V = (word)pwm_val_out;//zapsat do PWM pozadovanou delku pulsu (predvolbu casovace)
prizn=0; //vynulovat priznak ze probehlo 10ms preruseni
}

```

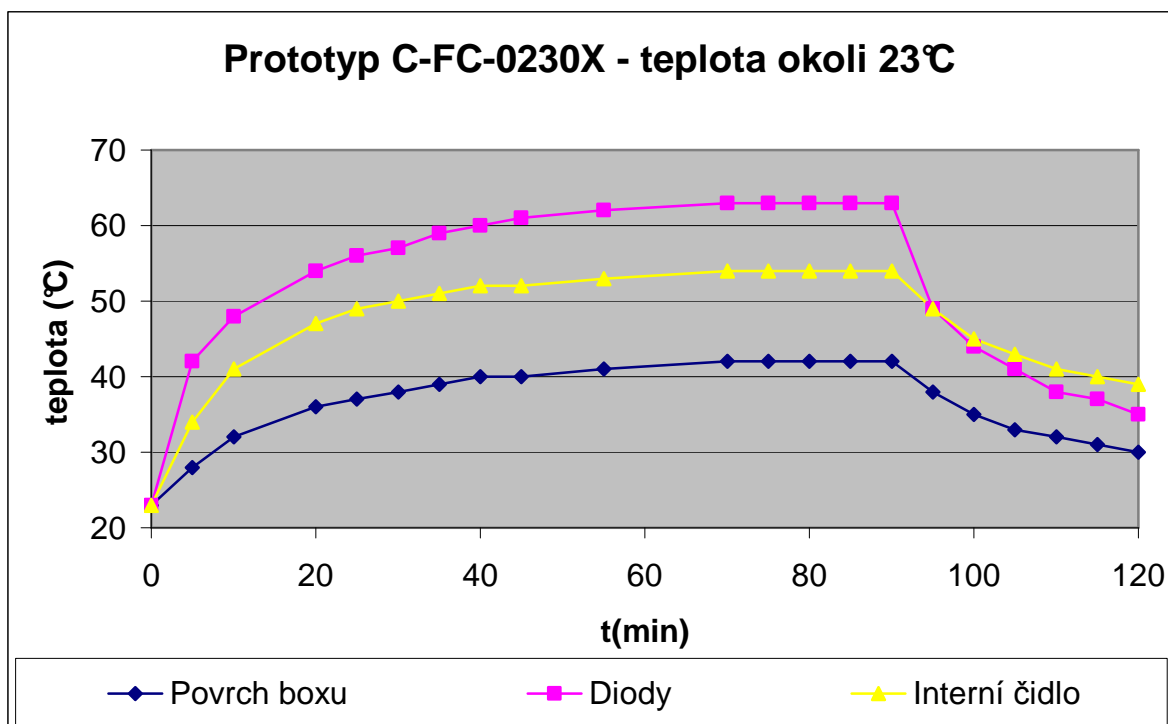
Funkce *PWM\_Out()* je volána při každém cyklu hlavní smyčky programu. Na počátku funkce je otestována proměnná *prizn*, která je nastavena každých 10ms, měnit výstupní střidu je tedy možné pouze v rastru 10ms. Následuje kontrola teploty uvnitř modulu, v případě, že je vyšší než 60 °C je nastaven příznak přehřátí a výstup je vypnut. Pak je přijatá hodnota v rozsahu 0-100 otočena a přepočtena na rozsah šířky pulsu 100-600. Následně je pro hodnoty požadované střídý větší než 580 nastavena požadovaná střída 1000, tedy výstup odpojen, pro napětí menší 100V se motory neroztočí. V opačném případě, kdy je požadované napětí na výstupu je větší než 205V je výstup sepnut natrvalo, hodnota požadované střídý je tedy nulová. Rozdíl v otáčkách motorů při 230 V a 205 V je téměř nezatelný a při trvale sepnutém výstupu nedochází na IGBT tranzistorech k dynamickým výkonovým ztrátám, které jsou pro velký proud výrazné. Požadovaná střída není do registru TPM2C1V zapsána přímo, ale je porovnána s hodnotou aktuálně zapsanou v tomto registru a podle toho je buď snížena nebo zvýšena o 5, takto je zajištěna rampa po které se napětí na výstupu zvyšuje, aby byl omezen rozběhový proud motorů. Pro maximální střidu 1000, při inkrementaci respektive dekrementaci o 5 je to 200 kroků z 0 na 230 V. Jelikož tato část programu probíhá každých 10ms, znamená to lineární nárůst napětí na výstupu 230 V / 2 s. Rampa je vytvořena kvůli rychlé pojistce, kterou jsou výkonové prvky jištěny. Po porovnání s maximy a minimy jsou hodnoty střídý již zapsány do TPM2C1V. Nakonec je vynulována proměnná *prizn*, aby další zapsání střídý proběhlo až po 10 ms přerušeni.[9]

## 8 Měření parametrů

U funkčního prototypu byly základní parametry ověřeny měřením. Především šlo o měření teploty v modulu, protože při vývoji prvního prototypu byly hlavně problémy s přehříváním výkonových prvků. Dále bylo změřeno vyzařování v stíněné komoře.

### 8.1 Měření oteplení

Pro měření teplot jsem využil ve firmě Teco vyrobenou měřící centrálu na kterou jsem připojil 2 čidla teploty. Třetí teplotu uvnitř modulu měřenou osazeným interním čidlem jsem vyčítal v Mosaicu přes centrálu Foxtrot. Čidlo označené jako „Povrch boxu“ bylo umístěna na zadní stěně z vnějšku co nejbližší chladičům tranzistorů, další čidlo jsem umístil mezi diody D21 a D20 dovnitř boxu. Krabíčku jsem umístil do vertikální polohy a uzavřel krytem. Oteplení jsem měřil pro nastavenou výstupní hodnotu 97 z rozsahu 0-100, tedy blízkou plnému napětí na výstupu, kdy motory mají maximální odběr, ale výstup není trvale sepnut a dochází k dynamickým ztrátám na výkonových prvcích. Právě v tomto stavu byly výkonové ztráty největší.



Graf 1 Naměřené teploty na C-FC-0230X

V grafu je vidět, že nejvíce se zahřívají diody v usměrňovacích můstcích, dle katalogového listu MUR460 mají vydržet teplotu až 150 °C. Já jsem na jejich povrchu naměřil 63 °C, což je tedy dostatečná rezerva. Teploty kopírují očekávaný exponenciální průběh. Na povrchu krabičky bylo naměřeno 42 °C a uvnitř krabičky 54 °C. Obavy, že povrch měniče bude příliš zahřátý, se tedy nepotvrdily. Uspokojivé je i to, že hodnota naměřená interním čidlem není proti skutečné teplotě na diodách nijak výrazně opožděna, přestože pro konečné oteplení byla o 9 °C nižší než nejvyšší teplota na diodách. Umístění interního čidla blíže diod ale již kvůli potřebné izolační vzdálenosti čidla od diod na síťovém potenciálu není možné.

## **8.2 Měření vyzařování v stíněné komoře**

Dalším důležitým parametrem, který musel být u modulu změřen bylo elektromagnetické vyzařování. Firma Teco pro toto měření disponuje provizorní stíněnou komorou. Tato komora nesplňuje předepsané parametry pro provádění zkoušek, před každým měřením je nutné změřit pozadí. Absolutní naměřené hodnoty totiž nemají příliš velkou vypovídací hodnotu jelikož komora není ideálně odtlumena. Samotné vyhodnocení naměřených průběhů je pak provedeno na základě porovnání předchozích naměřených průběhů s průběhy následně naměřenými v akreditované zkušebně. Nejčastější problémy s předchozími moduly jsou v pásmu od 15 do 230 MHz.

Nejprve bylo změřeno pozadí při vypnutém modulu, následně při zapnutém modulu, kdy byl modul připojen k centrále CIB sběrnicí. CIB sběrnice byla vytažena mimo komoru, takže měření nebylo ovlivněno centrálou Foxtrot a notebookem, přes který byly pomocí ethernetového rozhraní zadávány požadované hodnoty do centrály. Následně bylo provedeno měření pro různé hodnoty výstupního napětí měniče. Pro každou hodnotu byl průběh na spektrálním analyzátoru vyfocen. Bohužel spektrálním analyzátor neumožňoval jiný výstup hodnot než obrazovku a proto kvalita zobrazení zachycených průběhů není ideální.

Podle zkušeností z předchozích modulů, pro které bylo k dispozici porovnání s měřením v akreditované zkušebně, pro naměřené úrovně z improvizované komory by při zkoušce v akreditované zkušebně měl měnič vyhovět. Měnič byl zkoušen se stíněným kabelem mezi motory a měničem o délce 4m. Na výstupu měniče byla umístěna filtrační

tlumivka L3 6,8 $\mu$ H. Do termínu dokončení této práce ale nebylo stále rozhodnuto pro jaké aplikace bude měnič využit. Pro kabel delší jak 1m se na hranách výstupního napětí objevovaly zákmity, takže by bylo vhodné použít tlumivku s indukčností v řádech mH. Výhodné je, že indukčností bude procházet střídavý proud, tedy nebude problém se stejnosměrným sycením.

Testy odolnosti nebyly provedeny.

## Závěr

Hlavním úkolem této práce bylo porovnat možné způsoby řízení otáček ventilátorů s jednofázovým ASM a nalézt nejvhodnější způsob který, by byl realizovatelný jako CIB modul.

Po porovnání dostupných informací o možnostech řízení otáček a principu funkce, jsem se rozhodl realizovat tzv. AC chopper, jehož zapojení uveřejnila firma Motorola jako aplikační podporu pro své produkty. Toto zapojení jsem postavil nejprve jako zkušební prototyp pouze výkonové části. Při ožívování se ukázalo, že uveřejněné schéma bylo pouze velmi principiální a pro spolehlivou funkci muselo být upraveno. K IGBT tranzistorům jsem tedy navrhl odlehčovací sítě, pro jejichž návrh jsem využil i simulačního prostředí PSPICE. S pomocí těchto úprav a pečlivého výběru IGBT tranzistorů s co nejlepšími parametry se podařilo dosáhnout snížení výkonové ztráty na spínacích prvcích a značně zvýšit spolehlivost celého zapojení. Po odladění prvního schématu výkonové části a ověřením jejích parametrů byla zadána výroba funkčního prototypu v podobě, která by umožnila testování u zákazníků. Budoucí modul byl označen jako C-FC-0230X.

Při tvorbě schématu jsem některé části zapojení jako analogové vstupy a pomocné zdroje převzal z již hotových modulů realizovaných ve firmě Teco. Dalším časově dosti náročným bodem byl návrh DPS, který byl tvořen se snahou o dodržování zásad EMC, bezpečnosti i technologičnosti a s ní související ekonomičností následné výroby. Po realizaci modulu se ukázaly některé nedostatky v schématu i na DPS, které jsou v práci popsány a u dalšího prototypu budou odstraněny.

Pro splnění dalších úkolů jsem si musel nastudovat vlastnosti a principy CIB sběrnice a informace o procesorech řady V1 a jejich programování v jazyce C. Pro tvorbu firmwaru jsem využil podpory zkušenějších kolegů ve firmě, kteří mi poskytli již odzkoušené rutiny pro komunikaci a obsluhu periferních zařízení MCU. Při využití těchto rutin jsem naprogramoval a odladil kompletní firmware pro modul. Dále jsem se musel seznámit s řídicím systémem Foxtrot a základy konfigurace interního CIB mastera.

Podařilo se mi sestavit prototyp do funkční spolehlivé podoby včetně odladění firmwaru. Změnil jsem jeho základní parametry, především oteplovací charakteristika kvůli obavám z přehřívání modulu a vyzařování v stíněné komoře. Modul byl následně u

jednoho zákazníka otestován s ventilátory s ASM se stíněnými póly, kde byl zatížen několika motory s jednotlivými příkony do 50W. Dále byl vyzkoušen u jiného zákazníka s jednofázovým ASM s běhovým kondenzátorem s výkonem 175W. Jednalo se o motor který poháněl ventilátor z centrální ventilační jednotky. Oba tyto testy z technického hlediska dopadly úspěšně. Předvedený rozsah otáček byl pro zákazníky dostatečný, díky vysokému spínacímu kmitočtu byla regulace bezhlučná. Oteplení motorů nebylo proti chodu bez regulátoru podstatně vyšší.

Jednofázové 230V motory malých výkonů jsou v těchto ventilátorových jednotkách v poslední době nahrazovány EC motory. Výhodou EC motorů je to, že přímo v motoru je zpravidla integrována řídicí elektronika, která umožňuje plynulé řízení otáček ventilátoru. Dále se EC motory vyznačují vyšší účinností a nespornou výhodou je napájení bezpečným napětím (převážně 24V). Nevýhodou EC motorů je vyšší cena a nutný napájecí zdroj. Výhodou jednofázových ASM se stíněnými póly je pouze nízká cena. Využití C-FC-0230X vidím spíše jako regulátor jednofázových motorů středních výkonů do 325W, pro malé ventilátory s výkony v desítkách watů si myslím, že se současným nástupem EC motorů byl modul dokončen příliš pozdě.

Modul je nyní ve fázi prototypu, který je testován u potenciálních zákazníků. V případě zájmu bude přepracována podoba modulu na míru zákazníka a bude spuštěna ověřovací série před zavedením výroby.

## Použité zkratky

AD = převodník analogového signálu na číslicový

AI = analogový vstup

AO = analogový (spojitý) výstup

ASM = asynchronní motor

BPS = jednotka pro napájení CIB sběrnice z 24V

CIB = dvouvodičová instalační sběrnice

DI = binární vstup

DO = binární výstup

DPS = deska plošného spoje

EC = elektronicky komutovaný (motor)

EMC = elektromagnetická kompatibilita

IGBT = bipolární tranzistor s izolovaným hradlem

MCU = mikroprocesor

PFC = power factor corection, obvody a filtry tvarující odebíraný proud

PLC = programovatelný logický automat

PWM = pulzně šířková modulace

SCI = rozhraní pro sériovou linku

SPI = rozhraní pro sériovou komunikaci

SSR = polovodičové relé bez mechanických kontaktů

TPM = jednotka časovače/PWM

TTL = binární signál v úrovni 0-5V

V1 = řada mikroprocesorů od Freescale Semiconductor inc.

## Literatura a zdroje

[1] STEKL, Petr; *Single AC induction motor kontrol reference design (DRM039/D)*. Freescale Semiconductor inc. : M68HC08 microcontrollers, Designer reference manual, 3/2003 ,[cit. 2010-05-14]. Angličtina. Dostupný z WWW: <[http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref\\_manual/DRM039.pdf](http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref_manual/DRM039.pdf)>.

[2] *Speed control for fractional horsepower motors (ED-1000)*. Twin City Fan Companies, Ltd. : Engineering data, 2/2000 ,[cit. 2010-06-11]. Angličtina. Dostupný z WWW: <[http://www.tcf.com/tcfblower/pdfs/engr\\_data/ED1000.pdf](http://www.tcf.com/tcfblower/pdfs/engr_data/ED1000.pdf)>.

[3] DE GERSEM, Herbert; HAMEYER, Kay; *Time-harmonic finite element simulation of a shaded pole induction machine*. ISEF 2001 – 10th International Symposium of Electromagnetic Fields in Electrical Engineering, Cracow, Poland, 2001/9 [cit. 2010-08-11]. Angličtina. Dostupný z WWW: <[http://www.esat.kuleuven.be/electa/publications/fulltexts/pub\\_703.pdf](http://www.esat.kuleuven.be/electa/publications/fulltexts/pub_703.pdf)>.

[4] *A24N – jednofázové asynchronní motory*. Atas Náhod a.s. : katalogový list jednofázových ASM, [cit. 2010-04-11]. Čeština. Dostupný z WWW: <<http://www.atas.cz/files/A24N.PDF>>.

[5] JEŘÁBEK, Lukáš. *Návrh HW a SW převodníku do skenovací hlavice čidel*. Praha, 2009. 81 s. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická. Vedoucí diplomové práce: HLINOVSKÝ, Martin. Dostupná z WWW: <[http://support.dce.felk.cvut.cz/mediawiki/images/4/46/Dp\\_2009\\_jerabek\\_lukas.pdf](http://support.dce.felk.cvut.cz/mediawiki/images/4/46/Dp_2009_jerabek_lukas.pdf)>.

[6] SENAN, M. Bashi; ARIS, I.; HAMAD, S.H.; *Development of Single Phase Induction Motor Adjustable Speed Control Using M68HC11E-9 Microcontroller* [online]. Alžírsko : Journal of Applied Science 5 (2): 249-252, 2005 ,[cit. 2009-05-14]. Angličtina. Dostupný z WWW: < <http://docsdrive.com/pdfs/ansinet/jas/2005/249-252.pdf> >. ISSN 1812-5654.

[7] ŠTĚPINA, Jaroslav. *Jednofázové indukční motory*. Praha : SNTL, 1957. 198 s.

[8] Interní dokumentace firmy Teco.

[9] LOUIS, Dirk; MEJZLÍK, Petr; VIRIUS, Miroslav. *Jazyky C a C++ podle normy ANSI/ISO*. Praha : Grada, 1999. 644 s. ISBN 80-7169-631-5.



[10] NOVÁK, Jaroslav; JANEČEK, Jan; VÁCLAVÍK, Hynek. Vlastnosti frekvenčně řízených pohonů s jednofázovými asynchronními motory . *Elektro*. 2010, 2010, 2, s. 6-11. Dostupný také z WWW: <<http://www.odbornecasopisy.cz/res/pdf/40420.pdf>>.

[11] *Indukční stroje 5 – jednofázový motor*, Výuková prezentace Střední průmyslové školy strojní a elektrotechnické a vyšší odborné Liberec, [cit. 2009-05-14]. Dostupný z WWW:<[http://www.pslib.cz/pe/skola/studijni\\_materialy/prezentace/elektricke\\_stroje/3\\_rocnik/ind\\_stroje\\_6.pps](http://www.pslib.cz/pe/skola/studijni_materialy/prezentace/elektricke_stroje/3_rocnik/ind_stroje_6.pps)>.

[12] *MCF51QE128 rev03 reference manual*, Freescale Semiconductor inc., 2007/9, [cit. 2010-05-14]. Angličtina. Dostupný z WWW: <[http://cache.freescale.com/files/32bit/doc/ref\\_manual/MCF51QE128RM.pdf](http://cache.freescale.com/files/32bit/doc/ref_manual/MCF51QE128RM.pdf)>.

[13] GÜRTLER, Oto. *Návrh modulu řízení ventilátorů pro malou rekuperační jednotku*. Pardubice, 2011. 22 s. Ročníkový projekt. Univerzita Pardubice. Vedoucí práce Jindřich Kubec.

[14] PAVELKA, Jiří; ČEŘOVSKÝ, Zdeněk; LETTL, Jiří. *Výkonová elektronika*. Praha : Nakladatelství ČVUT, 2007. 227 s. ISBN 978-80-01-03626-6.

## Seznam obrázků

OBR. 1 MOMENTOVÁ CHARAKTERISTIKA PULSUJÍCÍHO MAGNETICKÉHO POLE [11].....	13
OBR. 2 ELEKTRICKÉ SCHÉMA JEDNOFÁZOVÉHO ASM S POMOCNÝM VINUTÍM [11] .....	13
OBR. 3 KONSTRUKČNÍ USPOŘÁDÁNÍ JEDNOFÁZOVÉHO ASM S POMOCNÝM VINUTÍM [7].....	14
OBR. 4 MOMENTOVÉ CHAR. 1F ASM S POMOCNÝM VINUTÍM. MC = S BĚHOVÝM C, MR = S ODPOROVÝM VINUTÍM, M = BEZ POMOCNÉHO VINTÍ, MC0 = S ROZBĚHOVÝM C [11] .....	15
OBR. 5 KONSTRUKČNÍ USPOŘÁDÁNÍ JEDNOFÁZOVÉHO ASM S STÍNĚNÝMI PÓLY [11] .....	16
OBR. 6 VZOROVÉ MOMENTOVÉ CHARAKTERISTIKY JEDNOFÁZOVÝCH ASM S STÍNĚNÝMI PÓLY OD FIRMY ATAS [4].....	17
OBR. 7 JEDNOFÁZOVÝ MĚNIČ FREKVENCE .....	20
OBR. 8 VZTAH MEZI CHARAKTERISTIKOU ASM A VENTILÁTORU PRO SNIŽUJÍCÍ SE NAPÁJECÍ NAPĚTÍ.....	22
OBR. 9 FÁZOVÁ REGULACE S TRIAKEM [1].....	24
OBR. 10 AC CHOPPER - BLOKOVÉ SCHÉMA [1].....	26
OBR. 11 TRANZISTOR V DIODOVÉM MŮSTKU [1].....	29
OBR. 12 VÝKONOVÁ ČÁST, PRVNÍ VERZE .....	30
OBR. 13 BUZENÍ VÝKONOVÉ ČÁSTI, PRVNÍ VERZE.....	31
OBR. 14 DPS PRVNÍHO PROTOTYPU VÝKONOVÉ ČÁSTI .....	33
OBR. 15 PROUD R1, 0,84A/DÍLEK .....	35
OBR. 16 PARAZITNÍ KAPACITU U TRANZISTORU [14].....	36
OBR. 17 PROUD R1 S RC ČLEMEM 2N2-20R NA VÝSTUPU, 0,84A/DÍLEK .....	37
OBR. 18 PROUD R1 S C 2N2 NA VÝSTUPU, 0,84A/DÍLEK, .....	38
OBR. 19 UCE T1, 50V/DÍLEK .....	38
OBR. 20 UCE T2, 50V/DÍLEK .....	39
OBR. 21 ODLEHČOVACÍ SNUBBER, SCHÉMA PRO SIMULACI V PSPICE .....	41
OBR. 22 SIMULACE STŘEDNÍ VÝKONOVÉ ZTRÁTY NA Z9 A Z10 PRO L16,17 6,8MH .....	42
OBR. 23 POPIS A ZAPOJENÍ SVOREK MODULU C-FC-0230X [8] .....	44
OBR. 24 BLOKOVÉ SCHÉMA MODULU C-FC-0230X .....	45
OBR. 25 VYPÍNAČÍ CHARAKTERISTIKA POJISTKY FF550220 .....	47
OBR. 26 CENTRÁLNÍ JEDNOTKA TECOMAT FOXTROT S JEDNOTKOU BPS [5].....	49
OBR. 27 VÝVOJOVÝ DIAGRAM HLAVNÍ SMYČKY PROGRAMU .....	53
OBR. 28 KONFIGURAČNÍ REGISTR PWM, TPMxSC [5].....	54
OBR. 29 KONFIGURAČNÍ REGISTR PWM TPMxCNSC [5].....	55
OBR. 30 GENEROVÁNÍ SIGNÁLU PWM [5].....	56

## Seznam grafů

GRAF 1 NAMĚŘENÉ TEPLoty NA C-FC-0230X .....	58
---	----

## Seznam příloh

PŘÍLOHA Č.1 – MODUL C-FC-0230X – FOTO MECHANIKY

PŘÍLOHA Č.2 MODUL C-FC-0230X – FOTO OSAZENÉ DPS

PŘÍLOHA Č.3 - DPS TXB02270-00 PRO PROTOTYP C-FC-0230X

PŘÍLOHA Č.4 – SCHÉMA TXK13340REV01 – PROTOTYP C-FC-0230X

PŘÍLOHA Č.5 – MĚŘENÍ VYZAŘOVÁNÍ – PROTOTYP C-FC-0230X

PŘÍLOHA Č.5 - PRVNÍ PROTOTYP VÝKONOVÉ ČÁSTI

### Na CD

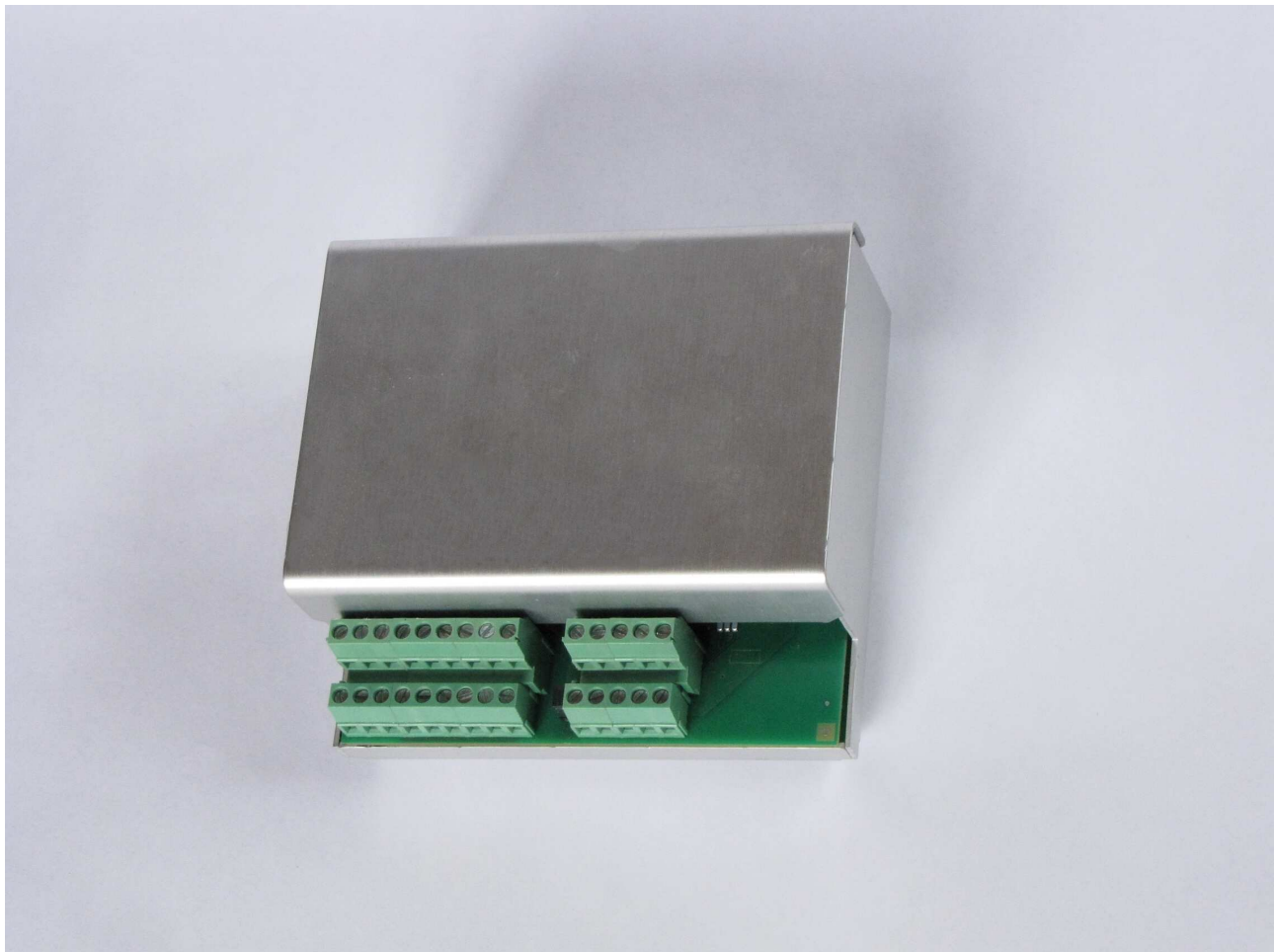
Schéma TXK13340 rev02

Návrh DPS TXB02270-00 - TOP (vrchní strana)

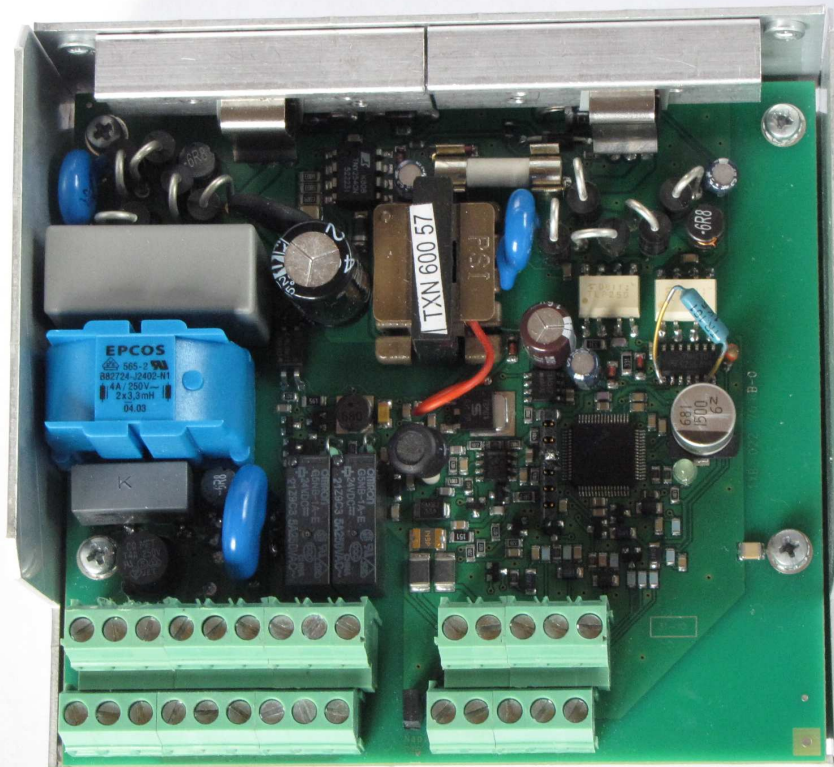
Návrh DPS TXB02270-00 - BOTTOM (spodní strana)

Stručná uživatelská dokumentace TXV13340rev00

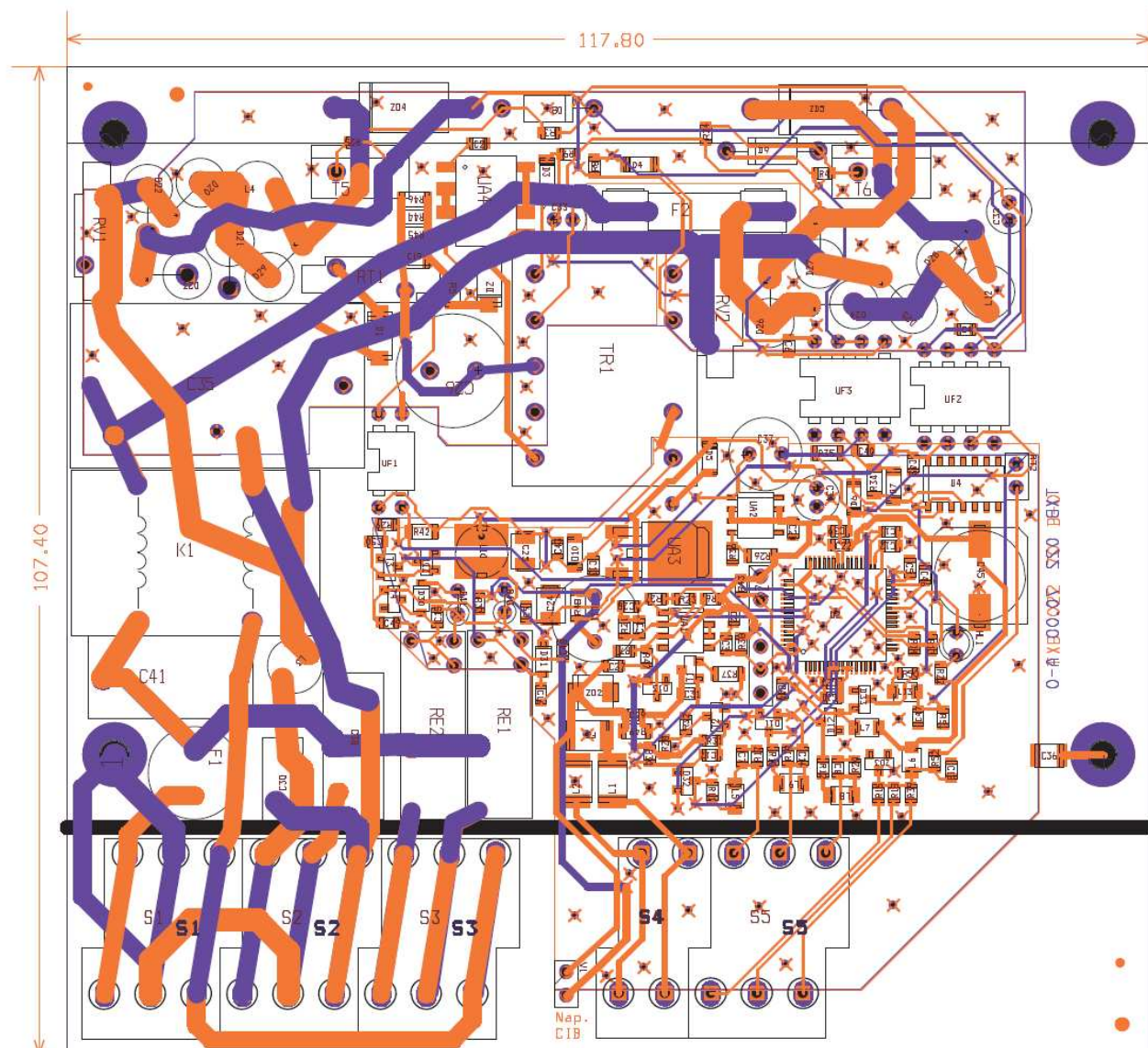
Příloha č.1 – Modul C-FC-0230X – foto mechaniky



Příloha č.2 Modul C-FC-0230X – foto osazené DPS

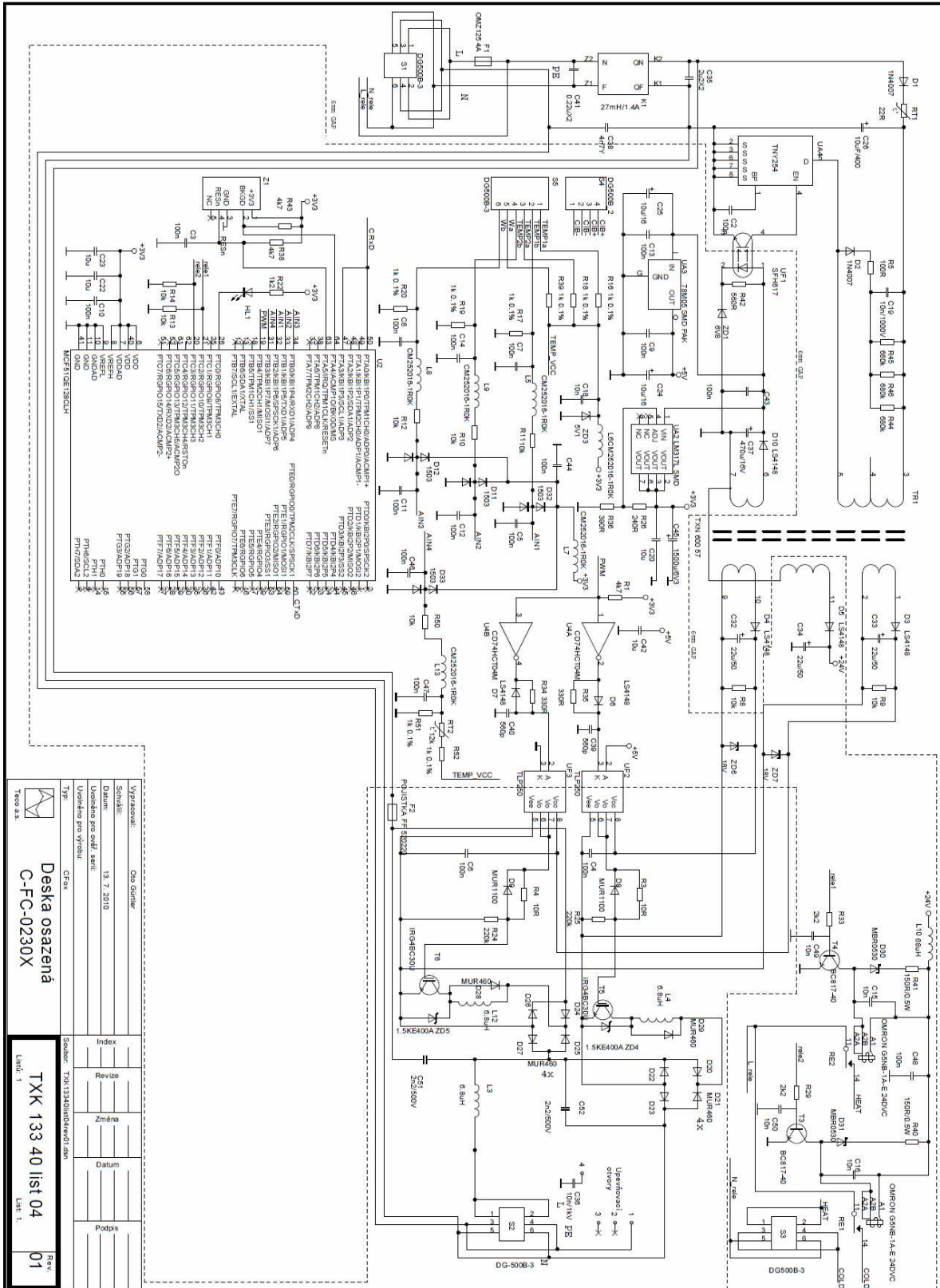


### Příloha č.3 - DPS TXB02270-00 pro prototyp C-FC-0230X



RV2 a RV1 odpovídají ve schématu C51 a C52, C38 byl v revizi 01 ze schématu odstraněn a při výrobě nebyl osazen.

# Příloha č.4 – Schéma TXK13340rev01 – prototyp C-FC-0230X



Typ:	Deska osazená C-FC-0230X
Soluční: TXK13340rev01.dsn	
Verze:	TXK 133 40 list 04
Datum:	13. 7. 2010
Uvolněno pro výrobu:	CFox
Vytvořeno:	Old Gunter
Schválil:	
Index:	
Revize:	
Změna:	
Datum:	
Podpis:	
Rev:	01

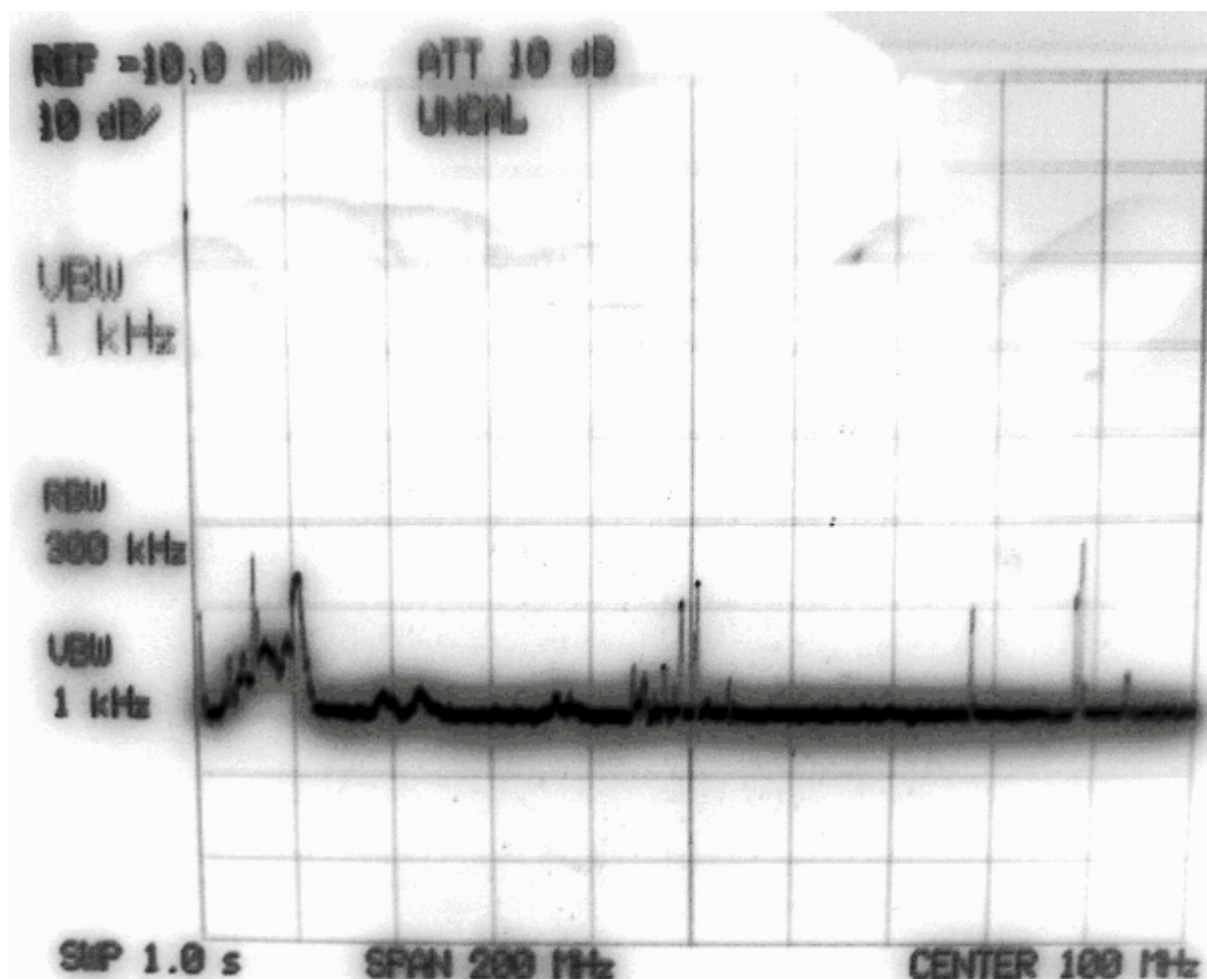


## Příloha č.5 – Měření vyzařování – prototyp C-FC-0230X

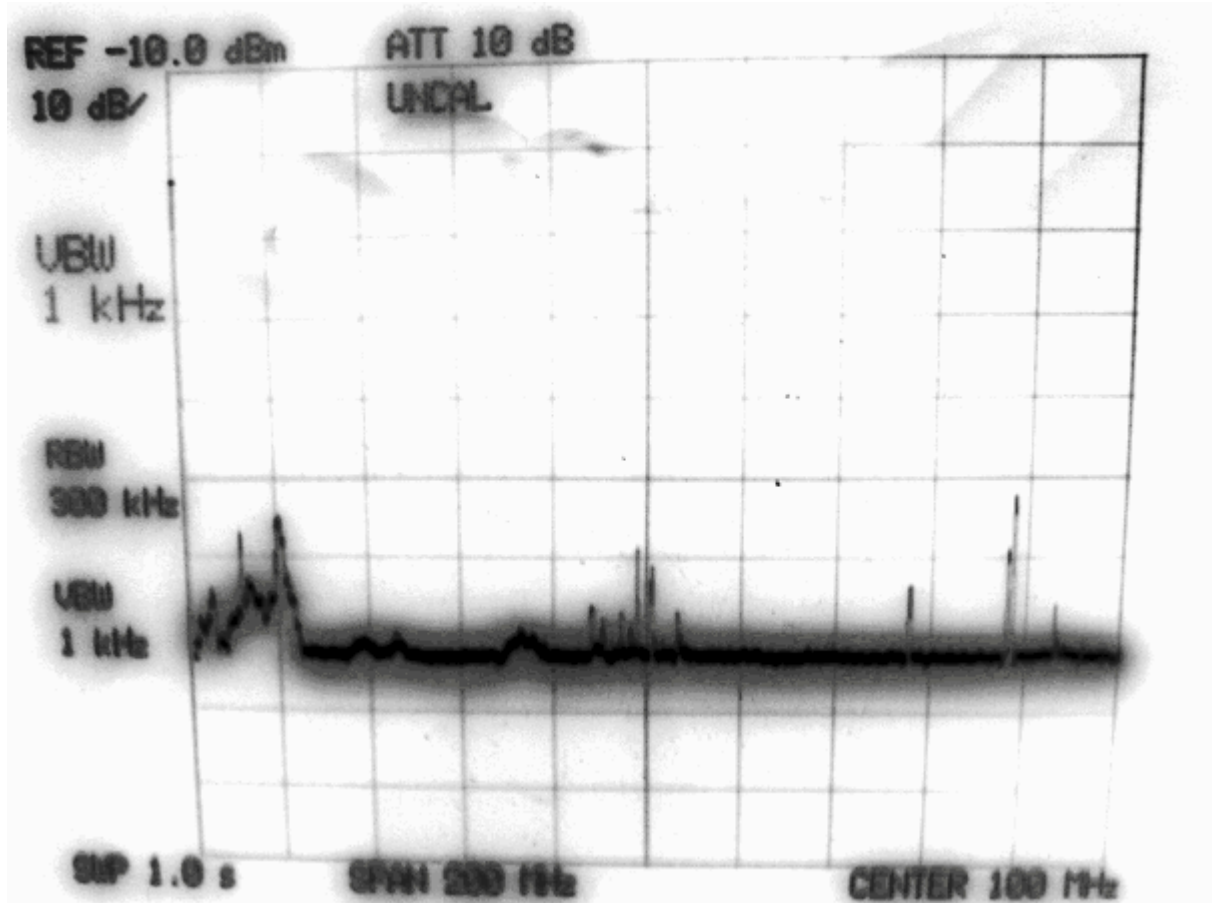
24.11. 2010, měření v pásmu 0-200MHz, měřeno pro reprezentativní vzorek 5-ti motorů s odběrem 1,48A efektivních. Motory připojeny k měniči 4m stíněným kabelem. AO je poměrné výstupní napětí.

Jedná se o provizorní komoru, která není ideálně stíněná a není bezodrazová. Na průbězích není zakreslena mez vyzařování. Průběhy jsem vyhodnotil podle porovnáním s měření předchozích modulů které byly následně zkoušeny v akreditované zkušebně.

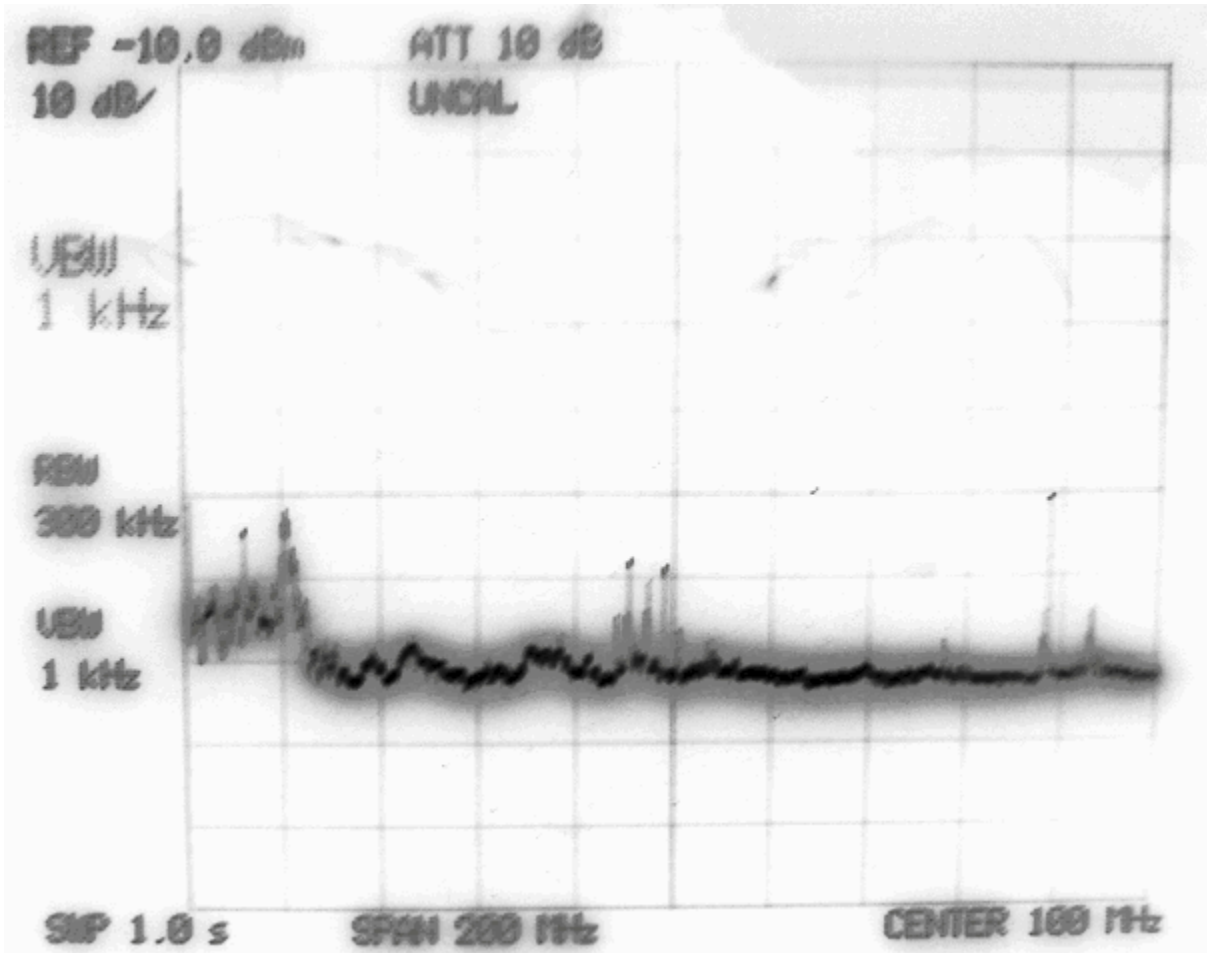
### Pozadí



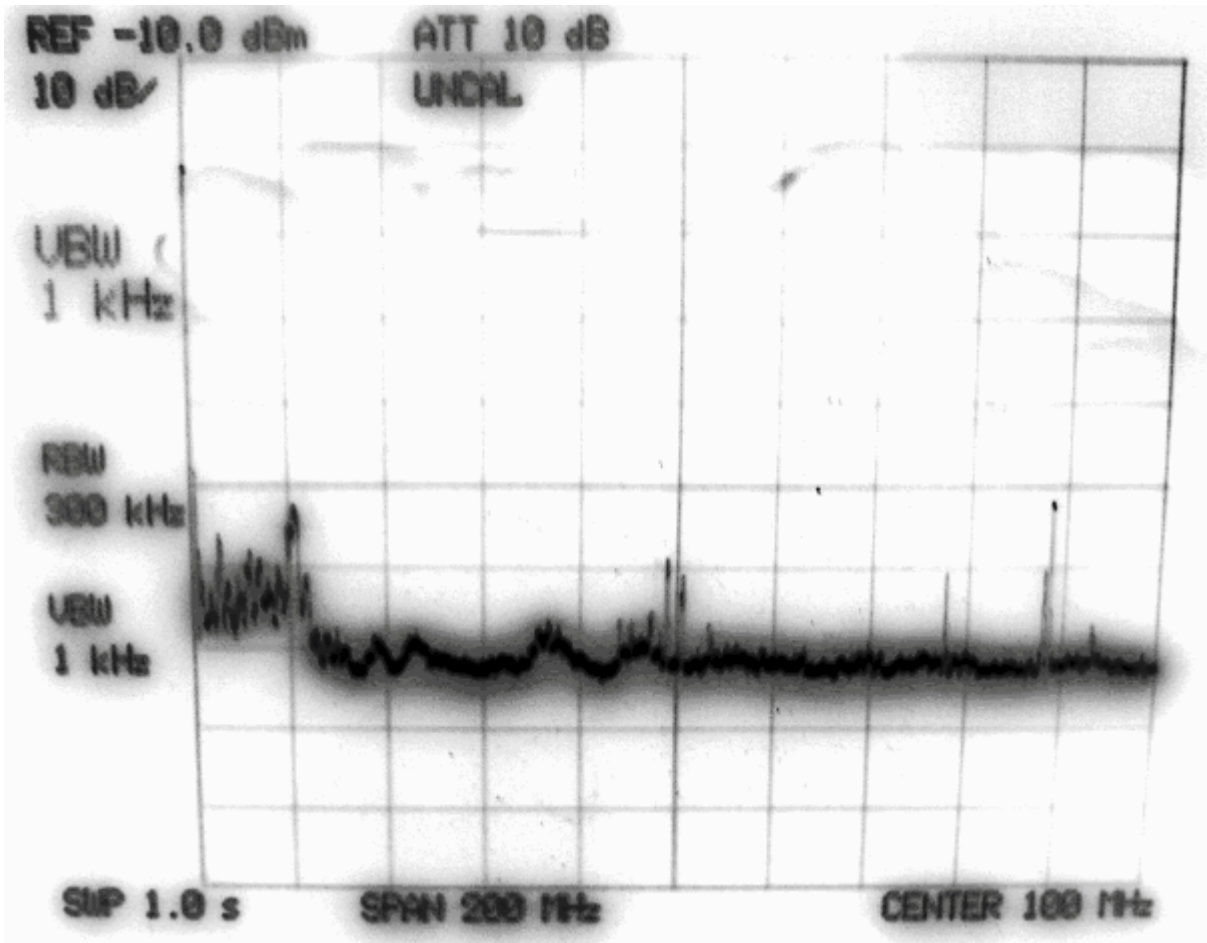
Modul v chodu, výkonová část odpojena



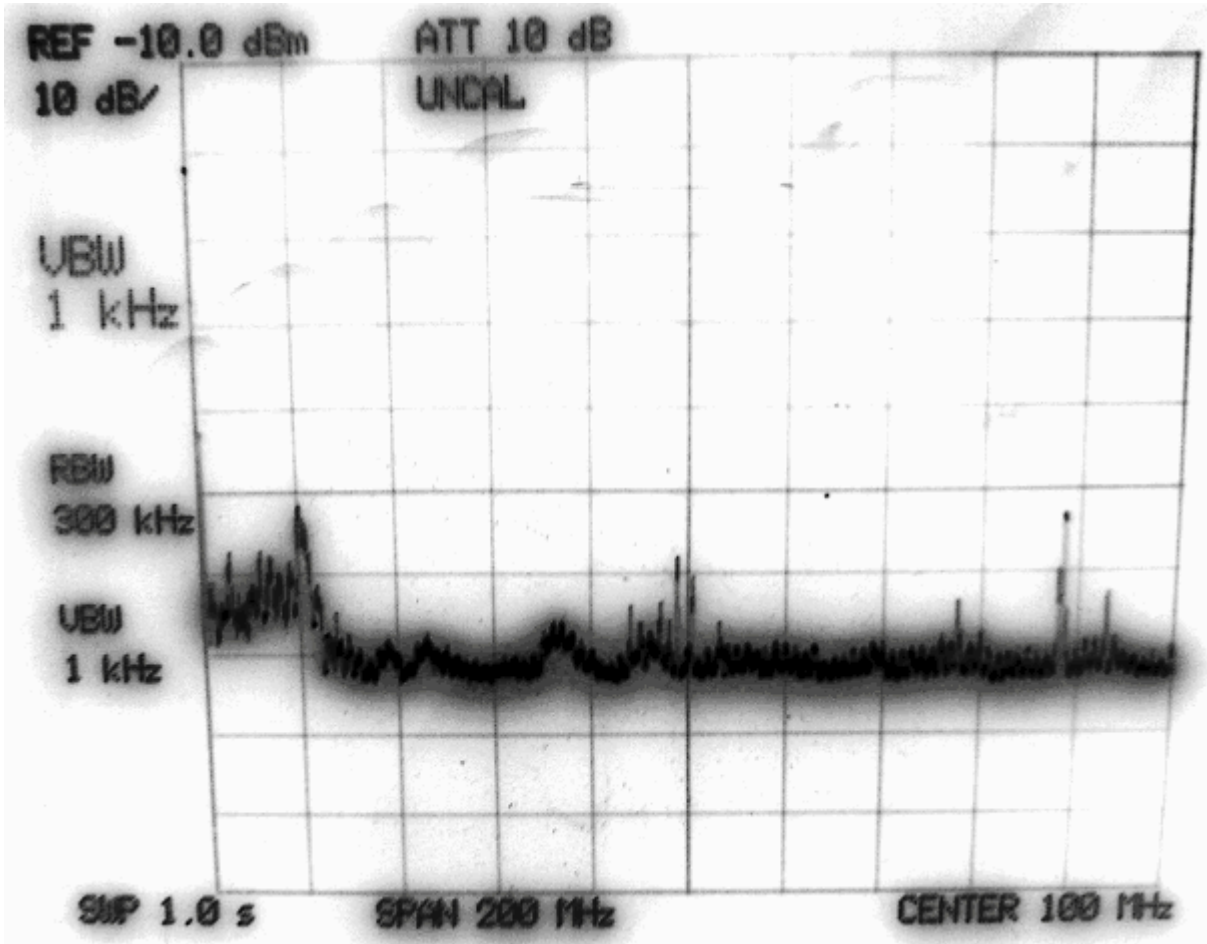
AO = 10%



AO = 50%



AO = 90%



Příloha č.5 - První prototyp výkonové části

