

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE  
Fakulta elektrotechnická  
Katedra elektrických pohonů a trakce

Bakalářská práce

# **Frekvenční měnič malého výkonu pro asynchronní motory**



2017

Jan SIXTA

## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Sixta** Jméno: **Jan** Osobní číslo: **406302**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**  
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**  
Studijní obor: **Aplikovaná elektrotechnika**

## II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

**Frekvenční měnič malého výkonu pro asynchronní motory**

Název bakalářské práce anglicky:

**Frequency converter for low power asynchronous motors**

Pokyny pro vypracování:

1. Popište frekvenční měniče - typy, funkce a použití
2. Navrhněte zapojení a tištěný spoje pro realizaci měniče
3. Ověřte funkčnost navrženého prototypu frekvenčního měniče
4. Proveďte měření pro ověření parametrů měniče

Seznam doporučené literatury:

- [1] Lettl J., Čeřovský Z., Pavelka J.: Výkonová elektronika, skripta ČVUT FEL
- [2] Javůrek J.: Regulace moderních elektrických pohonů, Grada
- [3] Pavelka, J., Zděnek, J.: Elektrické pohony a jejich řízení. 1. vyd., Praha, ČVUT, 2010
- [4] CHAPMAN, S.: Electric Machinery Fundamentals 4th edition, 2005

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

**Ing. Vít Hlinovský CSc., katedra elektrických pohonů a trakce FEL**

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **12.12.2016** Termín odevzdání bakalářské práce: **10.01.2017**

Platnost zadání bakalářské práce: **28.2.2017**

Podpis vedoucí(ho) práce

Podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

Podpis děkana(ky)

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací.  
Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

**6.1.2017**

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

## Prohlášení

Prohlašuji, že jsem svou bakalářskou práci vypracoval samostatně a použil jsem pouze podklady (literaturu, projekty, SW apod.) uvedené v příloženém seznamu.

Nemám závažný důvod proti užití tohoto školního díla ve smyslu § 60 Zákona č.121/2000Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon).

V Praze dne .....

.....

Podpis

## Anotace

Bakalářská práce se zabývá návrhem a praktickou realizací frekvenčního měniče pro řízení asynchronních motorů malého výkonu. Popsané řešení umožňuje řídit otáčky i moment asynchronních motorů, reverzaci směru otáčení s využitím skalárního řízení. Práce se dále zabývá návrhem pomocného spínaného napájecího zdroje, galvanickým oddělením ovládacích signálů frekvenčního měniče, jako jsou signál start, stop a reverzace, dále analogového řídicího napětí 0 - 10 V a komunikační sběrnice RS232, která slouží pro vzdálené ovládání měniče, jeho konfiguraci a usnadnění ladění programu při jeho vývoji. Řízení frekvenčního měniče je realizováno s využitím mikroprocesoru ARM Cortex M3. Zkonstruovaný frekvenční měnič byl naprogramován a úspěšně otestován.

## Abstract

The variable frequency drive described in this bachelor thesis allows the control of low power induction motors. The variable frequency drive allows controlling the speed, torque and direction of rotation with the use of scalar control algorithm. Auxiliary switchmode power supply is designed for the variable frequency drive. The thesis also describes solutions for galvanic isolation of control signals, such as start, stop and reverse signal, analog control voltage 0 to 10 V and RS232 communication interface, which is used for remote control and configuration of the drive and also for software debugging purposes. Cortex M3 microcontroller is used to control the converter. The designed variable frequency drive has been successfully built, programmed and tested.

## Klíčová slova

Frekvenční měnič, asynchronní motor, spínaný napájecí zdroj, jednočinný blokuující měnič, mikroprocesor, ARM Cortex M3.

## Key Words

Variable frequency drive, induction motor, switchmode power supply, flyback converter, microcontroller, ARM Cortex M3.

## OBSAH

1. Úvod .....	8
2. Asynchronní motor .....	9
2.1 Konstrukce asynchronního motoru .....	9
2.2 Princip funkce asynchronního motoru .....	9
3. Frekvenční měnič .....	10
4. Řízení otáček asynchronního motoru .....	11
4.1 Vektorové řízení .....	11
4.2 Přímé řízení momentu .....	11
4.3 Skalární řízení .....	11
5. Parametry navrhovaného frekvenčního měniče .....	13
6. Blokové schéma frekvenčního měniče .....	13
7. Popis jednotlivých částí frekvenčního měniče .....	14
7.1 Usměrňovač, filtrace a obvod měkkého startu .....	14
7.2 Návrh výkonové části střídače .....	16
7.3 Budiče tranzistorů MOSFET .....	18
7.4 Měření výstupních proudů .....	18
7.5 Spínání brzděného odporu .....	19
7.6 Obvody ochrany, měření teploty a napětí meziobvodu .....	20
7.7 Izolovaný komunikační interface .....	21
7.8 Řídící mikropočítač frekvenčního měniče .....	22
8. Řídící algoritmy frekvenčního měniče .....	23
8.1 Měření fázových proudů motoru .....	23
8.2 Měření fázových proudů „single shunt“ .....	23
8.3 Generování větvových napětí střídačem .....	24
8.4 Injektování třetí harmonické .....	25
8.5 Regulace momentu motoru .....	26
9. Pomocný napájecí zdroj .....	27
9.1 Potřebná napájecí napětí .....	27
9.2 Jednočinný blokující měnič .....	27
9.3 Výpočet transformátoru pomocného zdroje .....	28
10. Návrh plošného spoje .....	30
11. Ověření vlastností frekvenčního měniče .....	31

11.1 Měření pomocného napájecího zdroje .....	31
11.2 Ověření galvanického izolátoru AIN .....	31
11.3 Galvanické oddělení linky RS232.....	32
11.4 Galvanické oddělení vstupů D1 – D3 .....	32
11.5 Kontrola funkce střídače .....	33
11.6 Test nadproudového komparátoru .....	34
11.7 Frekvenční měnič s motorem.....	34
11.8 Regulace motoru se zátěží.....	35
12. Závěr .....	36
13 . Literatura.....	37
Příloha A – Schéma zapojení.....	38
Příloha B – Ukázky zdrojových kódů .....	40
Příloha C - Fotografie .....	41

## Seznam příloh

Příloha A – Úplné schéma zapojení frekvenčního měniče

Příloha B – Ukázky zdrojových kódů

Příloha C – Fotografie

## Seznam použitých zkratk a symbolů

AIN	Analogový vstup řídicího napětí 0 – 10 V
$B_{\max}$	Maximální dosažená hodnota magn. indukce
$C_{\text{filt}}$	Kapacita filtrační kapacity v meziobvodu
$\cos \varphi$	Účinník
d	pracovní činitel sepnutí tranzistoru ( $T_{\text{on}} / T$ )
DDS	Direct Digital Synthesis (přímá digitální syntéza)
deadtime	Minimální doba, kdy nevede žádný tranzistor polomůstku
$D_p$	Průměr vodiče primárního vinutí
DTC	Direct Torque Control (přímé řízení momentu)
$\eta$	Účinnost motoru
$E_{z2}$	Energie ztracená v jednom spínacím cyklu
$f_2$	Frekvence indukovaného napětí v rotoru
$f_c$	Zlomový kmitočet filtru
FCC	Flux Current Control
$f_o$	Výstupní kmitočet DDS syntézy
$f_{\text{sw}}$	Spínací kmitočet polomůstek ve střídači
gate	Řídicí elektroda tranzistoru MOSFET nebo IGBT

$g_{VBUS}$	Přenos napěťového děliče měření napětí meziobvodu
$I_1$	Proud protékající statorovým vinutím
$I_a, I_b, I_c$	Proudy jednotlivými fázemi trojfáz. zátěže
$I_{ASRC}$	Proud napájející referenční zdroj
$I_{dav}$	Střední proud odebíraný z meziobvodu
$I_{fav}$	Střední usměrněný proud diody
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
$I_{pk}$	Špičkový proud primární vinutím
$I_{fm}$	Proud jednou fází střídače
$I_{prms}$	Efektivní proud primárním vinutím
$I_{trip}$	Proud aktivace nadproudové ochrany
$J$	Proudová hustota
$L_p$	Primární magnetizační indukčnost
LUT	Look-Up Table (vyhledávací tabulka)
$m$	Modulační index
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
$n_1$	Synchronní otáčky motoru
$N_p, N_s$	Počet závitů primárního a sekundárního vinutí
$\omega$	Úhlová frekvence statorového proudu
$\Omega_1$	Úhlová frekvence otáčení statorového pole
$p$	Počet pólů stroje
PIR	Phase Increment Register (registr úhlového přírůstku)
$P_{nom}$	Jmenovitý výkon motoru
$\Psi$	Magnetický indukční tok statoru
PWM	Pulse Width Modulation (pulsně šířková modulace)
$P_{z1}$	Vodivostní výkonová ztráta
$P_{z2}$	Spínací výkonové ztráty
RS232	Sériová komunikační sběrnice
$R_{thch}$	Tepelný odpor chladiče
$R_{thjc}$	Tepelný odpor přechod – pouzdro
$s$	Skluz
$S$	Zdánlivý výkon
$T_a, T_j$	Teplota okolí, teplota přechodu
$\Delta u$	Zvlnění napětí meziobvodu
$U_1$	Svorkové napětí statoru
$U_d$	Napětí meziobvodu
$U_{rrm}$	Opakovatelné závěrné napětí
$U_s$	Sdružené napětí (mezi výstupy větví střídače)
$V_{AOUT}$	Výstupní napětí referenčního zdroje pro vstup AIN
$V_{bus}$	Maximální měřitelné napětí meziobvodu
$V_{OCP}$	Napěťová reference nadproudového komparátoru L6390D
$V_{ref}$	Referenční napětí

## 1. Úvod

V této práci se zabývám návrhem a realizací prototypu frekvenčního měniče pro asynchronní motory malého výkonu  $< 500 \text{ W}$ .

Cílem práce bylo navrhnout kompletní praktické řešení jak celého schématu zapojení frekvenčního měniče, tak i jeho software. Navržený frekvenční měnič bude vyroben a na tomto prototypu bude následně možné ověřit funkci jednotlivých částí frekvenčního měniče a také funkci jako celku.

V první části obecně popisují konstrukci a vlastnosti asynchronního motoru. Dále se zabývám možnostmi řízení otáček asynchronních motorů a porovnávám jednotlivé druhy řízení a jejich vhodnost pro různé aplikace. Je uvedeno základní odvození skalárního řízení typu U/f. na konec je uvedeno zadání vlastností, jaké by měl navrhovaný frekvenční měnič splňovat.

V další části se zabývám uspořádáním jednotlivých bloků, ze kterých se bude frekvenční měnič skládat. Bude popsána funkce a činnost těchto bloků, včetně návrhu jejich schémat zapojení.

Následně popíšu základní algoritmy použité k měření veličin (především fázových proudů) ve frekvenčním měniči, způsob generování výstupních napětí ve střídači a možnosti řízení momentu motoru.

Frekvenční měnič má řídicí obvody napájené pomocným spínaným zdrojem, jehož návrhu a výpočtu bude také věnována část této práce.

Na závěr ověřím funkčnost jednotlivých obvodových částí na vyrobeném prototypu frekvenčního měniče, na který jsem navrhnul plošný spoj. Správná funkce měniče bude ověřena i na asynchronním motoru se zátěží.



## 2. Asynchronní motor

Asynchronní motor je elektrický točivý stroj napájený střídavým proudem. Díky své jednoduché konstrukci a tudíž vysoké spolehlivosti se jedná o nejrozšířenější a nejběžnější typ elektrických motorů. Tok energie mezi státorem a rotorem probíhá výhradně elektromagnetickou indukcí. Tento motor se proto také často nazývá indukční (anglicky: induction motor).

### 2.1 Konstrukce asynchronního motoru

Asynchronní motor se skládá ze dvou hlavních částí:

**Stator:** Je pevnou částí motoru, obsahující statorové plechy s vinutím v drážkách, nese ložiska pro hřídel rotoru a zpravidla patky nebo příruby k uchycení motoru.

**Rotor:** Je otáčející se částí motoru. Na rotoru jsou nalisované rotorové plechy taktéž s drážkami, do kterých je uloženo rotorové vinutí.

Rotorů u asynchronních motorů jsou dva druhy: Kotva nakrátko (klecová) – vinutí připomíná klec (anglicky bývá vinutí označováno jako „squirrel cage“) a je zpravidla odlito z hliníku a není od rotorových plechů izolováno. Druhým typem je kotva kroužková. Vinutí je provedeno izolovaným vodičem, jehož konce jsou vyvedeny na kroužky. Vinutí může být zapojené do hvězdy, trojúhelníku nebo dvoufázové do V. Na kroužky potom dosedají sběrací kartáče, kam lze připojit rotorový regulační obvod (typicky rezistory, sloužící pro rozběh stroje).

### 2.2 Princip funkce asynchronního motoru

Základem činnosti asynchronního motoru je vytvoření točivého magnetického pole pomocí statorových vinutí, jimiž prochází (typicky) trojfázový střídavý proud. Točivé magnetické pole statoru se otáčí se synchronní rychlostí

$$\Omega_1 = \pi n_1 / 30 \quad (1)$$

$$n_1 = 60 f / p \text{ [min}^{-1}\text{]} \quad (2)$$

kde  $f$  je kmitočet napájecího napětí a  $p$  je počet pólů. Otáčky  $n_1$  nazýváme otáčkami synchronními.

Rotující magnetické pole statoru indukuje napětí do rotorového vinutí, které vyvolává proud v rotorovém vinutí. Vzájemné působení rotorových proudů a magnetického pole statoru způsobuje sílu otáčející rotorem

$$F = B I_l l \quad (3)$$

kde  $B$  je magnetická indukce statoru,  $I$  je proud protékající rotorem a  $l$  je délka vodiče rotoru v magnetickém poli.

Aby mohla síla otáčející rotorem vznikat, musí se rotor otáčet otáčkami  $\Omega$  nižšími, než jsou otáčky statorového pole  $\Omega_1$ . Kdyby se rotor asynchronního motoru otáčel stejnou rychlostí (synchronní), nemohlo by se do rotorových vodičů indukovat žádné napětí, jelikož by statorové pole bylo vůči rotoru stacionární. Asynchronní motor tedy ke své činnosti vyžaduje určitý rozdíl

otáček. Tento rozdíl nazýváme skluz  $s$ , je to poměrné vyjádření rozdílu otáček rotoru a statoru k otáčkám statorového pole:

$$s = (n_1 - n) / n_1. \quad (4)$$

Frekvence indukovaného napětí v rotoru je tedy

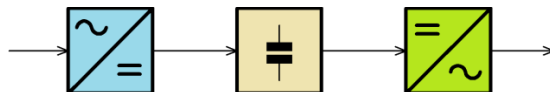
$$f_2 = s f_1. \quad (5)$$

Jmenovitý skluz běžných asynchronních motorů bývá v rozmezí 0,5 % do 5 % při jmenovitém zatížení motoru, u malých motorů může být i větší. Naprázdno se otáčky rotoru blíží synchronním otáčkám  $n_1$ .

### 3. Frekvenční měnič

Frekvenční měnič je elektrické zařízení sloužící ke změně elektrického proudu s určitou frekvencí na proud o jiné frekvenci.

Frekvenční měniče mohou být realizovány více způsoby. Frekvenční měniče malých výkonů bývají však nejčastěji konstruovány jako nepřímé měniče kmitočtu s napěťovým meziobvodem, využívajících pulsně šířkové modulace. Skládá se ze tří hlavních částí: Usměrňovač, stejnosměrný napěťový meziobvod a střídač.

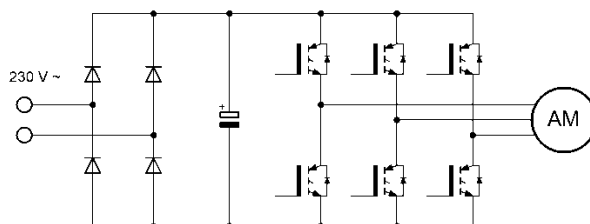


Obr.1: Blokové schéma frekvenčního měniče

Frekvenční měniče malého výkonu bývají často napájeny pouze z jednofázové sítě, nebo umožňují připojení jak na trojfázovou, tak jednofázovou síť. Usměrňovač bývá neřízeného typu, složený pouze z usměrňovacích diod.

Výstup usměrňovače je veden na filtrační kondenzátor stejnosměrného meziobvodu. Kondenzátor filtruje tepavé napětí na výstupu usměrňovače a zajišťuje tak napájení vyhlazeným stejnosměrným napětím pro střídač.

Střídač je realizován zpravidla jako trojfázový můstek z výkonových tranzistorů typu IGBT nebo MOSFET.



Obr. 2: Zapojení silových obvodů frekvenčního měniče

## 4. Řízení otáček asynchronního motoru

Protože elektrická síť poskytuje pouze konstantní kmitočet, mají asynchronní motory pevně stanovené pracovní otáčky, typicky zvolené počtem pólů ve stroji. Chceme-li však otáčky plynule regulovat s minimálními výkonovými ztrátami a minimálními náklady na provoz a údržbu zařízení, naskytuje se možnost využití právě frekvenčního měniče.

Existuje více způsobů řízení otáček asynchronních motorů: Mezi nejběžnější typy řízení patří například: Skalární a vektorové řízení, přímé řízení momentu a toku (DTC, Direct Torque Control).

### 4.1 Vektorové řízení

Vektorová regulace řídí moment a tok ve stroji odděleně. K určení skutečného toku ve stroji je potřeba matematického modelu motoru. Řízení lze přirovnat ke stejnosměrnému cize buzenému motoru, kdy je možné samostatně regulovat jak tok ve stroji (buzení), tak moment (kotevní proud).

Výpočetní náročnost řídicích algoritmu je výrazně vyšší, než u skalárního řízení, avšak umožňuje skokově měnit tok i moment stroje – tento způsob řízení je tedy vhodný pro dynamické a rychlé řízení pohonů (například servopohonů).

Vektorová regulace zpravidla využívá pulsně šířkové modulace PWM, stejně jako skalární řízení.

### 4.2 Přímé řízení momentu

Přímé řízení momentu (DTC, Direct Torque Control) využívá matematický model motoru, který ze změřených hodnot  $U$  a  $I$  vypočítává skutečný tok a moment motoru. Tok je udržován v určitém tolerančním rozmezí pomocí komparátorů, které rozhodují o sepnutí příslušných spínacích prvků střídače.

Na rozdíl od skalárního a vektorového řízení tento způsob regulace tedy nevyužívá pulsně šířkovou modulaci (PWM) s konstantním spínacím kmitočtem. Spínací prvky ve střídači spínají a rozpínají pouze pokud je požadovaná korekce nebo změna indukčního toku ve stroji. Výsledný průměrný spínací kmitočet je proto nízký (řádově několik kHz), což přináší výhodu například v nízkých spínacích ztrátách ve střídači.

Tento způsob je však náročný na výpočetní přesnost a rychlost, proto se tento způsob řízení začal používat průmyslově až v posledních letech s rozvojem rychlejší výpočetní techniky.

### 4.3 Skalární řízení

Skalární řízení je odvozeno z rovnic pro ustálený stav asynchronního stroje. Použitý model motoru skalárního řízení nerespektuje elektromagnetické jevy probíhající uvnitř motoru, což má za následek horší dynamiku řízení stroje. Skalární řízení je z tohoto důvodu vhodné pro řízení například čerpadel, ventilátorů, nebo vrátků jeřábu a pod.

Aby byl stroj optimálně využit a dosahoval maximálního možného momentu, musí být velikost magnetického toku ve stroji držena blízko nominální hodnotě.

Vydeme-li ze vztahu pro napětí na svorkách statoru, je toto napětí rovno:

$$U = R * I + d\Psi / dt, \quad \Psi = |\Psi| e^{j\omega} \quad (6)$$

Kde  $R$  je odpor statorového vinutí,  $I$  proud statorovým vinutím,  $\Psi$  magnetický indukční tok statoru a  $\omega$  je úhlová frekvence statorového proudu. Za předpokladu, že  $\omega = 2 \pi f_1$  a  $|\Psi| = konst.$  z rovnice (6) po derivaci dostaneme vztah pro napětí jedné fáze:

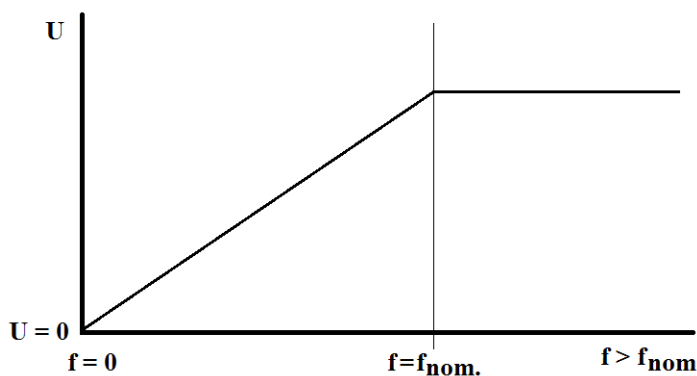
$$u_1 = R_1 i_1 + k f_1 \Psi_1 \quad (7)$$

Po zanedbání odporu statorového vinutí pak platí:

$$u_1 / f_1 = konst. \quad (8)$$

Ze vztahu (8) tedy vyplývá, že při změně kmitočtu musíme upravit napětí statoru (výstupu střídače respektive) tak, aby byl indukční tok  $\Psi$  držen konstantní, tedy blízko své jmenovité hodnotě. Protože tento zjednodušený vztah (8) nerespektuje odpor statorového vinutí, při nízkých kmitočtech a tedy nízkém napětí na svorkách statoru dominuje odpor vinutí, který nám znemožní dosáhnout požadovaného toku  $\Psi$ . Z tohoto důvodu se v praktických realizacích měničů využívá řízení takzvaně FCC (Flux Current Control), které odpor vinutí kompenzuje úměrně zvýšeným napětím na výstupu měniče. Řízení FCC je zejména vhodné pro malé motory s vyšším odporem vinutí.

Pomocí skalárního řízení je možné dosáhnout otáček motoru i vyšších, než jmenovitých. Vztah (8) nám diktuje jednoduše použít vyššího napětí. To však není možné, neboť napětí meziobvodu má konečnou velikost. Při požadavku na vyšší než nominální napětí je toto napětí ponecháno na maximální hodnotě, kterou může střídač poskytnout. Následkem je snížení dostupného momentu, neboť dochází k poklesu toku  $\Psi$ . Typický průběh  $U/f$  charakteristiky řízení zachycuje obrázek 3.



Obr. 3: Lineární charakteristika  $U/f$

Z důvodu jednoduchosti implementace a vhodnosti tohoto způsobu řízení i pro asynchronní motory malého výkonu pro nenáročné použití se bude tato práce nadále zabývat právě skalárním řízením.

## 5. Parametry navrhovaného frekvenčního měniče

Pro praktickou realizaci frekvenčního měniče byly zvoleny následující vlastnosti:

Jmenovitý výkon motoru: 500 W

Jmenovité napětí motoru: 230 / 400 V  $\Delta / Y$

Vstupní jmenovité napětí: 230 V

Umožňuje brzdění motoru: ANO

Ochrana proti přetížení: ANO

Tepelná ochrana: ANO

Ochrana proti přepětí meziobvodu: ANO

Komunikační rozhraní: RS232

Ovládací rozhraní: 3 digitální vstupy 24 V

Analogový vstup: 0 – 10 V, vstupní impedance > 20 k $\Omega$

Pomocný zdroj 10 V: Max zatěžovací proud 10 mA, odolný proti zkratu s GND

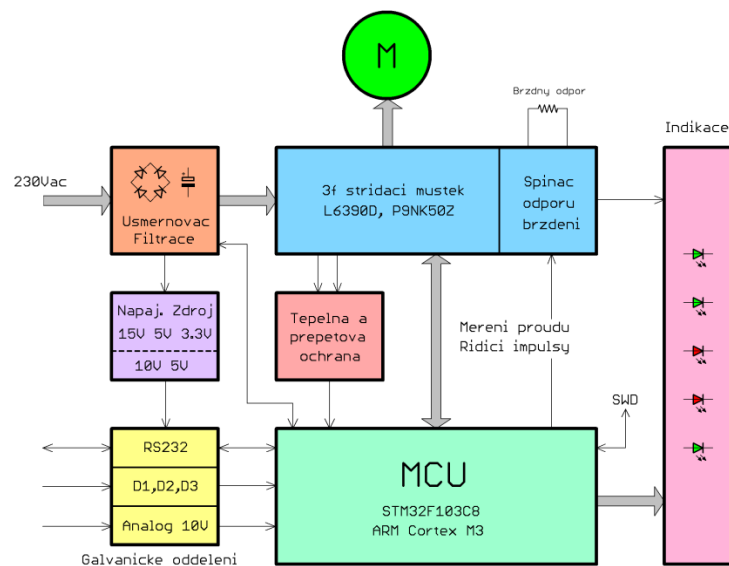
Korekce účinniku: NE

## 6. Blokové schéma frekvenčního měniče

Navrhovaný frekvenční měnič se skládá ze 6 funkčních bloků:

- Usměrňovač a filtrace stejnosměrného meziobvodu
- Trojfázový střídací můstek a spínač brzdného odporu
- Pomocný napájecí zdroj řídicí elektroniky
- Řídicí část s mikroprocesorem ARM Cortex M3
- Přepěťová a teplotní ochrana střídače
- Galvanicky oddělný komunikační a ovládací rozhraní

Vzájemné propojení jednotlivých bloků zachycuje obrázek 4.



Obr. 4: Blokové schéma frekvenčního měniče

## 7. Popis jednotlivých částí frekvenčního měniče

### 7.1 Usměrňovač, filtrace a obvod měkkého startu

Frekvenční měnič je napájený jednofázovým přívodem 230 V. K získání stejnosměrného napětí pro napájení meziobvodu byl zvolen jednofázový můstkový usměrňovač neřízeného typu.

Protože má frekvenční měnič napájet asynchronní motor o výkonu 500 W a dosahují-li tyto malé asynchronní motory účinnosti přibližně okolo 85 %, bude výkon odebíraný ze střídače přibližně

$$P = P_{nom} / \eta = 500 \text{ W} / 0,85 = 588 \text{ W} \quad (9)$$

Abychom odhadli celkový odebíraný výkon z meziobvodu, musíme k výkonu vypočteném ze vztahu (9) připočítat také ztráty v samotném střídači a také vlastní spotřebu řídicí elektroniky, neboť se tyto obvodu budou rovněž napájet z meziobvodu přes pomocný napájecí spínací zdroj. Vlastní spotřeba měniče je zanedbatelná (několik W), spínací ztráty nebudou větší, než 15 W. Celkový výkon odebíraný z meziobvodu činí tedy přibližně 600 W.

Výstupní napětí jednofázového můstkového usměrňovače odpovídá přibližně špičkové hodnotě vstupního sinusového napětí:

$$U_d = U \sqrt{2} = 230 \text{ V} \cdot \sqrt{2} = 325 \text{ V} \quad (10)$$

Střední odebíraný proud z meziobvodu bude potom přibližně:

$$I_{dav} = P / U_d = 600 \text{ W} / 325 \text{ V} = 1,85 \text{ A} \quad (11)$$

$$I = C \, du / dt \quad (12)$$

Předpokládáme-li, že diody v usměrňovači povedou přibližně 20 % periody, a zvlnění napětí meziobvodu přijatelné pro provoz měniče je asi 10 %, s užitím vztahu (12) můžeme odhadnout potřebnou filtrační kapacitu následovně:

$$C_{filt} = I_{dav} \cdot (1 - k) / (2 \cdot f \cdot \Delta u) = 1,85 \cdot (1 - 0,2) / (2 \cdot 50 \cdot 30) = 493 \mu\text{F} \quad (13)$$

$I_{dav}$  je proud odebíraný z meziobvodu, člen  $1 - k$  vyjadřuje část periody, kdy se kondenzátor vybíjí a diody v usměrňovači jsou uzavřené,  $f$  je kmitočet sítě a  $\Delta u$  je zvlnění napětí meziobvodu, tedy přibližně 10 %  $U_d$ . Výsledná kapacita se blíží standardně vyráběné hodnotě 470  $\mu\text{F}$ , která bude použita v konstrukci frekvenčního měniče.

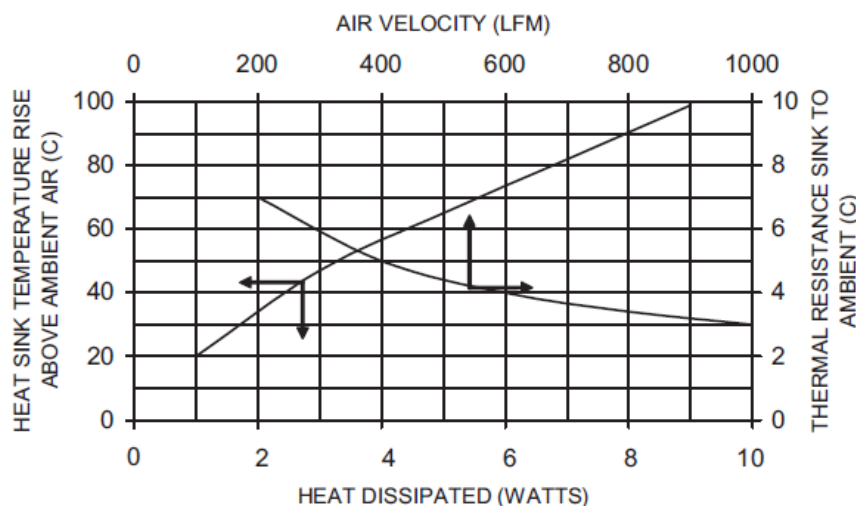
Protože je usměrňovač zatížen poměrně velkou kapacitou, bude účinník na vstupu usměrňovače poměrně nízký. Budeme-li tedy předpokládat vstupní příkon až 1000 VA, na základě zkušenosti odhadneme vstupní střední proud nejvýše 4A, s dostatečnou rezervou.

Diody v můstkovém usměrňovači pracují s maximálním závěrným napětím odpovídajícím špičkové hodnotě napětí sítě  $U_f$ . S uvážením činitele bezpečnosti  $k_s = 1,5$  je potřeba diody dimenzovat nejméně na napětí

$$U_{rm} = U_f \cdot \sqrt{2} \cdot k_s = 230 \text{ V} \cdot \sqrt{2} \cdot 1,5 = 487 \text{ V}. \quad (14)$$

Tyto požadavky splňuje s rezervou můstkový usměrňovač integrovaný do jediného pouzdra, typ Vishay GBU8K ( $I_{fav} = 8 \text{ A}$ ,  $U_{rm} = 800 \text{ V}$ ).

Nahlédneme-li do katalogového listu usměrňovacího můstku GBU8K, zjistíme, že procházející proud 4 A vytvoří přibližně 4 W ztrátového tepla. Můstek byl proto opatřen chladičem Wakefield, typ 262-118ABHE-22. Podle grafu (z katalogového listu) na obrázku 5 je patrné, že ztrátový výkon 4 W způsobí oteplení chladiče přibližně o 55 °C. Při okolní teplotě 40 °C bude tedy chladič dosahovat teploty 95 °C. Křemíkový čip bude mít teplotu ještě o něco vyšší, vlivem tepelného odporu  $R_{thjc}$ . Teplota čipu  $T_j$  přibližně 100 °C je poměrně vysoká, avšak ještě přijatelná z hlediska trvalého provozu polovodičové součástky.



Obr. 5: Charakteristika chladiče usměrňovacího můstku

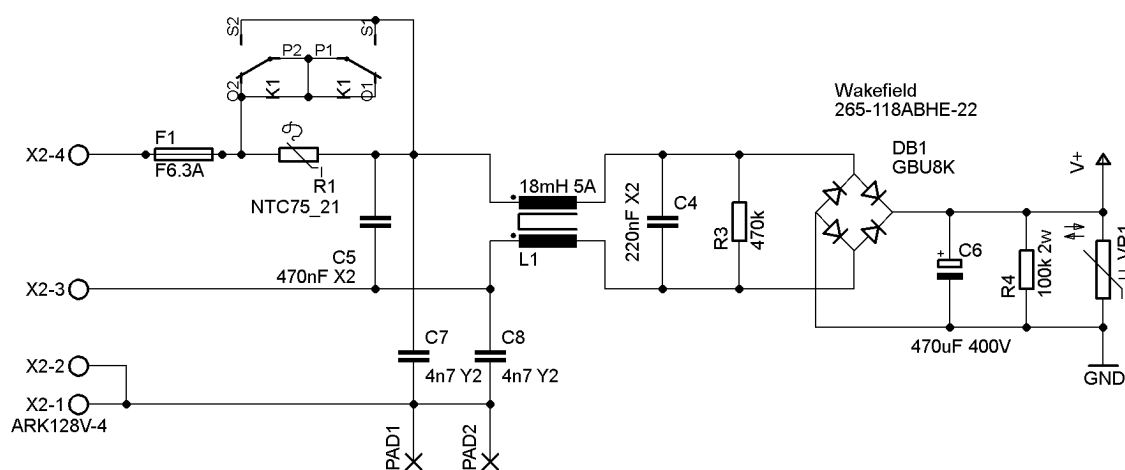
Protože filtrační kapacita 470  $\mu\text{F}$  je již značná a usměrňovač (nebo jiné součástky v napájecí cestě) by mohly být velkým proudovým nárazem poškozeny, musí být vstup sítě do měniče opatřen vhodným obvodem měkkého startu (anglicky označovaný typicky „softstart“).

Obvod měkkého startu se sestává z termistoru s charakteristikou NTC. Termistor má za studena velký odpor, který po zapnutí zařízení do elektrické sítě omezí proudový náraz způsobený nabíjením filtračního kondenzátoru v meziobvodu. Následný provozní proud odebíraný zařízením způsobí postupné oteplení termistoru a snížení jeho odporu, až dojde k ustálení na určité pracovní teplotě termistoru a jeho odporu. Termistor je tedy trvale zahříván procházejícím proudem a způsobuje zbytečné tepelné ztráty v zařízení navíc. Navíc je zde nevýhoda, kdy při krátkodobém odpojení zařízení od sítě stále ještě zahřátý termistor s nízkým odporem není schopen dostatečně omezit proudový náraz vzniklý opětovným připojením zařízení na síť.

Tuto nevýhodu včetně zbytečné výkonové ztráty navíc lze jednoduše obejít přidáním relé, které termistor po nabití filtračních kapacit meziobvodu přemostí. Termistor je tedy v obvodu zapojen pouze krátkou dobou, za kterou se nestihne ohřát a zařízení si tak dokáže omezit proudový náraz při zapnutí i opakovaně. V případě selhání relé (ač nepravděpodobné) se pouze termistor nepřemostí a dojde k jeho zahřátí na pracovní teplotu.

Kdybychom však pomocí relé přemostovali pouze obyčejný rezistor, jehož odpor by byl shodný s odporem termistoru NTC za studena, velmi pravděpodobně by při nepřemostění tohoto rezistoru za provozu došlo k jeho zahoření, díky značné výkonové ztrátě. Kombinace termistoru NTC a relé je tedy výrazně bezpečnější.

Na obrázku 6 je potom schéma části frekvenčního měniče obsahující vstupní obvody: Pojistku, termistor NTC a přemostovací relé, odrušovací filtr, usměrňovač a filtrační kondenzátor.



Obr. 6: Schéma zapojení vstupní síťové části

Svorkovnice X2 slouží k připojení sítě: X2-4 fázový vodič, X2-3 nulový vodič, X2-2 a X2-1 ochranný vodič PE.

Rezistory R3 a R4 slouží k vybití kondenzátorů meziobvodu a odrušovacího filtru při odpojení zařízení ze sítě.

## 7.2 Návrh výkonové části střídače

Výkonová část střídače se skládá ze tří identických větví, každá pro jednu výstupní fázi. Jednotlivá výstupní napětí jsou vytvářena polomůstky složených z tranzistorů typu MOSFET.

Tranzistory MOSFET mají oproti tranzistorům IGBT výhodu v možnosti použít vyšších spínacích kmitočtů. Rychlejší spínací časy mají výhodu i v menších spínacích ztrátách, avšak strmé hrany mohou produkovat nežádoucí rušení nebo způsobovat problémy při delším kabelovém vedení k motoru, kde může docházet ke vzniku nežádoucího přepětí. Tranzistory MOSFET se zároveň v sepnutém chovají jako rezistory, což má při nízkých proudech výhodu malých vodivostních ztrát v porovnání s tranzistory IGBT, kde saturační úbytek (napětí mezi vývody C-E) činí 1-3V podle proudu a typu tranzistoru.



Měnič je navrhován pro asynchronní motor o výkonu 500W. Jak již bylo zjištěno výpočtem (9), je příkon asynchronního motoru asi 590 W. Uvážíme-li nyní i účinek  $\cos \varphi$  přibližně 0,8 pro takovýto motor, bude vstupní zdánlivý příkon motoru:

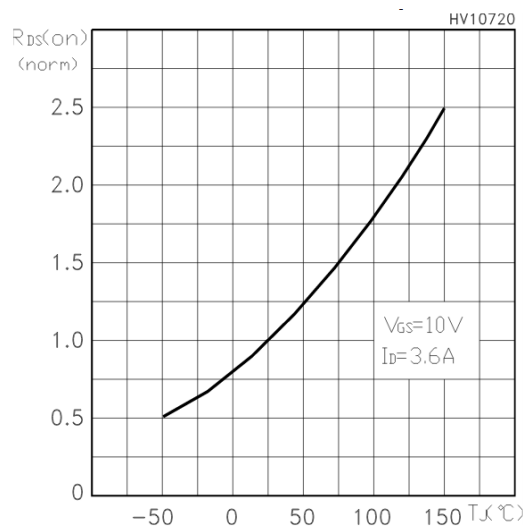
$$S = P / \cos \varphi = 590 \text{ W} / 0,8 = 738 \text{ VA} \quad (15)$$

Protože motor bude zapojen do trojúhelníku na sdružené napětí  $U_s = 230\text{V}$ , bude proud jednou fází odpovídat:

$$I_{fm} = \sqrt{3} \cdot S / (3 \cdot U_s) = \sqrt{3} \cdot 738 \text{ VA} / (3 \cdot 230 \text{ V}) = 1,85 \text{ A} \quad (16)$$

Na tranzistory jsou kladeny stejné napěťové nároky jako na diody v usměrňovači viz (14), a proto je zapotřebí vybrat tranzistory se závěrným napětím 500 V a více.

Jako vhodný typ se jeví například tranzistory MOSFET typu STP9NK50ZFP výrobce STMicroelectronics v celoplastovém izolovaném pouzdře TO220FP. Tyto tranzistory mají závěrné napětí  $U_{ds} = 500 \text{ V}$ ,  $I_{dmax} = 7,2 \text{ A}$  a odpor sepnutého kanálu  $0,72 \Omega$ . Celoplastové pouzdro usnadňuje montáž tranzistorů na chladič, neboť není potřeba izolačních podložek.



Obr. 7: Teplotní závislost  $R_{DS(on)}$  tranzistoru

Závislost odporu sepnutého kanálu na teplotě daného typu tranzistoru zachycuje obrázek 7 z katalogového listu výrobce. Při teplotě  $T_J = 100 \text{ °C}$  (maximální předpokládaná dlouhodobá provozní teplota) je odpor přibližně 1,75 krát větší, tj  $1,26 \Omega$ . Protože v rámci jednoho polomůstku (jedné fáze) teče proud vždy buďto jedním nebo druhým tranzistorem, následující výpočet nám tedy udává vodivostní ztráty celkově pro jednu fázi, tedy dva tranzistory dohromady:

$$P_{z1} = R_{dson} \cdot I_{fm}^2 = 1,26 \cdot 1,85^2 = 4,3 \text{ W} \quad (17)$$

Spínací ztráty v tranzistorech jedné fáze můžeme vypočítat přibližně ze spínacích časů a zotavovacího náboje diody integrovaného v tranzistoru. Energii ztracenou v jednom spínacím cyklu vypočítáme následovně:

$$E_{z2} = \frac{1}{4} \cdot (T_r + T_f + T_{d(on)} + T_{d(off)}) \cdot U_d \cdot I_{fs} + Q_{rr} \cdot U_d \quad (18)$$

Kde  $T_r$ ,  $T_f$ ,  $T_{d(on)}$  a  $T_{d(off)}$  jsou příslušné spínací časy tranzistoru,  $U_d$  střední napětí meziobvodu,  $I_{fs}$  střední proud fáze (odpovídá  $0,9 I_f$ ) a  $Q_{rr}$  je náboj zotavení substrátové diody. Po dosazení parametrů tranzistoru z katalogového listu:

$$E_{z2} = \frac{1}{4} \cdot (20 + 22 + 17 + 45) \cdot 10^{-9} \cdot 310 \cdot 0,9 \cdot 1,85 + 0,2 \cdot 10^{-6} \cdot 310 = 75 \mu\text{J}$$

Pro získání celkových ztrát v tranzistorech střídače musíme sečíst ztrátové výkony jednotlivých fází a energii ztráty jednoho spínacího cyklu vynásobit pracovním kmitočtem, zde 20 kHz:

$$P_z = 3 \cdot (P_{z1} + f_{sw} E_{z2}) = 3 \cdot (4,3 + 20\,000 \cdot 75 \cdot 10^{-6}) = 17,4 \text{ W} \quad (19)$$

Ke spínacím ztrátám se však přidávají ještě ztráty vzniklé spínáním parazitních kapacit, ať již samotných tranzistorů nebo například kabelového vedení k motoru a v neposlední řadě také vodivostní ztráty v substrátové diodě, je tedy nutné počítat se ztrátovým výkonem ještě o něco vyšším. Na základě zkušenosti lze odhadnout navýšení ztrát asi na  $P_z = 25 \text{ W}$ . Tento odhad však již stačí pro návrh chlazení výkonové části. Tepelný odpor chladiče by měl být dostatečně malý, aby při teplotě okolí  $40 \text{ }^\circ\text{C}$  nedošlo k ohřátí polovodičových přechodů tranzistorů nad dovolenou mez, zde stanovenou  $110 \text{ }^\circ\text{C}$ , jako kompromis mezi spolehlivostí a velikostí chladiče. Tepelný odpor chladiče by měl být tedy nejméně:

$$R_{thch} = (T_j - T_a) / P_z = (110 - 40) / 25 = 2,8 \text{ K/W} \quad (20)$$

### 7.3 Budiče tranzistorů MOSFET

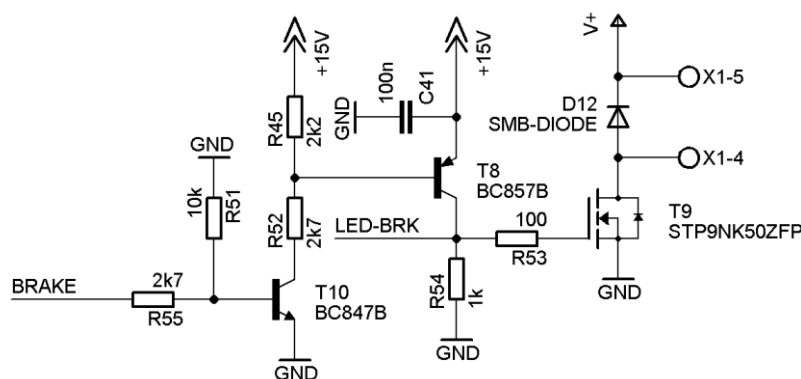
Pro buzení řídicích elektrod (gate) tranzistorů MOSFET byl vybrán integrovaný obvod L6390D od firmy STMicroelectronics. Tyto budiče v sobě sdružují i další užitečné funkce, které usnadňují a zjednodušují návrh další obvodů: Mezi tyto doplňkové funkce patří: Hlídaní doby deadtime (tj. zamezení překrytí sepnutí obou tranzistorů jednoho polomůstku), nadproudový komparátor chránící tranzistory před destrukcí náhlým přetížením a především univerzálně zapojitelný operační zesilovač, který lze využít například ke snímání proudu na bočnicích v elektrodách source dolních tranzistorů.

### 7.4 Měření výstupních proudů

Snímání výstupních proudů střídače jsem se rozhodl provést pomocí bočníků v elektrodách source dolních tranzistorů polomůstku. Tato varianta má značnou výhodu v jednoduchosti obvodového řešení (lze využít operačních zesilovačů v integrovaných budičích L6390D), avšak její nevýhodou je, že proudy na bočnicích v tomto místě obvodu jsou protékány výstupním proudem jen při sepnutém dolním tranzistoru MOSFET. Proud na tomto bočniku je tedy nespojitý průběh. Zesilovač napětí z bočniku tedy musí mít dostatečnou šířku pásma, aby byl schopen tento nespojitý průběh proudu zpracovat s dostatečnou přesností.

Schéma zapojení výkonové části pro jednu z výstupních větví střídače je na obrázku 8. Ostatní fáze jsou shodné. Kondenzátor C9 je blokovácí kapacita přímo u vývodů tranzistorů každého polomůstku. Zamezuje napěťovým překmitům vznikajícím při spínání proudu skrz parazitní indukčnosti obvodu. Rezistory R8 a R9 jsou bočníky, ze kterých je snímán proud. CP+ je vstup nadproudového komparátoru, jehož výstup je propagován na vývod /EMSTOP. CSEN1 je napěťový analogový výstup do A/D převodníku mikroprocesoru.





Obr. 9: Schéma zapojení spínače brzdného odporu

## 7.6 Obvody ochran, měření teploty a napětí meziobvodu

Kromě ochran před přetížením tranzistorů střídače obsahuje frekvenční měnič i další ochranné obvody: Především ochrana proti přepětí na meziobvodu a proti přehřátí výkonových polovodičů.

Přepětí na meziobvodu může nastat při generátorickém chodu motoru. Není-li připojen k frekvenčnímu měničovi žádný brzdový odpor, nebo je-li jeho hodnota příliš vysoká, může napětí meziobvodu vystoupat nad kritickou mez a může dojít k nevratnému poškození obvodů v měničovi.

Napětí meziobvodu je snímáno napěťovým děličem, jehož zapojení je na obrázku 10. Dělič je tvořen rezistory R84, R85, R87 a R92. Horní odpor děliče byl rozložen na tři dílčí rezistory z důvodu snížení napěťového namáhání miniaturních rezistorů pro SMT montáž. Tento dělič má napěťový přenos

$$g_{VBUS} = R92 / (R92 + R84 + R85 + R87 + R92) = 7,67 \cdot 10^{-3} \quad (21)$$

A/D převodník mikroprocesoru umožňuje měřit napětí až do velikosti 3,3 V, což znamená, že je možné měřit napětí meziobvodu až do velikosti

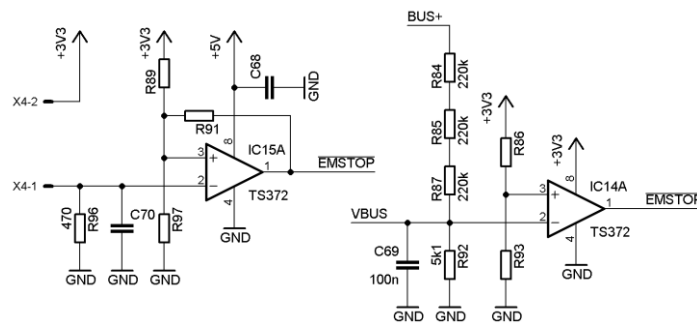
$$V_{bus} = 3,3 / g_{VBUS} = 3,3 / 7,67 \cdot 10^{-3} = 430 V \quad (22)$$

Kondenzátor C69 tvoří dolní propust společně s výstupním odporem děliče. Zlomový kmitočet tohoto filtru je:

$$f_c = 1 / (2 \pi C69 (R92 || (R84 + R85 + R87 + R92))) = 3,1 kHz \quad (23)$$

Na výstup napěťového děliče je připojen také komparátor IC14A, který hlídá napětí meziobvodu nezávisle na mikroprocesoru. V případě překročení nastavené meze komparátor vybaví signál #EMSTOP, který je globálním signálem vypínající silové obvody měniče – především spínání tranzistorů střídače. Chyba je současně registrována i mikroprocesorem. Napětí, na které tato ochrana reaguje lze nastavit napěťovým děličem z rezistorů R86 a R93

Druhý komparátor IC15A slouží ke hlídání teploty chladič polovodičových spínacích prvků. Při překročení nastavené teploty dochází k vypnutí střídače stejně, jako v předchozím případě. Teplotu, při níž dojde k aktivaci této ochrany včetně velikosti hystereze lze nastavit rezistory R89, R97 a R91.



Obr. 10: Schéma zapojení přepěťové a teplotní ochrany

## 7.7 Izolovaný komunikační interface

Veškeré řídicí obvody měniče jsou z důvodu jednoduchosti galvanicky spojeny se sítí, respektive záporným pólem meziobvodu. Není proto třeba složitých galvanických oddělení budících signálů pro výkonové tranzistory MOSFET, oddělení analogových signálů měření proudů a napětí. Avšak je nutné galvanicky oddělit ovládací rozhraní frekvenčního měniče od okolních řídicích systémů.

Frekvenční měnič disponuje celkem třemi různými způsoby komunikace s okolím: Datové přenosy pro konfiguraci, řízení a ladění firmware lze posílat přes interface standardu RS232. Základní povely pro měnič lze přivést na tři digitální vstupy D1 až D3 a analogové řídicí napětí 0 – 10 V je možné přivést na příslušný analogový vstup AIN. Všechny tři tyto rozhraní jsou galvanicky izolovány od řídicí části měniče.

K izolaci rozhraní RS232 byly využity optočleny typu PC410L0NIP0F výrobce SHARP. Tyto optočleny již obsahují tvarovače signálů na výstupy a jsou schopné poskytovat signál snadno zpracovatelný dalšími logickými obvody. Převod napěťových úrovní linky RS232 na logické úrovně 5V zajišťuje integrovaný obvod IC8, typ ST232CD.

Digitální vstupy D1 až D3 jsou taktéž izolovány pomocí optočlenů. Typ PC357N1, SHARP. Digitální vstupy lze připojovat přes kontakty (kontakty relé, ovládací tlačítka) přímo na výstup pomocného napětí 10 V, nebo na 24 V z vnějšího zdroje.

Nejsložitější částí ovládacího interface je analogový vstup 0 – 10V. Tento vstup může sloužit například k nastavení výstupní frekvence měniče pomocí potenciometru. Frekvenční měnič má k dispozici i zdroj napětí 10 V, jež lze využít právě pro snadné napájení potenciometru.

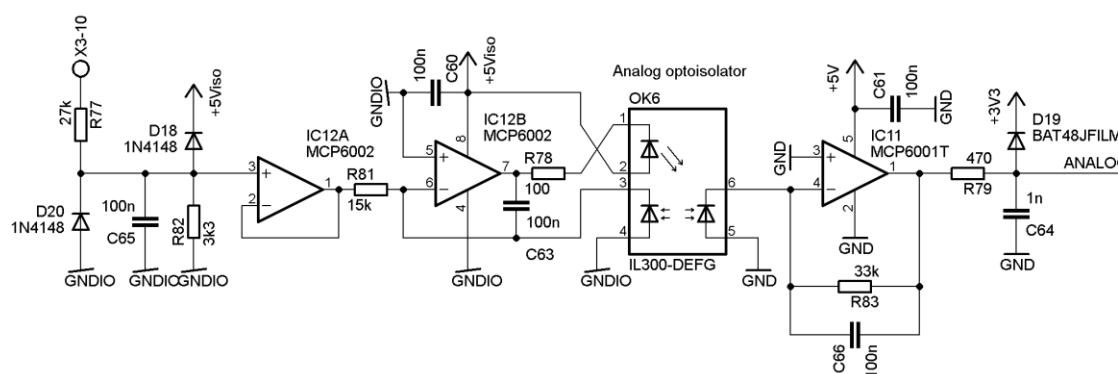
Zdroj stabilizovaného napětí 10 V je tvořen regulátorem IC9 TL431 a je napájen z proudového zdroje T11. Výstupní napětí stabilizátoru určuje napěťový dělič z rezistorů R64 a R66. Výstupní napětí stabilizátoru je rovno

$$V_{AOUT} = V_{ref} (1 + R66 / R64) \quad (24)$$

$V_{ref}$  je referenční napětí obvodu TL431 a je typicky 2,495 V. Stabilizátor je napájen zdrojem proudu, který dodává tranzistor T11. Díky napájení ze zdroje proudu je výstup pomocného napětí 10 V odolný zkratu se zemí. Velikost napájecího proudu je dána přibližně

$$I_{ASRC} = (2 V_d - V_{be}) / R_{59} \approx 0,6 / R_{59} \quad (25)$$

Izolaci analogového vstupu AIN 0 – 10 V zajišťuje obvod na obrázku 11. Srdcem obvodu je speciální lineární optočlen IL300 výrobce Vishay. Optočleny jsou výrobcem tříděny podle přenosu. Použité obvodové řešení umožňuje použít kategorie optočlenu D,E,F,G (určují přenos optočlenu), avšak snese i kategorii H (jinou se nepodařilo sehnat).



Obr. 11: Schéma zapojení galvanického oddělení řídicího napětí 0 – 10V

Vstup AIN 0 – 10 V (svorka X3-10) je chráněná diodami D20 a D18 proti náhodnému připojení většího napětí, nebo záporného napětí. Vstupní napětí je přivedeno na dělič tvořený R77 a R82. Zapojení galvanického izolátoru analogového napětí bylo navrženo podle aplikační poznámky výrobce [15].

Mikroprocesor v řídicí části měniče potom měří výstupní napětí „ANALOG“ na výstupu operačního zesilovače IC11. Toto napětí by mělo být přímo úměrné vstupnímu napětí přivedenému na svorku X3-10 (AIN).

## 7.8 Řídicí mikropočítač frekvenčního měniče

Pro řízení frekvenčního měniče byl vybrán mikroprocesor s jádrem ARM Cortex M3 od výrobce STMicroelectronics, konkrétně typ STM32F103C8. Tento mikropočítač obsahuje 64kByte FLASH paměti, 20kByte SRAM. Jádro běží na kmitočtu až 72MHz a dosahuje výpočetního výkonu až 86,4 DMIPS (Dhrystone 2.1).

Tento mikropočítač je velmi výhodný především poměrem cena-výkon a v neposlední řadě také výbavou periférií vhodnou k řízení motorů: Obsahuje časovače se třemi komplementárními kanály s PWM modulací včetně nastavitelného HW generátoru deadtime a vstupem bezpečného vypnutí výkonové části. Dva nezávislé 12 bitové SAR převodníky s funkcemi automatického měření skupin kanálů se dvěma prioritami. A/D převod je možné spouštět i pomocí časovačů, což zde bude využito ke vzorkování proudu z bočníků v source elektrodách tranzistorů MOSFET výkonové části.

## 8. Řídící algoritmy frekvenčního měniče

### 8.1 Měření fázových proudů motoru

V jedné z předchozích kapitol jsme popsali elektrické zapojení obvodů snímajících proud z bočníků v elektrodách source tranzistorů MOSFET. Tato kapitola popisuje způsob měření proudu pomocí mikroprocesoru.

Měření proudu na bočnicích opřených o záporný pól meziobvodu je sice obvodově i cenově výhodným řešením, avšak z hlediska software vyžaduje jiný přístup, než konvenční řešení využívající k měření proudu například senzory výrobce LEM, založené na Hallově jevu, nebo proudové transformátory.

Každá větev (respektive fáze) střídače má svůj vlastní bočník, kterým teče proud rovný výstupnímu pouze v případě, kdy je sepnutý příslušný dolní tranzistor.

Protože řídicí algoritmy předpokládají naprostou symetrii trojfázové zátěže, musí platit

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (26)$$

kde  $I_a$ ,  $I_b$  a  $I_c$  jsou okamžité velikosti proudů jednotlivými fázemi trojfázové zátěže. Z tohoto důvodu se měří vždy pouze proud ve dvou fázích a proud třetí fáze se dopočítá ze vztahu (26). Kdybychom proud měřili pokaždé ve všech třech fázích, vlivem nepřesností měření by vztah (26) a tedy symetrie zátěže neplatila.

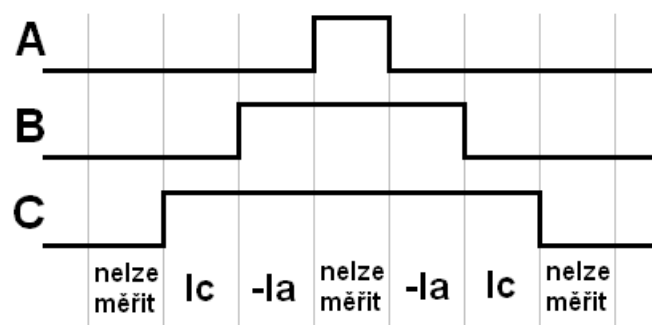
Délky pulzů jednotlivými větvemi střídače jsou navzájem zarovnány na střed. To znamená, že v jeden okamžik jsou sepnuté všechny tři horní nebo všechny tři dolní tranzistory. Okamžik sepnutí všech 3 dolních tranzistorů je významný tím, že na všech bočnicích je danou chvíli přítomen proud odpovídající proudům jednotlivých fází motoru. Protože však měříme pouze dva proudy a třetí dopočítáme, je pro každý spínací cyklus vhodné měřit ty dva proudy, jejichž odpovídající šířky pulzů modulace jsou nejdelší. Tím je zajištěna větší přesnost měření, obvody měřící proud (operační zesilovač) má nejdelší možná čas se ustálit svým výstupem na správné hodnotě.

S výhodou lze využít dva nezávislé A/D převodníky, které nabízí vybraný typ mikroprocesoru. Proudů obou fází lze díky tomu vzorkovat v jeden okamžik.

### 8.2 Měření fázových proudů „single shunt“

Je vhodné zmínit, že měření proudů lze ve střídací části dále zjednodušit. Lze použít pouze jediný bočník společný pro všechny tři dolní tranzistory, na který se přivedou všechny 3 elektrody source. Tuto metodu měření proudů využívají frekvenční měniče se zvýšenými nároky na nízkou výrobní cenu.

Pokud bychom neupravili způsob PWM modulace oproti předchozímu případu, bylo proud možné měřit pouze pokud jsou sepnuté pouze jeden, nebo dva dolní tranzistory, příklad uvádí obrázek 12. Znázorněny jsou řídicí impulsy pro dolní tranzistory větví A, B a C střídače. Různá vylepšení PWM modulace pro zlepšení přesnosti a efektivity měření, uvádí literatura [8]



Obr. 12: Měření proudů „single shunt“

### 8.3 Generování větrových napětí střídačem

Tranzistory MOSFET v jednotlivých větvích střídače spínají komplementárně: Vždy je sepnutý buďto horní, nebo dolní tranzistor. Malý deadtime přibližně 500 ns je vkládán mezi přepnutí tranzistorů, aby se zabránilo vzniku příčného proudu polomůstkem, vlivem rozdílných spínacích a vypínacích časů tranzistorů.

Použitá modulace je pulsně šířková (PWM), s pulzy jednotlivých větví střídače zarovnaných na střed (Viz obrázek 13). Změnou délky pulzu lze měnit průměrné větrové napětí na výstupu střídače od 0 do maximálního napětí meziobvodu  $U_d$ .

Ke generování libovolných periodických průběhů s proměnným kmitočtem lze s výhodou využít přímé digitální syntézy DDS. Obecné blokové schéma DDS zachycuje obrázek 13. PIR je registr určující úhlový přírůstek, LUT je vyhledávací tabulka, do které je zaznamenán průběh signálu. Hodinový kmitočet (clock) je v našem případě roven spínacímu kmitočtu výkonové části měniče, tedy 20kHz.

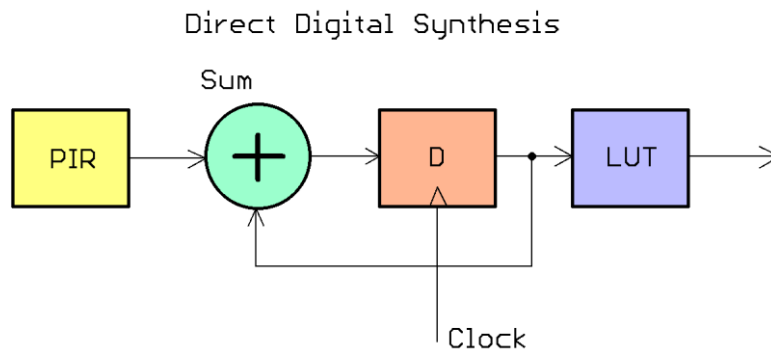
V tabulce LUT je zaznamenána jedna perioda signálu od 0 do  $2\pi$ . Každou periodu spínacího kmitočtu měniče je k výstupu stavového registru D přičten úhel obsažený v registru PIR a z tabulky nalezena příslušná hodnota napětí odpovídající danému úhlu periodického signálu. Změnou úhlového přírůstku v PIR registru lze měnit výsledný kmitočet. Následující rovnice slouží k výpočtu výstupního kmitočtu DDS podle velikosti fázového přírůstku v PIR registru.

$$f_o = PIR \cdot f_{sw} / 2^n \quad (27)$$

Kde  $f_o$  je výstupní kmitočet DDS syntézy (a tedy i střídače), PIR je n-bitový registr obsahující fázový přírůstek a  $f_{sw}$  je hodinový kmitočet DDS, respektive i spínací kmitočet PWM střídače.

Přičteme-li k výstupu stavového registru D ještě konstantní offset  $2\pi/3$  a  $4\pi/3$ , můžeme v tabulce s periodickým signálem nalézt příslušné okamžité hodnoty pro zbylé dvě fáze střídače. Zdrojový kód generující průběhy pro jednotlivé větve střídače uvádí příloha B.





Obr. 13: DDS syntéza výstupního kmitočtu

Vynásobíme-li ještě výstup DDS syntézy příslušnou hodnotou napětí, získáme kompletní řídicí blok, jehož vstupy jsou právě kmitočty a výstupní napětí. Tímto řídicím blokem lze realizovat frekvenční měnič s charakteristikou  $U/f$ .

### 8.4 Injektování třetí harmonické

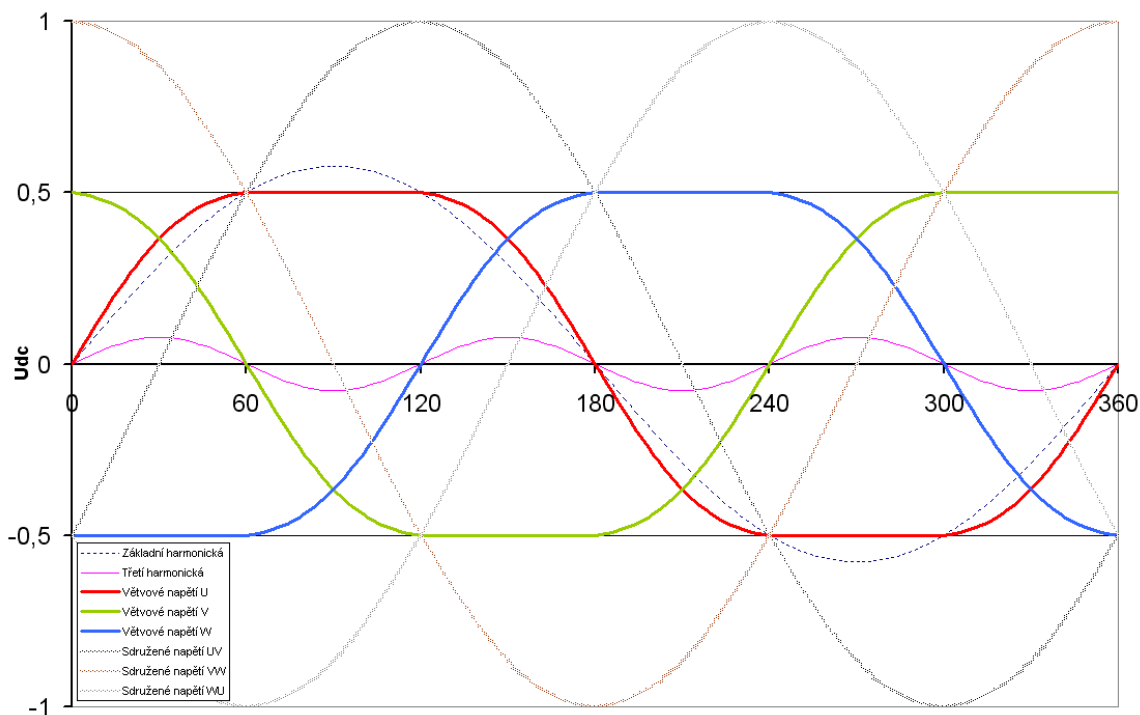
K měření schopnosti PWM modulace větvových napětí střídače dodávat střídavé napětí do zátěže, zavádíme pojem modulační index.

$$m = U_{PWM} / U_{FFC} \quad (28)$$

$U_{PWM}$  je velikost napětí první harmonické generované danou modulační metodou a  $U_{FFC}$  je napětí dosažitelné při obdélníkovém řízení, jak uvádí např. [4]. Maximální hodnota dosažitelného modulačního indexu pomocí asynchronní PWM modulace je potom 0,785, jak uvádí [4], [18].

Menší modulační index způsobuje menší dosažitelné napětí na zátěži. V našem případě napájíme střídač stejnosměrným meziobvodem přibližně 325 V. Znamenalo by to, že získáme pouze 200 V sdružené napětí pro motor. Musíme proto zvolit některý z jiných způsobů PWM modulace. Zvolil jsem metodu „Sixty-degree PWM“, kterou uvádí např. [10].

Obrázek 14 zachycuje průběhy jak jednotlivých větvových napětí střídače, tak výstupní sdružené napětí, které dosahuje své maximální hodnoty – modulační index 1 je tedy splněn. Třetí harmonická se ve sdruženém napětí neprojevuje, je měřitelná pouze mezi středem napětí meziobvodu a výstupy větvových napětí střídače. Na symetrickém vinutí stroje se třetí harmonická odečte.



Obr. 14: Modulace „Sixty-degree PWM“

### 8.5 Regulace momentu motoru

Abychom mohli regulovat moment motoru, musíme si změřené proudy fází  $I_a$ ,  $I_b$  a  $I_c$  přepočítat na jediný vektor, jehož velikost bude možné regulovat PS regulátorem.

Za předpokladu symetrické trojfázové zátěže můžeme využít Clarkové transformaci (29) [26]. Ta nám proudy převede na dvojrozměrný vektor v souřadnicích  $\alpha$ ,  $\beta$ . Modul vektoru potom odpovídá velikosti výstupního proudu. Modul vektoru je tedy možné regulovat zmíněným PS regulátorem. Výstup PS regulátoru je zde žádaný kmitočet pro PWM modulátor, který je popsán v předcházející kapitole.

$$\alpha = I_a; \quad \beta = \frac{\sqrt{3}}{3}I_b + \frac{2\sqrt{3}}{3}I_c \quad (29)$$

Pro pouhé zjištění modulu vektoru můžeme vztah dále zjednodušit:

$$\|I_{\alpha\beta}\| = \sqrt{\frac{4}{3}(I_a^2 + I_b^2 + I_c^2)} \quad (30)$$

Výpočet není tedy nikterak náročný, vyžaduje pouze rychlý algoritmus výpočtu odmocniny.

Vzhledem ke způsobu regulace proudu motorem pomocí kmitočtu napájecího napětí není tato regulace příliš přesná ani dynamická, v porovnání například s regulací vektorovou nebo DTC.

## 9. Pomocný napájecí zdroj

Navržené obvody frekvenčního měniče vyžadují množství různých napájecích napětí. Situaci navíc komplikuje i fakt, že část obvodů je galvanicky spojených přímo se sítí (záporným pólem meziobvodu) a část obvodů je zcela galvanicky izolovaných (komunikační a ovládací rozhraní).

Možnost navrhnout zdroj s malým síťovým transformátorem jsem zavrhnul, kvůli velkým nárokům na prostor na desce plošných spojů, tak i kvůli velmi špatné dostupnosti transformátorů se sekundárními vinutími majících navzájem dostatečnou izolační pevnost. (Část sekundárních vinutí by napájela síťovou stranu měniče a část izolovanou stranu). Nechat si zhotovit síťový transformátor malého výkonu na míru je navíc poměrně finančně náročné.

Zvolil jsem tedy cestu návrhu vlastního spínaného zdroje. Spínané zdroje jsou moderní napájecí zdroje dosahující vysoké účinnosti, malých rozměrů a snadno se realizují pro rozličná výstupní napětí.

### 9.1 Potřebná napájecí napětí

Navrhovaný frekvenční měnič potřebuje tyto napájecí napětí: +3,3 V pro mikroprocesor, +5 V pro pomocné analogové obvody a signály řídicích impulsů pro budiče tranzistorů, +15 V napájení budičů gate tranzistorů MOSFET. Dále izolované napájecí napětí +15 V pro analogové obvody ovládacího rozhraní a izolované napětí +5 V pro digitální obvody ovládacího rozhraní.

V rámci ušetření množství sekundárních vinutí v transformátoru spínaného zdroje a souvisejícím problémům s rozptylovou indukčností (slabá vazba mezi vinutími způsobuje špatný činitel regulace výstupních napětí) jsem se rozhodl použít sekundární vinutí pouze dvě. Jedno vinutí bude dodávat napětí 15 V pro obvody na síťové straně, druhé sekundární vinutí taktéž 15 V bude pro napájení izolovaných obvodů ovládacího rozhraní.

Ostatní napájecí hladiny se získají z 15 V pomocí lineárních stabilizátorů. Řídicí elektronické obvody měniče nevyžadují nikterak velký proud, proto je možné nižší napětí získat lineárními regulátory, bez potřeby řešit velké ztrátové výkony.

Celková spotřeba veškerých elektronických obvodů byla vypočítána na přibližně 4 W.

### 9.2 Jednočinný blokující měnič

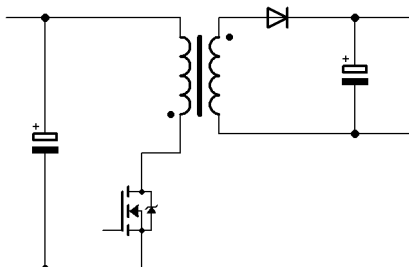
Spínaný napájecí zdroj bude realizován jako jednočinný blokující měnič (v zahraniční literatuře označovaný jako *flyback converter*, [11], [12]). Další značné zjednodušení obvodového řešení nastane využitím moderních integrovaných obvodů, určených právě pro tyto malé napájecí spínané zdroje.

Pro konstrukci tohoto zdroje byl zvolen integrovaný obvod VIPER16 výrobce STMicroelectronics [17]. Tento obvod má již integrovaný i výkonový spínací MOSFET se závěrným napětím 800 V a je schopen dodat výkon až 10 W. Vyžaduje naprosté minimum okolních součástek.

Měnič je navržen tak, že při zatížení jeho maximálním výkonem pracuje na hranici spojitých / nespojitých proudů (CCM / DCM). Pracovní režim nespojitých proudů (DCM) umožňuje využít menších indukčností vinutí, nevyžaduje velmi rychlé usměřňovací diody s malým  $Q_{rr}$  a  $t_r$

na sekundárních vinutích a zapínací ztráta je zcela eliminována, neboť tranzistor spíná při nulovém proudu primárním vinutím.

Princip jednočinného blokujícího měniče je na následujícím obrázku:



Obr. 15: Jednočinný blokující měnič

Při sepnutí tranzistoru proud primárním vinutím narůstá z nulové hodnoty a narůstá energie magnetického pole uložená v transformátoru. Při rozepnutí tranzistoru napětí na vinutích komutuje a energie uložená v transformátoru nabíjí výstupní kondenzátor.

### 9.3 Výpočet transformátoru pomocného zdroje

Měnič pracuje v režimu nespojitých proudů (DCM) od vstupního napětí  $U_{in(min)} = 180$  V se jmenovitým výkonem 4 W. Měnič je trochu předimenzovaný, původně se počítalo i s napájením malého ventilátoru pro chlazení výkonových polovodičů střídače. Pro tento měnič bylo zvoleno (postupnými iteracemi a optimalizacemi výpočtu) feritové jádro E16x5 se vzduchovou mezerou 0,1 mm, kterému odpovídá magnetická vodivost 212 nH.

Primární vinutí je rozděleno na dvě poloviny, pro minimalizaci rozptylové indukčnosti. Sekundární vinutí jsou vinuta vodičem o průměru 0,3 mm. Proudová hustota ve vinutí je přibližně  $4$  A/mm<sup>2</sup>. V jádře je dosahováno maximální indukce přibližně 190 mT. Feritová jádra a nosné kostičky byly zakoupeny u dodavatele Semic.cz.

Výpočet pracovního činitele tranzistoru pro reflektované napětí  $U_p = 120$  V:

$$d = U_p / (U_p + U_{in(min)}) = 120 / (120 + 180) = 0,4 \quad (31)$$

Špičková hodnota proudu primárním vinutím:

$$I_{pk} = 2P / (d U_{in(min)}) = 2 \cdot 4 / (0,4 \cdot 180) = 111 \text{ mA} \quad (32)$$

Efektivní proud primárním vinutím:

$$I_{prms} = I_{pk} \sqrt{d} / \sqrt{3} = 0,111 \cdot \sqrt{0,4} / \sqrt{3} = 40,5 \text{ mA} \quad (33)$$

Primární indukčnost (pracovní kmitočet měniče  $f = 115$  kHz, varianta VIPER16HD):

$$L_p = U \cdot dt/di = d \cdot U / (f \cdot I_{pk}) = 0,4 \cdot 180 / (115\,000 \cdot 0,111) = 5,67 \text{ mH} \quad (34)$$

Počet primárních závitů:

$$N_p = \sqrt{L_p / A_L} = \sqrt{5,67 \cdot 10^{-3} / 212 \cdot 10^{-9}} = 163 \quad (35)$$

Špičková hodnota magnetické indukce (sycení) transformátoru ( $A_l = 212 \text{ nH}$ ,  $S_j = 20 \text{ mm}^2$ ):

$$B_{max} = N I_{pk} A_L / S_j = 163 \cdot 0,111 \cdot 212 \cdot 10^{-9} / 20 \cdot 10^{-6} = 0,191 \text{ T} \quad (36)$$

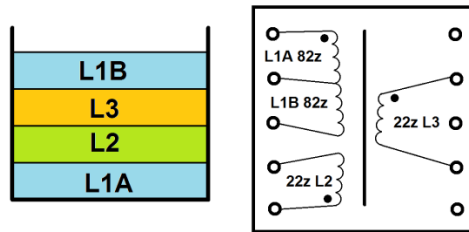
Průměr vodiče pro primární vinutí (Proudová hustota ve vinutí  $J = 2 \text{ A/mm}^2$ ):

$$D_p = \sqrt{4 I_{prms} / \pi J} = \sqrt{4 \cdot 0,0405 / 2\pi} = 0,16 \text{ mm} \rightarrow 0,2 \text{ mm} \quad (37)$$

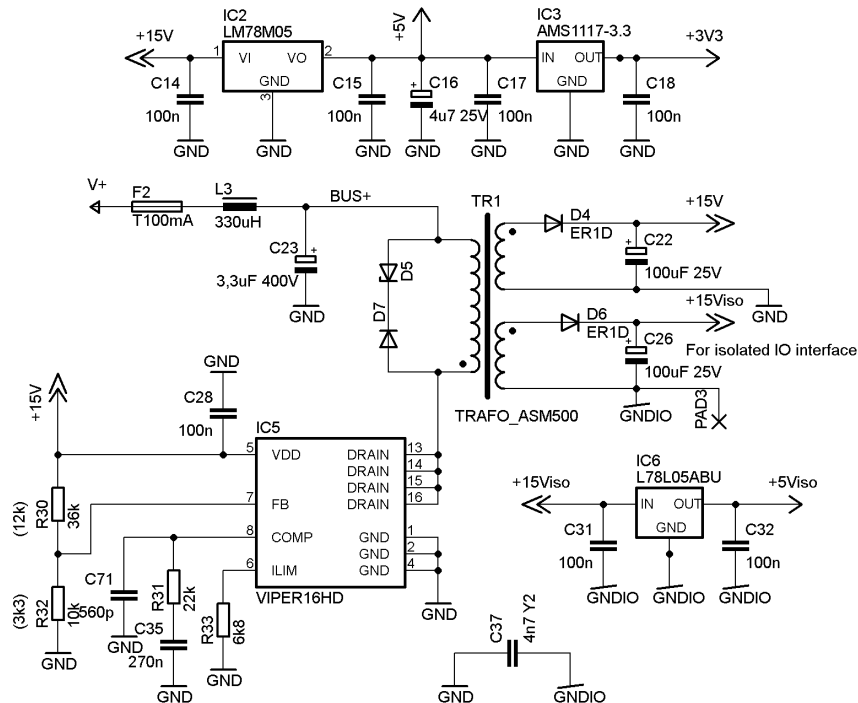
Počet sekundárních závitů pro napětí  $U_s = 16 \text{ V}$  (zahrnuje i úbytek na usm. diodě):

$$N_s = U_s N_p / U_p = 16 \cdot 163 / 120 = 22 \quad (38)$$

Skladba vinutí v transformátoru a přiřazení vinutí jednotlivým vývodům kostřičky je znázorněno na obrázku 16. Kompletní schéma zapojení pomocného napájecího zdroje je na obrázku 17.



Obr. 16: Skladba vinutí na kostře transformátoru



Obr. 17: Schéma pomocného napájecího zdroje



## 11. Ověření vlastností frekvenčního měniče

Po vyrobení plošného spoje a osazení prototypu bylo zapotřebí zkontrolovat funkčnost jednotlivých obvodových částí měniče i jeho celku.

### 11.1 Měření pomocného napájecího zdroje

Jako první bylo vhodné osadit a oživit napájecí zdroj. Při kontrole funkčnosti tohoto zdroje se však našla chyba v návrhu, která způsobuje, že se měnič nerozeběhne. Integrovaný obvod VIPER16 získává své napájení ze stejného sekundárního vinutí, které napájí řídicí elektroniku měniče. Integrovaný obvod VIPER16 startuje tak, že z vývodu DRAIN (piny 13, 14, 15 a 16) přepouští velmi malý proud na pin č. 5, VDD. Tím si nabíjí filtrační kondenzátor vlastního napájení. Pokud ovšem je tento kondenzátor připojen k dalším obvodům, je proudový zdroj uvnitř VIPER16 přetížen, na pinu 5 nikdy nevzroste napětí na dostatečnou úroveň a měnič se nerozeběhne. Z tohoto důvodu bylo třeba doplnit k přívodu 15V na pin 5 diodu, která napájení VIPER16 odděluje od ostatních obvodů. Kapacitu kondenzátoru C28 bylo též nutno zvětšit. (Schéma zapojení zdroje je na obrázku 16). Po těchto úpravách již zdroj funguje spolehlivě.

Dále byla měřen vstupní příkon spínaného zdroje: Při napětí 270 V na meziobvodu byl odběr měniče přibližně 12 mA. To odpovídá příkonu 3,25 W. Pro změření účinnosti měniče by bylo nutné vložit ampérmetry do výstupů zdroje. To však na plošném spoji není možné, musely by se přeškrábat některé vodivé cesty. Měření účinnosti tudíž není možné snadno provést. Z příkonu 3,25 W lze však usuzovat, že měnič není přetížen (byl napočítán pro jmenovité zatížení 4 W).

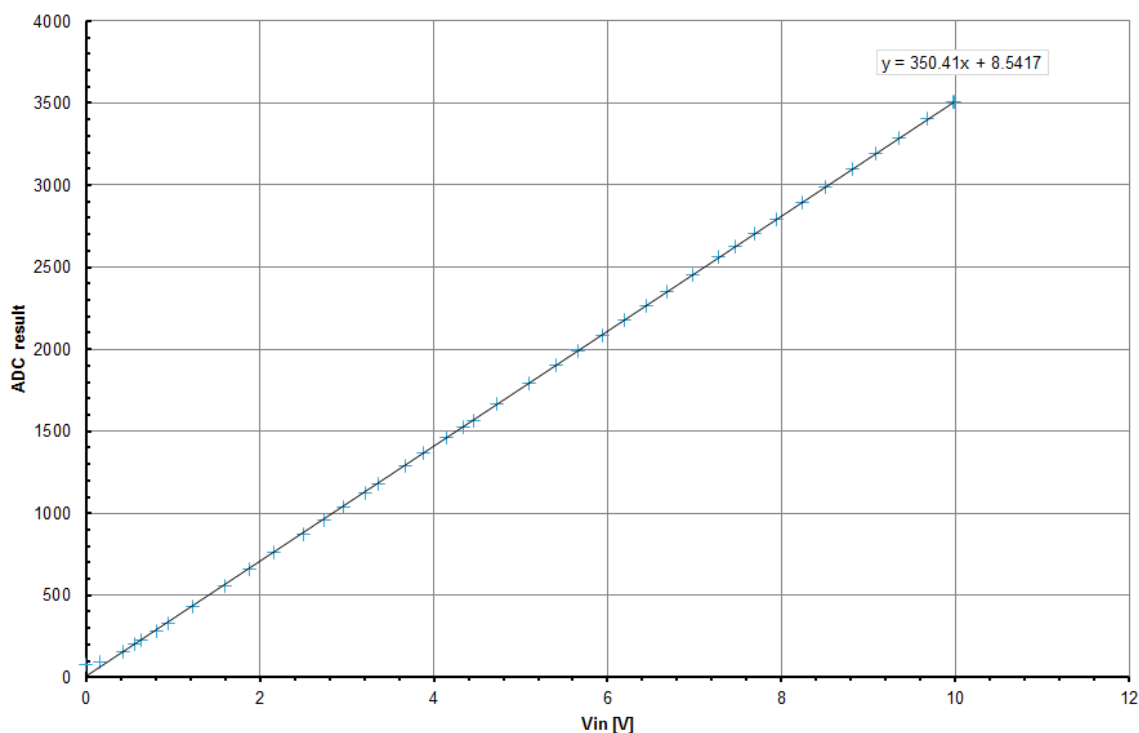
Výstupní napětí měniče je 15,6 V a 16,1V pro izolovanou část obvodů rozhraní. Napětí jsou trochu vyšší, než na jaká byl měnič napočítán, avšak nepatrné zvýšení napětí není závadou a může být způsobeno například tolerancí napěťové reference obvodu VIPER16 nebo tolerancí rezistorů napěťového děliče zpětné vazby.

### 11.2 Ověření galvanického izolátoru AIN

Dále bylo zapotřebí ověřit funkce obvodů galvanicky oddělujících analogové řídicí napětí 0 – 10 V. Tyto obvody budou využívány právě nejčastěji jako vstup zadání výstupního kmitočtu frekvenčního měniče pomocí potenciometru.

Měření napěťového referenčního výstupu ukázalo, že má napětí téměř přesně 10,0 V. Jedná se spíše o náhodu, než o velmi vysokou přesnost tohoto obvodu. Očekávaná tolerance tohoto napětí byla asi  $\pm 2\%$ . V následujícím měření byl referenční zdroj zatížen jmenovitým proudem 10 mA dle zadání: Výstupní napětí zdroje kleslo pouze o 10 mV. To znamená, že zdroj referenčního napětí 10 V funguje správně.

Pro ověření funkčnosti obvodů s analogovým optočlenem IL300 bylo provedeno podrobné měření linearitý obvodu. Na vstup bylo přivedeno napětí ze zdroje a výstup obvodu byl sledován samotným A/D převodníkem v mikroprocesoru. Měření je zachyceno na obrázku 19. Naměřená data byla proložena přímkou a vypočtena rovnice přímky. Z grafu je patrné, že zapojení dosahuje výborné linearitý. Drobná nelinearita v blízkosti nulového vstupního napětí je způsobena především offsetovými napětími použitých operačních zesilovačů MCP6001 a MCP6002.



Obr. 19: Měření linearity analogového optoizolátoru

### 11.3 Galvanické oddělení linky RS232

Při ověřování funkčnosti galvanického oddělení linky RS232 byl objeven problém v samotném návrhu obvodu. Způsob připojení svítivých diod LED optočlenů způsobuje negaci stavu linek RxD a TxD. LED optočlenů musí být zapojené opačně a svítit pokud je na výstupu linky signál log. 0. Plošný spoj proto musel být opět nepatrně modifikován přeškrábáním několika signálových vodičů a instalováním několika krátkých drátových propojek. Potom již komunikace po sériové lince začala fungovat.

### 11.4 Galvanické oddělení vstupů D1 – D3

Zbylé tři galvanicky oddělené digitální vstupy D1 až D3 pracují v pořádku. Reagují správně na log 1. již od napětí přibližně 4 – 5 V. Vstupy tedy fungují správně při napětí 10V ze zdroje reference, které je dle zadání možno použít jako zdroj napětí pro digitální vstupy. Odběr proudu digitálních vstupů při 10V je přibližně 3,16 mA. Pokud by byly všechny tři vstupy sepnuty a připojeny na zdroj reference 10 V, činil by celkový proudový odběr 9,5 mA. To je již velmi blízko povolené hodnotě 10 mA, viz zadání. Nemuselo by zůstat dostatek proudu pro případný potenciometr. Naštěstí je referenční regulátor IC9 napájen proudem přibližně 33 mA, viz vztah (25). Referenční regulátor IC9 potřebuje pro správnou funkci min 5mA proudu, z výstupu 10 V reference je tedy možné odebírat teoreticky až 28 mA. Je tedy možné zvětšit hodnotu nominálního proudu na přibližně 20 mA, bez vlivu na funkci tohoto obvodu.



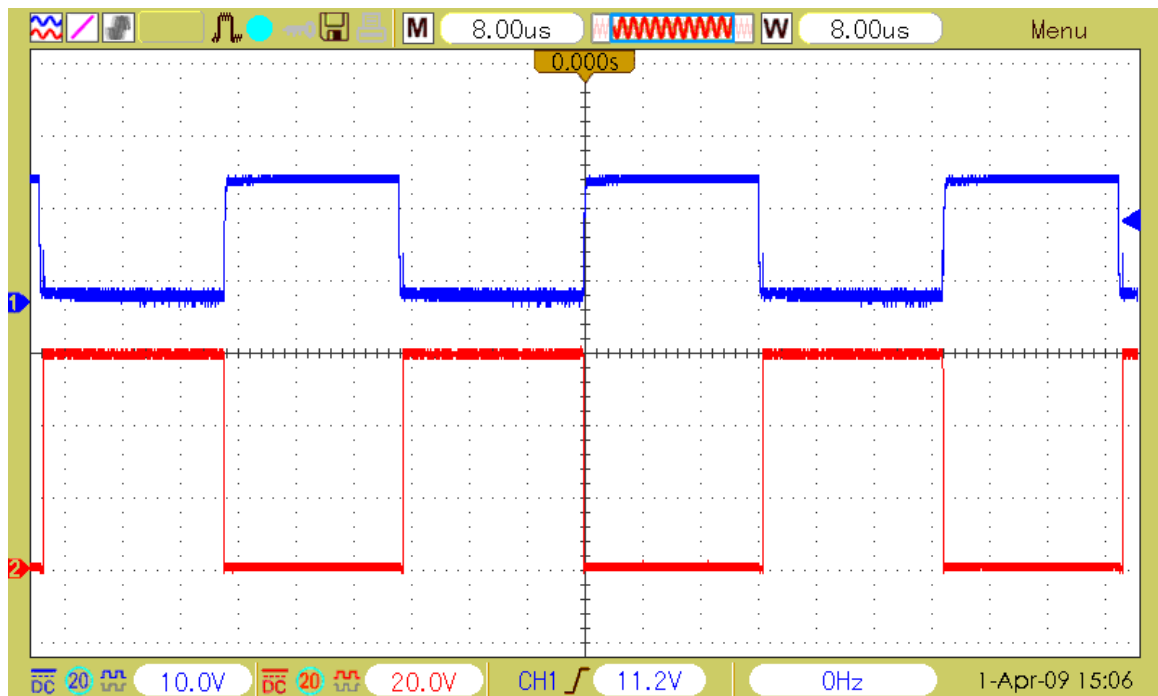
### 11.5 Kontrola funkce střídače

V neposlední řadě je důležité také zkontrolovat, zda střídač dostává správně všechny řídicí impulsy z mikroprocesoru a zda se tyto impulsy správně objevují na řídicích elektrodách tranzistorů.

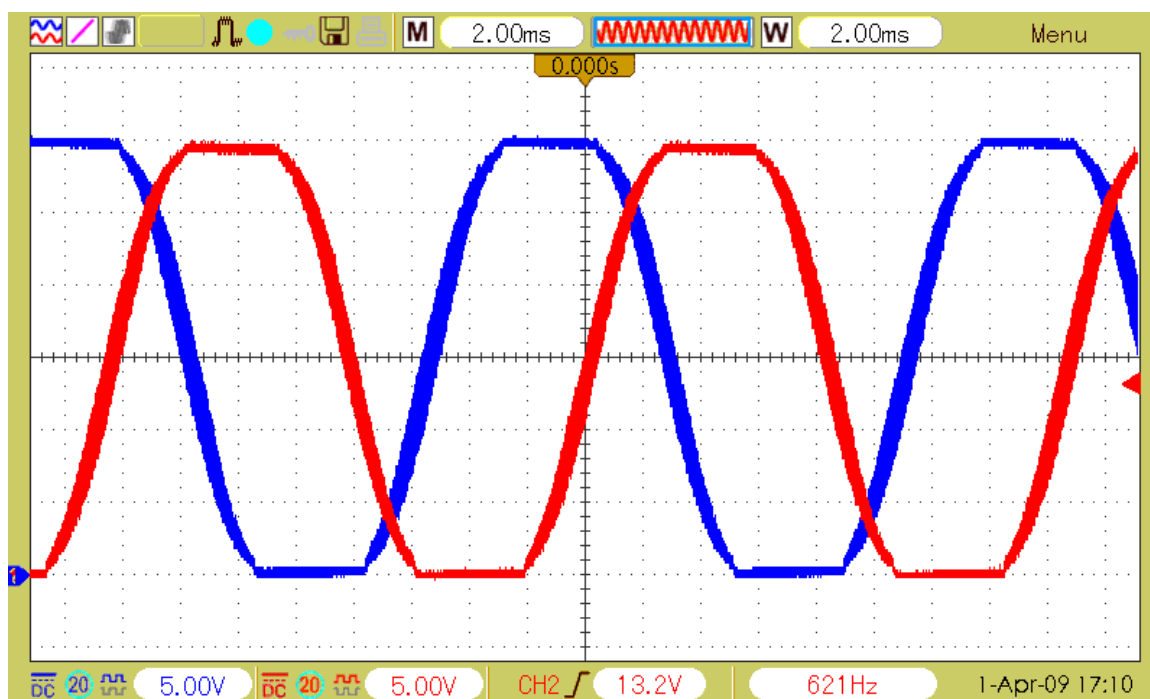
Pro účely kontroly byl z mikroprocesoru generován neměnný signál s pracovním činitelem 50 % (střída 1 : 1) na všech třech větvích střídače. Osciloskopem byly kontrolovány generované průběhy. Obrázek 20 zachycuje průběh na gate dolního tranzistoru jedné větve střídače a dolní průběh je výstupní větvové napětí.

Při kontrolách správné funkce budičů L6390D se našel problém ve vypadávání buzení horních gate: Problémem byla příliš malá kapacita kondenzátorů v bootstrap obvodu (C2, C20 a C34). K těmto kondenzátorům byly následně přidány paralelně tantalové kondenzátory 10  $\mu\text{F}$ . Poté již budiče fungují správně a jsou schopné tranzistory spolehlivě budit i při pracovním činiteli blízkému 1, kdy horní tranzistor je otevřený maximum doby periody.

Další částí testu střídače byla pak kontrola funkce samotného modulátoru „Sixty-degree PWM“ a kontrola, zda modulátor opravdu dodržuje U/f charakteristiku podle očekávání. (Několik drobných nedostatků v programu muselo být odstraněno). Na obrázku 21 je záznam dvou větvových napětí střídače (Měřeno přes RC filtry 6,8 k $\Omega$  - 10 nF). Průběh je charakteristický svými plochými částmi.



Obr. 20: Kontrola větví střídače (Pozn.: Modrá: gate, červená: výstup)



Obr. 21: Průběh dvou větvojých napětí střídače

### 11.6 Test nadproudového komparátoru

V prvotním návrhu zapojení byly proudové ochrany nastaveny na příliš vysoký proud 6A. Odporové děliče u vstupů nadproudových komparátorů (pin 10 u L6390D) byly upraveny na hodnoty 470 Ω a 1 kΩ. Proud, na který reaguje ochrana je tedy přibližně  $I_{trip} = 4$  A.

$$I_{trip} = V_{OCP} \cdot (1 + R6 / R10) / (R8 // R9) \quad (39)$$

Kde  $I_{trip}$  je proud reakce nadproudového komparátoru,  $V_{OCP}$  je vnitřní napěťová reference komparátoru (přibližně 540 mV, viz [14]), R6 a R10 tvoří napěťový dělič a R8, R9 jsou dva paralelní rezistory tvořící bočník pro snímání proudu. Vztah platí stejným způsobem i pro zbylé dvě větve střídače.

Nadproudová ochrana byla testovaná připojením proměnné odporové zátěže mezi dvě fáze střídače. Aktivaci nadproudové ochrany signalizuje červená LED signálka „FAULT“.

### 11.7 Frekvenční měnič s motorem

Pro první zkoušení funkčnosti frekvenčního měniče byl použit malý asynchronní motor o jmenovitém výkonu 180W. Motor byl pouze naprázdno bez zátěže, neboť v domácí laboratoři nejsem vybaven abych mohl motor brzdit a zatěžovat definovaným způsobem.

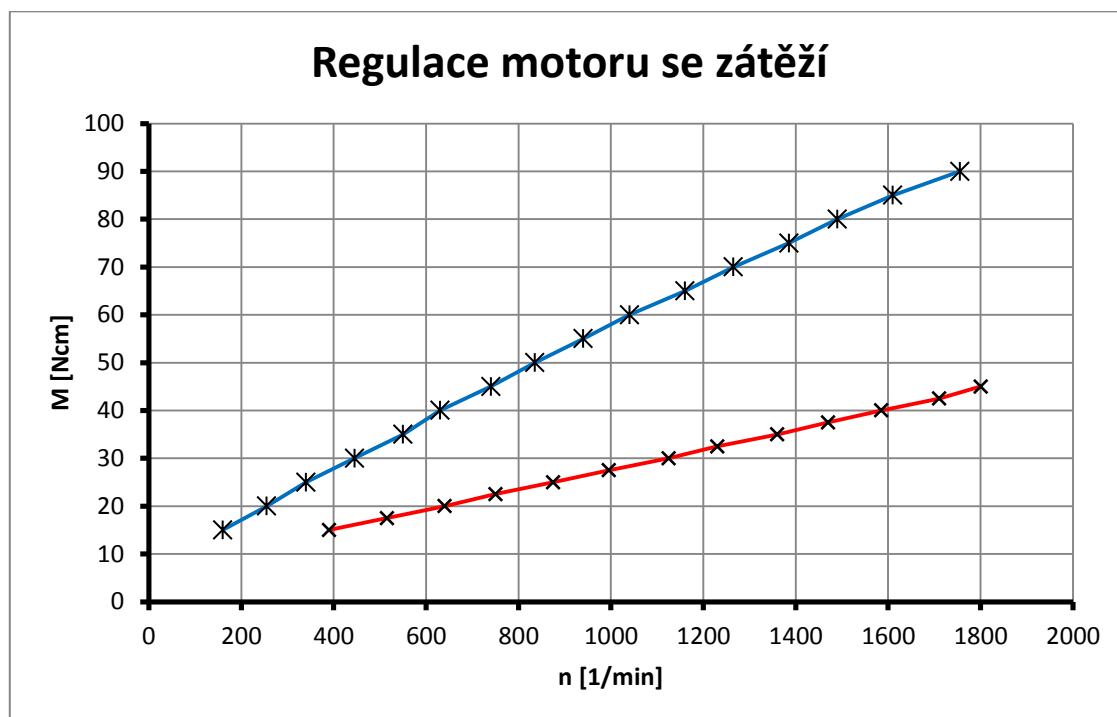
Malý motor o výkonu 180W se úspěšně roztočil. Odběr frekvenčního měniče s tímto motorem naprázdno činil 25 W, při volnoběžných otáčkách na 50 Hz.

### 11.8 Regulace motoru se zátěží

Po kontrole správné funkce všech obvodů frekvenčního měniče byla provedena zkouška s reálnou zátěží. Frekvenčním měničem byl napájen asynchronní motor Siemens o výkonu 0,37 kW. Motor je čtyřpólový s nominálními otáčkami  $1370 \text{ min}^{-1}$ . Motor byl zatěžován malým dynamometrem, ke kterému do obvodu kotvy byl zařazen proměnný odpor jako zátěž. Buzení bylo napájeno nezávislým zdrojem. Toto uspořádání umožňuje simulovat zátěž podobnou například ventilátoru nebo čerpadlu: Výkon na hřídeli stroje roste s otáčkami, při nulových otáčkách je i moment na hřídeli nulový.

Měření probíhalo vždy od maximálního nastaveného kmitočtu 65Hz až téměř do zastavení stroje. Byl zaznamenáván moment na hřídeli, otáčky (měřené tachodynamem) a vstupní činný příkon frekvenčního měniče. Tabulka níže obsahuje naměřené hodnoty pro dvě různé zvolené zátěže. Z naměřených hodnot byl sestaven také graf závislosti momentu na otáčkách motoru.

M [Ncm]	n [1/min]	Pin [W]	M [Ncm]	n [1/min]	Pin [W]
90	1755	284	45	1800	170
85	1610	254	42,5	1710	166
80	1490	236	40	1585	162
75	1385	216	37,5	1470	160
70	1265	196	35	1360	150
65	1160	176	32,5	1230	136
60	1040	156	30	1125	126
55	940	138	27,5	995	116
50	835	122	25	875	104
45	740	108	22,5	750	96
40	630	94	20	640	84
35	550	84	17,5	515	72
30	445	70	15	390	64
25	340	58			
20	255	46			
15	160	32			



## 12. Závěr

Podstatou této práce bylo seznámit se s principy funkce frekvenčních měničů pro asynchronní motory a navrzení a vyrobení prototypu frekvenčního měniče.

Práce začala teoretickým úvodem vysvětlujícím principy fungování asynchronního motoru, popisem základních typů řízení a odvozením skalární regulace, kterou jsem se dále v této práci zabýval.

Bylo navrženo kompletní schéma zapojení frekvenčního měniče pro motory o výkonu do 500 W. Pro frekvenční měnič byl navržen, vyroben a následně osazen i plošný spoj. Při oživování prototypu byly postupně odstraněny některé chyby v zapojení a frekvenční měnič byl úspěšně uveden do činnosti i s vlastním software pro mikroprocesor ARM Cortex M3, kterým je měnič řízen.

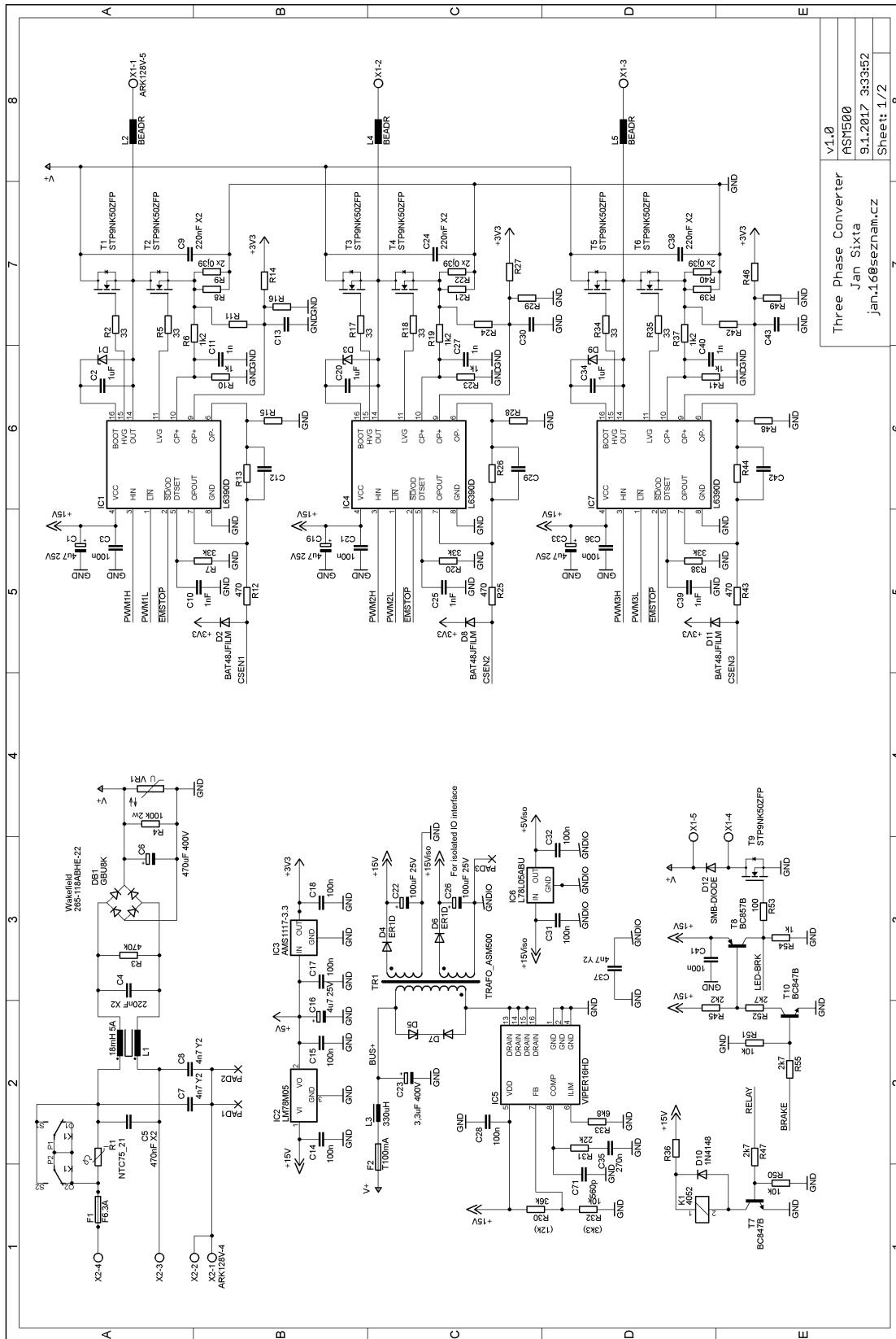
Nakonec byla praktickým experimentem ověřena schopnost měnič regulovat motor se zátěží. Bohužel nebylo možné otestovat měnič s výkonnějším motorem, neboť nebyl k dispozici vhodný dynamometr, kterým by bylo možné výkonnější motor zatěžovat.

Do budoucnosti plánuji řídicí algoritmy v měniči dále vylepšovat, především se pokusit přidat například řízení FCC (Flux Current Control), nebo kompenzaci zvlnění napětí v meziobvodu.

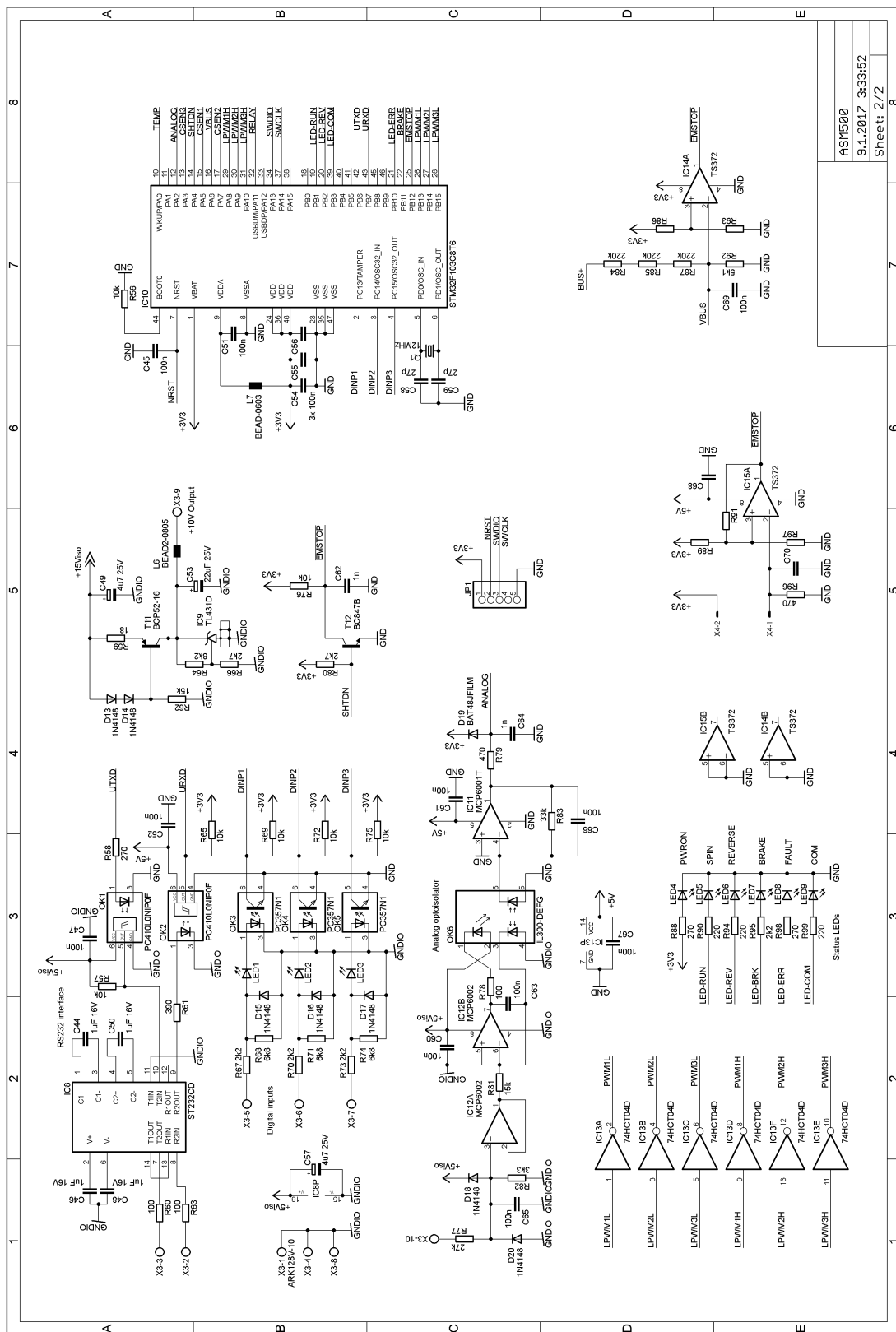
## 13 . Literatura

- [1] PAVELKA, Jiří a Jiří ZDĚNEK. *Elektrické pohony a jejich řízení*. 1. vyd. V Praze: České vysoké učení technické, 2010, 241 s. ISBN 978-80-01-04642-5.
- [2] ZÁHLAVA, Vít. *Návrh a konstrukce desek plošných spojů*. 1. vyd. V Praze: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2005, ISBN 80-01-03351-1.
- [3] LETTL, Jiří a Z. ČEŘOVSKÝ a Jiří PAVELKA. *Výkonová elektronika*. Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2007, ISBN 80-247-0507-9
- [4] JAVŮREK, Jiří. *Regulace moderních elektrických pohonů*. Vyd. Grada, 2003, ISBN 80-247-0507-9
- [5] CHAPMAN, Stephen. *Electric Machinery Fundamentals 4th edition*. McGraw Hill, 2005, ISBN 0-07-246523-9
- [6] STÝSKALA, V. a Jan Dudek, *Elektrické stroje Úvod – Asynchronní motory*. 2007, [online], Dostupné z: [http://fei1.vsb.cz/kat420/vyuka/Bakalarske\\_FS/prednasky/1\\_AM\\_FS.pdf](http://fei1.vsb.cz/kat420/vyuka/Bakalarske_FS/prednasky/1_AM_FS.pdf)
- [7] GAJDŮŠEK, Pavel. *Přehled metod řízení asynchronních motorů*. FEKT VUT v Brně, 2005, [online] Dostupné z: [http://www.elektrorevue.cz/clanky/05020/index.html#2\\_BSR](http://www.elektrorevue.cz/clanky/05020/index.html#2_BSR)
- [8] Microchip Technology, Inc. AN1299, *Single-Shunt Three-Phase Current Reconstruction Algorithm for Sensorless FOC of a PMSM*. [online] Dostupné z: <http://microchip.com/>
- [9] Analog Devices, Inc., MT-085 TUTORIAL, *Fundamentals of Direct Digital Synthesis (DDS)* [online] Dostupné z: <http://www.analog.com>
- [10] KENNEL, Ralph. *Pulse Width Modulation Methods*. 2013 [online] Dostupné z: [https://www.eal.ei.tum.de/fileadmin/tueieal/www/courses/PE/tutorial/2013-2014-W/07\\_PWM.pdf](https://www.eal.ei.tum.de/fileadmin/tueieal/www/courses/PE/tutorial/2013-2014-W/07_PWM.pdf)
- [11] University of Colorado Boulder, ECEN4517, *The Flyback Converter*. [online] Dostupné z: <http://ecee.colorado.edu/ecen4517/materials/flyback.pdf>
- [12] Infineon Technologies Corp, *Design Guide for Off-line Fixed Frequency DCM Flyback Converter*, 2013, [online] Dostupné z: <http://www.mouser.com/pdfdocs/2-8.pdf>
- [13] CD00002970 datasheet STP9NK50Z. 2004 [online] Dostupné z: <http://www.st.com>
- [14] CD00186965 datasheet L6390. 2015 [online] Dostupné z: <http://www.st.com>
- [15] Vishay Intertechnology, Inc., *Designing Linear Amplifiers Using the IL300 Optocoupler*. 2012 [online] Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/83708/appn50.pdf>
- [16] *Alpha–beta transformation*. [online] Dostupné z: [https://en.wikipedia.org/wiki/Alpha%E2%80%93beta\\_transformation](https://en.wikipedia.org/wiki/Alpha%E2%80%93beta_transformation)
- [17] CD00218828 datasheet VIPER16. 2014 [online] Dostupné z: <http://www.st.com>
- [18] KOŠŤÁL, Tomáš. *Techniky subharmonické PWM*. [online]. Praha, 2014. Dostupné z: <http://www.fel.cvut.cz/education/prace/00080.pdf>

# Příloha A – Schéma zapojení



v1.0  
 ASM500  
 Jan Sixta  
 9.1.2017 3:33:52  
 Sheet 1/2



ASMS00
9.4.2017 3:33:52
Sheet 2 / 2

## Příloha B – Ukázky zdrojových kódů

Jednoduchý digitální filtr typu dolní propust 1. Řádu pro hodnotu z analogového vstupu AIN a následný výpočet velikosti úhlového přírůstku (registr PIR, 32 bitový), následovaný výpočtem potřebné amplitudy dle křivky U/f:

```
/* Measure the voltage from speed potentiometer, first order lowpass filtering */
Speed = (Speed*7UL + ADC_Measure(ADC_CHANNEL_ANALOG, ADC_SampleTime_55Cycles5)) / 8UL;

/* Calculate the new phase increment */
PhaseIncrement = Speed * MAX_FREQ_M;

/* Calculate the new amplitude */
Amplitude = (uint8_t)((PhaseIncrement>10737418UL)?10737418UL:PhaseIncrement)*255ULL/10737418UL;
```

Tabulka hodnot výstupního průběhu střídače pro generátor DDS a výpočetní jádro DDS generující délky pulsů PWM modulace pro každou periodu uvnitř přerušení od časovače TIM1, který generuje samotné PWM signály:

```
const uint8_t SinInjected[256] =
{128,133,138,143,148,153,158,162,167,172,177,181,185,190,194,198,202,206,
210,213,217,220,223,226,229,231,234,236,238,240,242,244,246,247,248,250,
251,252,252,253,254,254,255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,
255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,
255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,255,254,254,253,
252,252,251,250,248,247,246,244,242,240,238,236,234,231,229,226,223,220,
217,213,210,206,202,198,194,190,185,181,177,172,167,162,158,153,148,143,
138,133,128,122,117,112,107,102,97,93,88,83,78,74,70,65,61,57,53,49,45,
42,38,35,32,29,26,24,21,19,17,15,13,11,9,8,7,5,4,3,3,2,1,1,0,0,0,0,0,0,
0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,
0,0,0,1,1,2,3,3,4,5,7,8,9,11,13,15,17,19,21,24,26,29,32,35,38,42,45,49,
53,57,61,65,70,74,78,83,88,93,97,102,107,112,117,122};

void TIM1_UP_IRQHandler(void)
{
    PhaseRegister += PhaseIncrement;
    TIM1->CCR1 = (uint8_t)((SinInjected[(uint8_t)(PhaseRegister>>24)]
        )*(uint16_t)Amplitude)>>8);
    TIM1->CCR2 = (uint8_t)((SinInjected[(uint8_t)(PhaseRegister+1431655765UL)>>24])*(uint16_t)Amplitude)>>8);
    TIM1->CCR3 = (uint8_t)((SinInjected[(uint8_t)(PhaseRegister+2863311530UL)>>24])*(uint16_t)Amplitude)>>8);

    TIM_ClearITPendingBit(TIM1, TIM_IT_Update);
}
```



## Příloha C – Fotografie

