

Univerzita Pardubice

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Řídicí jednotka pohonu přestavníku železniční výhybky

Diplomová práce

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2024/2025

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Michal Kaplan**
Osobní číslo: **I23262**
Studijní program: **N0714A150005 Automatické řízení**
Téma práce: **Řídicí jednotka pohonu přestavniku železniční výhybky**
Zadávací katedra: **Katedra automatizace a matematiky**

Zásady pro vypracování

Cílem práce je návrh řídicí jednotky pohonu přestavniku železniční výhybky. Jedná se o náhradu stávajícího řešení pohonu přestavniku, jeho modernizovanou verzí. Úkolem zařízení je ovládat pohyb přestavniku, který je realizován 3f indukčním asynchronním motorem. Základem řídicí jednotky bude vybraný typ jednočipového mikropočítače, například s jádrem ARM. Hlavní funkcí aplikace řídicího mikropočítače je realizovat tzv. vektorové řízení 3f motoru (algoritmu SVPWM). Hardwarové rozhraní konstrukce bude umožňovat její začlenění do stávajícího zařízení, bez nutnosti jeho rozsáhlejší úpravy.

Teoretická část práce bude obsahovat podrobnou rešerši zadaného tématu. Výsledky této rešerše budou použity ke stanovení funkčních parametrů konstrukčního řešení jednotky. Navržená jednotka bude umožňovat nejen náhradu stávající jednotky, ale bude mít i nové, rozšiřující funkce.

V praktické části práce bude proveden konkrétní návrh hardware vlastní řídicí jednotky, sestaven firmware mikropočítače a provedeno její testování. Testování bude realizováno v laboratorních a reálných podmínkách. Výsledky testování, společně s výrobními podklady jednotky, budou součástí řešení diplomové práce.

Rozsah pracovní zprávy: **60**
Rozsah grafických prací:
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

ROUBÍČEK, Ota. *Elektrické motory a pohony: příručka pro techniky, volby a užití vybraných druhů*. Praha: BEN – technická literatura, 2004. ISBN 80-7300-092-X.
MAZIDI, Muhammad Ali; CHEN, Shujen a GHAEMI, Eshragh. *STM32 Arm programming for embedded systems: using C language with STM32 Nucleo*. [Velká Británie]: MicroDigital, 2014-2018. ISBN 978-0-997-92594-4.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Libor Havlíček, Ph.D.**
Katedra automatizace a matematiky

Datum zadání diplomové práce: **8. listopadu 2024**
Termín odevzdání diplomové práce: **23. května 2025**

prof. Ing. Petr Doležel, Ph.D. v.r.
děkan

L.S.

Ing. Libor Kupka, Ph.D. v.r.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 11. listopadu 2024

Prohlašuji:

Práci s názvem Řídicí jednotka pohonu přestavníku železniční výhybky 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., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, 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.

Beru na vědomí, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, a směrnicí Univerzity Pardubice č. 7/2019 Pravidla pro odevzdávání, zveřejňování a formální úpravu závěrečných prací, ve znění pozdějších dodatků, bude práce zveřejněna prostřednictvím Digitální knihovny Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 11. 5. 2025

Michal Kaplan v.r.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych zde poděkoval vedoucímu střediska elektroniky firmy STARMON, Ing. Jířímu Holingerovi a kolegům za jejich rady a čas, který mi věnovali při tvorbě této práce. Dále děkuji vedoucímu práce, Ing. Liboru Havlíčkovi, Ph.D., za odbornou pomoc při zpracovávání podkladů. V neposlední řadě děkuji rodině za podporu při mém studiu a své přítelkyni za duševní oporu.

V Pardubicích dne 11. 5. 2025

Michal Kaplan

ANOTACE

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a realizací řídicí jednotky pro pohon přestavníku železniční výhybky. Hlavním cílem bylo zajištění řízení pohybu přestavníku a zlepšení jeho dynamických vlastností, zejména omezení rozběhových proudů asynchronního motoru, které vznikají při aktivaci pohonu. Jako řešení byl navržen systém s frekvenčním měničem a implementován zvolený řídicí algoritmus. Řídicí jednotka byla postavena na mikrokontroleru STM32G474 a ověřena v reálných podmínkách na přestavníku typu EP600. Výsledky měření potvrdily účinnost měkkého rozběhu, který významně snižuje proudové špičky. Navržené řešení přináší vyšší spolehlivost a provozní bezpečnost v systémech řízení železničních výhybek.

KLÍČOVÁ SLOVA

Frekvenční měnič, asynchronní motor, řízení motoru, STM32, ARM mikrokontrolér, skalární řízení, vektorové řízení, přestavník výhybky

TITLE

The control unit of the drive of the railway switch changer

ANNOTATION

This thesis deals with the design and implementation of a control unit for the drive of a railway turnout actuator. The main objective was to control the actuator's motion and improve its dynamic performance, particularly by limiting the inrush currents of the asynchronous motor that occur during activation. The proposed solution involves a frequency inverter and the implementation of a selected control algorithm. The control unit was built using the STM32G474 microcontroller and verified under real-world conditions with an EP600 actuator. Measurement results confirmed the effectiveness of the soft start feature, which significantly reduces current spikes. The proposed system contributes to increased reliability and operational safety in railway turnout control applications.

KEYWORDS

Frequency inverter, asynchronous motor, motor control, STM32, ARM microcontroller, scalar control, vector control, railway turnout actuator

OBSAH

SEZNAM ILUSTRACÍ A TABULEK	10
SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK	13
ÚVOD.....	15
1. Elektromotorický přestavník EP600.....	16
1.1 Činnost elektromotorického přestavníku.....	16
1.1.1 Elektrický pohon přestavníku	17
1.1.2 Mechanická soustava přestavníku	17
1.1.3 Kontrolní ústrojí přestavníku	18
2. Stávající řešení řízení pohonu přestavníku	19
3. Navrhovaná úprava řízení pohonu přestavníku	20
3.1 Požadavky na řídicí jednotku přestavníku	20
4. Konstrukce asynchronního indukčního motoru.....	22
5. Nepřímé měniče frekvence (VFD)	27
5.1 Usměrňovač	27
5.2 Meziobvod	28
5.3 Výkonový můstek.....	29
6. Metody řízení nepřímých frekvenčních měničů	30
6.2 Space Vector PWM (SVPWM)	31
6.3 Transformace Clark a Park	34
6.3.1 Clarkova transformace.....	34
6.3.2 Parkova transformace	35
6.3.3 Inverzní Parkova transformace	36
6.3.4 Inverzní Clarkova transformace.....	36

6.4	Princip skalární řízení (Otevřená smyčka).....	37
6.5	Princip field oriented control (Uzavřená smyčka).....	39
6.5.1	Režim řízení momentu (proudové FOC řízení).....	40
6.5.2	Režim řízení rychlosti (rychlostní FOC řízení).....	41
6.5.3	Rotor Flux Observer	42
6.6	Shrnutí řídicích metod	43
7.	Identifikace parametrů asynchronního motoru	44
7.1	Ekvivalentní obvod asynchronního motoru.....	44
7.2	Elektrický odpor vinutí statoru	45
7.3	Zkouška naprázdno (No-load test).....	46
7.4	Zkouška nakrátko (Blocked-rotor test).....	46
7.5	Výpočet elektrických parametrů.....	47
8.	Volba výkonové jednotky	49
9.	Volba řídicí jednotky	53
9.1	Návrh hardwaru řídicí jednotky	54
9.1.1	Mikrokontrolér DSP	54
9.1.2	Propojení s výkonovou jednotkou	58
9.1.3	Izolované snímání proudu a napětí	59
9.1.4	Napájecí obvody	62
9.1.5	Komunikace RS-485.....	62
9.1.6	Sériová komunikace USB-UART.....	63
9.1.7	Ovládání a displej	64
9.1.8	EEPROM paměť	66
9.2	Návrh plošného spoje řídicí jednotky	67
9.3	Realizace plošného spoje řídicí jednotky.....	68

10. Strategie řízení pohonu	70
11. Simulace řídicího algoritmu.....	71
12. Implementace algoritmu řídicí jednotky.....	75
12.1 Vývojový diagram hlavního programu.....	75
12.2 Inicializace periférií	76
12.2.1 Rozhraní RCC.....	76
12.2.2 Rozhraní HRTIM.....	76
12.2.3 Převodník ADC	77
12.2.4 Rozhraní UART.....	79
12.2.5 Rozhraní SPI.....	80
12.2.7 Časovač s funkcí Encoder.....	81
12.3 Pomalá smyčka	82
12.4 Rychlá smyčka.....	82
12.5 Obsluha povelů	83
12.5.1 Sestavení paketu	84
12.5.2 Identifikační číslo požadavku	84
12.5.3 Escapování paketu	85
12.5.4 Kontrolní součet CRC.....	85
12.6 Úprava algoritmu SVPWM	86
13. Ověření funkčnosti řídicí jednotky	88
13.1 Experimentální měření bez měkkého rozběhu.....	89
13.2 Experimentální měření s měkkým rozběhem	90
13.3 Doba přestavení s aktivním měkkým rozběhem.....	92
14. Závěr.....	93
15. Použitá literatura	94

16. Přílohy.....	97
------------------	----

SEZNAM ILUSTRACÍ A TABULEK

Obrázek 1: Kolejová výhybka (RAŠKA, 2025).....	16
Obrázek 2: Štítek motoru přestavníku.....	17
Obrázek 3: Nákres mechanické části přestavníku (PAVLAS, 2015).....	17
Obrázek 4: Přestavník EP600 (FARA, 2019)	18
Obrázek 5: Blokové schéma stávajícího řešení.....	19
Obrázek 6: Blokové schéma úpravy stávajícího systému	20
Obrázek 7: Stator a rotor ACIM (SURYA, 2023)	22
Obrázek 8: Klecová kotva ACIM (BALASHANMUGHAM, et al., 2020).....	24
Obrázek 9: Kroužková kotva ACIM (BALASHANMUGHAM, et al., 2020)	25
Obrázek 10: Blokové schéma výkonové jednotky měniče (SASODOMA, 2024)	27
Obrázek 11: Třífázový diodový usměrňovač (VISHWAKARMA, 2025)	28
Obrázek 12: LC filtr meziobvodu	28
Obrázek 13: Můstek tvořený třemi páry tranzistorů – upravený z (SASODOMA, 2024).....	31
Obrázek 14: Vyjádření stavů můstku prostorovým vektorem (WAHSH, a další, 2018).....	32
Obrázek 15: Spínací sekvence SVPWM pro můstek měniče (RAMADAN, et al., 2015)	34
Obrázek 16: Blokové schéma skalární řízení.....	37
Obrázek 17: Blokové schéma uzavřené smyčky (NXP, 2021).....	39
Obrázek 18: Blokové schéma uzavřené smyčky momentu (NXP, 2021).....	41
Obrázek 19: Blokové schéma uzavřené smyčky rychlosti (NXP, 2021)	42
Obrázek 20: Ekvivalentní obvod ACIM (NXP, 2021).....	45
Obrázek 21: Ekvivalentní obvod zkoušky naprázdno.....	46
Obrázek 22: Ekvivalentní obvod zkoušky nakrátko (NXP, 2021).....	47
Obrázek 23: Modul můstku IPM (ONSEMI, 2017).....	49
Obrázek 24: Integrovaný budič s tranzistory (RENESAS, 2017).....	50
Obrázek 25: Samostatný budič páru tranzistorů (Infineon, 2023)	50
Obrázek 26: Modul výkonové jednotky Infineon IM818-A (Infineon, 2021).....	51
Obrázek 27: Blokové schéma řídicí jednotky	53
Obrázek 28: Propojení řídicí a výkonové jednotky.....	54
Obrázek 29: Blokové schéma jednotky HRTIM (STMicroelectronics, 2025)	55

Obrázek 30: Schéma zapojení mikrokontroléru STM32G474.....	56
Obrázek 31: Blokové schéma jádra mikrokontroléru STM32G4 (STMicroelectronics, 2025)	57
Obrázek 32: Schéma zapojení propojení s výkonovou jednotkou	58
Obrázek 33: Snímání Low-Side výkonové jednotky (US) (Infineon, 2021)	59
Obrázek 34: Schéma zapojení rozdílového OZ (1/4).....	61
Obrázek 35: Schéma napájecí části řídicí jednotky	62
Obrázek 36: Schéma obvodu převodníku RS485 řídicí jednotky	63
Obrázek 37: Schéma obvodu sériové komunikace řídicí jednotky	64
Obrázek 38: Vybraný OLED s rozměrem 0,96" (WAVESHARE, 2025)	65
Obrázek 39: Signály kanálů A a B rotačního enkodéru (EETREE, 2022)	65
Obrázek 40: Schéma připojení displeje a rotačního enkodéru.....	66
Obrázek 41: Schéma zapojení EEPROM paměti.....	67
Obrázek 42: Návrh DPS horní strana.....	68
Obrázek 43: Návrh DPS spodní strana.....	68
Obrázek 44: Osazený plošný spoj (vrchní a spodní deska).....	69
Obrázek 45: Propojení vrchní a spodní desky řídicí jednotky	69
Obrázek 46: Odebíraný výkon přestavníku EP600 (STARMON, 2025).....	70
Obrázek 47: Simulace řídicího algoritmu skalární řízení.....	71
Obrázek 48: Integrace úhlové rychlosti v intervalu $\langle 0, 2\pi \rangle$ a složka q	72
Obrázek 49: Výstupní složky Inverzní transformace Park.....	72
Obrázek 50: Výstupní složky Inverzní transformace Clark	73
Obrázek 51: Výstupní složky algoritmu SVPWM (Min-Max Injection).....	73
Obrázek 52: Úhlová rychlost a složka q při funkci rampy.....	74
Obrázek 53: Výstupní složky algoritmu SVPWM při funkci rampy	74
Obrázek 54: Vývojový diagram programu s pomalou smyčkou.....	75
Obrázek 55: Funkce jednotky HRTIM TIMERA	77
Obrázek 56: Konfigurace bitů SMP (STMicroelectronics, 2025).....	78
Obrázek 57: Funkce výstupních jednotek TIMERx.....	79
Obrázek 58: Výpočet hodnoty registru BRR (STMicroelectronics, 2025).....	80
Obrázek 59: Volba výstupního kmitočtu periferie SPI (Baud rate)	81
Obrázek 60: Funkce časovače Encoder s korekcí zákmitů (STMicroelectronics, 2025).....	82

Obrázek 61: Vývojový diagram rychlé smyčky programu	83
Obrázek 62: Tabulka pro výpočet střídavy časovačů se střídajícím vzorem (WILSON).....	87
Obrázek 63: Testovací pracoviště řídicí a výkonové jednotky	88
Obrázek 64: Přestavník EP600 při testování.....	88
Obrázek 65: Odezva pohonu bez měkkého rozběhu ($V_{dc} = 558 \text{ V}$, $V-F = 0,66$).....	89
Obrázek 66: Odezva pohonu s měkkým rozběhem ($V_{dc} = 558 \text{ V}$, $V-F = 0,66$, $f_0 = 10 \text{ Hz}$) .	90
Obrázek 67: Odezva pohonu s měkkým rozběhem ($V_{dc} = 558 \text{ V}$, $V-F = 0,66$, $f_0 = 10 \text{ Hz}$) .	91
Obrázek 68: Odezva pohonu s měkkým rozběhem ($V_{dc} = 558 \text{ V}$, $V-F = 0,66$, $f_0 = 10 \text{ Hz}$) .	91
Obrázek 69: Průběh budicího proudu motoru během pracovního cyklu	92
Tabulka 1: Vztah mezi póly a půlpáry motoru.....	23
Tabulka 2: Vztah mezi pól páry a synchronními otáčkami.....	23
Tabulka 3: Převodní tabulka OZ	61
Tabulka 4: Kompletní paket protokolu	84
Tabulka 5: Požadavky paketů protokolu.....	84
Tabulka 6: Přepočítání proměnné N na aktuální sektor	86
Tabulka 7: Dosazení za dobu T1 a T2 na základě sektoru.....	86

SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK

ACIM	Asynchronous Current Induction Motor – Asynchronní motor
ARM	Advanced RISC Machine – architektura mikrokontrolérů
CRC	Cyclic Redundancy Check – kontrolní součet
DMA	Direct Memory Access – přímý přístup do paměti
EP600	Typ elektromotorického přestavníku
FOC	Field Oriented Control – vektorové řízení
LCD	Liquid Crystal Display – displej s tekutými krystaly
MOSI	Master Out Slave In – datový signál sběrnice SPI
MISO	Master In Slave Out – datový signál sběrnice SPI
PWM	Pulse Width Modulation – pulzně šířková modulace
RCC	Reset and Clock Control – jednotka taktu a resetu v STM32
RS485	Standard sériové komunikace
SPI	Serial Peripheral Interface – sériové rozhraní
SVPWM	Space Vector PWM – prostorová vektorová PWM
UART	Universal Asynchronous Receiver-Transmitter
VDC	Stejnoseměrné napájecí napětí
V/F	Napěťová/frekvenční charakteristika (skalární řízení)
ADC	Analog-to-Digital Converter – analogově-digitální převodník
CMSIS	Cortex Microcontroller Software Interface Standard
DMA	Direct Memory Access – přímý přístup do paměti bez zásahu CPU
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory
FPU	Floating Point Unit

HAL	Hardware Abstraction Layer
HRTIM	High Resolution Timer
I2C	Inter-Integrated Circuit
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor – bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
MADK	Modular Application Design Kit – modulární návrhová sada (Infineon)
PLL	Phase-Locked Loop – smyčka s fázovým závěsem
RX / TX	Receive / Transmit – datové linky pro příjem a vysílání
SPI	Serial Peripheral Interface
SSD1315	Řadič OLED displeje
ST-LINK	Nástroj pro programování a ladění mikrokontrolérů ST
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
UART	Universal Asynchronous Receiver-Transmitter
USB-UART	Převodník USB na sériové rozhraní UART
CORDIC	COordinate Rotation DIgital Computer
DSP	Digital Signal Processor – digitální signálový procesor
EMI	Electromagnetic Interference – elektromagnetické rušení
HSE	High Speed External – externí vysokofrekvenční oscilátor
HSI	High Speed Internal – interní vysokofrekvenční oscilátor
IPM	Intelligent Power Module – inteligentní výkonový modul
LDO	Low Dropout Regulator – nízkoúbytkový stabilizátor napětí
OZ	Operační zesilovač (ve zkratce, běžné značení)
USB-C	Univerzální oboustranný USB konektor

ÚVOD

Indukční motory tvoří páteř moderního průmyslu díky své jednoduché konstrukci, spolehlivosti a nízkým provozním nákladům. Tradiční připojení těchto motorů přímo k elektrické síti však přináší řadu problémů, jako jsou proudové a záběrové rázy při spouštění, které mohou vést k nadměrnému opotřebení mechanických částí, vyšší spotřebě energie a potenciálnímu poškození připojených zařízení. Tyto nevýhody jsou zejména zřetelné v aplikacích vyžadujících časté starty a zastavení motoru, nebo plynulou regulaci jeho otáček.

Řešením popsaných problémů je použití frekvenčního měniče, který umožňuje plynulý rozběh motoru. V rámci této práce se zaměřím na návrh a realizaci řídicí jednotky měniče pro elektromotorický přestavník, jejímž cílem je eliminovat nevýhody spojené s přímým připojením motoru přestavníku k energetické síti. Návrh klade důraz na optimální řízení rozběhu motoru, což přispěje ke zvýšení životnosti zařízení, zlepšení energetické účinnosti a zvýšení provozní spolehlivosti.

Práce zahrnuje analýzu stávajících řešení, identifikaci jejich omezení a návrh systému, který tato omezení překoná. Výsledkem bude prototyp řídicí jednotky implementovaný a ověřený v reálných podmínkách, s cílem přinést praktické a ekonomicky výhodné řešení pro moderní průmyslové aplikace.

1. Elektromotorický přestavník EP600

Informace použité v této kapitole pochází z (PAVLAS, 2015).

Hlavním úkolem přestavníku je bezpečná změna směru železničního vozidla na kolejové dráze.

V historii se používaly mechanické přestavníky a změnu směru musela obsluha provádět manuálně. S moderním vývojem železniční dopravy se začaly čím dál více používat elektromotorické přestavníky. Jejich výhodou je především jednodušší řízení železniční dopravy a vzdálená obsluha výhybek. S tímto řešením také přichází vyšší bezpečnost.

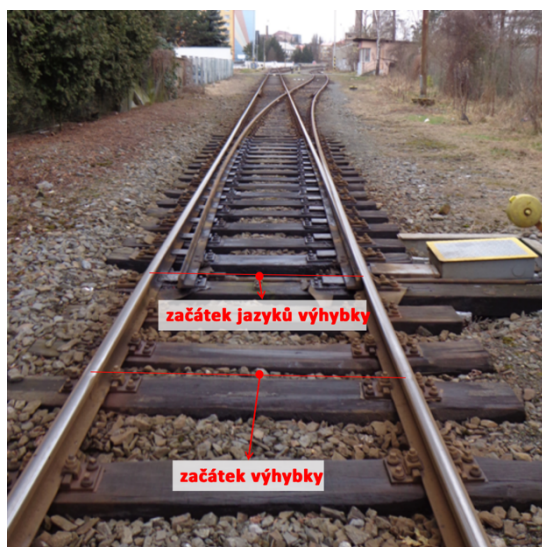
S aktuální modernizací dráhy a přechodem na vysokorychlostních tratě se mimo elektromotorické přestavníky také objevují pokusy o zdokonalování a implementování pneumatických a hydraulických systémů přestavníků, které budou vyhovovat zvýšeným požadavkům.

Aktuálně Správa železnic (SŽDC) využívá na železniční dráze v ČR nejčastěji elektromotorický přestavník EP 600. Výrobce přestavníku je firma AŽD Praha s.r.o.

1.1 Činnost elektromotorického přestavníku

Přestavník se skládá z elektrického pohonu, kontrolního ústrojí a mechanické soustavy, která zajišťuje transformaci točivého momentu motoru na mechanický pohyb výhybky.

Mechanická soustava je spojena s tzv. přestavnou tyčí, která vykonává přímočarý pohyb. Druhý konec přestavné tyče je spojen se začátkem výhybky, tzv. jazykem. Vykonávaný pohyb jazyku výhybky se odborně označuje jako výměna.

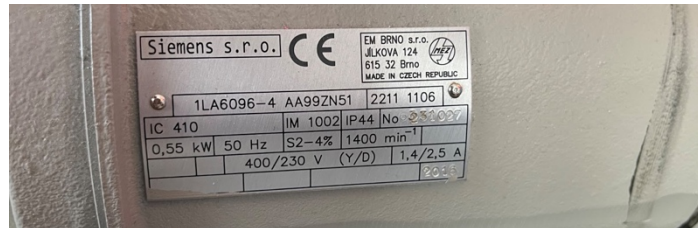


Obrázek 1: Kolejová výhybka (RAŠKA, 2025)

1.1.1 Elektrický pohon přestavníku

Výrobce AŽD Praha s.r.o. nabízí přestavník EP600 se třemi různými elektrickými pohony: AC 3x400 V (550 W), AC 230 V (290 W) a DC 110 V (380 W).

Pro účely experimentování byl firmou STARMON s.r.o. zapůjčen přestavník s konfigurací třífázového asynchronního motoru 3x400 VAC (550 W). Dále v této práci bude uvažována pouze tato varianta pohonu.



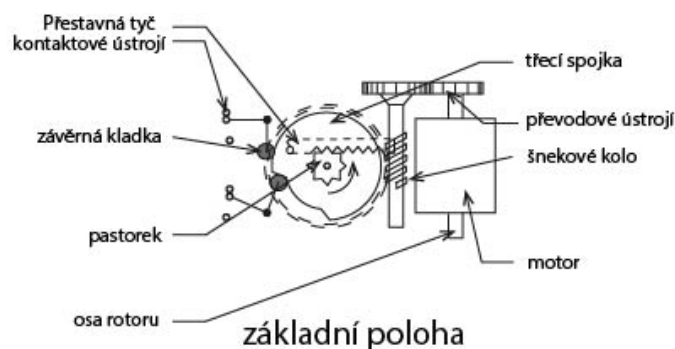
Obrázek 2: Štítek motoru přestavníku

1.1.2 Mechanická soustava přestavníku

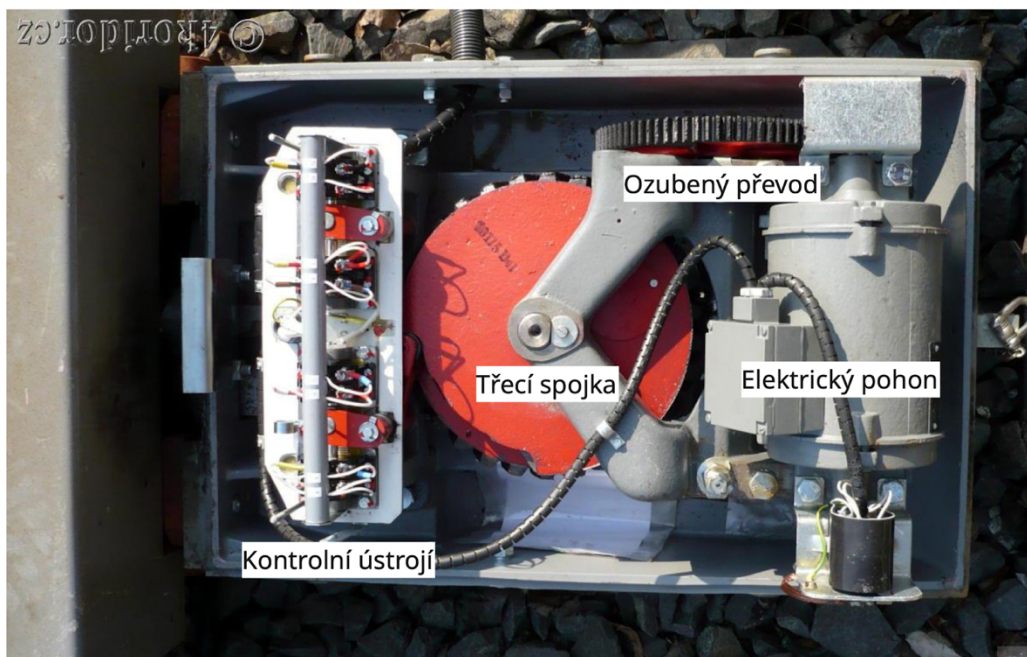
Hřídel motoru je spojena s ozubeným převodem, který slouží pro snížení otáček. Ten poté působí na šnekové kolo, ve kterém je uložena třecí spojka. Spojka má na spodní straně pastorek, který vytváří přímočarý pohyb přestavné tyče.

Třecí spojka má několik důležitých funkcí. Při rozběhu a zastavení tlumí mechanické rázy, zajišťuje polohu závěrné kladky a při případné mechanické překážce v prostoru jazyků začne prokluzovat.

Při dosažení koncové polohy výměny, závěrná kladka zabraňuje mechanickému pohybu přestavné tyče. Poloha závěrné kladky také ovládá kontaktní ústrojí.



Obrázek 3: Nákres mechanické části přestavníku (PAVLAS, 2015)



Obrázek 4: Přestavník EP600 (FARA, 2019)

1.1.3 Kontrolní ústrojí přestavníku

Přestavník obsahuje sadu elektrických kontaktů, které se přepínají v závislosti na poloze závěrné kladky. K této sadě kontaktů je připojen elektrický pohon přestavníku. Při dokončení výměny (dosažení koncové polohy) je napájení pohonu odpojeno. Změna směru výměny je realizována externími obvody, které zajistí přivedení napájení na odpovídající kontakty kontrolního ústrojí.

2. Stávající řešení řízení pohonu přestavníku

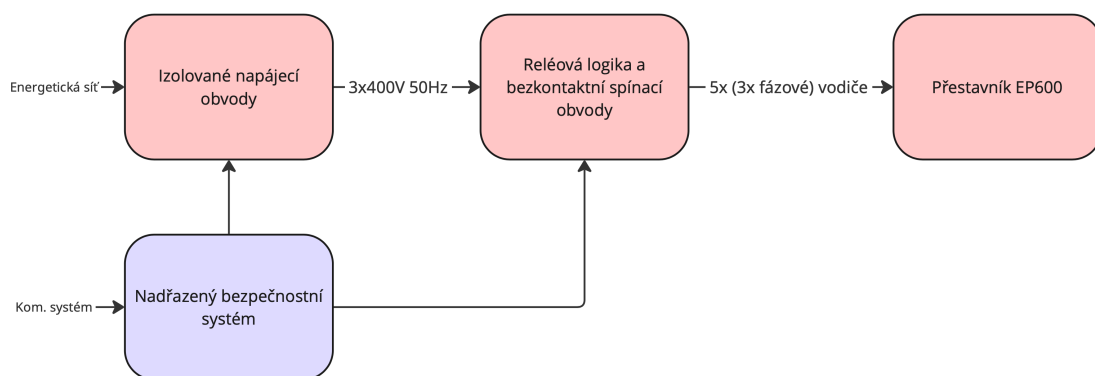
Z důvodu důvěrných interních informací společnosti STARMON s.r.o. nelze uvést detailní popis systémů, přesto bude uveden obecný popis, který dostatečně vystihuje stávající řešení.

Nadřazený systém svojí funkcí a pomocí redundantních reléových obvodů zajišťuje bezpečný a spolehlivý chod přestavníku. Aby nedocházelo k mechanickému opotřebením bezpečnostních relé, jsou doplněné o bezkontaktní spínací obvody.

Napájecí obvody jsou navrženy pro univerzální použití. Přestavník lze napájet přímo ze sítě 3×400 V AC, nebo nepřímo prostřednictvím měniče napájeného ze staniční baterie 24 V či 96 V, jehož výstupem je opět napětí 3×400 V AC. Zvýšená bezpečnost je zajištěna galvanickým oddělením napájecí části od ostatních obvodů, a to s izolační pevností 4 kV AC po dobu 1 minuty. Galvanické oddělení od veřejné sítě zajišťuje síťový transformátor, v případě bateriového napájení funkci oddělení plní měnič.

Změna směru pohybu přestavníku je realizována změnou sledu dvou fází. Nadřazený systém nejprve aktivuje napájecí obvody, zkontroluje stav bezpečnostních relé (jejich odpadnutí a sepnutí) a aktivováním správného sledu fází pomocí bezkontaktních obvodů dojde k výměně. Pokud selže pohon přestavníku nebo se v prostoru výhybky objeví překážka, nadřazený bezpečnostní systém vyšle informaci o poruše. Obsluha je poté povinna provést inspekci přestavníku a případně zabezpečit jeho polohu.

U stávajícího řešení řízení přestavníku (zejména při aktivaci přestavníku) dochází k proudovým rázům. Navrhovaná úprava řízení přestavníku by měla tento problém eliminovat.



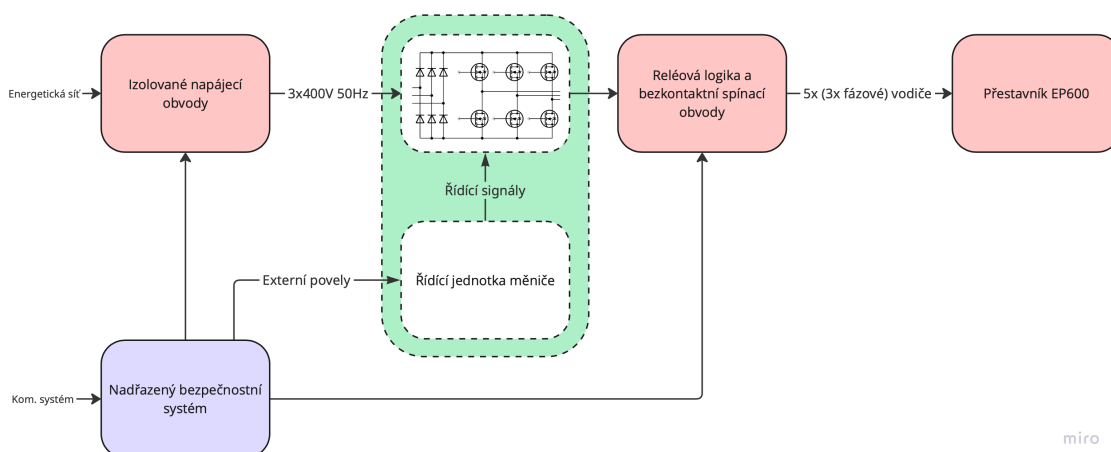
miro

Obrázek 5: Blokové schéma stávajícího řešení

3. Navrhovaná úprava řízení pohonu přestavníku

Ke stávajícímu řešení musí být přidáno zařízení, které bude schopné realizovat funkci měkkého rozběhu pohonu přestavníku. Z informací o pohonu přestavníku, které byly získány v kapitole 1.1.1, může být vhodným řešením použití frekvenčního měniče.

Přidáním frekvenčního měniče do stávajícího systému lze snadno ovlivnit dynamiku pohonu. To bude výhodné právě při rozběhu a řešení povede k minimalizaci nežádoucího rozběhového proudu.



Obrázek 6: Blokové schéma úpravy stávajícího systému

3.1 Požadavky na řídicí jednotku přestavníku

Frekvenční měnič se bude skládat minimálně ze dvou hlavních částí: výkonové jednotky a řídicí jednotky.

Volba výkonové jednotky bude především záviset na výkonu řízeného pohonu a požadované účinnosti.

Důležitější funkci bude představovat řídicí jednotka. Jednotka musí být schopná především zpracovávat zvolený algoritmus řízení a ovládat pohon skrze řídicí signály výkonové jednotky.

Aktivace jednotlivých řídicích funkcí bude povelována nadřazeným řídicím systémem. Vzhledem k aktuálnímu řešení systému, k povelování bude využita sběrnice RS-485. Mimo povelů bude také možné získávat diagnostické informace vnitřních stavů řídicí jednotky.

Pro účely vývoje bude také přidána sériová komunikace a jednotka bude doplněná o možnost uživatelského ovládání.

Vzhledem k průmyslovému použití budou jednotlivé části jednotky galvanicky oddělené, včetně napájení, které bude realizováno pomocí +24 VDC.

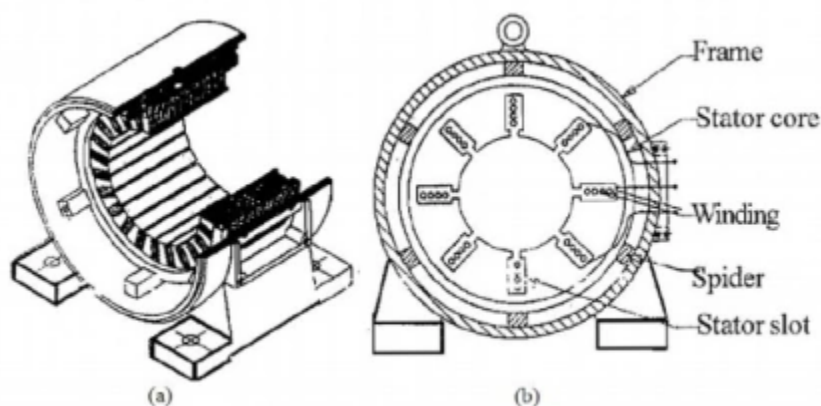
Později v této práci budou podrobněji rozebrány možnosti výkonových jednotek a podle nároků pohonu se vybere vyhovující řešení. Bude také provedena volba řídicí jednotky a její návrh podle již stanovených požadavků.

4. Konstrukce asynchronního indukčního motoru

Informace použité v této kapitole pochází z (Theta Learning Point, 2023) a (NIDEC, 2017).

V již zmíněném přestavniku EP600 je použitý asynchronní třífázový indukční motor (ACIM).

Asynchronní motory se staly populárními se začátkem rozvoje průmyslu a zůstaly velice používanými až dodnes. Udává se, že asynchronní motory tvoří až 70 až 80% všech používaných průmyslových pohonů. Důvodem může být hlavně jejich univerzální využití, nízká náročnost na údržbu a velký rozsah výkonů a rychlostí. Konstrukce těchto motorů se běžně skládá z rotoru a statoru.



Obrázek 7: Stator a rotor ACIM (SURYA, 2023)

Stator motoru je téměř vždy tvořen cívkami, které jsou uloženy do drážek jádra statoru. Jednotlivé konce cívek jsou vyvedeny na svorky motoru a mohou být kombinovány do dvou zapojení: trojúhelník a hvězda. Jádro statoru je sestavené z jednotlivých úzkých plátků křemíkové oceli a samotný materiál je použit především pro zesílení a soustředění magnetického pole statoru. Sestavení jádra ze samostatných izolovaných plátků přispívá ke snížení vířivých proudů v jádře statoru a tím se snižují i vnitřní ztráty motoru. Pokud uvažujeme třífázový motor, počet cívek statoru bude roven násobku třech. Když se bavíme o elektromotorech, standardně se neudává počet cívek nebo jejich násobek, ale počet pólových dvojic, které jsou vždy násobkem dvou. Dvoupólový motor bude obsahovat pouze tři cívky a počet pólových dvojic bude roven jedné. Čtyřpólový motor bude obsahovat šest cívek a počet pólových dvojic bude roven dvěma. Obdobně můžeme uvažovat o šestipólovém a více pólovém elektromotoru.

Tabulka 1: Vztah mezi póly a pól páry motoru

Počet pólů	2	4	6	8	10	12	14	16	...
Počet pól páry	1	2	3	4	5	6	7	8	...
Úhel mezi póly	120°	60°	40°	30°	24°	20°	17,2°	15°	...

Důležitým parametrem, který souvisí s počtem pólů, jsou synchronní otáčky motoru. Rychlost otáčivého statorového pole je závislá pouze na kmitočtu napájecího napětí a počtu pól páry statoru.

$$n_s = \frac{60 * f}{p_p}$$

Rovnice 1: Synchronní otáčky indukčního motoru

Kde:

- n_s jsou synchronní otáčky statoru [min^{-1}]
- f je kmitočet napájecího napětí [Hz]
- p_p je počet pól páry statoru [-]

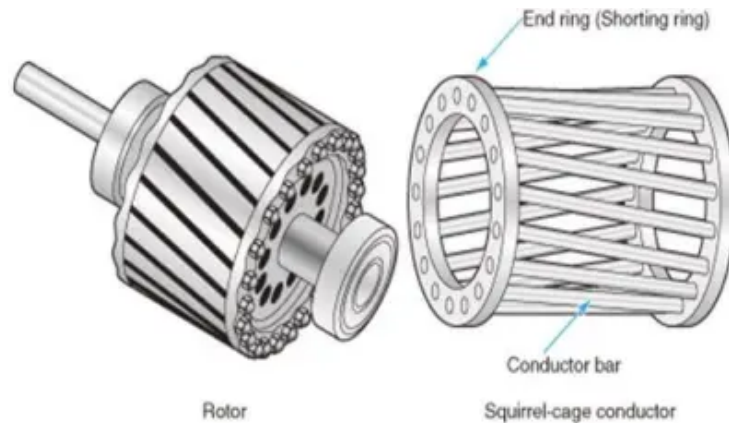
Tabulka 2: Vztah mezi pól páry a synchronními otáčkami

Počet pól páry	1	2	3	4	5	6	7	8	...
Kmitočet [Hz]	50	50	50	50	50	50	50	50	...
Synchronní otáčky [min^{-1}]	3000	1500	1000	750	600	500	428,6	375	...

Rotor motoru se někdy nazývá kotva a používají se dvě konstrukce: klecová kotva a kroužková kotva.

Klecová kotva (podle mech. uložení – kotva nakrátko) je svým řešením velmi jednoduchá a odolná. Je téměř vždy tvořena měděnými pásky, které jsou na obou koncích

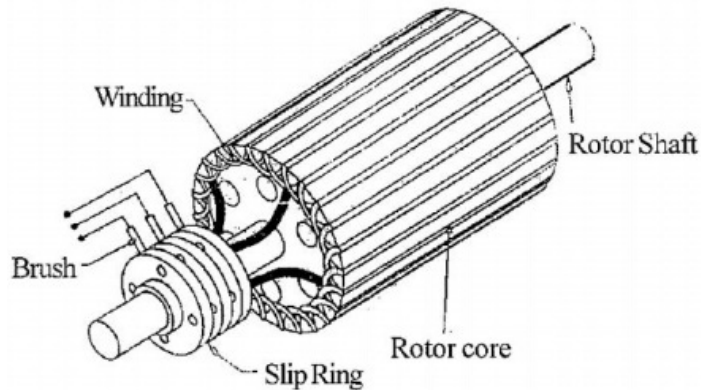
vodivě spojeny. Tyto pásy jsou opět uloženy ve drážkách jádra rotoru z izolovaných plechů křemíkové oceli. Důležitým konstrukčním prvkem rotoru je uložení měděných pásků. Jednotlivé pásy jsou instalovány s určitým úhel vůči ose otáčení rotoru (viz. Obr. 8). Tento úhel má zásadní dopad na snížení harmonických složek, snížení rázového momentu (cogging torque) a snížení vibrací kvůli lepšímu rozložení elektromagnetických sil.



Obrázek 8: Klecová kotva ACIM (BALASHANMUGHAM, et al., 2020)

Kroužková kotva je tvořena obdobně jako stator motoru. Používá se cívek, uložených v jádře rotoru z křemíkových izolovaných plechů. Tyto cívky jsou spojeny vodivě spojeny do zapojení hvězdy a jejich počet odpovídá počtu pólů statoru. Zbývající vývody jsou vyvedeny na kartáčové kroužky. Zásadní výhodou tohoto řešení oproti klecové kotvě je možnost ovlivnění dynamických vlastností motoru. Vývody vinutí rotoru jsou přístupná přes kartáčové kroužky a lze k nim připojit různé hodnoty rezistorů. Změnou odporu vinutí rotoru je možné ovlivňovat generovaný skluz rotoru a plynulost rozběhu.

Použitá konstrukce má také své nevýhody. Jednotlivé kartáčové kroužky se postupem času opotřebovávají a motor musí být pravidelně udržován, narozdíl od konstrukce klecové kotvy.



Obrázek 9: Kroužková kotva ACIM (BALASHANMUGHAM, et al., 2020)

Charakteristickým rysem asynchronních motorů je, že rotor se nikdy neotáčí stejnou rychlostí jako točivé magnetické pole statoru – právě tento rozdíl v otáčkách se označuje jako skluz.

Skluz je bezrozměrná veličina vyjadřující relativní rozdíl mezi synchronními otáčkami magnetického pole a skutečnými otáčkami rotoru.

Je definován vztahem:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s}$$

Rovnice 2: Skluz ACIM

Kde:

- s je skluz motoru [-]
- n_s jsou synchronní otáčky statoru [min^{-1}]
- n jsou otáčky rotoru [min^{-1}]

Skluz se obvykle vyjadřuje v procentech:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} * 100\%$$

Rovnice 3: Skluz ACIM v procentech

Při chodu naprázdno je skluz velmi malý, blízký nule, zatímco při plném zatížení může dosahovat několika procent. Ve stavu rozběhu, kdy se rotor ještě netočí, dosahuje skluz hodnoty 1, neboli 100 %.

Fyzikálně je skluz nezbytný pro vznik točivého momentu – bez skluzu by nedocházelo k relativnímu pohybu mezi statorovým polem a vodiči rotoru, a tedy ani k indukci proudů v kleci rotoru podle Faradayova zákona. Tyto proudy následně generují vlastní magnetické pole, které interaguje se statorovým polem a vytváří výsledný moment.

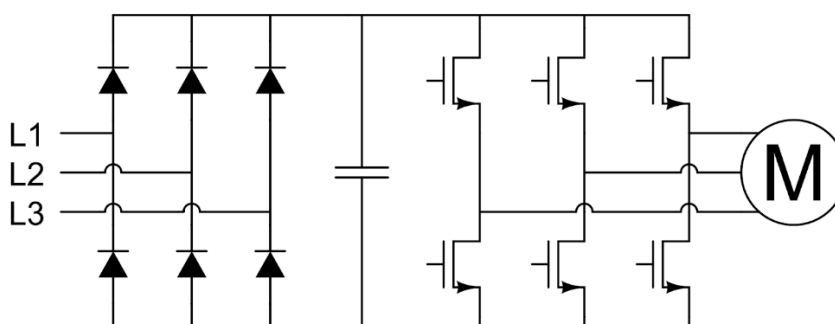
Skluz má zásadní vliv na výkonové parametry motoru, účinnost i tepelnou zátěž. S rostoucím skluzem narůstá rotorový proud a ztráty v rotoru, což může vést k vyššímu zahřívání motoru.

5. Nepřímé měniče frekvence (VFD)

Informace použité v této kapitole pochází z (GRAF, 1997) a (TOMIOTTO, 2022).

Nepřímé měniče frekvence, běžně označované jako VFD (Variable Frequency Drive), jsou nejčastěji používanými zařízeními pro řízení otáček třífázových asynchronních motorů.

Princip jejich činnosti spočívá v převodu vstupního napětí na stejnosměrné napětí pomocí usměrňovače, následném vyhlazení v meziobvodu, a konečném vytvoření výstupního střídavého napětí požadované frekvence a amplitudy prostřednictvím střídače (můstku).



Obrázek 10: Blokové schéma výkonové jednotky měniče (SASODOMA, 2024)

Výhoda VFD měničů je především v jejich univerzálnosti. V oblasti výkonů pokrývají jednotky VFD rozsah od několika desítek wattů (např. malé ventilátory nebo laboratorní zařízení) až po megawattové aplikace v těžkém průmyslu, jako jsou například jeřáby, válcovací stolice nebo pohony velkých čerpadel. Další výhodou je jejich vysoká energetická účinnost.

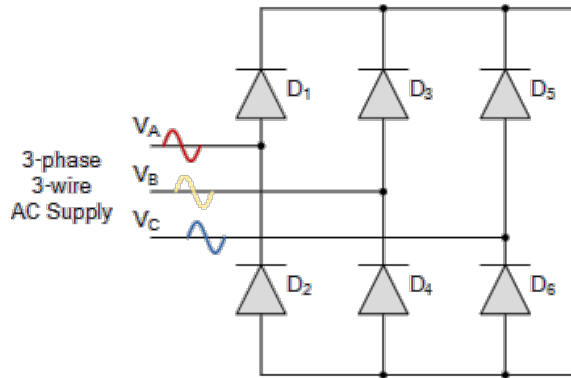
Následující odstavce se věnují jednotlivým hardwarovým blokům, které tvoří výkonovou část frekvenčního měniče. Algoritmy pro buzení můstku budou rozebrány v pozdější kapitole.

5.1 Usměrňovač

Vstupní částí je usměrňovač a slouží k převodu střídavého napětí ze sítě (typicky 1x230V/50 Hz anebo 3x400 V/50 Hz) na napětí stejnosměrné. Podle požadovaného výkonu se používají jednofázové a nebo třífázové diodové můstky, které jsou jednoduché, levné a spolehlivé. Výstupní napětí z diodového usměrňovače je pulzující stejnosměrné napětí s charakteristickým zvlněním, jehož velikost závisí na okamžité hodnotě vstupního napětí.

V některých aplikacích, kde je požadováno řízení výkonu i ve zpětném směru (rekuperace), se diodový usměrňovač nahrazuje aktivním (řiditelným) usměrňovačem, např.

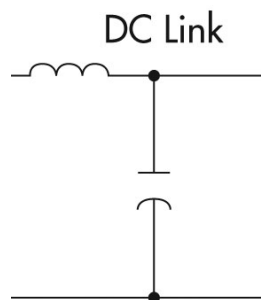
pomocí tyristorů nebo IGBT tranzistorů. Ty umožňují obousměrný tok energie a tím i rekuperaci zpět do sítě.



Obrázek 11: Třífázový diodový usměrňovač (VISHWAKARMA, 2025)

5.2 Meziobvod

Další část klíčovou částí měniče je meziobvod, který zajišťuje stabilizaci a vyhlazení napětí mezi usměrňovačem a střídačem. Jeho hlavními prvky jsou vyhlazovací kondenzátory a někdy také tlumivky. Kondenzátory pohlcují zvlnění napětí z usměrňovače a zároveň slouží jako zásobník energie pro střídač. Typicky jde o elektrolytické kondenzátory s vysokou kapacitou, doplněné o fóliové kondenzátory pro potlačení vysokofrekvenčního rušení. Pro zlepšení proudové kvality a omezení rázových proudů se mezi usměrňovač a kondenzátory často vkládá DC tlumivka, která omezuje špičky proudu a snižuje rušení. Alternativou pro omezení proudových špiček, nejčastěji při připojení do sítě může být omezující odpor, který se po časové prodlevě zkratuje například kontakty relé.



Obrázek 12: LC filtr meziobvodu

5.3 Výkonový můstek

Poslední hlavní částí je můstek, označovaný také jako výstupní měnič nebo inverter, převádí stejnosměrné napětí z meziobvodu zpět na střídavé napětí s proměnnou frekvencí a amplitudou.

Nejčastější topologií je třífázový můstek tvořený šesti výkonovými polovodičovými spínači, nejčastěji IGBT tranzistory (Insulated Gate Bipolar Transistors), případně MOSFETy u nižších napětí a výkonů.

Výkonové tranzistory ve střídači nejsou spínány přímo z řídicí jednotky, ale prostřednictvím budičů (gate driverů), které zajišťují dostatečný proud a rychlost přechodu mezi vodivým a nevodivým stavem. Budiče také často obsahují ochranné funkce, jako je detekce nadproudu, podnapětí na řídicím napětí nebo tzv. „desaturační ochrana“ při sepnutí. V případě, že jsou horní a dolní tranzistory můstku galvanicky oddělené, bývá nutné použít izolované budiče – optočleny nebo transformátorové budiče, případně moderní integrovaná řešení s digitální izolací.

Spínání výkonových tranzistorů je řízeno pomocí PWM (Pulse Width Modulation) signálu generovaného řídicím mikrokontrolérem nebo DSP. Pomocí PWM lze přesně řídit jak efektivní hodnotu výstupního napětí, tak i jeho frekvenci, čímž se docílí plynulé regulace otáček a momentu motoru.

Pro zajištění bezpečnosti a spolehlivosti je klíčová správná synchronizace spínání jednotlivých tranzistorů a ochrana proti současnému sepnutí horního a dolního spínače v jedné fázi (tzv. průrazová situace). To se řeší nastavením tzv. mrtvé doby (dead time) mezi vypnutím jednoho a zapnutím druhého spínače.

Řídicí signály a používané metody řízení můstku budou rozebrány podrobněji postupně v následujících kapitolách.

6. Metody řízení nepřímých frekvenčních měničů

Podle požadovaných vlastností řízení a nároků na dynamickou odezvu lze volit mezi dvěma hlavními strategiemi řízení: skalárním řízením (Scalar Control, Open-loop) a vektorovým řízením (Field Oriented Control, FOC, Closed-loop).

Skalární řízení je vhodné pro aplikace, které nevyžadují přesnou regulaci otáček a momentu motoru. Tento typ řízení je jednoduchý a nenáročný. V literatuře se často označuje také jako V/f řízení (Voltage-to-Frequency control), neboť při tomto řízení se udržuje konstantní poměr mezi výstupním napětím a frekvencí, čímž se přibližně zachovává konstantní magnetický tok v motoru. Tento přístup však nezajišťuje optimální dynamické chování a při větším zatížení může docházet ke ztrátě synchronizace. Například při poklesu napájecího napětí nebo náhlé změně zatížení nedokáže systém bez zpětné vazby adekvátně reagovat. Rovněž chybí možnost přímého řízení momentu, což omezuje jeho využití ve složitějších aplikacích.

Vektorové řízení (Field Oriented Control, FOC), označované také jako orientované řízení podle pole, představuje moderní, vysoce efektivní metodu, která umožňuje nezávislé řízení točivého momentu a magnetického toku, podobně jako u stejnosměrných motorů. Tento přístup je založen na transformaci třífázového systému na dvoufázový (tzv. α - β rovina pomocí Clarkeovy transformace) a následně na synchronní souřadný systém (tzv. d-q rovina pomocí Parkovy transformace). V tomto souřadném systému lze jednoduše řídit složku d (tok) a q (moment) nezávisle, což přináší vysokou přesnost a rychlou odezvu regulace. FOC řízení (přesněji Parkova transformace) však vyžaduje zpětnou vazbu – typicky měření fázových proudů a úhlu natočení rotoru. Úhel rotoru je buď získáván snímačem polohy (např. enkodérem nebo Hallovy sondami), nebo odhadován pomocí pozorovatelů stavu či sensorless algoritmů, což přispívá ke zjednodušení mechanické konstrukce.

Nezávisle na zvoleném způsobu řízení je nutné použít vhodný algoritmus pro generaci výstupních signálů PWM (Pulse Width Modulation), které řídí spínání výkonového můstku.

Dříve se hojně používal algoritmus Sine PWM (SPWM), který využíval předpočítané hodnoty sinusového signálu uložené v paměti. Výhodou této metody byla jednoduchá implementace a nízké nároky na výpočetní výkon. Mezi hlavní nevýhody však patřila omezená amplituda výstupního napětí (max. cca 78,5 % napájecího napětí) a nízké rozlišení dané velikostí tabulky.

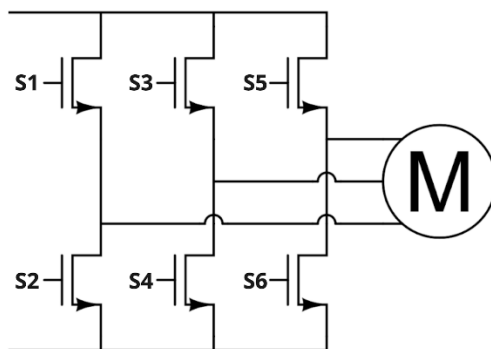
Moderním a efektivnějším řešením je Space Vector PWM (SVPWM). Tento algoritmus modeluje výstupní napětí jako vektor v komplexní rovině a umožňuje přesnější řízení jak amplitudy, tak fáze výstupního napětí. Výsledkem je lepší využití napájecího napětí (až 90,6 % v porovnání se SPWM), menší harmonické zkreslení a rovnoměrnější zatížení výkonových prvků. SVPWM je navíc vhodný pro vysokofrekvenční aplikace, kde je kladen důraz na efektivitu a kvalitu výstupního signálu.

V následujících kapitolách budou obě uvedené metody (V/F a FOC) a jejich principy podrobněji rozebrány, včetně matematického modelování, výhod a omezení. Přednostně bude uveden algoritmus SVPWM a zmíněné transformace, které sdílí obě řídicí metody.

6.2 Space Vector PWM (SVPWM)

Informace použité v této kapitole pochází z (SOLBAKKEN, 2017).

Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) je pokročilá metoda generování spínacích signálů pro třífázový střídač, která se používá v moderním řízení AC motorů, včetně asynchronních motorů (ACIM). Oproti klasickému sinusovému PWM nabízí SVPWM lepší využití napájecího napětí (až o 15%), nižší harmonické zkreslení a přesnější řízení výsledného magnetického pole statoru.

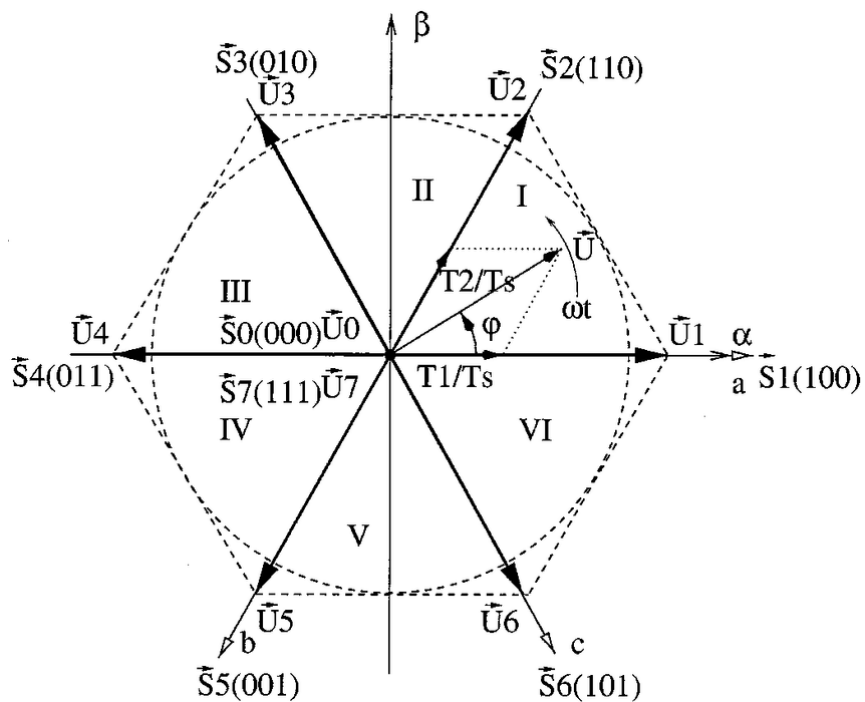


Obrázek 13: Můstek tvořený třemi páry tranzistorů – upravený z (SASODOMA, 2024)

Třífázový můstek je tvořen šesti tranzistory, přičemž každá fáze (A, B, C; U, V, W) je spojena se středem jednoho ramen můstku (horní a dolní tranzistor). V daném okamžiku může být každý tranzistor buď sepnut (1) nebo rozepnut (0). Aby nebylo způsobeno zkratování napájení, nikdy nesmí být horní a dolní tranzistor jednoho ramene sepnuty zároveň.

Možné kombinace sepnutí tranzistorů vytvářejí osm základních spínacích stavů:

- 6 aktivních stavů (1 až 6): kdy dvě fáze jsou připojeny na napájecí napětí (např. +V_{dc} a 0V), a třetí fáze je mezi nimi. Tyto stavy vytvářejí vektor napětí, který má určitou velikost a směr – tyto vektory leží na vrcholu hexagonu.
- 2 nulové stavy (0 a 7): kdy jsou všechny fáze připojeny buď na +V_{dc} (všechny horní tranzistory sepnuty), nebo na 0V (všechny dolní tranzistory sepnuty). Tyto stavy nevytvářejí žádné napětí mezi fázemi (nulový vektor).



Obrázek 14: Vyjádření stavů můstku prostorovým vektorem (WAHSH, a další, 2018)

Jednotlivé aktivní spínací stavy lze znázornit jako šipky (vektory) v rovinném hexagonu, který reprezentuje prostor napětí mezi fázemi. Každý z šesti aktivních vektorů míří v určitém směru s úhlem 60°, a má stejnou délku. Dva nulové vektory (0 a 7) se zobrazují ve středu.

Metoda SVPWM vychází z prostorového vektorového modelu třífázového napěťového systému, kde je cílem syntetizovat požadovaný vektor napětí U rotující v komplexní rovině. V každém časovém intervalu (PWM periodě) se tento výsledný vektor vytváří jako vážený časový průměr dvou sousedních aktivních vektorů a jednoho nulového vektoru.

Požadovaný vektor U je definován svou velikostí a úhlem θ vůči referenční ose, přičemž leží v některém ze šesti sektorů, do kterých je prostor rozdělen (každý sektor má 60°).

V každé PWM periodě T_s se výsledný vektor syntetizuje jako vážený součet dvou sousedních vektorů (např. V_1, V_2) a jednoho nulového vektoru (V_0 nebo V_7):

$$U * T_s = V_1 * T_1 + V_2 * T_2 + V_0 * T_0$$

Rovnice 4: Výpočet vektoru U metody SVPWM

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2$$

Rovnice 5: Výpočet délky trvání nulového vektoru

Kde:

- U je požadovaný výsledný vektor napětí [V]
- T_s je délka PWM periody [s]
- T_1 a T_2 je aktivní doba sousedních vektorů [s]
- T_0 je délka trvání nulového vektoru [s]

Časy T_1 a T_2 se určí na základě velikosti a úhlu vektoru U uvnitř daného sektoru. Pro konkrétní sektor (např. sektor 1: mezi V_1 a V_2) lze časy vyjádřit např. jako:

$$T_1 = T_s * \frac{U}{U_{dc}} * \sin(60^\circ - \alpha)$$

Rovnice 6: Výpočet doby T_1 metody SVPWM

$$T_2 = T_s * \frac{U}{U_{dc}} * \sin(\alpha)$$

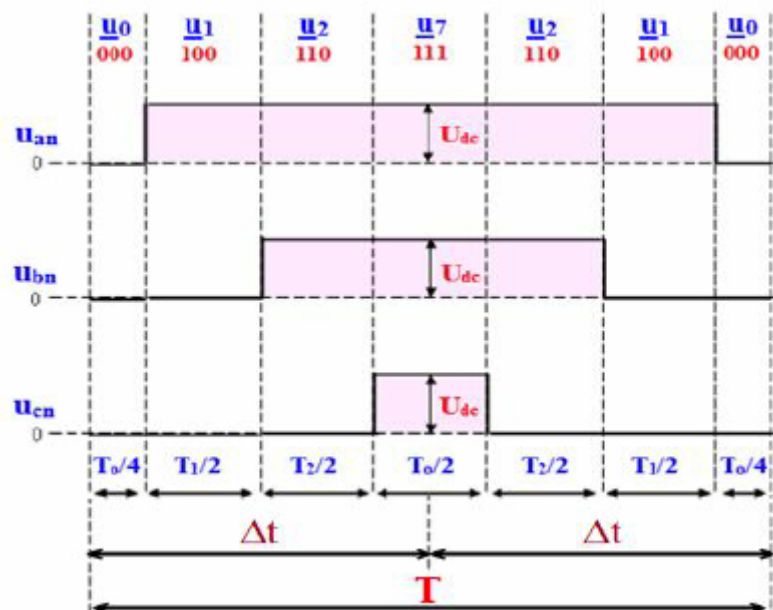
Rovnice 7: Výpočet doby T_2 metody SVPWM

Kde:

- U je velikost požadovaného vektoru [V]
- U_{dc} je stejnosměrné napájení můstku [V]
- α je úhel vektoru uvnitř sektoru [$0 - 60^\circ$]

Tímto způsobem lze řídit jak velikost, tak i směr výsledného vektoru, a tedy i statorového magnetického pole, které je zodpovědné za točivý moment motoru.

Jedna z aplikovaných spínacích sekvencí je znázorněna na následujícím obrázku. Z důvodu dosažení nižších harmonických složek jsou jednotlivé sekvence zarovnány na střed periody.



Obrázek 15: Spínací sekvence SVPWM pro můstek měniče (RAMADAN, et al., 2015)

6.3 Transformace Clark a Park

Informace použité v této kapitole pochází z (NXP, 2020) a (NXP, 2021).

Při řízení asynchronního motoru je velmi výhodné převádět veličiny, které jsou přirozeně popsány ve třífázovém souřadném systému (A, B, C), do jednodušších soustav. Tento převod usnadňuje návrh řídicích algoritmů.

Clarkova transformace slouží k převodu třífázových veličin (A, B, C) do dvoufázového stacionárního souřadného systému (α , β).

Parkova transformace dále transformuje tyto veličiny ze stacionárního systému (α , β) do rotačního systému (d, q), který se otáčí synchronně s magnetickým polem motoru.

Použitím těchto transformací je možné například oddělit tok a moment motoru do samostatně řízených složek (d a q složku), což umožňuje efektivnější řízení motoru obdobné řízení stejnosměrného stroje.

Obě transformace mají také své inverzní (zpětné) formy, které jsou nutné při převodu řídicích veličin zpět na reálné napěťové nebo proudové hodnoty ve třífázovém systému.

6.3.1 Clarkova transformace

Proudové (nebo napěťové) veličiny v systému (A, B, C) se převedou do stacionárního souřadného systému (α , β) podle vztahů:

$$i_\alpha = i_A$$

Rovnice 8: Transformace Clark složka Alpha

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} * (i_B - i_C)$$

Rovnice 9: Transformace Clark složka Beta

Kde:

- i_α a i_β jsou složky statorového proudu v $\alpha\beta$ souřadnicové soustavě [-]
- i_A , i_B , i_C jsou okamžité hodnoty proudů v jednotlivých fázích statoru [-]

Může být použit i maticový zápis:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}$$

Rovnice 10: Transformace Clark maticová podoba

Tyto vztahy jsou aplikovatelné, pokud součet fázových proudů je nulový: $i_A + i_B + i_C = 0$.

6.3.2 Parkova transformace

Transformace z (α , β) do synchronně rotujícího systému (d , q) je dána:

$$i_d = i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta$$

Rovnice 11: Transformace Park složka d

$$i_q = -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta$$

Rovnice 12: Transformace Park složka q

Kde:

- i_d , i_q jsou složky statorového proudu v rotující dq souřadnicové soustavě [-]
- i_α , i_β jsou složky proudu ve stacionární $\alpha\beta$ souřadnicové soustavě [-]
- θ je elektrický úhel rotující soustavy [rad]

Může být použit i maticový zápis:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

Rovnice 13: Transformace Park maticová podoba

6.3.3 Inverzní Parkova transformace

Pro návrat z (d, q) systému zpět do (α , β):

$$i_\alpha = i_d \cos \theta - i_q \sin \theta$$

Rovnice 14: Inverzní transformace Park složka Alpha

$$i_\beta = i_d \sin \theta + i_q \cos \theta$$

Rovnice 15: Inverzní transformace Park složka Beta

Tedy i maticově:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

Rovnice 16: Inverzní transformace Park maticová podoba

6.3.4 Inverzní Clarkova transformace

Pro rekonstrukci zpět do třífázového systému (A, B, C):

$$i_A = i_\alpha$$

Rovnice 17: Inverzní transformace Clark složka proudu A

$$i_B = -\frac{i_\alpha}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} * i_\beta$$

Rovnice 18: Inverzní transformace Clark složka proudu B

$$i_C = -\frac{i_\alpha}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} * i_\beta$$

Rovnice 19: Inverzní transformace Clark složka proudu C

Maticově poté:

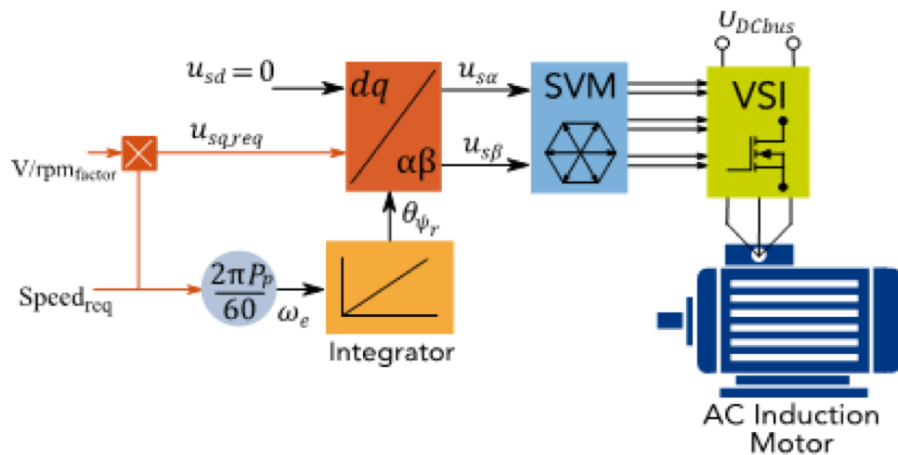
$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

Rovnice 20: Inverzní transformace Clark maticová podoba

6.4 Princip skalární řízení (Otevřená smyčka)

Informace použité v této kapitole pochází z (NXP, 2020) a (NXP, 2021).

Jedním z nejběžnějších přístupů je řízení při němž se udržuje konstantní poměru napětí a frekvence. Blokové schéma na následujícím obrázku reprezentuje jednotlivé kroky řízení.



Obrázek 16: Blokové schéma skalární řízení

Základním vstupem řízení je požadavek na otáčky motoru a předem definovaný faktor V/rpm (V/F), který určuje závislost mezi napětím a rychlostí motoru. Tento faktor je zvolen tak, aby při změně frekvence bylo zachováno optimální magnetické buzení motoru a tím i jeho správné chování.

Parametr lze vyjádřit vztahem:

$$V/rpm_{factor} = \frac{U_{phase}}{Speed_{req}}$$

Rovnice 21: Vztah poměru V-F

Kde:

- V/rpm_factor je poměr fázového napětí motoru a jmenovité rychlosti [-]
- U_{phase} je fázové napětí motoru [V]
- $Speed_req$ jsou jmenovité otáčky motoru [min^{-1}]

Požadované otáčky jsou nejprve přepočítány na úhlovou rychlost pomocí vztahu:

$$\omega_e = \frac{2\pi P_p}{60} * Speed_{req}$$

Rovnice 22: Úhlová rychlost statoru

Kde:

- ω_e je úhlová rychlost statorového pole [rad]
- P_p jsou pólpáry motoru [-]
- $Speed_req$ jsou jmenovité otáčky motoru [min^{-1}]

Tato úhlová rychlost je dále integrována, čímž je získán okamžitý úhel natočení motoru. Úhel natočení je potřebný pro zpětnou transformaci (inverzní Parkova a Clarkova transformace), která umožní převést hodnoty řídicích veličin zpět do statorového třífázového souřadného systému.

Současně se ze zadaných otáček a faktoru V/rpm přímo vypočítá hodnota q-složky napětí podle vztahu:

$$u_{sq-req} = V/rpm_{factor} * Speed_{req}$$

Rovnice 23: Složka u_q otevřené smyčky

Kde:

- V/rpm_factor je poměr fázového napětí motoru a jmenovité rychlosti [-]
- $Speed_req$ jsou jmenovité otáčky motoru [min^{-1}]

Hodnota d-složky napětí bude udržována na nule. Výsledné složky u_d a u_q společně s úhlem natočení θ vstupují do inverzní Parkovy transformace, která převádí tyto veličiny do α - β souřadného systému. Výstupem jsou napěťové složky u_α a u_β , které již odpovídají požadovanému napětí ve statorových osách.

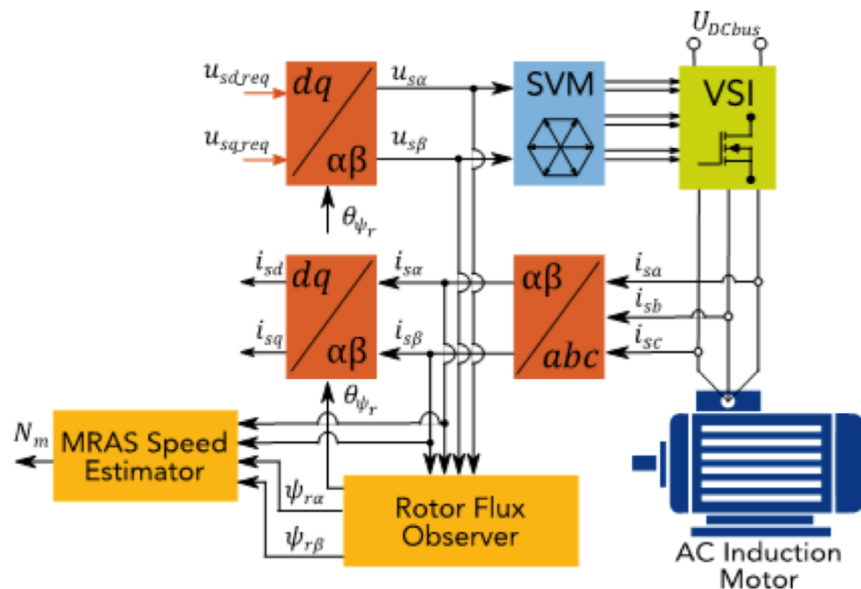
Tyto složky dále vstupují do modulu prostorového vektorového PWM (SVPWM), kde se generují potřebné spínací signály pro výkonovou část měniče.

Tento způsob řízení je charakteristický svou jednoduchostí a nízkými nároky na výpočetní výkon. Jak už bylo zmíněno, nevýhodou je absence zpětné vazby, což omezuje schopnost systému reagovat na dynamické změny zatížení motoru.

6.5 Princip field oriented control (Uzavřená smyčka)

Informace použité v této kapitole pochází z (NXP, 2020) a (NXP, 2021).

Na rozdíl od skalárního řízení, které pracuje s otevřenou smyčkou a pouze nastavuje velikost a frekvenci výstupního napětí, představuje vektorové řízení s orientací na pole (Field Oriented Control – FOC) pokročilejší způsob řízení asynchronního motoru. Tento přístup umožňuje řídit magnetizační tok a moment motoru nezávisle, podobně jako u stejnosměrného stroje, čímž se dosahuje vyšší dynamické přesnosti, účinnosti a možnosti rychlé reakce na změnu zatížení. Blokové schéma na následujícím obrázku reprezentuje jednotlivé kroky řízení.



Obrázek 17: Blokové schéma uzavřené smyčky (NXP, 2021)

Základem FOC je uzavřená regulační smyčka s měřením proudů a výpočtem orientace magnetického pole rotoru. Měřené statorové proudy i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} jsou nejprve transformovány pomocí transformace Clark do dvojice ortogonálních složek v $\alpha\beta$ soustavě: i_{α} , i_{β} . Tyto složky reprezentují proudový vektor v pevném (statorovém) souřadném systému.

Následuje výpočet úhlu natočení magnetického pole rotoru, který je nezbytný pro převedení veličin do rotujícího souřadného systému. Tento úhel je odhadován pomocí tzv. observeru rotorového toku (Rotor Flux Observer), který jako vstup používá jak proudové složky

i_α , i_β , tak napět'ové složky u_α , u_β . Výstupem observeru jsou složky rotorového toku $\psi_{r\alpha}$, $\psi_{r\beta}$, z nichž lze dopočítat aktuální úhel magnetického pole (např. pomocí arctangent).

Úhel natočení pak vstupuje do Parkovy transformace, která převádí statorové proudy ze statorového systému ($\alpha\beta$) do rotorového (dq) souřadného systému. Výsledkem jsou složky toku i_d (magnetizace) a momentu i_q (točivého účinku).

V ideálním případě je i_d udržována konstantní (např. nulová u PMSM nebo jinak volená u ASM), zatímco i_q je řízena podle požadovaného momentu.

Na blokovém schématu nejsou explicitně vyznačeny PI regulátory, které by za běžných okolností regulovaly složky i_d a i_q nezávisle a určovaly výsledné napět'ové složky u_d , u_q . V tomto modelu se však pokračuje přímo inverzní Parkovou transformací, která ze složek u_d , u_q a úhlu natočení vrací napět'ový vektor do $\alpha\beta$ soustavy jako u_α , u_β .

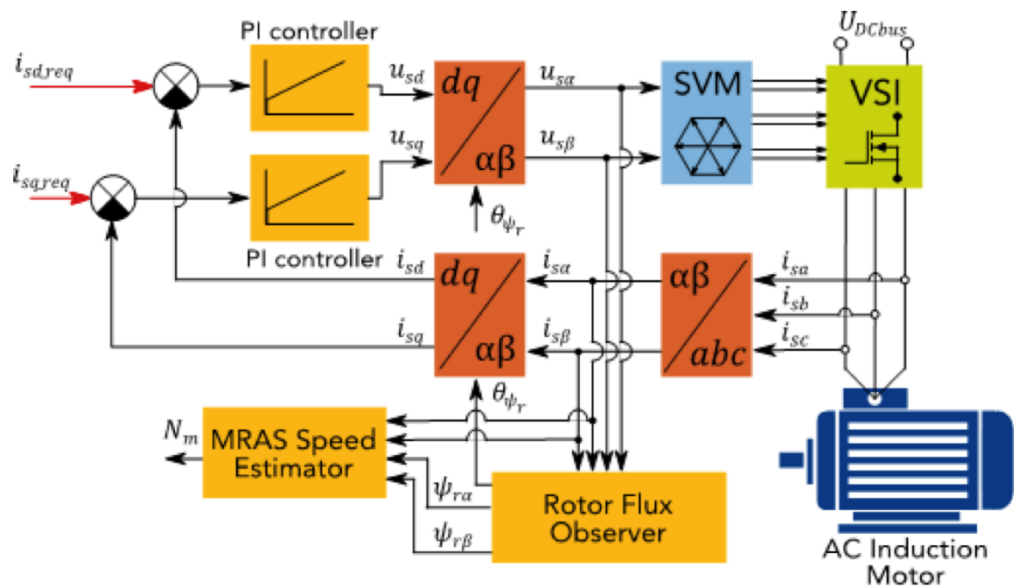
Tyto složky jsou dále zpracovány modulací SVPWM. Výsledkem je výstupní napět'ový signál optimálně přizpůsobený pro dosažení požadovaných proudů a momentu motoru.

Dodatečně lze v systému využít také MRAS (Model Reference Adaptive System), který porovnává měřený tok s modelem, a umožňuje tak zpřesnit odhad úhlu magnetického pole nebo detekci odchylky, například při skluzu.

6.5.1 Režim řízení momentu (proudové FOC řízení)

V této variantě je řízení doplněno o dva PI regulátory, které nezávisle regulují proudové složky i_d a i_q v rotujícím souřadném systému. Tento princip odpovídá tzv. current-torque control. PI regulátor složky i_q určuje výstupní napět'ovou složku u_q na základě rozdílu mezi žádanou a skutečnou momentovou složkou proudu. PI regulátor složky i_d analogicky řídí složku u_d , která souvisí s tokem magnetického pole.

Tato regulační smyčka zajišťuje přesné sledování žádaných hodnot, čímž metoda FOC dosahuje dynamické odezvy a optimálního řízení momentu i magnetizace motoru.



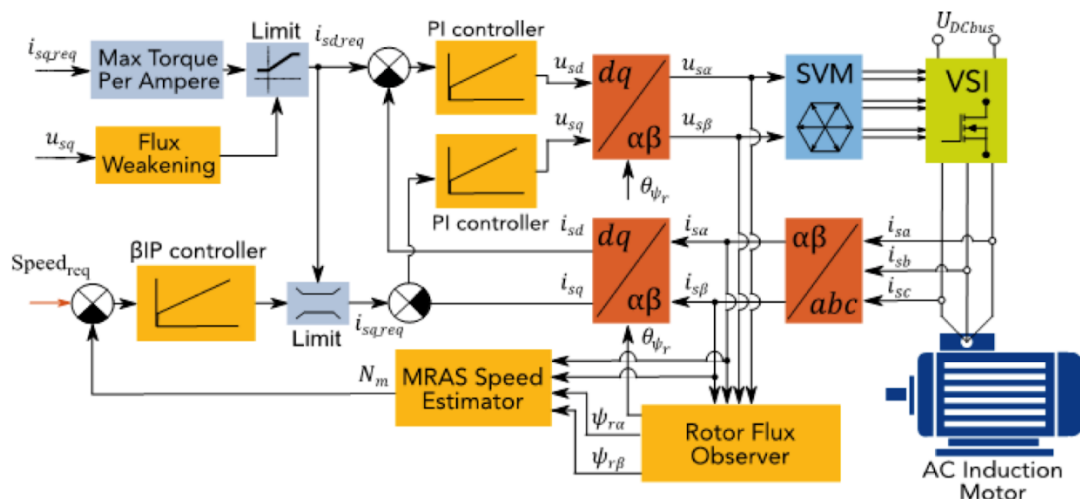
Obrázek 18: Blokové schéma uzavřené smyčky momentu (NXP, 2021)

6.5.2 Režim řízení rychlosti (rychlostní FOC řízení)

Tato varianta rozšiřuje řízení o vnější regulační smyčku rychlosti, kde požadovaná rychlost vstupuje do rychlostního regulátoru (např. PI nebo IP). Tento regulátor generuje žádanou hodnotu momentové složky i_q , která je poté zpracována proudovou smyčkou jako v předchozím případě.

Současně je smyčka rozšířena o řízení magnetického toku ve větvi i_d , kde je blok označením „max current per torque“ zodpovědný za optimální rozložení proudu mezi i_d a i_q při plném zatížení, a blok „field weakening“ umožňuje oslabení pole při překročení jmenovité rychlosti. Tím se motor může provozovat i v oblasti nad jmenovitou frekvencí bez poškození, při zachování omezení celkového proudu.

Tato struktura odpovídá kompletnímu vektorovému řízení s rychlostní smyčkou a proudovým omezením, jaké se běžně používá v průmyslových aplikacích.



Obrázek 19: Blokové schéma uzavřené smyčky rychlosti (NXP, 2021)

6.5.3 Rotor Flux Observer

Pro správné řízení asynchronního motoru metodou Field-Oriented Control (FOC) bez snímače otáček je nezbytné získat informaci o úhlu natočení magnetického pole rotoru. Jelikož tato veličina není přímo měřitelná, využívá se pozorovatel rotorového magnetického toku, který na základě měřených veličin odhaduje stav rotoru.

Jednou z nejpoužívanějších metod je napěťový model pozorovatele, známý z implementací dle dokumentace NXP DRM150 (NXP, 2021). Tento model vychází z rovnic magnetického toku ve statorovém referenčním rámci. V převedené diskretní podobě odpovídají:

$$\hat{\psi}_{s\alpha}(k) = \frac{\tau_1}{\tau_1 + T_s} \left[\hat{\psi}_{s\alpha}(k-1) + T_s (u_{s\alpha}(k) - R_s i_{s\alpha}(k)) \right]$$

$$\hat{\psi}_{s\beta}(k) = \frac{\tau_1}{\tau_1 + T_s} \left[\hat{\psi}_{s\beta}(k-1) + T_s (u_{s\beta}(k) - R_s i_{s\beta}(k)) \right]$$

$$\hat{\psi}_{r\alpha}(k) = \frac{L_r}{L_m} \left(\hat{\psi}_{s\alpha}(k) - \sigma L_s i_{s\alpha}(k) \right)$$

$$\hat{\psi}_{r\beta}(k) = \frac{L_r}{L_m} \left(\hat{\psi}_{s\beta}(k) - \sigma L_s i_{s\beta}(k) \right)$$

Rovnice 24: Matematický model toku statoru a rotoru ACIM (NXP, 2021)

Po odhadu složek $\psi_{r\alpha}$ a $\psi_{r\beta}$ lze úhel natočení rotorového pole (elektrický úhel) získat jako:

$$\theta_{\psi_r} = \arctan\left(\frac{\hat{\psi}_{r\beta}}{\hat{\psi}_{r\alpha}}\right)$$

Rovnice 25: Úhel natočení magnetického toku rotoru (NXP, 2021)

6.6 Shrnutí řídicích metod

Skalární řízení (V/f) je jednoduchý a často používaný způsob řízení asynchronního motoru. Princip spočívá v udržování konstantního poměru napětí a frekvence (V/f), čímž se zajišťuje přibližně konstantní magnetický tok v motoru. Výhodou tohoto řízení je jednoduchost a nízké nároky na výpočetní výkon. Nevýhodou je však omezená dynamika, horší stabilita při nízkých otáčkách a nemožnost přesného řízení momentu.

Field-Oriented Control (FOC) je pokročilý vektorový způsob řízení, který převádí třífázové veličiny do rotujícího souřadného systému, kde se moment a magnetizace motoru řídí nezávisle, podobně jako u synchronního stroje. Díky tomu je možné přesně řídit moment, dosáhnout vyšší účinnosti, rychlejší odezvy a lepší stability i při nízkých otáčkách. FOC je však výpočetně náročnější a vyžaduje znalost nebo odhad stavu motoru – například úhlu natočení magnetického pole rotoru pomocí tzv. rotor flux observeru. V případě sensorless varianty řízení je navíc nutné, aby se rotor nejprve roztočil, protože při stání motoru není možné spolehlivě odhadnout úhel potřebný pro zahájení řízení.

7. Identifikace parametrů asynchronního motoru

Informace použité v této kapitole pochází z (NXP, 2020) a (NXP, 2021).

K řízení asynchronního motoru pomocí jedné z metod uvedených v předchozí kapitole je nutné znát některé z elektrických parametrů motoru.

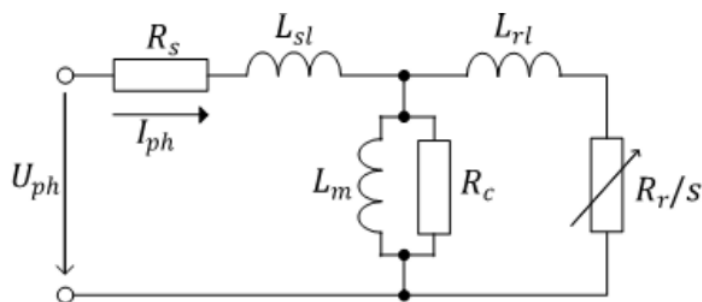
Metoda řízení V-F je nenáročná a ve většině případů není nutné provádět žádné měření. V tomto případě si vystačíme s počtem pólů statoru, jmenovitým napětím a jmenovitou frekvencí (případně jmenovitými otáčkami). Tyto informace jsou dostupné ze štítku asynchronního motoru.

Jestliže se snažíme implementovat řízení FOC, bez měření a výpočtu potřebných parametrů pro sestavení modelu se neobejdeme. Základní parametry, které je nutné získat:

- Elektrický odpor jedné cívky statorového vinutí – $R_s[\Omega]$
- Odpor, představující ztráty železa – $R_0[\Omega]$
- Magnetická reaktance – $X_0[\Omega]$
- Celkový odpor statoru a rotoru – $R_L[\Omega]$
- Celková reaktance statoru a rotoru – $X_L[\Omega]$
- Hlavní magnetizační reaktance – $X_m[\Omega]$
- Statorová rozptylová reaktance – $X_s[\Omega]$
- Rotorová rozptylová reaktance – $X_r[\Omega]$
- Hlavní magnetizační indukčnost – $L_m[H]$
- Statorová rozptylová indukčnost – $L_{sl}[H]$
- Rotorová rozptylová indukčnost – $L_{rl}[H]$
- Statorová indukčnost – $L_s[H]$
- Rotorová indukčnost – $L_r[H]$

7.1 Ekvivalentní obvod asynchronního motoru

Některé z uvedených parametry si lze jednodušeji představit ve formě náhradního zapojení asynchronního motoru pro jednu z fází v ustáleném stavu.



Obrázek 20: Ekvivalentní obvod ACIM (NXP, 2021)

U_{ph} představuje satorové napětí a I_{ph} satorový proud (efektivní hodnoty). Mimo již uvedené parametry se v obvodu objevuje R_c , který představuje odpor jádra motoru (hystereze, vířivé proudy) a R_r – rotorový odpor převedený na sator. Tento odpor je závislý na skluzu motoru S a modeluje výkon přenášený na rotor. Rozptylové indukčnosti L_{sl} a L_{rl} si můžeme představit jako magnetický tok, který nepřispívá k točivému momentu (ztráty mimo vzduchovou mezeru). Zbývajícím prvkem obvodu je magnetizační indukčnost L_m , která vyjadřuje hlavní magnetický tok vzduchovou mezerou.

Odpor vinutí satoru R_s lze získat obyčejným stejnosměrným měřením. Pro ostatní parametry je nutné zvolit důmyslnější přístup. Běžně se využívá dvou měření – zkouška naprázdno a zkouška nakrátko (No-load test, Blocked-rotor test).

7.2 Elektrický odpor vinutí satoru

Pro výpočet odporu satorového vinutí nám stačí změřit úbytek na vinutí jedné fáze. Pokud připojíme předem známý stejnosměrný (DC) zdroj proudu, dosazením hodnoty napětí pomocí Ohmova zákona získáme skutečný odpor.

Při měření je nutné si dát pozor, aby velikost nastaveného proudu nepřekročila jmenovitou hodnotu proudu motoru. Tato metoda je především výhodná v případě měření odporů menších než 10Ω .

$$R_s = \frac{U_s}{I_s}$$

Rovnice 26: Výpočet odporu satorového vinutí

Kde:

- U_s je úbytek na satorovém vinutí jedné fáze
- I_s je proud protékající vinutím satoru

7.3 Zkouška naprázdno (No-load test)

Za určitých podmínek lze využít vlastností motoru pro zjednodušenou identifikaci jednotlivých parametrů. Jestliže na hřídeli motoru nebude žádné mechanické zatížení, v ustáleném stavu (při jmenovité frekvenci f_N a jmenovitém napětí U_N) se jeho skluz bude blížit nule. V důsledku nulového skluzu bude impedance rotoru velmi vysoká a lze jí v ekvivalentním schématu zanedbat. Výsledkem zkoušky jsou tři veličiny: činný výkon P_{ph0} , jalový výkon Q_{ph0} a fázový proud I_{ph0} jedné fáze.

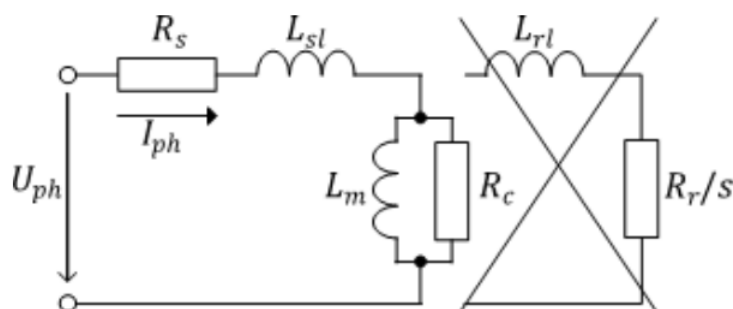
Dosazením do následujících vztahů získáme:

$$R_0 = \frac{P_{ph0}}{I_{ph0}^2}$$

Rovnice 27: Vztah pro odpor, představující ztráty v železe

$$X_0 = \frac{Q_{ph0}}{I_{ph0}^2}$$

Rovnice 28: Vztah pro magnetickou reaktanci



Obrázek 21: Ekvivalentní obvod zkoušky naprázdno

7.4 Zkouška nakrátko (Blocked-rotor test)

Podobně jako u předchozí zkoušky, opět je využíváno vlastností chování motoru při identifikaci parametrů. Pro tento případ se hřídel rotoru zablokuje, aby se nemohla otáčet. Na stator se přivede jmenovitá frekvence f_N a jmenovitý proud I_N (fázové napětí bude několikanásobně nižší než v předchozím případě). V ustáleném stavu bude skluz roven jedné a veškerá dodávaná energie bude převedena na teplo. V tomto stavu bude odpor rotoru převedený na stator R_r výrazně nižší než ztráty v jádře R_c a tím z ekvivalentního obvodu vypadne svislá větev.

Výsledkem zkoušky jsou opět tři veličiny: úbytek napětí U_{phL} , činný výkon P_{phL} a jalový výkon Q_{phL} jedné fáze.

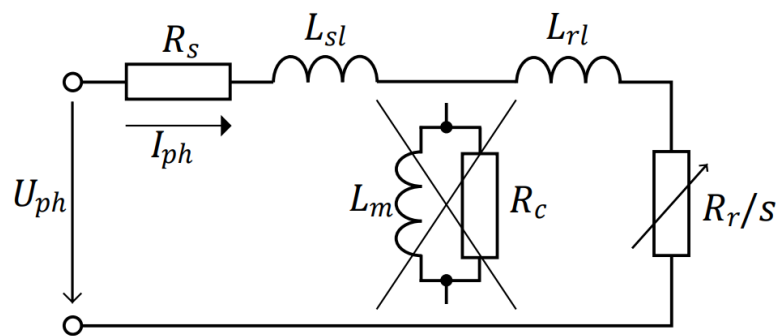
Dosažením do následujících vztahů získáme:

$$R_L = \frac{P_{ph0}}{I_{ph0}^2}$$

Rovnice 29: Vztah celkového odporu statoru a rotoru

$$X_L = \frac{Q_{phL}}{I_{phL}^2}$$

Rovnice 30: Vztah celkové reaktance statoru a rotoru



Obrázek 22: Ekvivalentní obvod zkoušky nakrátko (NXP, 2021)

7.5 Výpočet elektrických parametrů

Ostatní uvedené elektrické parametry lze dopočítat na základě předchozích zkoušek. Zajímají nás hlavně chybějící parametry náhradního obvodu: magnetizační indukčnost L_m , rozptylové indukčnosti L_{sl} L_{rl} a odpor rotoru převedený na stator R_r .

Nejdříve získáme rozptylové reaktance statoru a rotoru pomocí vztahu:

$$X_s = X_r = \frac{X_L}{2}$$

Rovnice 31: Vztah statorové rozptylové reaktance

Z nich lze dostat hlavní magnetizační reaktanci:

$$X_m = X_0 - X_s$$

Rovnice 32: Vztah hlavní magnetizační reaktance

Ta je možná přepočítat na hlavní magnetizační indukčnost:

$$L_m = \frac{X_m}{2\pi f_N}$$

Rovnice 33: Vztah hlavní magnetizační indukčnosti

Jestliže už známe rozptylové reaktance, můžeme je převést stejným způsobem:

$$L_{sl} = \frac{X_s}{2\pi f_N}$$

Rovnice 34: Vztah statorové rozptylové indukčnosti

$$L_{rl} = \frac{X_r}{2\pi f_N}$$

Rovnice 35: Vztah rotorové rozptylové indukčnosti

Dosažením již známých parametrů získáme indukčnosti statoru a rotoru:

$$L_s = L_{sl} + L_m$$

Rovnice 36: Vztah statorové indukčnosti

$$L_r = L_{rl} + L_m$$

Rovnice 37: Vztah rotorové indukčnosti

Posledním chybějícím parametrem je rotorový odpor převedený na stator:

$$R_r = (R_L - R_s) \times \left(\frac{X_r + X_m}{X_m} \right)^2$$

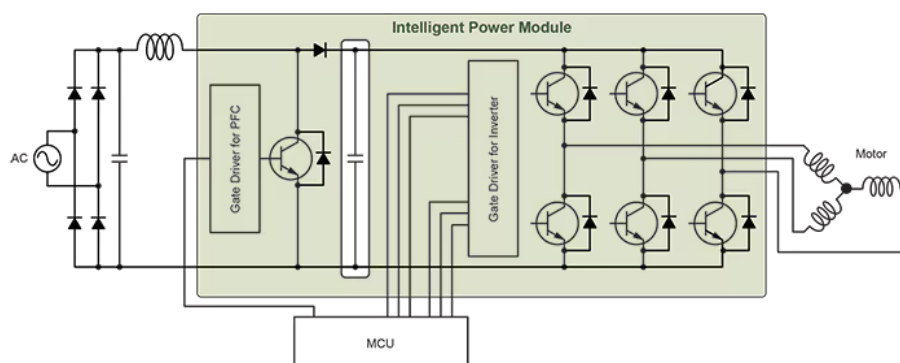
Rovnice 38: Vztah odporu rotoru převedený na stator

8. Volba výkonové jednotky

Na základě informací z předchozí kapitoly je pro řízení asynchronního motoru nezbytná výkonová část, která přemění třífázové síťové napětí na stejnosměrné (DC) napětí.

Nejprve se provede usměrnění pomocí třífázového můstkového usměrňovače. Následně je nutné provést filtraci pomocí elektrolytických kondenzátorů s dostatečnou kapacitou, které minimalizují zvlnění a zajišťují stabilní napájení. Vyfiltrované DC napětí je poté přivedeno na třífázový H-můstek, který generuje řízené třífázové napětí pro motor. Při návrhu řídicího můstku existuje několik možných variant řešení, které se liší podle požadavků na výkon, spínací frekvenci a účinnost celého systému.

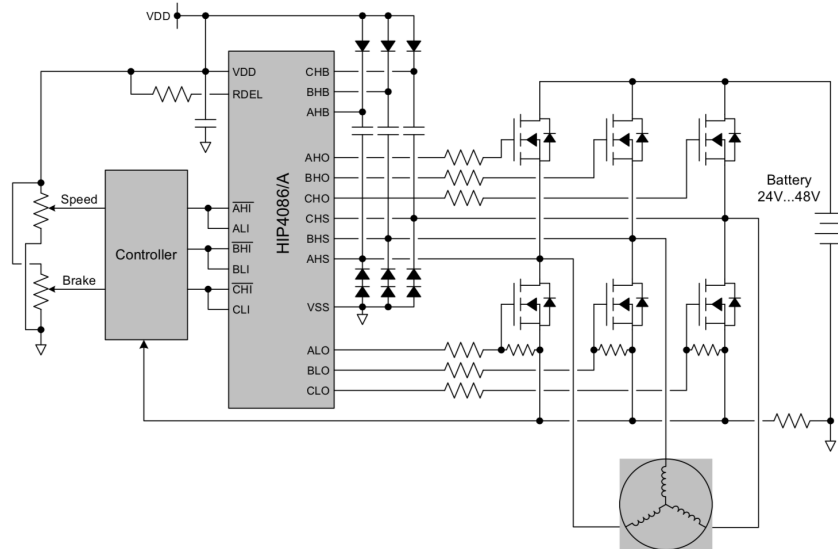
Nejjednodušší varianta můstku je s integrovanými tranzistory, někdy také nazývaná IPM (Intelligent Power Module). Není potřeba výběru spínacích tranzistorů a integrovaný můstek obsahuje často mnoho funkcí, např. ochrana proti přetížení anebo automatické vkládání tzv. Dead Time mezi řídicí signály. Nevýhodou je distribuce tepla (pouzdro má omezenou plochu) a při poškození musí být vyměněn celý obvod.



Obrázek 23: Modul můstku IPM (ONSEMI, 2017)

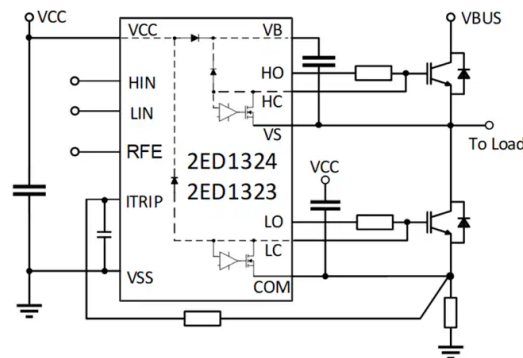
Podobnou variantou může být použití můstku s integrovanými budiči a samostatnými tranzistory. Nejprve je nutné vybrat vhodné spínací tranzistory a poté zvolit můstek, který bude schopen tranzistory ovládat. Výběr je nejčastěji omezen na tranzistory typu MOSFET a IGBT.

Varianta můstku s integrovanými budiči běžně obsahuje stejné funkce jako IPM můstek. Výhody jsou především v lepší distribuci tepla a snadnější výměně poškozených obvodů.



Obrázek 24: Integrovaný budič s tranzistory (RENESAS, 2017)

Další variantou je použití samostatných hradlových budičů a samostatných tranzistorů. Každý hradlový budič v tomto případě ovládá dva spínací tranzistory nebo každý tranzistor má vlastní budič. Výhodou je neomezená možnost volby spínacích tranzistorů. Nevýhodou je nutnost komplexního návrhu, chybějící ochranné funkce v případě poruchy a vyšší nároky na rozměry plošného spoje.



Obrázek 25: Samostatný budič páru tranzistorů (Infineon, 2023)

Po zvážení několika klíčových faktorů vlastního návrhu bylo rozhodnuto, že lepším řešením v rámci testování a vývoje bude využití hotového řešení v podobě modulu výkonové jednotky Infineon EVAL-M1-IM818-A obsahující IPM můstek.

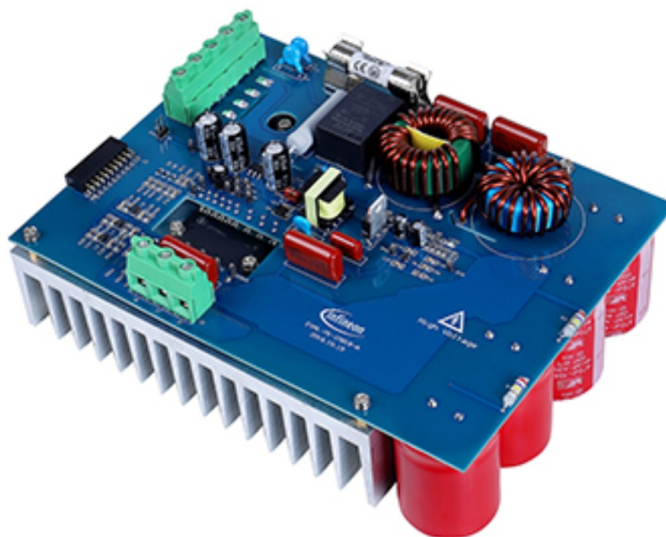
Hlavním důvodem tohoto rozhodnutí byly časové nároky spojené s návrhem a výrobou vlastního plošného spoje. Vývoj a testování výkonového stupně by vyžadoval značné množství času na návrh schématu, optimalizaci výběru součástek, výrobu desky a její následné testování.

Použitím již existujícího modulu bylo možné výrazně zkrátit dobu vývoje a soustředit se na další aspekty řízení motoru.

Dalším důležitým faktorem byla problematika bezpečnosti. Modul IM818-A pracuje s napětím až 600 V, což klade vysoké nároky na izolaci, rozvržení výkonových cest a dodržení bezpečnostních norem. Výroba vlastní desky by znamenala nutnost pečlivé analýzy izolačních vzdáleností, návrhu optimálních spojů pro minimalizaci parazitních kapacit a indukčností, a také důsledné testování na odolnost proti přepětí.

V neposlední řadě byl při výběru modulu zohledněn i faktor elektromagnetické kompatibility (EMI). Modul IM818-A je již navržen tak, aby splňoval základní požadavky na elektromagnetické vyzařování a odolnost vůči rušení. Vlastní návrh by vyžadoval rozsáhlé testování a případné úpravy layoutu pro dosažení požadovaných parametrů, což by opět vedlo k prodloužení vývojového procesu.

Z těchto důvodů bylo rozhodnuto využít hotový výkonový modul Infineon IM818-A, který poskytuje osvědčené a optimalizované řešení pro řízení asynchronního motoru s vysokou spolehlivostí a bezpečností.



Obrázek 26: Modul výkonové jednotky Infineon IM818-A (Infineon, 2021)

Modul Infineon IM818-A je inteligentní výkonový modul (IPM) určený pro řízení třífázových asynchronních motorů s výkonem až 1500 W. Pro zvolený pohon (550 W) by měl být vybrán modul dostatečně výkonný.

Výkonový můstek obsahuje integrované IGBT spínací tranzistory a jejich ochranu tzv. Shoot-through a Dead Time insertion. Nemůže tak dojít k nechtěnému zkratu z důvodu sepnutí obou párových tranzistorů. Další ochranu tvoří odpojení jednotky při teplotním a nadproudovém přetížení.

Napájení modulu je realizováno pomocí 3x400 VAC. Součástí modulu je také spínaný zdroj 15 V a 3,3 V pro napájení výkonového můstku a připojené řídicí jednotky. Řídicí jednotka je připojena k modulu pomocí konektoru iMOTION MADK-M1. Modul v neposlední řadě umožňuje snímání proudu fázemi motoru pomocí třech párů rezistorů.

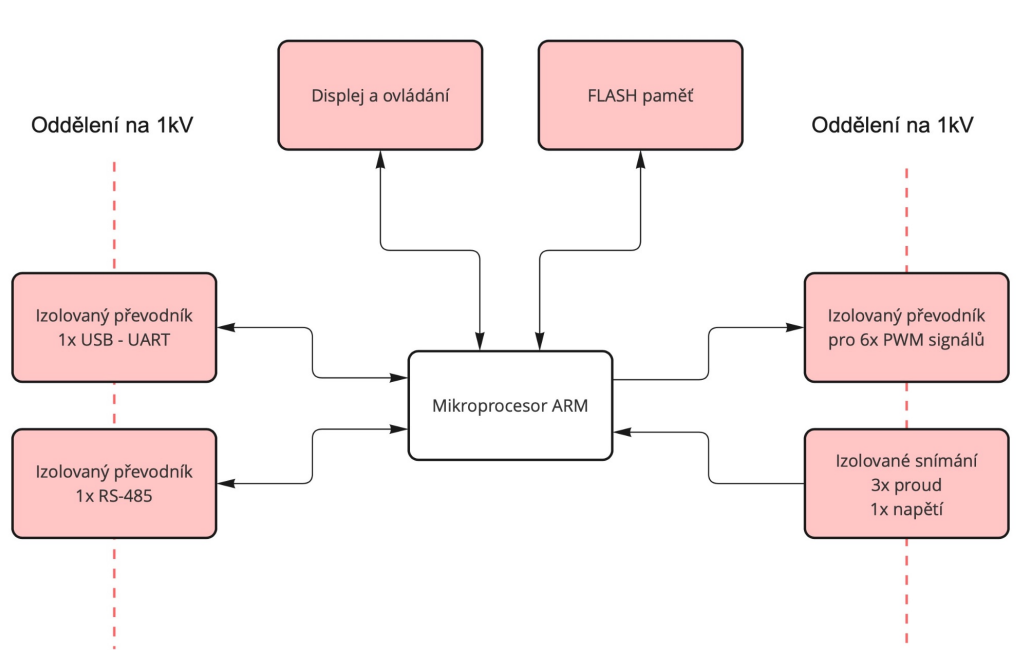
Jednotlivé řídicí signály budou popsány v následujících kapitolách.

9. Volba řídicí jednotky

Řídicí jednotka měniče by měla splňovat všechny zmíněné požadavky, které se stanovili v předchozích kapitolách. Pokud vezmeme v úvahu nutnost zachovat připojení k výkonové jednotce měniče, která podporuje připojení skrze 20pin header konektor iMOTION MADK, nabízí se možnost vytvořit vlastní návrh s libovolnou volbou DSP mikrokontroléru.

Společnost Infineon v rámci řady iMOTION nabízí také mikrokontroléry určené přímo pro řízení motorů, ale tato možnost nebude použita z důvodu omezeného použití vlastního firmwaru. Uživatel je v tomto případě donucen pouze k parametrizaci řízení pomocí MADK aplikace.

Při návrhu řídicí jednotky se bude vycházet z následujícího blokového schématu.



Obrázek 27: Blokové schéma řídicí jednotky

Výkonová jednotka vyžaduje pro řízení připojeného motoru šest řídicích signálů (šest spínacích tranzistorů měniče). Je tedy nutné zajistit, aby mikrokontrolér obsahoval alespoň šest výstupů podporujících režim PWM.

Pro účely případné zpětné vazby motoru nebo výpočtu jeho spotřeby je potřeba čtyř vstupů ADC převodníku. Alternativou je volba externího ADC převodníku, ale pro zachování jednoduchosti řešení bude výhodnější použití interního ADC převodníku zvoleného DSP mikrokontroléru.

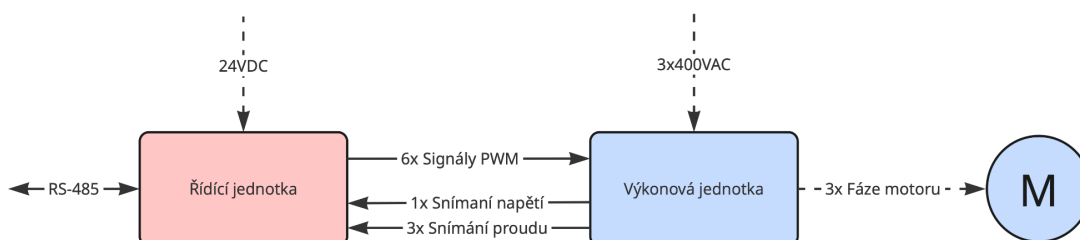
Z důvodu zvýšené bezpečnosti, část mezi řídicí a výkonovou jednotkou bude galvanicky oddělená. Při poruše tak nedojde k případnému úrazu elektrickým proudem nebo poškození ostatních obvodů a systémů.

Aby bylo možné řídicí jednotku povelovat v průmyslovém prostředí, je zde doplněná periferie RS-485. Pro ladění, ovládání a sledování stavu řídicí jednotky skrze PC, je přidáno sériové rozhraní USB-UART. Obě rozhraní RS-485 a USB-UART budou opět z důvodů bezpečnosti galvanicky izolována.

V neposlední řadě pro uživatelské rozhraní bude přidán vhodný displej a jednoduché ovládání, které bude sloužit pro průběžnou kontrolu parametrů a jejich úpravu za běhu.

Posledním doplňkem bude FLASH paměť. Přidání paměti bude výhodné pro uchování posledních nastavených parametrů řízení, případně pro záznam regulačních pochodů. Při odpojení nebo výpadku napájení tak nejsou důležitá data ztracena.

V následujících kapitolách budou podrobně rozebrány části hardwaru řídicí jednotky včetně výběru jednotlivých komponentů. Sestaveno bude také kompletní elektrické schéma řídicí jednotky měniče a návrh DPS. Zdůvodněná bude také volba DSP mikrokontroléru, který bude zpracovávat veškeré periferie a hlavní algoritmus řízení.



Obrázek 28: Propojení řídicí a výkonové jednotky

9.1 Návrh hardwaru řídicí jednotky

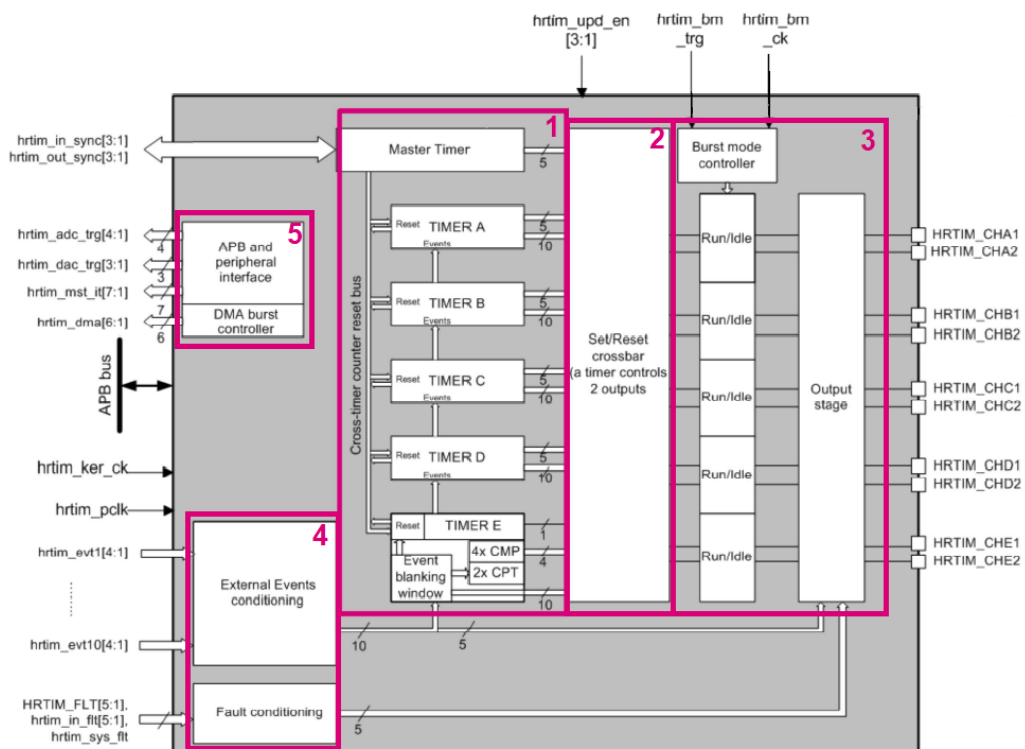
9.1.1 Mikrokontrolér DSP

Jádro řídicí jednotky musí především tvořit mikrokontrolér schopný obsluhy signálů pro můstek výkonové jednotky. Přesně takovou řadu nabízí výrobce mikrokontrolérů od společnosti ST. Řada STM32G4x4 obsahuje speciální periferii tzv. HRTIM (High Resolution Timer), která je přímo určená na zmíněné aplikace. Periferie HRTIM poskytuje až šest nezávislých 16bitových časovačů, které podporují generování komplexních průběhů a PWM výstupů. HRTIM časovač je rozdělen na totožné jednotky TIMER A až TIMER E a je doplněn o Master timer jednotku. Každá jednotka obsahuje pět tzv. set a reset crosshairů, které specifikují chování sekvence na

každém výstupu samostatně. Každá jednotka TIMER A až TIMER E tak může ovládat dva nezávislé I/O výstupy.

Výhodou těchto jednotek oproti obyčejnému časovači je výstupní část periferie, která pracuje jako stavový automat se stavy Run, Idle a Fault. Pokud není jednotka používána, lze jí přepnout do stavu Idle. Stav Idle lze nakonfigurovat, aby udržoval předem definované úrovně výstupních signálů. Nemůže tedy při nečinnosti dojít k tomu, že se výstupy odpojí a dojde k případnému nechtěnému spojení horního a dolního spínače můstku (došlo by ke zkratu výkonové jednotky). Stav Fault se chová podobně jako Idle, s rozdílem, že se vyvolá pouze pokud dojde například k externímu eventu vyvolaném poruchou (externí signální vstup poruchy). Výstupy jednotky se tak odstaví do předem známého stavu.

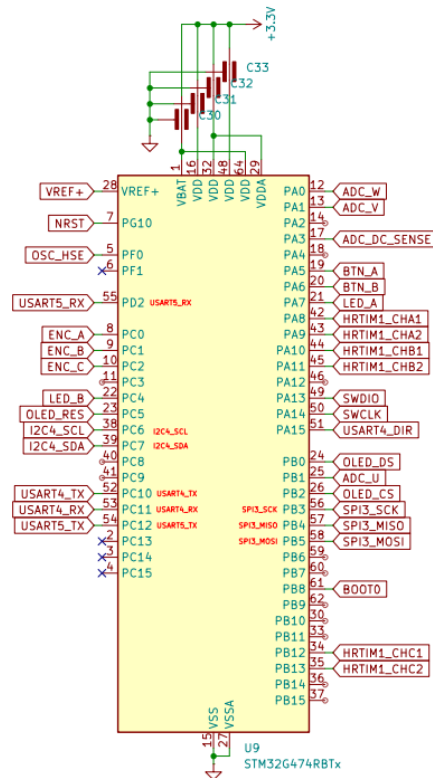
Samozřejmostí periferie je podpora propojení s jednotkou ADC a DMA. Později bude nutné snímat proud motoru a tato funkce bude vhodná pro přesné načasování startu ADC konverze a vyhodnocení získaných hodnot.



Obrázek 29: Blokové schéma jednotky HRTIM (STMicroelectronics, 2025)

Jádro vybraného mikrokontroleru je postaveno na 32bitové architektuře Arm Cortex M4 a dokáže pracovat až na kmitočtu 170 MHz. Jádro je mimo DSP funkce doplněno o jednotku Single Precision FPU (Floating Point Unit) pro akceleraci výpočtů s desetinnou čárkou a také CORDIC periferii akcelerující trigonometrické funkce. Pro uživatelský program je k dispozici

až 512 kB Flash paměti a také 128kB paměti RAM. Vybraný mikrokontroler STM32G474RBTx poskytuje dostatek potřebných vstupů-výstupů a komunikací. V tomto případě bude využito 2x UART, 1x SPI a 1x I2C periferií. Pro snímání proudů budou využity všechny tři jednotky ADC123 12bitového sigma-delta analogově-digitálního převodníku. Tím bude umožněno provést všechny tři ADC konverze v jeden moment. Snímání napětí nebude prováděno periodicky, a proto postačí vybrat náhodný vstup ADC převodníku.



Obrázek 30: Schéma zapojení mikrokontroléru STM32G474

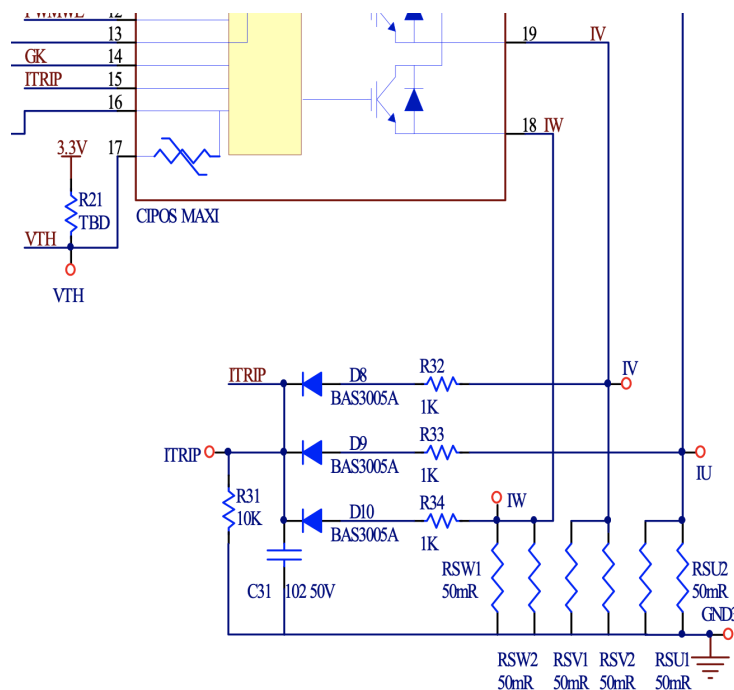
jsou indikovány pinem GK. Obvod můstku také obsahuje integrovaný termistor pro snímání teploty pomocí vstupu VTH.

9.1.3 Izolované snímání proudu a napětí

Výkonová jednotka umožňuje měření proudu v tzv. Low-Side konfiguraci, kde jsou snímací rezistory umístěny v záporné napájecí větvi, tedy za spodním spínačem můstku.

Tato konfigurace má několik výhod. Snímané napětí má vždy stejnou polaritu, což eliminuje nutnost použití symetrického operačního zesilovače. Aby se na snímacím vstupu objevilo nebezpečné napětí, muselo by dojít k přerušení obou snímacích rezistorů (RSx1 a RSx2), což je nepravděpodobné. Zvyšuje se tak bezpečnost měření a snižuje se riziko poškození nízko napěťových obvodů.

Díky těmto vlastnostem je Low-Side měření jednoduché na implementaci a bezpečnější než High-Side konfigurace, kde by snímané napětí mohlo být potenciálně vyšší a vyžadovalo by složitější zesilovací obvody.



Obrázek 33: Snímání Low-Side výkonové jednotky (US) (Infineon, 2021)

Pro zvýšení bezpečnosti řídicí jednotky byl vybrán izolovaný operační zesilovač AMC1311. Obvod používá kapacitní bariéru SiO₂, která je dlouhodobě odolná až do 1500 Vrms.

Vstupní rozsah OZ je od $-0,1\text{ V}$ do 2 V . Pokud předpokládáme maximální proud, který vybraná výkonová jednotka IM-818-MCC dokáže přenést, měřený úbytek bude roven:

$$V_{sense} = R_{sense} \times I_{sense} = 0,025\ \Omega \times 16\text{ A} = 0,4\text{ V}$$

Rovnice 39: Maximální úbytek snímacího rezistoru

Jestliže uvažujeme při řízení různé proudové oscilace, vstupní rozsah je pro snímání více než dostačující. Při upravení předchozího vzorce a dosazením lze získat, že maximální měřitelný proud je až 80 A .

OZ je vybaven kladným a záporným výstupem $OUTP$ a $OUTN$. Oba výstupy mají společné napětí tzv. Common-Mode Voltage, $V_{CMout} = 1,44\text{ V}$. Pro vyjádření výstupního napětí lze použít následující vztahy:

$$G = 1$$

$$V_{OUTP} = 1,44\text{ V} + \frac{V_{IN}}{2}$$

$$V_{OUTN} = 1,44\text{ V} - \frac{V_{IN}}{2}$$

$$V_{OUT} = (V_{OUTP} - V_{OUTN}) \times G = V_{IN} \times G$$

Rovnice 40: Výpočet výstupního napětí OZ

Kde:

- G je zesílení operačního zesilovače [-]
- V_{in} je vstupní signál operačního zesilovače [V]
- V_{outp} je kladný výstup operačního zesilovače [V]
- V_{outn} je záporný výstup operačního zesilovače [V]
- V_{out} je výstup rozdílového operačního zesilovače [V]

Na základě těchto vztahů lze odvodit převodní tabulku operačního zesilovače.

Tabulka 3: Převodní tabulka OZ

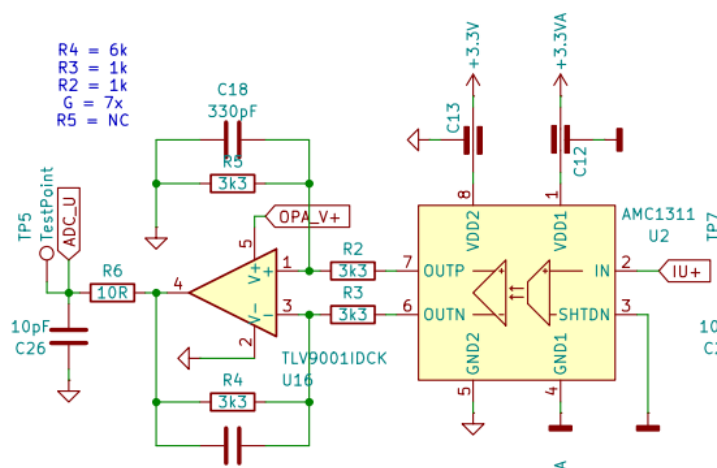
V_{IN}	V_{OUTP}	V_{OUTN}	V_{OUT}
2 V	2,44 V	0,44 V	2 V
1 V	1,94 V	0,94 V	1 V
0 V	1,44 V	1,44 V	0 V
-0,1 V	1,39 V	1,49 V	-0,1 V

Snímaný proud bude mít vždy kladnou polaritu, a proto je zbytečné používat záporný vstup ADC mikrokontroléru. Nejprve je ale nutné odstranit rozdílové napětí využitím dalšího operačního zesilovače, který převede rozdílové napětí na samostatný výstup. Podle potřeby lze také tímto OZ ovlivnit výstupní zesílení (AMC1311 má pevné zesílení). Následující vztah vyjadřuje vstupní napětí ADC mikrokontroléru.

$$V_{ADC} = V_{OUTP} \times \left(\frac{R_5}{R_2}\right) - V_{OUTN} \times \left(\frac{R_4}{R_3}\right)$$

$$V_{ADC} = V_{OUTP} - V_{OUTN} ; \text{pokud } R_2 = R_3 = R_4 = R_5$$

Rovnice 41: Vstupní napětí převodníku ADC



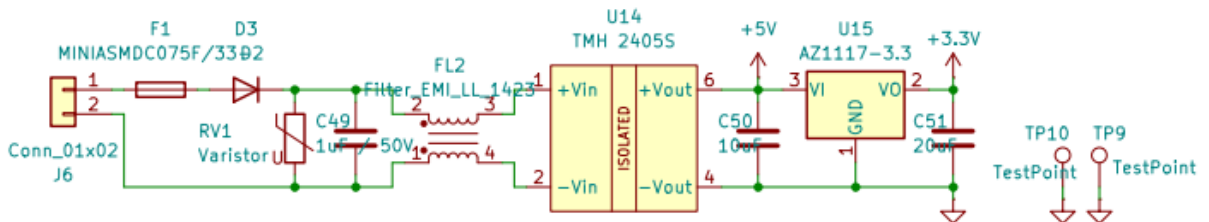
Obrázek 34: Schéma zapojení rozdílového OZ (1/4)

9.1.4 Napájecí obvody

Řídicí jednotka bude umístěna v průmyslovém rozvaděči, což určilo požadavek na napájecí napětí +24 VDC. Pro zajištění bezpečného a stabilního napájení byl zvolen izolovaný DC-DC měnič TMH2405S, který poskytuje galvanické oddělení mezi primární a sekundární stranou.

Aby byla zajištěna elektromagnetická kompatibilita (EMC) a ochrana proti rušení, byl na vstupu DC-DC měniče implementován EMI filtr spolu s ochrannými obvody. Ty zahrnují samovratnou pojistku pro ochranu proti přetížení, usměrňovací diodu zamezující poškození při přepólování a varistor, který chrání proti přepětovým špičkám.

Na výstupu DC-DC měniče je zařazen LDO stabilizátor společně s blokovacími kondenzátory, který poskytuje 3,3 V pro napájení mikrokontroléru a dalších obvodů. Toto řešení zajišťuje spolehlivý provoz elektroniky i v náročném průmyslovém prostředí.



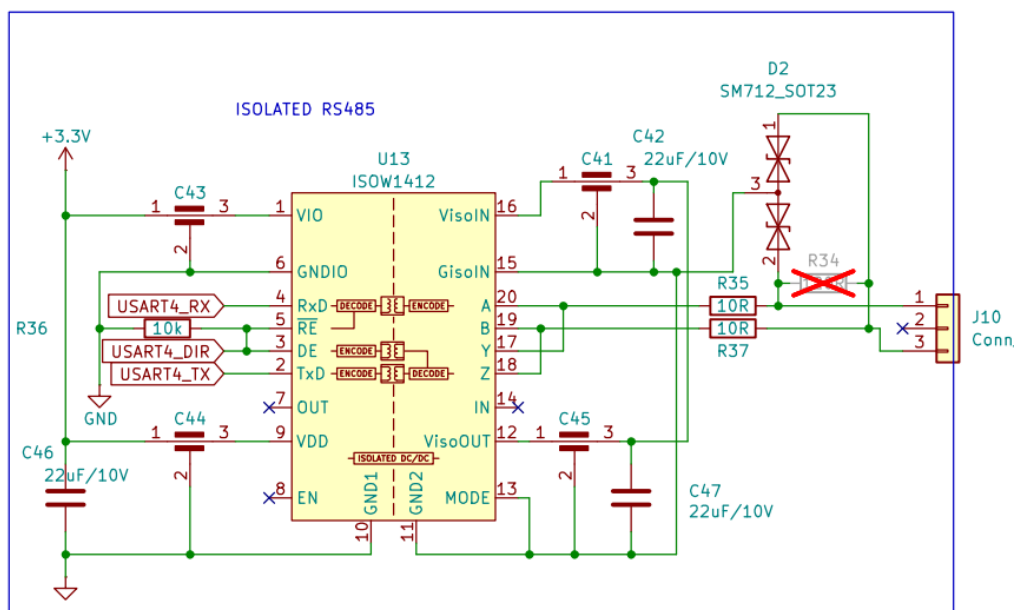
Obrázek 35: Schéma napájecí části řídicí jednotky

9.1.5 Komunikace RS-485

Pro komunikaci a řízení řídicí jednotky je k dispozici linka RS-485, která umožňuje spolehlivý přenos dat i na delší vzdálenosti. Pro konverzi signálů mezi standardem RS-485 a UART byl zvolen obvod ISOW1412, který zajišťuje bezproblémovou integraci s mikrokontrolérem.

Hlavní výhodou tohoto obvodu je galvanické oddělení komunikačních signálů a napájení, což výrazně zvyšuje odolnost systému proti rušení a snižuje riziko při případné poruše. Obvod ISOW1412 navíc obsahuje integrovaný izolovaný napájecí zdroj, což eliminuje potřebu externího napájení oddělené části a zjednodušuje celkové zapojení.

Schéma zapojení vychází z doporučení výrobce, přičemž některé keramické kondenzátory byly nahrazeny průchozími kondenzátory, které poskytují lepší frekvenční vlastnosti a přispívají ke zvýšení stability signálu.



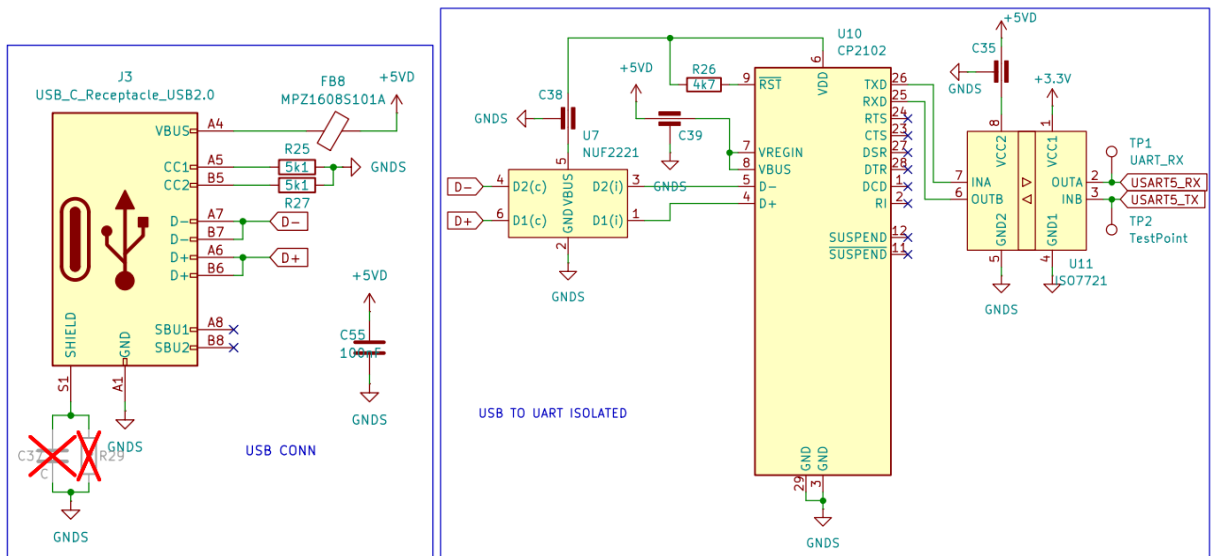
Obrázek 36: Schéma obvodu převodníku RS485 řídicí jednotky

9.1.6 Sériová komunikace USB-UART

Pro testování a ladění je nezbytné propojení PC s řídicí jednotkou, což lze nejjednodušeji zajistit pomocí sériového převodníku USB-UART. Mezi populární řešení patří obvod CP2102, který vyžaduje minimum externích komponent a zabírá jen malý prostor na DPS. Pro komunikaci není potřeba žádné složité nastavení – po otevření sériového portu v PC je obvod okamžitě připraven k přenosu dat se zvolenou přenosovou rychlostí (Baud Rate).

Aby byla zajištěna ochrana jak řídicí jednotky, tak i připojeného počítače, jsou signály RX a TX galvanicky izolovány pomocí ISO7721. Tento přístup je nejen efektivní, ale také výrazně levnější než použití několikanásobně dražšího izolovaného převodníku USB-UART.

Propojení PC s řídicí deskou je realizováno prostřednictvím moderního USB-C konektoru, který nabízí výhody jako obousměrné zapojení (nezáleží na orientaci konektoru) a vyšší odolnost proti mechanickému opotřebení. Datové signály D+ a D- jsou pro lepší stabilitu a odolnost proti rušení přivedeny přes filtr NUF2221.

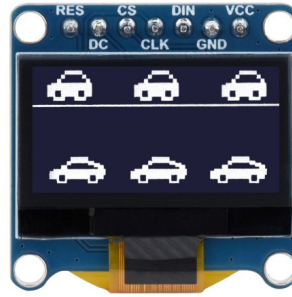


Obrázek 37: Schéma obvodu sériové komunikace řídicí jednotky

9.1.7 Ovládání a displej

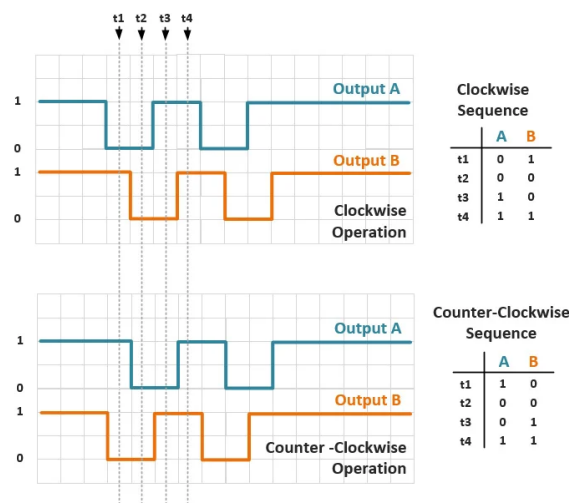
Pro indikaci stavu řídicí jednotky a její místní ovládání byla vybrána jednoduchá kombinace malého OLED displeje a rotačního enkodéru. Levné OLED displeje jsou běžně dostupné a velmi populární především pro svojí malou velikost a široký výběr komunikačních protokolů.

Vybrán byl OLED displej od společnosti Waveshare, která vyrábí moduly včetně potřebných obvodů. Moduly jsou vybaveny LDO regulátorem a tranzistory pro řídicí signály, tak, aby byl modul kompatibilní s 5 V a 3,3 V mikrokontroléry. Modul obsahuje OLED displej o rozměru 0,96 palců s rozlišením 128x64 pixelů a komunikací skrze sběrnici SPI. Hlavní předností zvoleného displeje je komunikační protokol. Aktualizování obsahu celého displeje vyžaduje přenos 1024 bajtů. Obsluha odesílání velkého počtu dat výrazně snižuje rychlost hlavní smyčky a je proto výhodné použití DMA periferie. Oproti ostatním komunikacím, SPI nepotřebuje odesílat žádnou adresu (narozdíl od I2C), není limitován velikostí přenášených dat (omezení u I2C s DMA) a může operovat s rychlostmi v řádu MHz (narozdíl od UART a I2C). Po inicializaci displeje je možné odesílat data pomocí DMA nepřerušovaně. Obsah displeje lze uchovávat a upravovat v paměti mikrokontroléru a o samotný přenos se postará DMA.



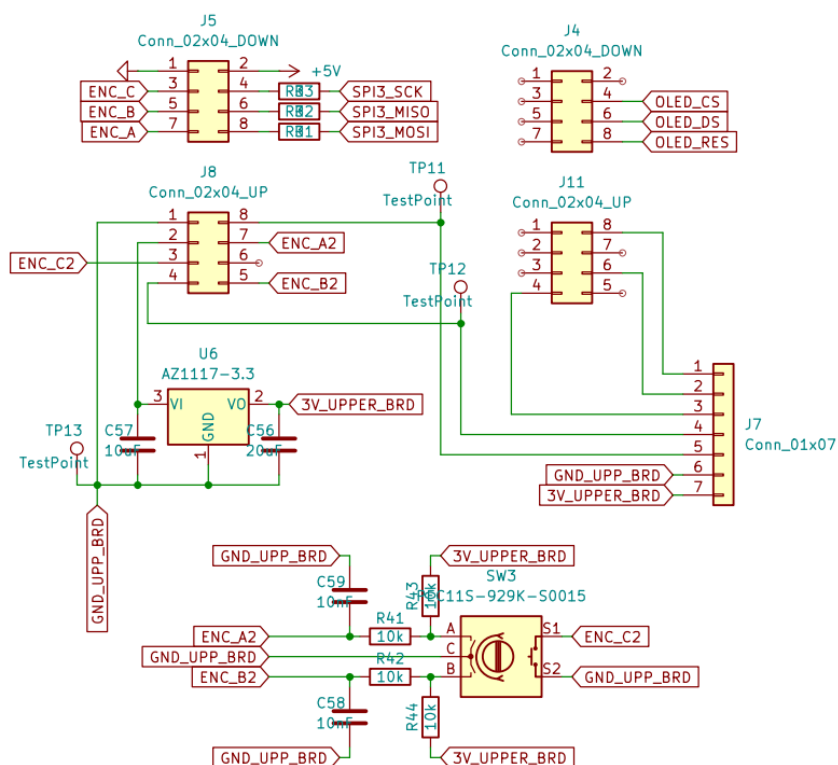
Obrázek 38: Vybraný OLED s rozměrem 0,96" (WAVESHARE, 2025)

Ovládání bude zajišťovat rotační enkodér. Pomocí něho bude možné jednoduché navigování skrze grafické prostředí displeje a případnou úpravu parametrů. Vybraný enkodér má zabudovaný spínač, který se aktivuje stiskem. Enkodéry běžně obsahují dva výstupní signály. Porovnáním fáze obou signálů lze vyhodnocovat aktuální směr otáčení. Počtem náběžných a sestupných hran signálů lze volit potřebné rozlišení. Příklad signálů enkodéru je na následujícím obrázku.



Obrázek 39: Signály kanálů A a B rotačního enkodéru (EETREE, 2022)

Čtení obou signálů je opět časově náročné, protože jejich změna je velice rychlá. Vybraný mikrokontrolér obsahuje integrovanou jednotku časovače, která dokáže signály enkodéru nezávisle zpracovávat. Z časovače je poté možné číst celkový počet pulsů a směr otáčení.

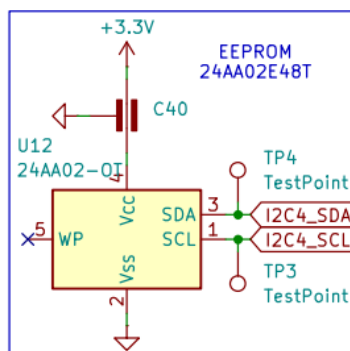


Obrázek 40: Schéma připojení displeje a rotačního enkodéru

9.1.8 EEPROM paměť

Vybraný mikrokontrolér neobsahuje EEPROM paměť pro ukládání uživatelských dat, což znamená, že jedinou možností zálohování je využití interní FLASH paměti. Toto řešení však není ideální pro práci s velkým objemem dat. Poměrná část paměti je již rezervována pro uživatelský program a životnost zápisů do FLASH není neomezená, což může vést k její degradaci při častém přepisování.

Praktickým kompromisem je použití externí EEPROM paměti, která nabízí několik výhod: nízkou cenu, širokou škálu dostupných kapacit a možnost snadné výměny v případě potřeby. Pro minimalizaci spotřeby volných pinů mikrokontroléru byla zvolena paměť 24CW1280 s kapacitou 128 Kbit, která komunikuje prostřednictvím sběrnice I2C. Díky tomu je možné rozšířit úložný prostor bez výrazného navýšení složitosti zapojení.



Obrázek 41: Schéma zapojení EEPROM paměti

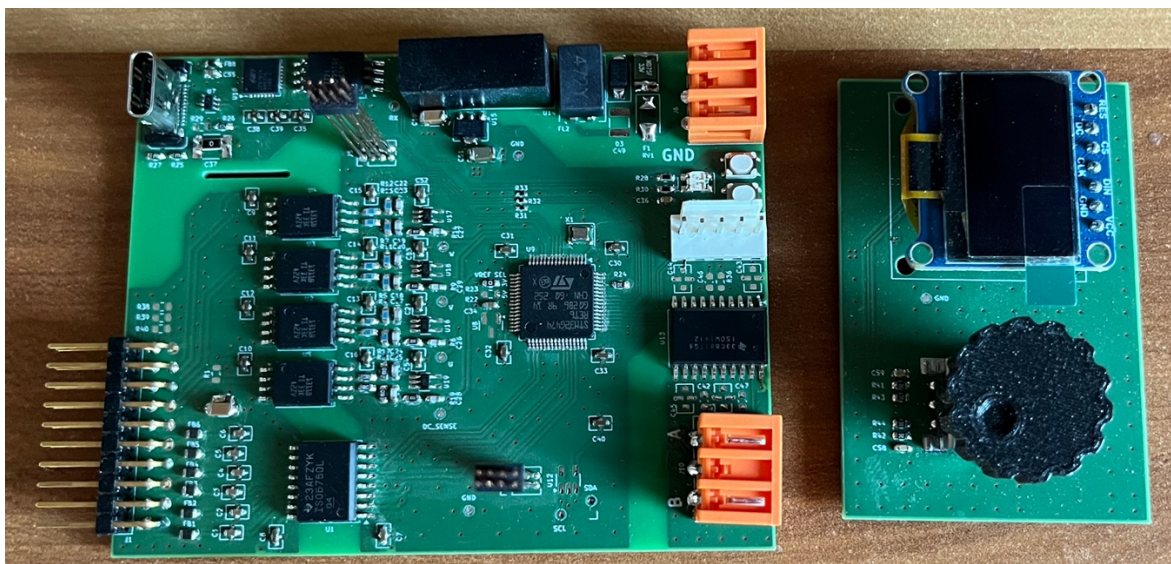
9.2 Návrh plošného spoje řídicí jednotky

Stejně jako v případě návrhu schématu byl návrh plošného spoje realizován v softwaru KiCad. Rozměry desky plošných spojů (DPS) byly přizpůsobeny čtyřmodulové krabičce určené pro montáž na DIN lištu v rámci průmyslového rozvaděče.

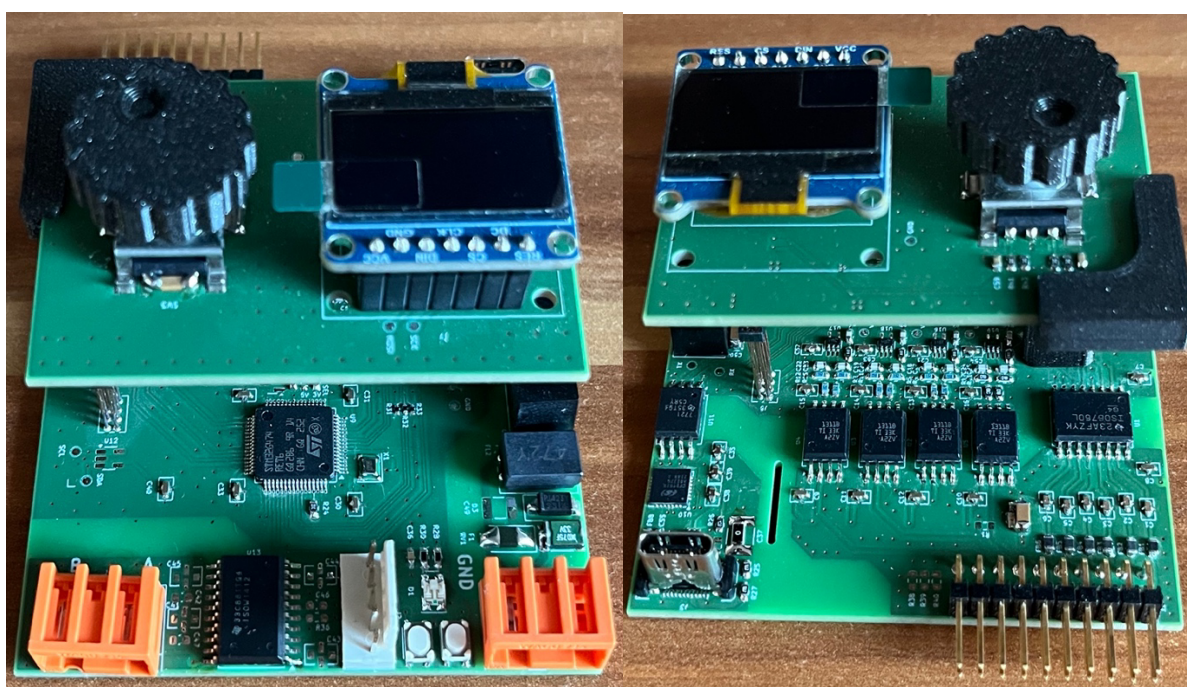
Řídicí jednotka byla rozdělena na dvě samostatné desky. Spodní deska obsahuje veškeré řídicí obvody, zatímco horní deska slouží pro zobrazování a ovládání. Obě desky jsou navzájem propojeny pomocí pinových hřebenů. Toto uspořádání je nejen prostorově úsporné, ale zároveň i uživatelsky přívětivé díky vyvýšené horní desce, která umožňuje snadný přístup k ovládacím prvkům a indikaci stavu jednotky.

Rozložení jednotlivých obvodů bylo navrženo tak, aby byly zachovány minimální izolační vzdálenosti mezi galvanicky oddělenými částmi. Konektory jsou umístěny na dvou protilehlých stranách ve vertikální ose pro zajištění snadného přístupu, přičemž je třeba brát v úvahu, že na přiloženém obrázku je deska orientována s otočením.

Pro zajištění lepší elektromagnetické kompatibility (EMI) byla zvolena čtyřvrstvá konstrukce DPS. Jednotlivé části obvodů jsou navíc doplněny o rozlitou měď, která zlepšuje odvod rušení. Výstupní řídicí signály směřující k výkonové části jsou vybaveny filtry pro potlačení případného rušení. V napájecích částech obvodů, kde to bylo možné, byly použity průchodkové kondenzátory. Tyto kondenzátory poskytují lepší útlumové charakteristiky v širším frekvenčním spektru ve srovnání s běžnými vícevrstvámi keramickými kondenzátory (MLCC – Multi-Layer Ceramic Capacitor).



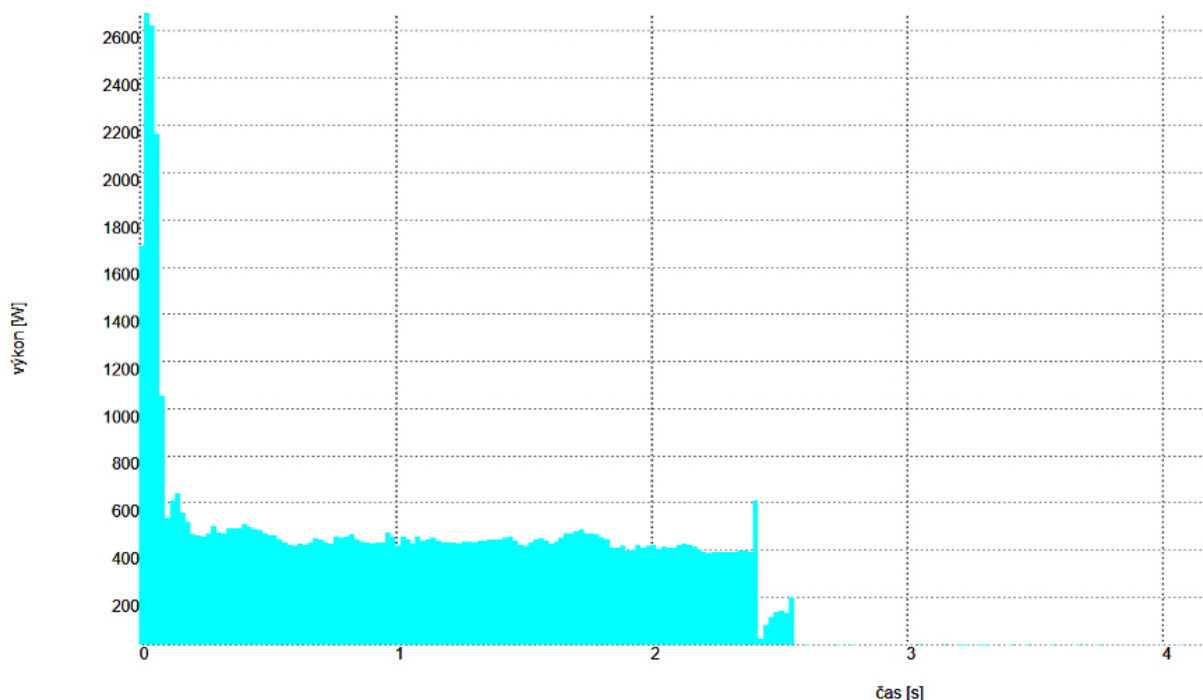
Obrázek 44: Osazený plošný spoj (vrchní a spodní deska)



Obrázek 45: Propojení vrchní a spodní desky řídicí jednotky

10. Strategie řízení pohonu

Hlavním cílem řízení je omezení rozběhových proudů při startu motoru. Jejich velikost může dosahovat 5 až 7 násobek jmenovitého proudu. Ukázka, jak takové spuštění motoru bez měkkého rozběhu může vypadat je na následujícím obrázku.



Obrázek 46: Odebíraný výkon přestavníku EP600 (STARMON, 2025)

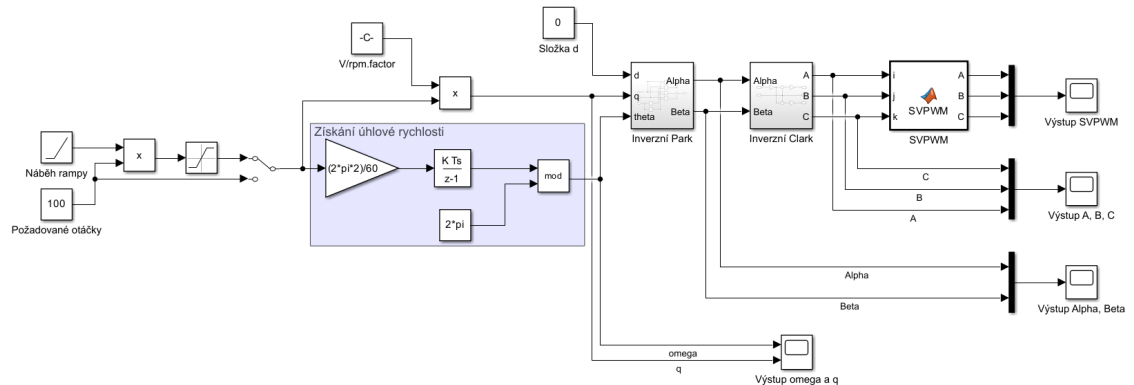
V případě řízení pohonu přestavníku není nutná přesná regulace otáček nebo momentu motoru. Pro implementaci měkkého rozběhu lze použít metodu skalárního řízení.

Hlavním důvodem volby skalárního řízení oproti FOC je problém s estimací natočení magnetického pole rotoru. Aby byla zaručena správná funkce RFO (Rotor Flux Observer), je nejprve nutné uvést rotor do pohybu. To se běžně dělá způsobem podobným skalárnímu řízení. Úhel vektoru je ze začátku rotován manuálně a moment motoru s magnetickým tokem (složky i_q a i_d) jsou regulovány algoritmem FOC. Přesnost odhadu estimace je mimo jiné závislá na vhodně identifikovaných parametrech motoru, které tvoří jeho matematický model.

Předpokládá se, že mechanické zatížení přestavníku bude za normálních podmínek přibližně konstantní. Vhodně zvolený parametr V-F skalárního řízení by měl zajistit přijatelné výsledky řízeného pohonu.

11. Simulace řídicího algoritmu

Algoritmus řízení byl nejprve sestaven v programu Matlab – Simulink. Při návrhu se vycházelo z blokového schéma principu skalárního řízení v kapitole 6.4.



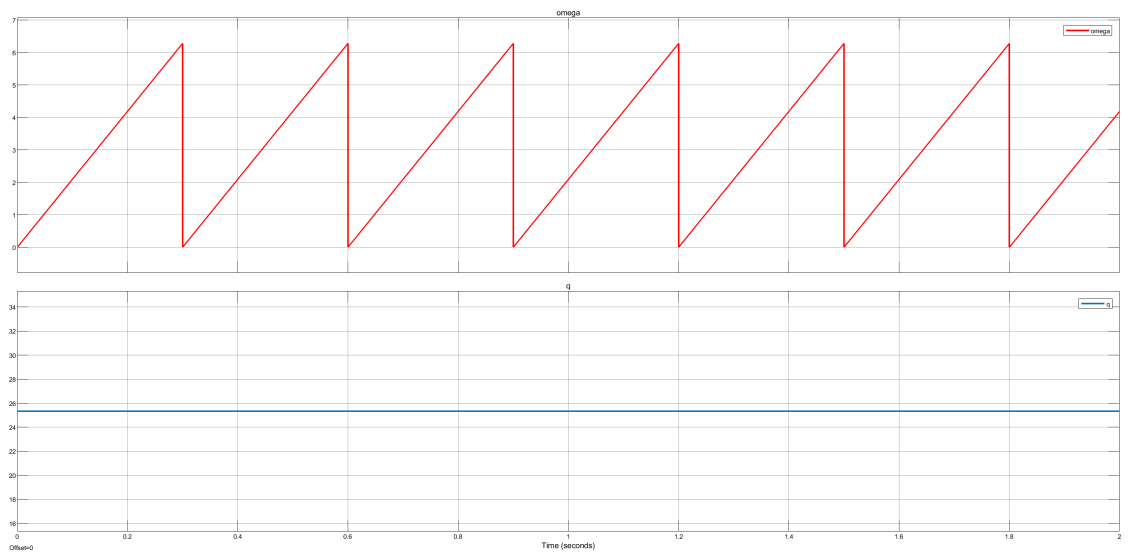
Obrázek 47: Simulace řídicího algoritmu skalárního řízení

Vstupním parametrem algoritmu jsou požadované otáčky motoru (nebo alternativně výstupní frekvence). Na základě těchto otáček lze získat složky točivého momentu q a úhlovou rychlost. Integrací úhlové rychlosti získáváme rotující vektor, který reprezentuje natočení statorového magnetického pole. Složka magnetického toku d je udržována na nulové hodnotě.

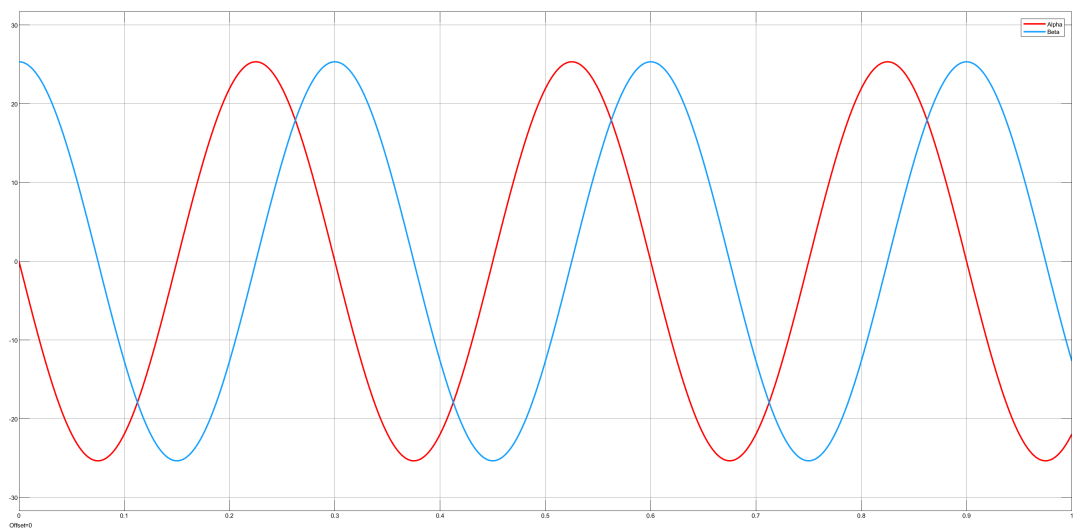
Na základě složek d , q a úhlu natočení θ je možné provést inverzní transformace Park a Clark. Tato transformace poskytne tři rotující složky napětí, které jsou vzájemně fázově posunuté o 120 stupňů.

Výstupní složky A, B a C mohou být po aplikaci škálování použity jako hodnoty pro nastavení registrů pro generátory PWM signálů, konkrétně pro střídače CMPx, a jednotky časovačů TIMERA, TIMERB a TIMERC. Pro dosažení vyšší účinnosti měniče a zvýšení výstupní amplitudy je nezbytné implementovat algoritmus SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation).

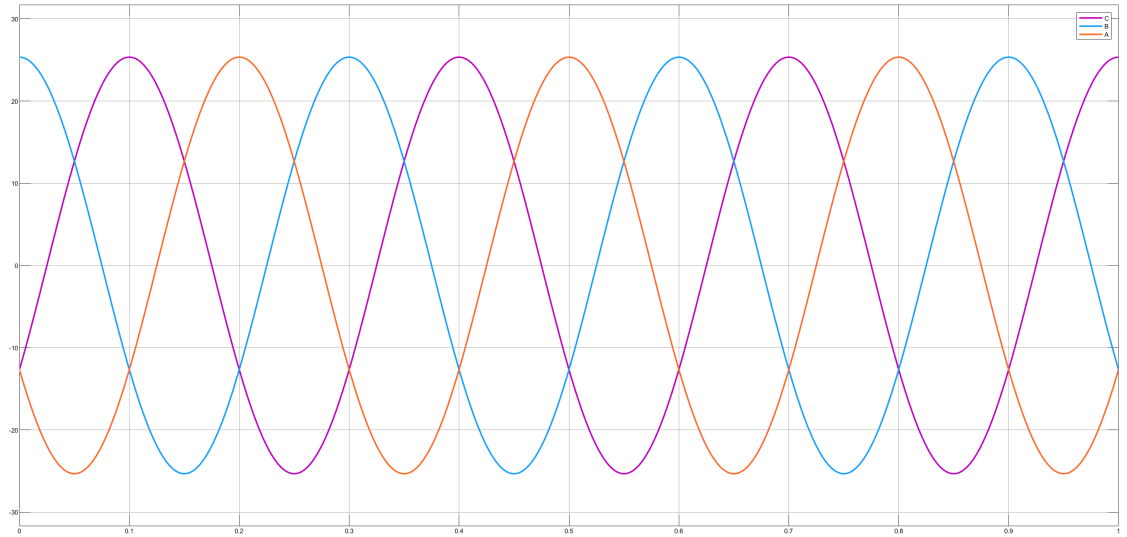
Algoritmus SVPWM využívá pozici rotujícího vektoru a v závislosti na aktuálním sektoru (rozděleném na intervaly po 60 stupních) dynamicky mění vzor střídání. Tímto způsobem lze dosáhnout vyšší výstupní amplitudy, redukce harmonických rušení a zvýšení účinnosti celého měniče.



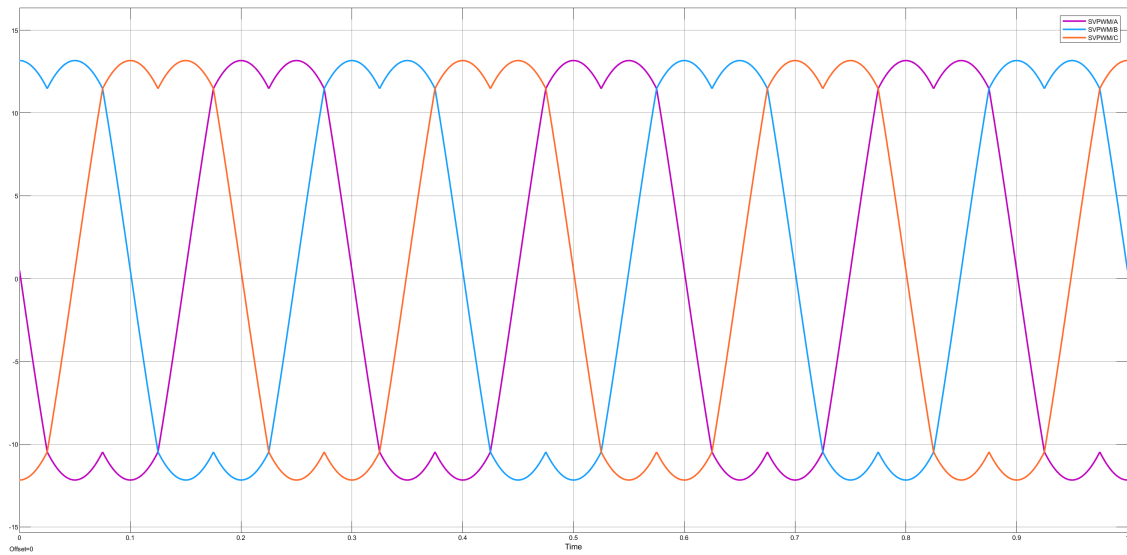
Obrázek 48: Integrace úhlové rychlosti v intervalu $\langle 0, 2\pi \rangle$ a složka q



Obrázek 49: Výstupní složky Inverzní transformace Park

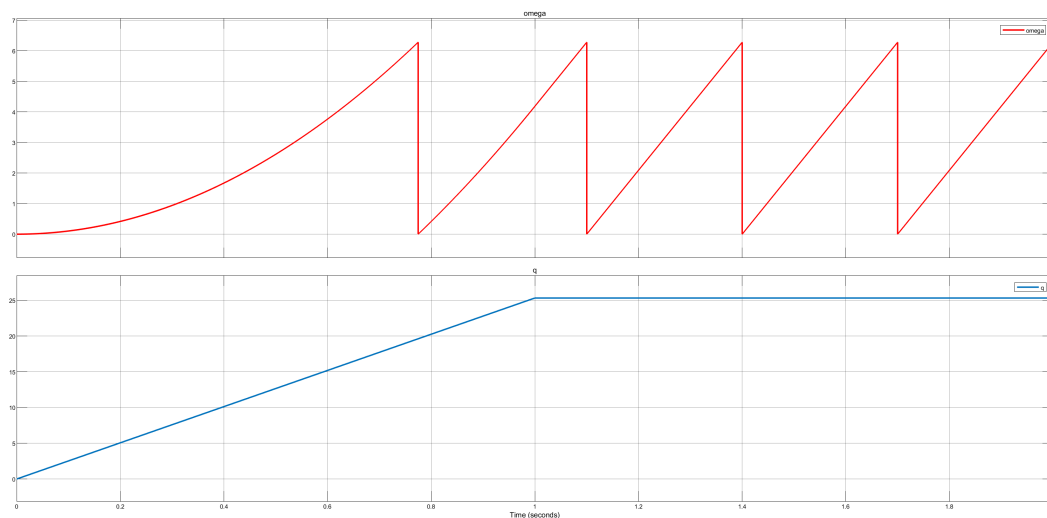


Obrázek 50: Výstupní složky Inverzní transformace Clark

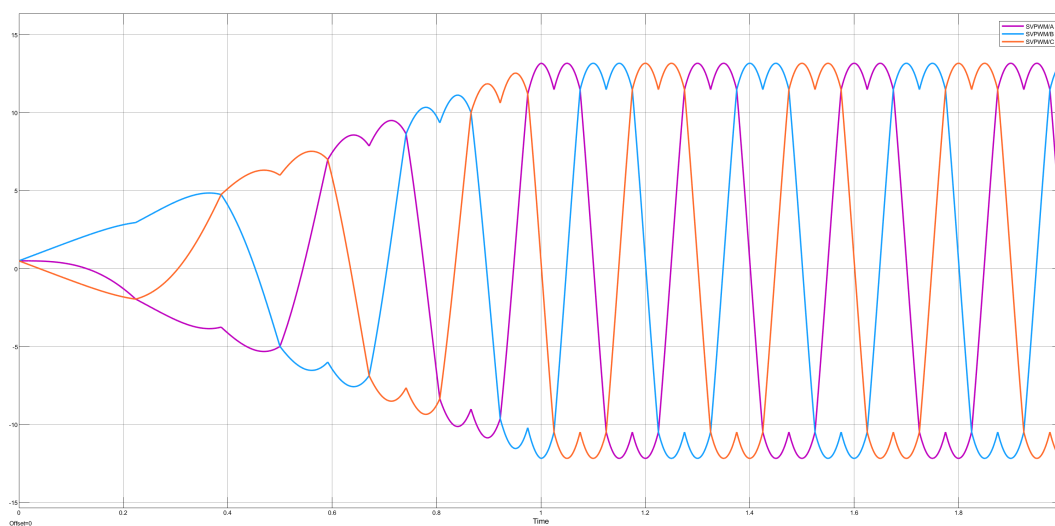


Obrázek 51: Výstupní složky algoritmu SVPWM (Min-Max Injection)

V rámci simulace byla ověřena funkce postupného náběhu otáček, pomocí funkce rampy. Na obrázku 50 je znázorněná změna amplitudy v poměru se změnou frekvence.



Obrázek 52: Úhlová rychlost a složka q při funkci rampy



Obrázek 53: Výstupní složky algoritmu SVPWM při funkci rampy

12. Implementace algoritmu řídicí jednotky

Jedním z důležitých faktorů při výběru mikrokontroléru byl také rozsáhlý ekosystém podpory pro vývoj firmwaru. Společnost STMicroelectronics nabízí bezplatné vývojové prostředí STM32CubeIDE, které integruje nástroje pro psaní, ladění a správu projektů. Součástí tohoto prostředí je moderní editor kódu s funkcí automatického doplňování a nápovědy, dále GNU překladač a pokročilý ladicí systém s možností přístupu k jednotlivým registrům procesoru. K programování lze využít jazyk C nebo C++ v aktuálních standardech.

Pro komunikaci a ladění slouží nástroj ST-LINK, který umožňuje přímé spojení s mikrokontrolérem. Vývojář má volnost při volbě úrovně abstrakce: může pracovat přímo s nízkoúrovňovými CMSIS knihovnami, nebo využít vyšší vrstvu ve formě knihoven HAL (Hardware Abstraction Layer), jejichž použití však není povinné.

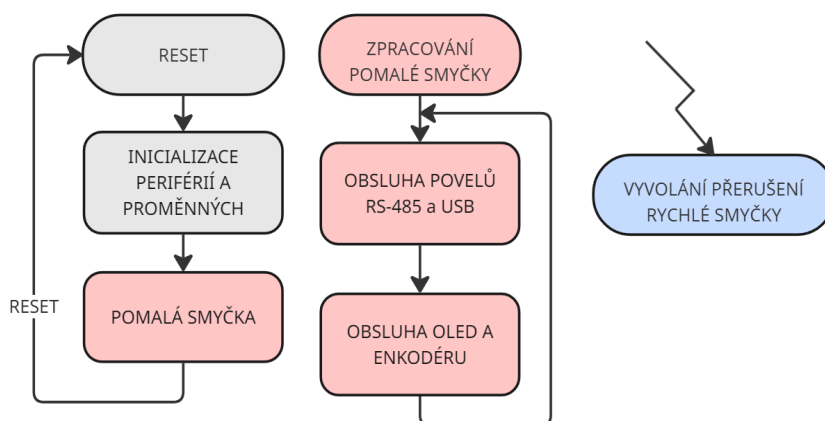
12.1 Vývojový diagram hlavního programu

Firmware mikrokontroléru můžeme rozdělit na dvě části: rychlá a pomalá smyčka.

Rychlá smyčka se bude zpracovávat přednostně v rámci přerušení HRTIM časovače. Bude především obsahovat výpočty pro řízení pohonu: výpočet měkkého rozběhu, výpočet SVPWM pro následující periodu a vyčítání ADC převodníku.

Pomalá smyčka bude představovat hlavní smyčku programu zpracovávající zbývající periferie: Zpracování povelů (UART-USB, RS485), obsluhu OLED s ovládáním (SPI) a případný zápis a čtení z EEPROM (I2C).

Následující vývojový diagram zobrazuje zamýšlený program řídicí jednotky.



Obrázek 54: Vývojový diagram programu s pomalou smyčkou

12.2 Inicializace periférií

12.2.1 Rozhraní RCC

Pro dosažení maximálního výpočetního výkonu mikrokontroléru je nejprve nutné nastavit tzv. PLL jednotku periferie RCC. V základní konfiguraci je kmitočet jádra odvozen z vnitřního 16 MHz oscilátoru HSI (High Speed Internal). Vhodnou kombinací násobení a dělení vnitřního oscilátoru je možné dosáhnout až 168 MHz. Stejně rychlosti lze dosáhnout i použitím 8 MHz externího oscilátoru HSE (High Speed External), který je dostupný na řídicí jednotce.

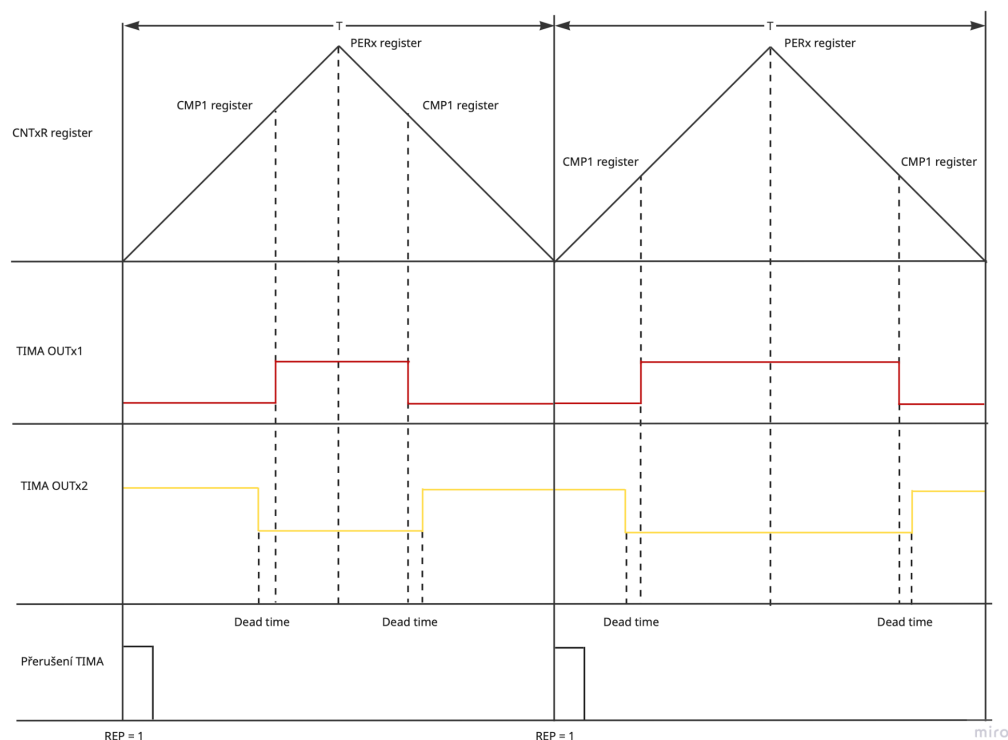
12.2.2 Rozhraní HRTIM

Prioritně je nastavena další periférie časovače HRTIM (High Resolution Timer).

HRTIM zajišťuje správnou obsluhu řídicích signálů PWM pro můstek motoru výkonové jednotky. Před jejím použitím je vyžadována kalibrace DLL, poté už je možné časovač konfigurovat. Jak už bylo zmíněno v předchozích kapitolách, využity budou tři jednotky TIMER A, B a C.

Nastavení všech jednotek je identické: Continuous mode (Volně-běžící čítač) se zvolenou frekvencí, Center-Align/Up-Down (zarovnání na střed periody), Compare 1 crosshair (aktivace výstupu, při dosažení CMP hodnoty a naopak) a vložení Dead time zpoždění (mezi komplementárními výstupy).

Všechny časovače lze spouštět ve stejný čas a tím zajistit jejich synchronizaci. Pro vyvolávání přerušení rychlé smyčky, byl zvolen interrupt (zdroj vyvolání přerušení) při tzv. REP = 1 (Repetition – Opakování) eventu jednotky TIMER A. Je to moment, kdy časovači uplyne jedna perioda (čítání do hodnoty registru PER a poté zpátky do 0). Pro jednodušší pochopení jsou jednotlivé funkce samostatné jednotky TIMA na následujícím obrázku.



Obrázek 55: Funkce jednotky HRTIM TIMERA

Nakonec jsou povoleny příslušné výstupy. Výstupy musí být nastaveny do tzv. Alternate funkce, aby mohli být propojeny s jednotkou HRTIM. V tento moment přebírají jednotky TIMERA až TIMERC jejich funkci a jsou bezpečně uvedeny do log. 0. Nehrozí tak poškození, nebo nechtěná aktivace můstku výkonové jednotky.

Časovače jsou aktivovány v hlavní Master jednotce HRTIM, pomocí TxCEN bitu. To ale nestačí, protože jak už bylo zmíněno, je ještě předtím nutné přepnout vnitřní stavový automat ze stavu IDLE do stavu RUN. To lze provést pomocí TxnOEN bitu každé jednotky TIMERx.

12.2.3 Převodník ADC

Vzorkování jednotlivých proudů můstku motoru je nutné provádět souběžně. Vyplývá to z použité konfigurace měření na Low-side (dolní straně můstku) a nastavení HRTIM, kdy je možné měřit pouze v momentě sepnutí dolní spínačů. Mikrokontrolér obsahuje několik jednotek ADCx, přičemž každá jednotka může vzorkovat pouze jeden vybraný vstup převodníku v čase. Pro vzorkování je využito jednotek ADC1 až ADC3.

Před konfigurací je nejprve provedena kalibrace periférie. Poté jsou všechny jednotky ADC nastaveny totožně: Injected mode a sekvence vstupů, zvolená délka vzorkování a Overrun

mode. Používání jednotky v tzv. Injected módu přináší několik výhod. Spuštění vzorkování má přednost před jakýmkoliv jiným na zvolené jednotce ADC a výsledek je uložen do samostatného registru. Funkce Overrun zajišťuje přepsání staré hodnoty vzorku, jestliže nedošlo k jejímu vyčtení.

Nejdůležitější je zvolení správné délky vzorkování. Délku lze vypočítat pomocí vztahu:

$$T_{conv} = (\text{Sampling Time} + 12,5 \text{ ADC Clock cycles}) \times f_{ADC}$$

Rovnice 42: Výpočet doby vzorkování převodníku ADC

Kde:

- T_{conv} je doba vzorkování převodníku [s]
- Sampling Time je počet vzorkovacích cyklů [-]
- f_{ADC} je frekvence vzorkování převodníku [Hz^{-1}]

Sampling time odpovídá tří-bitové hodnotě a její hodnoty jsou předem zvolené.

SMP = 000: 2.5 ADC clock cycles
 SMP = 001: 6.5 ADC clock cycles
 SMP = 010: 12.5 ADC clock cycles
 SMP = 011: 24.5 ADC clock cycles
 SMP = 100: 47.5 ADC clock cycles
 SMP = 101: 92.5 ADC clock cycles
 SMP = 110: 247.5 ADC clock cycles
 SMP = 111: 640.5 ADC clock cycles

Obrázek 56: Konfigurace bitů SMP (STMicroelectronics, 2025)

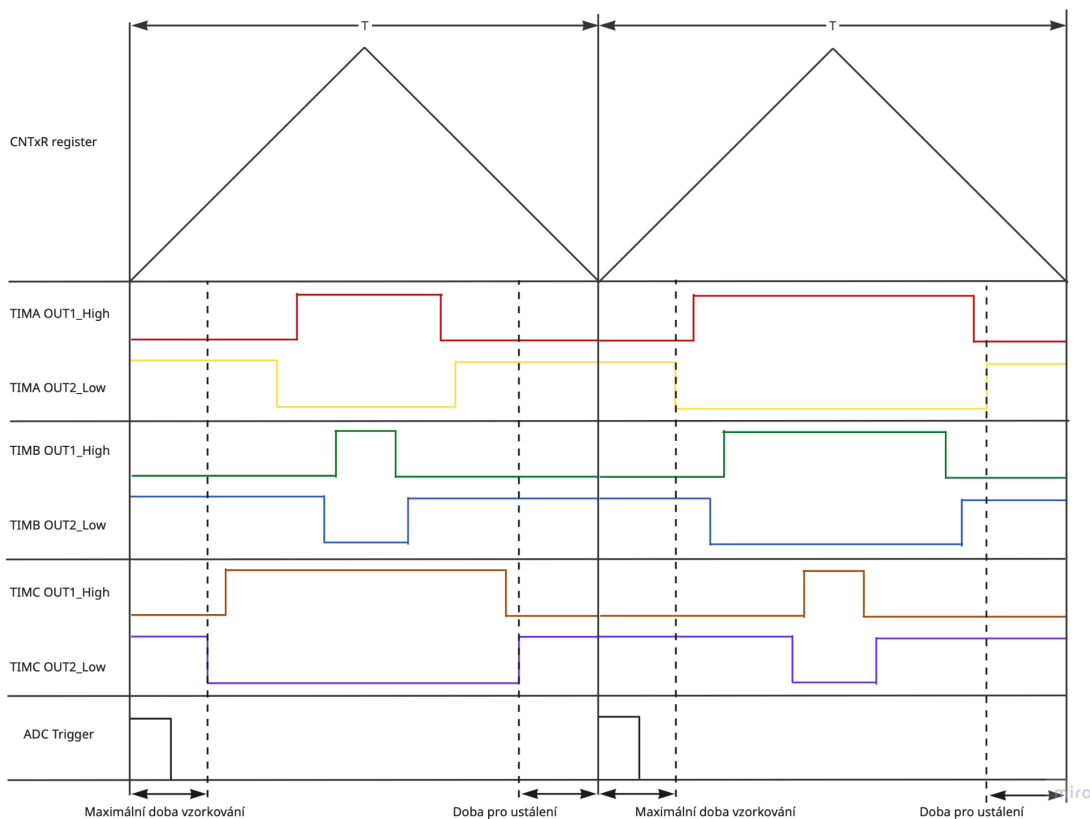
Provedením měření bylo zjištěno, že při maximální možné hodnotě CMP registru jakékoliv jednotky TIMERx HRTIM, spodní spínače jsou sepnuté po dobu 7,9 us. Jestliže uvažujeme, že je nutná doba pro stabilizaci indukovaného zpětného napětí, určíme maximální vzorkování jako polovinu doby, zbývá tedy 3,95 us. Pokud je vstupní frekvence ADC periferie 42 MHz (23,8 ns), nejdelší možný čas vzorkování dostaneme při SMP = 101.

Po dosazení:

$$T_{conv} = (92,5 + 12,5) \times 23,8 = 2,499 \text{ us}$$

Rovnice 43: Získání maximální doby vzorkování ADC

Důležitou funkcí je také aktivace vzorkování ve správný čas. Pro tento případ lze využít už připravené hardwarové konfigurace, která propojuje jednotku ADC s jednotkou HRTIM. Při vyvolání přerušení jednotky TIMERA se automaticky spustí nová konverze všech jednotek ADC1 až ADC3. Vizualizace spuštění konverze je vyobrazena na následujícím obrázku.



Obrázek 57: Funkce výstupních jednotek TIMERx

12.2.4 Rozhraní UART

Řídicí jednotka disponuje dvěma sériovými komunikacemi: USB-UART a RS485-UART. Zpracování a převod obou protokolů (v případě RS485 pouze standard) řeší externí obvody a připojeny jsou s mikrokontrolérem skrze komunikaci UART. Konfigurace jednotky UART je velice snadná. Jediná nutnost je volba rychlosti tzv. Baudrate příjmu a vysílání. Následující příklad je ukázkou výpočtu BRR registru, který určuje výslednou rychlost komunikace.

To obtain 921.6 Kbaud with usart_ker_ck_pres = 48 MHz:

- In case of oversampling by 16:
USARTDIV = 48 000 000/921 600
BRR = USARTDIV = 0d52 = 0x34
- In case of oversampling by 8:
USARTDIV = 2 * 48 000 000/921 600
USARTDIV = 104 (0d104 = 0x68)
BRR[3:0] = USARTDIV[3:0] >> 1 = 0x8 >> 1 = 0x4
BRR = 0x64

Obrázek 58: Výpočet hodnoty registru BRR (STMicroelectronics, 2025)

Výpočet se liší podle volby bitu OVER8. V případě OVER8 = 0 je možné dosáhnout vyšší maximální rychlosti baudrate. Použití OVER8 = 1 zvyšuje stabilitu komunikace, v případě odchylek při časování.

V základním nastavení používá jednotka UART jeden start bit a jeden stop bit s délkou dat 8 bitů. Pro tento případ nemusíme tedy nic dále měnit.

Později na základě volby komunikačního protokolu je možné používat UART periférii v kombinaci s DMA (Direct Memory Access). V základním nastavení je nutné přichodí a odchozí bajty obsluhovat, aby nedošlo k jejich ztrátě. Použitím DMA se toto riziko snižuje. Přenos jednotlivých bajtů z registru do paměti (uživatelského pole dat) a naopak zajišťuje jednotka DMA s minimálním zásahem CPU.

12.2.5 Rozhraní SPI

Komunikace s použitým displejem probíhá po sběrnici SPI. Běžně se pro komunikaci využívá mimo signálu SCLK také datových linek MISO a MOSI. Vybraný displej obsahuje řadič SSD1315, který čtení z jeho paměti nepodporuje. Mikrokontrolér se bude chovat tedy pouze jako Master (řídí komunikaci) a vysílat pouze po lince MOSI.

Vybraný displej disponuje rozlišením 128x64 pixelů. Jestliže budeme chtít obnovit jeho celý obsah, je nutné odeslat 1024 bajtů. V případě SPI to nemusí být problém, protože rychlost komunikace může dosahovat s použitým řadičem až 10 MHz. Výstupní rychlost SPI je zvolena pomocí dělení vstupního kmitočtu periférie SPI. Na výběr je z předem určených hodnot násobků dvou.

Bits 5:3 **BR[2:0]**: Baud rate control

000: $f_{PCLK}/2$
001: $f_{PCLK}/4$
010: $f_{PCLK}/8$
011: $f_{PCLK}/16$
100: $f_{PCLK}/32$
101: $f_{PCLK}/64$
110: $f_{PCLK}/128$
111: $f_{PCLK}/256$

*Note: These bits should not be changed when communication is ongoing.
These bits are not used in I²S mode.*

Obrázek 59: Volba výstupního kmitočtu periferie SPI (Baud rate)

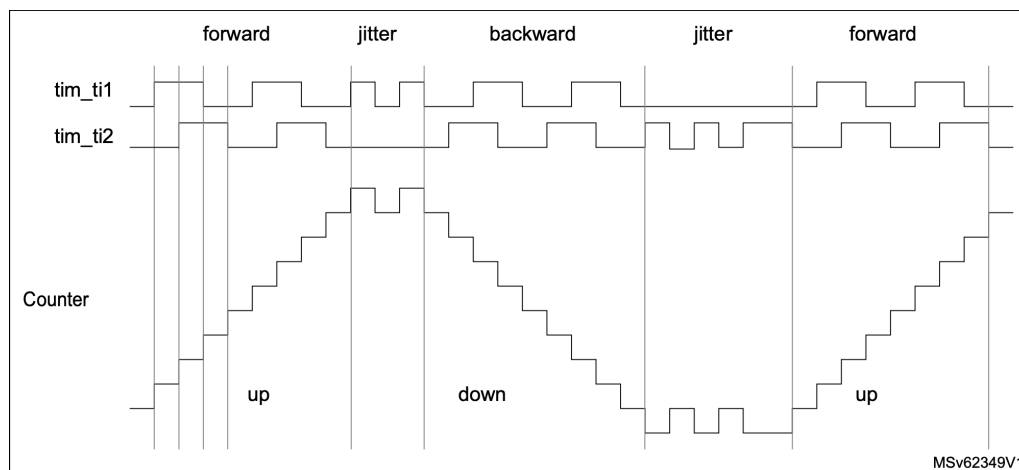
Ke komunikaci s řadičem SSD1315 jsou nutné také tři další signály. Běžně se SPI používá například v konfiguraci multi-slave – aktuální zařízení ke komunikaci vybírá Master pomocí SS signálu (Slave Select). Poté je nutné specifikovat typ odesílaných dat. K tomu slouží signál D/C (Data/Command), který rozlišuje příkazy a RAM data. Posledním signálem je Reset, který resetuje řídicí obvod.

Už předem předpokládáme, že počet odeslaných dat displeji bude vysoký. Aby nebyl důležitý čas CPU strávený obsluhou odesílá dat, bude pro obnovení obsahu obrazovky použita jednotka DMA.

12.2.7 Časovač s funkcí Encoder

Pro uživatelské ovládání byl vybrán rotační enkodér. Vybraný mikrokontrolér podporuje jeho přímou obsluhu a většina jeho časovačů může být nastavena do funkce Encoder.

Nastavení je opět snadné. Není nutné dosahovat vysoké přesnosti a proto je časovač nastavený na reakci pouze jednoho ze signálů (rozlišení x2) při náběžné hraně. Směr je detekován porovnáním úrovně druhého signálu. Tuto funkci zajišťuje periferie časovače, bez jakéhokoliv zásahu CPU. Počet pulzů a směr otáčení lze vyčítat přímo z registrů časovače. Časovač také dokáže detekovat falešné a nesprávné sekvence. Příklad časovače s funkcí Encoder je na následujícím obrázku.



Obrázek 60: Funkce časovače Encoder s korekcí zákmitů (STMicroelectronics, 2025)

12.3 Pomalá smyčka

Jak už bylo zmíněno, pomalá smyčka zpracovává především povely přijímané skrze komunikaci UART a obsluhuje OLED displej, včetně rotačního enkodéru.

Použitý komunikační protokol pro povelování řídicí jednotky bude vysvětlen podrobně v kapitole 12.5. Na základě příjmu povelů dochází ke startu a zastavení přerušeni rychlé smyčky. Také lze pomocí protokolu vyčítat vnitřní stavy jednotky a jejich nastavení.

12.4 Rychlá smyčka

Při tvorbě rychlé smyčky řízení se vycházelo z dříve popsaného principu v kapitole 6.4.

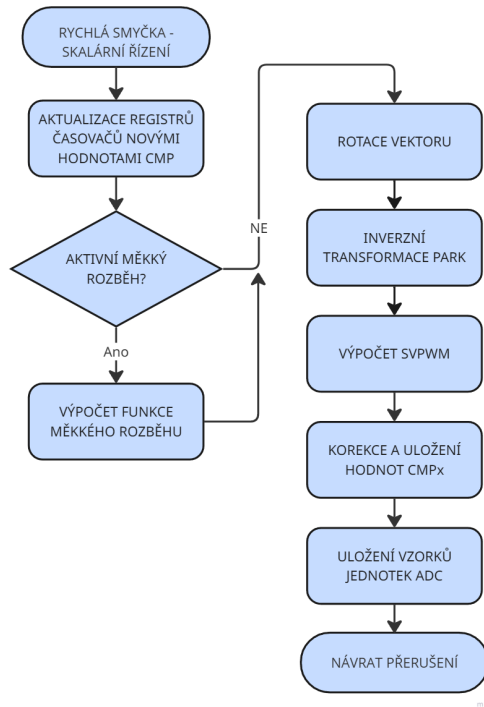
K aktivaci řízení (start časovačů a přerušeni) dojde po příjmu požadavku nadřazeného systému skrze sběrnici RS-485. Zastavení řízení (pozastavení časovačů a přerušeni) je opět podmíněné povelom nadřazeného systému. Přerušeni rychlé smyčky je voláno po uplynutí jedné periody jednotky TIMERA, časovače HRTIM.

Po aktivačním povelu nejprve dojde k načtení parametrů řízení: počáteční a cílová rychlost (frekvence) a parametry funkce soft-start. Poté se spočtou potřebné proměnné, aktivují se jednotky časovače HRTIM a dochází k periodickému volání rychlé smyčky přerušeni.

Zpracování rychlé smyčky probíhá následovně. Nejprve se aktualizují nové CMP (komparační) hodnoty registrů časovačů. Nové hodnoty CMP registrů jsou počítány vždy pro následující přerušeni ($k + 1$), aby se předešlo zpožděním a výpadkům na výstupech časovačů.

Nové hodnoty CMP registrů jsou získány následovně. Pokud je aktivní funkce soft-start, nejprve dojde k aktualizaci velikosti a úhlové rychlosti rotujícího vektoru podle aktuální křivky

rozběhu. Dále je vektor rotován o aktuální úhlovou rychlost. Provede se transformace Park pro získání nových složek u-alpha a u-beta. Z těchto složek lze pomocí SVPWM přímo vypočítat nové hodnoty registrů CMPx.



Obrázek 61: Vývojový diagram rychlé smyčky programu

12.5 Obsluha povelů

Z důvodu důvěrných interních informací společnosti STARMON s.r.o. nelze uvést detailní popis používaného komunikačního protokolu. V rámci testování byl navržen protokol, který používá podobné prvky a lze ho uveřejnit.

Posílané zprávy se označují jako pakety. Aby bylo možné jednotlivé pakety identifikovat, každý paket je vždy ohraničen počátečním a koncovým znakem. Aby nedošlo k záměně těchto znaků s obsahem paketu, protokol využívá tzv. Escapování.

Při přenosu paketů může docházet ke ztrátám a chybám. Pokud by byl přijat paket obsahující chybná data, mohlo by dojít k problémům, případně k poškození jednotky. Každý paket je tedy doplněn o kontrolní součet CRC.

12.5.1 Sestavení paketu

Pakety odesílané nadřazeným systémem jsou skládány následně:

Tabulka 4: Kompletní paket protokolu

Popis obsahu paketu	Velikost	Hodnota
Úvodní znak	uint8_t	„S“
Identifikační číslo zařízení	uint8_t	1 – 255 (0 = Broadcast)
Identifikační číslo požadavku	uint8_t	1 – 255 (0 = Reserved)
Data paketu	uint16_t	0 – 65535
Kontrolní součet CRC	uint8_t	0 – 255
Koncový znak	uint8_t	„X“

Paket začíná identifikačním číslem zařízení. Nadřazený systém může komunikovat s více řídicími jednotkami najednou a je nutné zařízení rozlišovat.

Následující bajt rozlišuje obsah dat aktuálního paketu. Různé typy požadavků a jejich obsah budou dále uvedeny.

Paket končí již zmíněným kontrolním součtem. Jeho celková délka se může zvýšit podle použití Escapování.

12.5.2 Identifikační číslo požadavku

Tabulka 5: Požadavky paketů protokolu

Identifikační číslo požadavku	Popis požadavku	Obsah dat paketu
0x1	Start řízení pohonu	Nepoužívá se
0x2	Zastavení řízení pohonu	Nepoužívá se
0x3	Výstupní (konečná) frekvence	0 – 50 [Hz]
0x4	Aktivace měkkého rozběhu	TRUE – FALSE (0 – 1)

0x5	Počáteční frekvence měkké funkce	1 – 50 [Hz]
0x6	Délka trvání měkké funkce	0 – 65535 [ms]
0x7	Zpoždění měkké funkce	0 – 65535 [ms]
0x8	Směr výměny	LEFT – RIGHT (0 – 1)
0x9	Fázové napětí motoru (V-F)	0 – 600 [V]

12.5.3 Escapování paketu

Jestliže se mezi daty paketu vyskytne bajt obsahující hodnotu odpovídající počátečnímu, koncovému nebo escapovacímu znaku je nutné použít princip tzv. Escapování.

K tomuto bajtu se pomocí funkce XOR přidá hodnota 0x20. Před takto upravený bajt se přidá předem určený znak (například „E“).

Tuto funkci musí provést zařízení, které vysílá paket. Zařízení přijímající paket provádí opačnou funkci. Nejprve se prochází bajty paketu a při nálezu escapovacího znaku je nutné z následujícího bajtu odečíst funkcí XOR hodnotu 0x20.

12.5.4 Kontrolní součet CRC

Kontrolní součet se provádí nad Identifikačním číslem zařízení, požadavku a daty paketu. V rámci jednoduchého protokolu může být kontrolní součet o velikosti uint8_t dostačující. Pro komplexní případy se používá součet o velikosti uint32_t.

Vysílající zařízení získá kontrolní součet pomocí funkce XOR následovně:

$$CRC_{uint8_t} = B_1 \wedge B_2 \wedge B_3$$

Rovnice 44: Vztah kontrolního součtu CRC

Kde:

- CRC je kontrolní součet [uint8_t]
- B1, B2, B3 jsou jednotlivé bajty [uint8_t]

Přijímající zařízení spočítá kontrolní součet po provedení escapování nad rámcem a vypočítaný kontrolní součet musí odpovídat hodnotě CRC v paketu přijaté zprávy.

12.6 Úprava algoritmu SVPWM

Jak už bylo zmíněno v kapitole 6.2, k výpočtu algoritmu SVPWM je nutné vypočítat doby T1 a T2. Jestliže provedením transformace Clark dostáváme složky třífázového souřadného systému A, B, C, pro použití rovnic 6 a 7, by bylo nutné převést tyto hodnoty zpět na úhel θ a amplitudu U.

Pro výpočet doby T1 a T2 existuje jednodušší způsob. Nejprve je nutné zjistit, v jakém sektoru se aktuální rotující vektor nachází:

$$N = \text{sign}(A) + 2 * \text{sign}(B) + 4 * \text{sign}(C); \text{sign}(+) = 1, \text{sign}(-) = 0$$

Kde:

- N je pomocná proměnná pro výpočet sektoru
- A, B, C jsou složky třífázového souřadného systému zpětné transformace Clark

N se poté převede:

Tabulka 6: Přepočet proměnné N na aktuální sektor

N	1	2	3	4	5	6
Sektor	6	2	1	4	5	3

Na základě znalosti sektoru lze dosadit za T1 a T2 následovně:

Tabulka 7: Dosazení za dobu T1 a T2 na základě sektoru

Sektor	1	2	3	4	5	6
T1	A	-C	B	-A	C	-B
T2	B	-A	C	-B	A	-C

Různých výstupních střídajících vzorů algoritmu SVPWM lze dosáhnout dosazením do následující tabulky. V předchozí kapitole simulace byla použita tzv. Alternating Reverse Sequence, někdy také nazývaná Min-Max Injection. Stejná sekvence bude použita v řídicím programu mikrokontroléru.

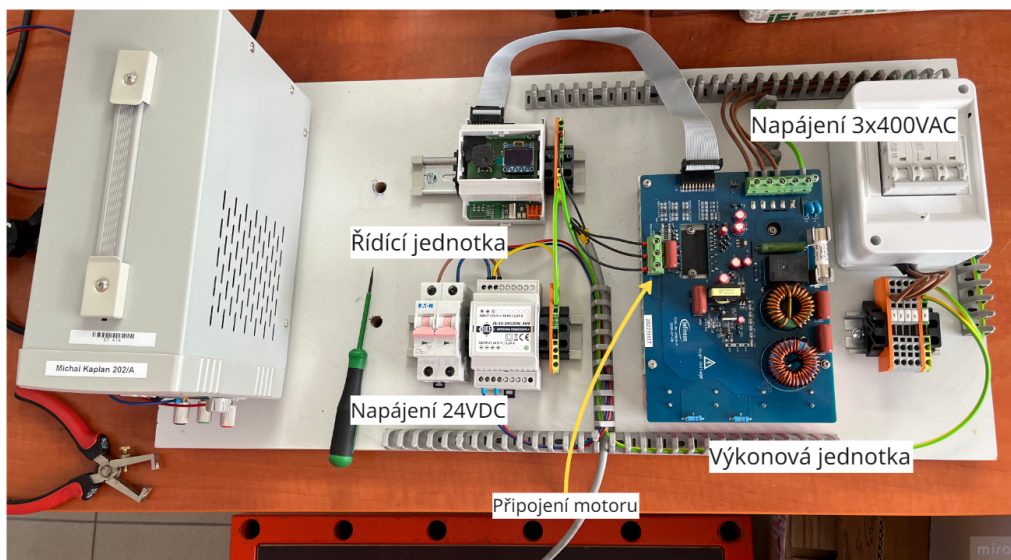
	Null = V0	Null = V7	V7 in 1,3,5 V0 in 2,4,6	V0 in 1,3,5 V7 in 2,4,6	Alternating Reversing Sequencing
Sector 1	U = T1+T2 V = T2 W = 0	U = 100% V = T0+T2 W = T0	U = 100% V = T0+T2 W = T0	U = T1+T2 V = T2 W = 0	U = T1+T2+.5T0 V = T2+.5T0 W = .5T0
Sector 2	U = T1 V = T1+T2 W = 0	U = T0+T1 V = 100% W = T0	U = T1 V = T1+T2 W = 0	U = T0+T1 V = 100% W = T0	U = T1+.5T0 V = T1+T2+.5T0 W = .5T0
Sector 3	U = 0 V = T1+T2 W = T2	U = T0 V = 100% W = T0+T2	U = T0 V = 100% W = T0+T2	U = 0 V = T1+T2 W = T2	U = .5T0 V = T1+T2+.5T0 W = T2+.5T0
Sector 4	U = 0 V = T1 W = T1+T2	U = T0 V = T0+T1 W = 100%	U = 0 V = T1 W = T1+T2	U = T0 V = T0+T1 W = 100%	U = .5T0 V = T1+.5T0 W = T1+T2+.5T0
Sector 5	U = T2 V = 0 W = T1+T2	U = T0+T2 V = T0 W = 100%	U = T0+T2 V = T0 W = 100%	U = T2 V = 0 W = T1+T2	U = T2+.5T0 V = .5T0 W = T1+T2+.5T0
Sector 6	U = T1+T2 V = 0 W = T1	U = 100% V = T0 W = T0+T1	U = T1+T2 V = 0 W = T1	U = 100% V = T0 W = T0+T1	U = T1+T2+.5T0 V = .5T0 W = T1+.5T0

Note: All calculations referenced to top switch

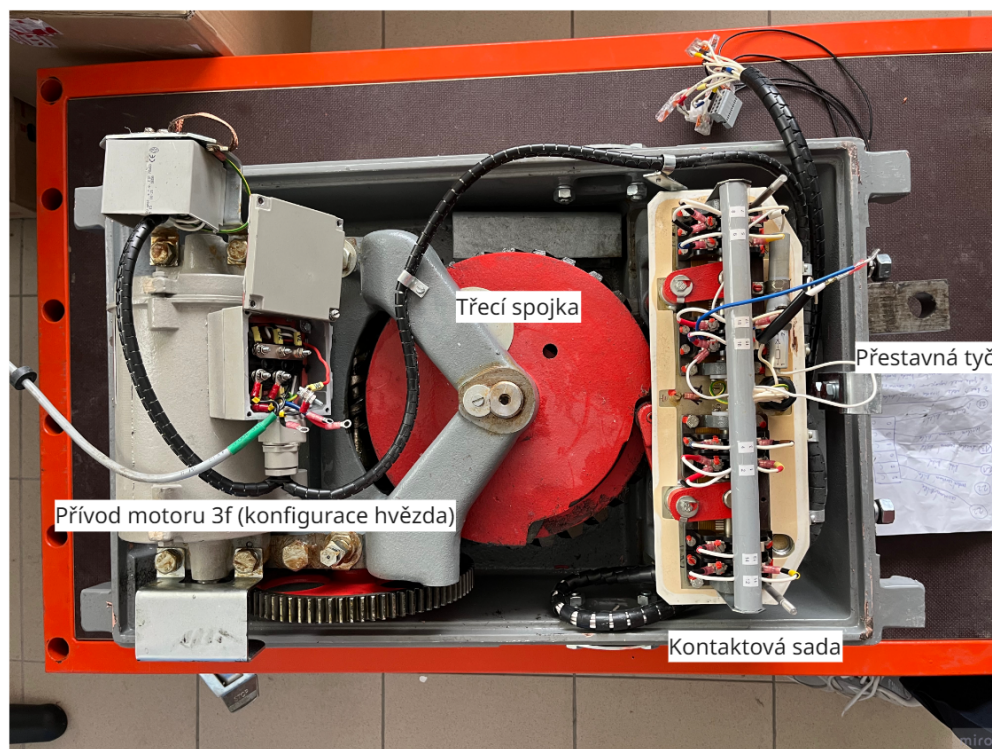
Obrázek 62: Tabulka pro výpočet střídání časovačů se střídajícím vzorem (WILSON)

13. Ověření funkčnosti řídicí jednotky

Za účelem testování funkce řídicí jednotky bylo vytvořeno jednoduché pracoviště. Pro dosažení věrohodných výsledků, byl firmou STARMON s.r.o zapůjčen přestavník EP 600. Řízení tak bude prověřeno na standardním typu motoru s dostatečným mechanickým zatížením, které tvoří vnitřní kluzná (třecí) spojka a přestavná tyč výhybky.



Obrázek 63: Testovací pracoviště řídicí a výkonové jednotky



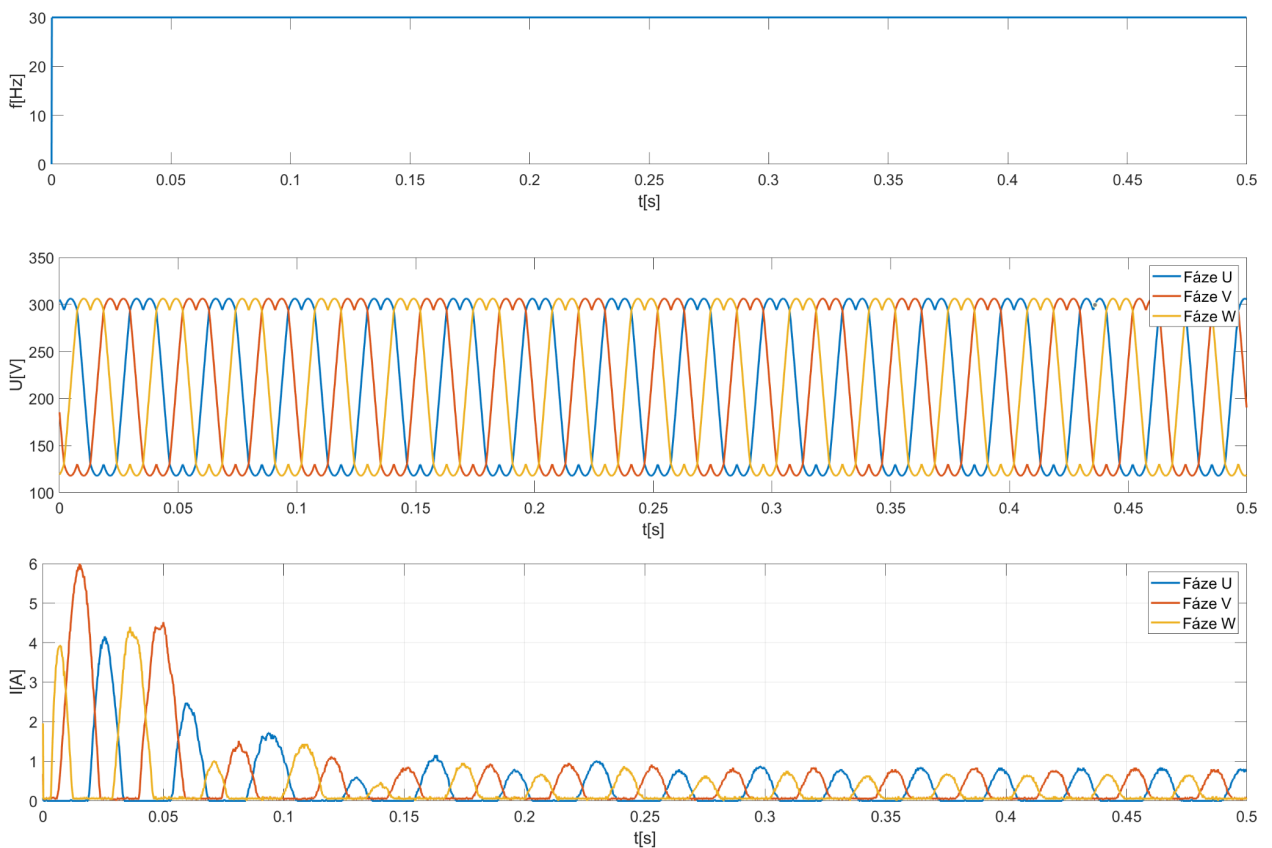
Obrázek 64: Přestavník EP600 při testování

Výkonová jednotka byla v rámci testování s motorem propojena skrze svorkovnici motoru, bez využití sady kontaktů přestavníku. Změnu směru otáčení motoru lze ovlivnit algoritmem řídicí jednotky na základě externího povelu a tím lze zjednodušit realizované měření.

Povelování řídicí jednotky při testování probíhalo skrze sériovou komunikaci s PC. Použit byl stejný protokol, kterým komunikuje nadřazený systém, dodatečně rozšířen o diagnostické informace vnitřních stavů jednotky.

13.1 Experimentální měření bez měkkého rozběhu

Pro závěrečné porovnání byla nejprve zaznamenána odezva chování motoru bez použití měkkého rozběhu. Motor byl uveden do pohybu z nulové stacionární rychlosti.



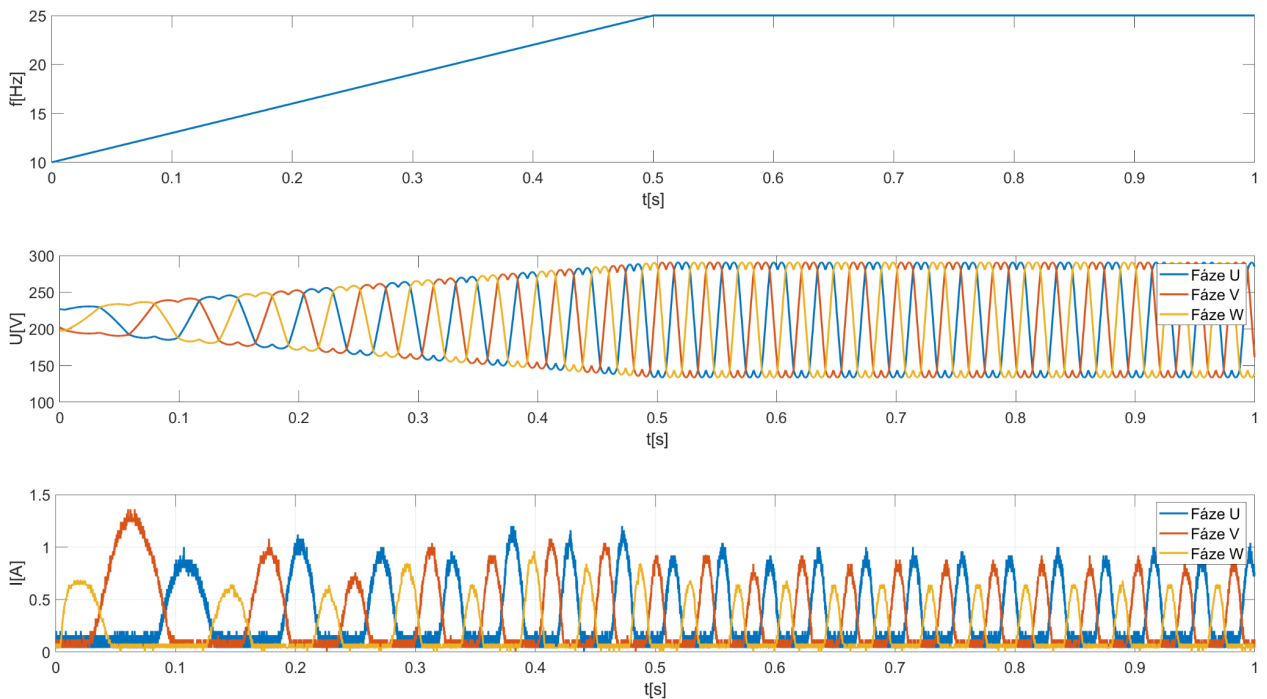
Obrázek 65: Odezva pohonu bez měkkého rozběhu ($V_{dc} = 558$ V, $V-F = 0,66$)

Aby nedošlo k poškození můstku výkonové jednotky, byla výstupní frekvence nastavena pouze na 30 Hz (60% jmenovité frekvence motoru).

13.2 Experimentální měření s měkkým rozběhem

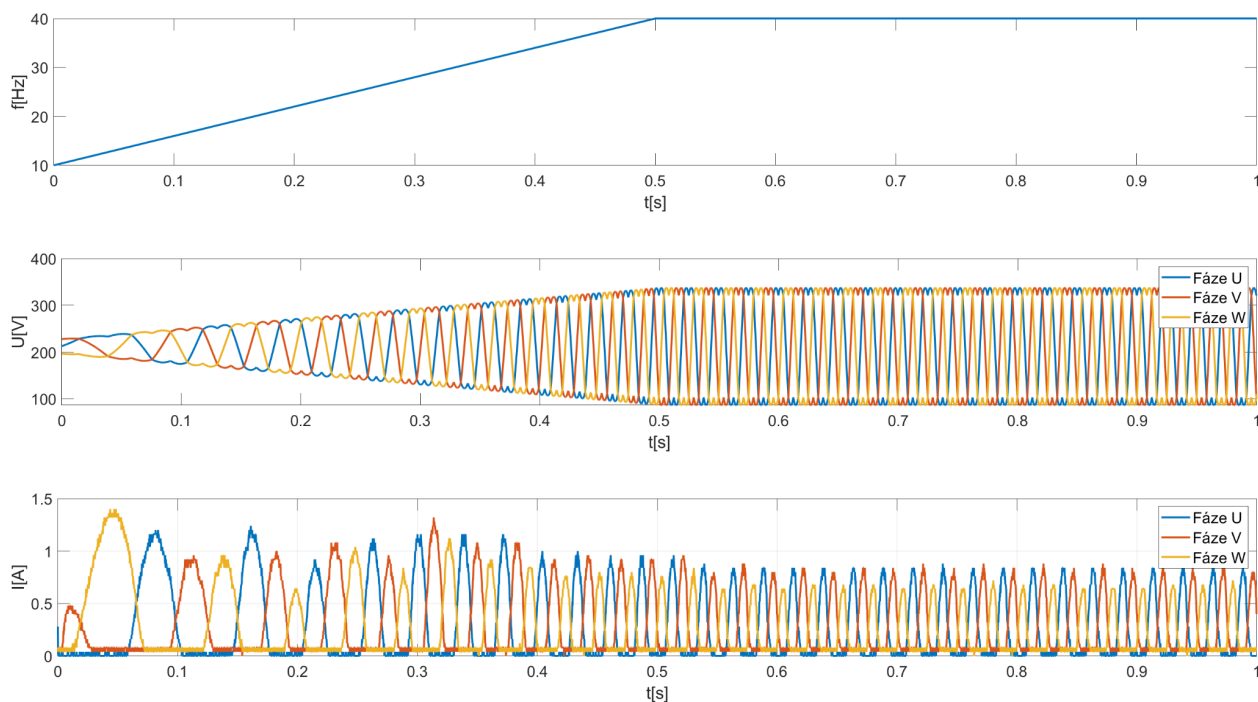
Na základě několika měření byla zjištěna optimální výchozí frekvence, při které motor dosahuje dostatečného momentu (magnetického toku) pro překonání mechanického odporu spojky a přestavné tyče.

První měření obsahuje chování motoru s aktivovaným měkkým rozběhem a výstupní (cílovou) frekvencí 25 Hz. Doba působení měkkého rozběhu byla zvolena na 500 ms.



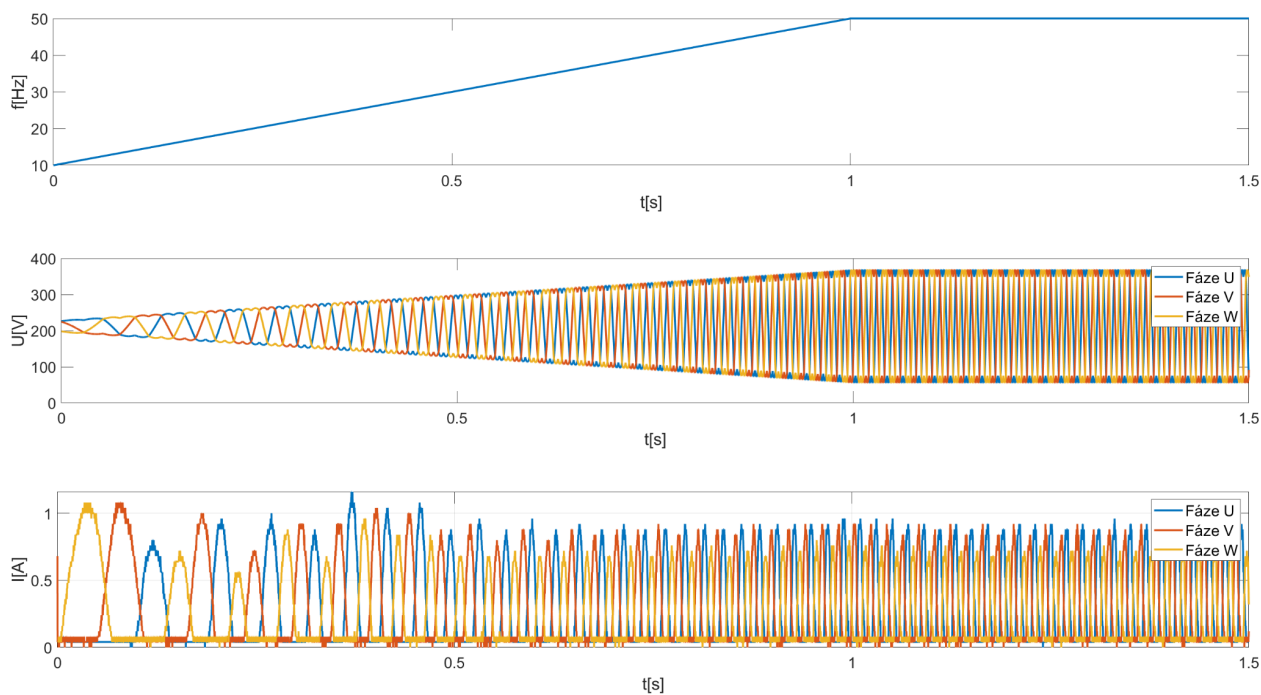
Obrázek 66: Odezva pohonu s měkkým rozběhem ($V_{dc} = 558$ V, $V-F = 0,66$, $f_0 = 10$ Hz)

Při druhém měření byla výstupní frekvence zvýšena na 40 Hz.



Obrázek 67: Odezva pohonu s měkkým rozběhem ($V_{dc} = 558 \text{ V}$, $V-F = 0,66$, $f_0 = 10 \text{ Hz}$)

Při posledním měření bylo cílem dosáhnout jmenovité frekvence motoru. Doba působení měkké funkce byla prodloužena na 1 s.

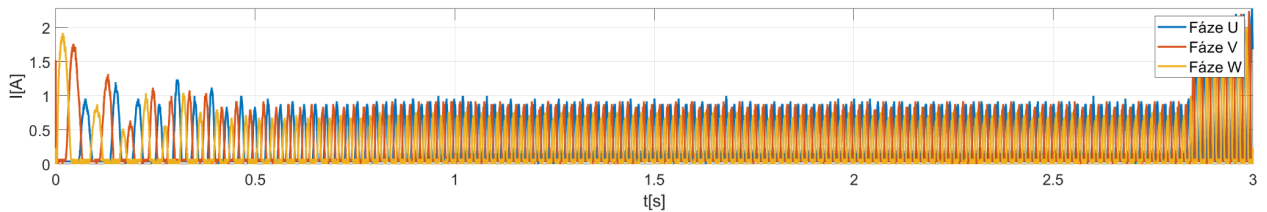


Obrázek 68: Odezva pohonu s měkkým rozběhem ($V_{dc} = 558 \text{ V}$, $V-F = 0,66$, $f_0 = 10 \text{ Hz}$)

13.3 Doba přestavení s aktivním měkkým rozběhem

Pro konečné porovnání byla změřena doba, za kterou se dosáhne koncové polohy s aktivním měkkým rozběhem při přestavení výhybky. Tu je možné odhadnout z chování proudů motoru.

Za normálních podmínek je motor při dosažení koncové polohy odpojen kontaktní sadou přestavníku. V rámci testování bylo možné řídit motor i po dosažení této polohy.



Obrázek 69: Průběh budícího proudu motoru během pracovního cyklu

Dosažení koncové polohy způsobí zapadnutí závěrné kladky mechanismu spojky a zvýšené tření spojky způsobí nárůst proudu vinutím motoru. Dosažení koncové polohy nastává v čase 2,8 s.

14. Závěr

V rámci této diplomové práce byla navržena a realizována řídicí jednotka přestavníku výhybky, která je schopná integrace do stávajícího systému. Hlavním cílem práce bylo omezení rozběhových proudů, které vznikají při aktivaci pohonu přestavníku. Pro vhodnou volbu řízení pohonu byla nejprve provedena rešerše dostupných řešení. Na základě získaných poznatků bylo zřejmé, že moderním a efektivním způsobem řízení třífázových asynchronních motorů je použití frekvenčního měniče (VFD – Variable Frequency Drive).

Po seznámení se s jednotlivými hardwarovými komponentami frekvenčního měniče a s principy řídicích algoritmů byl navržen vlastní systém. Výkonovou část tvoří integrovaný výkonový modul Infineon IM818-A, jehož výběr byl motivován dostatečným výkonem, zkrácením doby potřebné k návrhu výkonové části a také zvýšením bezpečnosti kvůli práci s nízkým napětím.

Řídicí jednotka je založena na mikrokontroleru STM32G474 s architekturou ARM Cortex-M4. Tento mikrokontroler nabízí dostatečný výpočetní výkon pro generování řídicích signálů, realizaci vybraného řídicího algoritmu a zároveň umožňuje komunikaci s nadřazeným řídicím systémem.

Pro řízení motoru byl zvolen algoritmus skalárního řízení (V/f řízení), který představuje kompromis mezi jednoduchostí implementace a dostatečnými vlastnostmi z hlediska regulace a řízení točivého momentu. Hlavní předností tohoto přístupu je snadná realizace měkkého rozběhu pomocí lineární změny napětí a frekvence, což vede k omezení proudových rázů.

Funkčnost řídicí jednotky byla ověřena při testování na přestavníku typu EP600, který byl doplněn přestavnou tyčí pro zajištění požadované mechanické zátěže. V rámci testování bylo provedeno porovnání chování systému při běžném rozběhu a při rozběhu s aktivovanou funkcí měkkého startu. Výsledky potvrdily účinnost navrženého řešení – došlo k výraznému omezení rozběhových proudů u třífázového asynchronního motoru.

Jediným vedlejším efektem použití měkkého rozběhu je mírné prodloužení doby přestavení výhybky. S aktivovaným měkkým rozběhem bylo dosaženo koncové polohy za 2,8 sekundy, zatímco původní řešení bez řízeného náběhu dosahovalo koncové polohy přibližně za 2 sekundy. Vzhledem k tomu, že české předpisy nestanovují konkrétní časový limit pro přestavení výhybky, lze uzavřít, že prodloužení doby o 0,8 sekundy nepředstavuje zásadní problém pro praktické nasazení systému.

15. Použitá literatura

BALASHANMUGHAM, Adhavan, MOCKAISAMY, Maheswaran a MURUGESAN, Sathiyathan. 2020. *Direct Torque Control Strategies of Electrical Machines*. místo neznámé : IntechOpen, 2020. DOI: 10.5772/intechopen.94225.

EETREE. 2022. rotary-encoder-waveform-v2. *EETREE*. [Online] 2022. https://www.eetree.cn/wiki/_detail/rotary-encoder-waveform-v2.jpg?id=rotary_encoder.

FARA, Lukáš. 2019. Návrh elektromotorického kolejového přestavníku. [Online] 2019. <https://dspace.cvut.cz/bitstream/handle/10467/84742/F2-BP-2019-Fara-Lukas-Navrh%20elektromotorickeho%20kolejoveho%20prestavniku.pdf?sequence=1&isAllowed=y>.

GRAF, Rudolf F. 1997. *Converter and filter circuits*. Boston : Newnes, 1997. ISBN 0-7506-9878-0.

Infineon. 2023. 2ED1324S12P. *Infineon*. [Online] 2023. <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/gate-driver-ics/2ed1324s12p/>.

—. **2021.** EVAL-M1-IM818-A. *Infineon*. [Online] 2021. <https://www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/eval-m1-im818-a/>.

NIDEC. 2017. Motor windings: what are the differences? *NIDEC*. [Online] 2017. <https://acim.nidec.com/en/drives/control-techniques/News-And-Media/Blog/Technical/Articles/2017/03/07/Motor-Windings-What-Are-The-Differences>.

NXP. 2020. ACIM KE18 Demo. *NXP*. [Online] 2020. <https://www.nxp.com/docs/en/user-guide/ACIMKE18DEMOUG.pdf>. ACIMKE18DEMOUG.

—. **2021.** Sensorless ACIM Field-Oriented Control. *NXP*. [Online] 2021. <https://www.nxp.com/design/design-center/development-boards-and-designs/kv-series-3-phase-ac-induction-motor-control:THREE-PHASE-AC-INDUCTION#documentation>. DRM150.

ONSEMI. 2017. 3-phase Inverter IPM Application Note using the STK534U3xx series. *ONSEMI*. [Online] 2017. <https://www.eeweb.com/wp-content/uploads/articles-app-notes-files-3-phase-inverter-ipm-application-note-using-the-stk534u3xx-series-1492756132.pdf>. AND9550/D.

- PAVLAS, Bc. Jiří. 2015.** *ZABEZPEČOVACÍ TECHNIKA V DOPRAVĚ.* [Online] 2015. <https://publi.cz/books/191/09.html>.
- RAŠKA, Ing. Jakub. 2025.** [Online] 2025. <https://slideplayer.cz/slide/3664094/>.
- RAMADAN, Salah Gh., SARHAN, Gamal M. a YOUSEF, Ayman Y. 2015.** Microcontroller Based Space Vector PWM Control of Three Phase Voltage Source Inverter. *ResearchGate*. [Online] 2015. https://www.researchgate.net/publication/282859436_Microcontroller_Based_Space_Vector_PWM_Control_of_Three_Phase_Voltage_Source_Inverter. ISBN: 978-1-94416-926-8.
- RENESAS. 2017.** HIP4086, HIP4086A Datasheet. *RENESAS*. [Online] 2017. <https://www.renesas.com/en/document/dst/hip4086-hip4086a-datasheet?r=505276>. FN4220.
- SASODOMA. 2024.** Maximum output voltage of a basic variable frequency drive circuit. *StackExchange*. [Online] 2024. <https://electronics.stackexchange.com/questions/677967/maximum-output-voltage-of-a-basic-variable-frequency-drive-circuit>.
- SOLBAKKEN, YNGVE. 2017.** Space Vector PWM Intro. *Switchcraft*. [Online] 2017. <https://www.switchcraft.org/learning/2017/3/15/space-vector-pwm-intro>.
- STARMON. 2025.** Archiv společnosti. [Online] 2025.
- STMicroelectronics. 2025.** Reference manual RM0440. *ST*. [Online] 2025. https://www.st.com/resource/en/reference_manual/rm0440-stm32g4-series-advanced-arm-based-32bit-mcus-stmicroelectronics.pdf.
- SURYA Apripurnomo, HARI Purnama, SISWOYO. 2023.** Rancang Bangun Simulator Automatic Transfer Switch. [Online] 2023. <https://www.google.com/url?sa=i&url=https%3A%2F%2Fjurnal.polban.ac.id%2Fproceeding%2Farticle%2Fview%2F5399%2F3338&psig=AOvVaw2Sw8FOvBfuSZWWmcp69CFx&ust=1747066579740000&source=images&cd=vfe&opi=89978449&ved=0CAMQjB1qFwoTCNiBpafom40DFQAAAAAdAAAAABAE>.
- Theta Learning Point. 2023.** What is a 3-Phase Induction Motor. *Theta Learning Point*. [Online] 2023. <https://www.thetalearningpoint.com/2023/07/what-is-3-phase-induction-motor.html>.

TOMIOTTO, Giovanna. 2022. Variable Frequency Drives Explained | VFD Basics. *REALPARS*. [Online] 2022. <https://www.realpars.com/blog/variable-frequency-drive>.

VISHWAKARMA, Ramesh. 2025. Three Phase Rectification. *Electronics Tutorial*. [Online] 2025. <https://www.electronics-tutorials.ws/power/three-phase-rectification.html>.

WAHSH, S., AHMED, Y. a ELZAHAB, E. Abo. 2018. Implementation of Type-2 Fuzzy Logic Controller in PMSM Drives Using DSP. *ResearchGate*. [Online] 2018. https://www.researchgate.net/publication/330653260_Implementation_of_Type-2_Fuzzy_Logic_Controller_in_PMSM_Drives_Using_DSP. DOI:10.11591/ijpeds.v9.i3.pp1098-1105.

WAVESHARE. 2025. 0.96inch OLED Display Module. *waveshare*. [Online] 2025. <https://www.waveshare.com/product/0.96inch-oled-module-c.htm?sku=24102>.

WILSON, Dave. 2014 Texas Instruments Motor Control Training Series. *Texas Instruments*. [Online] <https://eggelectricunicycle.bitbucket.io/EmbeddedFiles/26-02%20Intro%20to%20FOC.pdf>.

16. Přílohy

Elektronická příloha A – Výrobní podklady řídicí jednotky programu KiCad