

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ
ELEKTRONIKY**

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

**Implementace skalárního řízení asynchronního motoru
s čidlem otáček**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2017/2018

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Pavel KRÝSL**
Osobní číslo: **E15B0070P**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektrotechnika a energetika**
Název tématu: **Implementace skalárního řízení asynchronního motoru s čidlem otáček**
Zadávající katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

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

Cílem práce je navrhnout a implementovat řízení do digitálního signálového procesoru(DSP). Pro práci bude využit hardware z laboratoří KEV a navržené řízení bude testováno na laboratorním střídači s připojeným asynchronním motorem.

1. Popište jednoduše funkci napěťového střídače a princip skalárního řízení asynchronního motoru.
2. Navrhněte řídicí systém a řídicí algoritmus pro skalární řízení s čidlem otáček.
3. Implementujte navržené řízení do DSP.
4. Ověřte experimentálně funkčnost navrženého algoritmu.

Abstrakt

Bakalářská práce je zaměřena na skalární řízení pohonu s asynchronním strojem s kotvou nakrátko. Pro nastavení požadované amplitudy a frekvence napětí na svorkách motoru je použit napěťový střídač. Práce popisuje jednotlivé části pohonu a regulační algoritmus. Algoritmus je implementován do mikroprocesorového regulátoru. Funkčnost algoritmu je ověřena sérií měření přechodových dějů na laboratorním vzorku pohonu.

Klíčová slova

Třífázový asynchronní motor, řízení rychlosti, skalární řízení, inkrementální čidlo, konfigurace mikrokontroléru, napěťový střídač

Abstract

Bachelor thesis is focused on the scalar control of a drive with an asynchronous machine with a squirrel cage. A voltage converter is used to set required voltage at the stator terminals of the motor. The thesis describes parts of the drive with the asynchronous machine and the control algorithm. The algorithm is implemented into a microprocessor regulator. Functionality of the algorithm is verified by series of measurements of drive in transient state.

Key words

three-phase asynchronous machine, speed control, scalar control, incremental encoder, configuration microcontroller, three-phase bridge inverter

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této bakalářské práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

.....
podpis

V Plzni dne 4.6.2018

Pavel Krýsl

Poděkování

Na tomto místě bych poděkovat vedoucímu své bakalářské práce Ing. Martinovi Votavovi za cenné rady, připomínky a odbornou pomoc při zpracování této práce.

Obsah

OBSAH	7
ÚVOD	1
SEZNAM SYMBOLŮ	2
SEZNAM ZKRATEK	3
1 MĚNIČE SE STŘÍDAVOU A STEJNOSMĚRNOU STRANOU	5
1.1 Rozdělení	5
1.2 Použití napět'ového trojfázového můstkového střídače	5
1.3 Stejnoseměrný meziobvod:.....	6
1.4 Napět'ový střídač.....	6
1.5 Řízení výstupního napětí	8
1.5.1 Obdélníkové řízení	8
1.5.2 Šířkové pulsní	9
1.5.3 Šířkové pulsní modulované	9
1.5.4 Pulsně šířková modulace se složkou o trojnásobném kmitočtu	10
2 SKALÁRNÍ ŘÍZENÍ	12
2.1 Řízení rychlosti při nízkých kmitočtech	14
2.2 Řízení při vyšších kmitočtech.....	14
2.3 Použití skalárního řízení	16
2.3.1 Skalární řízení bez zpětné vazby	17
2.3.2 Skalární řízení se zpětnou vazbou	19
3 MIKROKONTROLÉR	20
3.1 Mikrokontrolér TI320F28335	20
3.1.1 PWM – Pulse width modulation (Pulsní šířková modulace).....	20
3.1.2 ADC – analog digital conversion (AD převodník).....	22
3.1.3 QEP – Quadrature Encoder Pulse.....	23
3.2 Implementování do mikrokontroléru	24
4 POUŽITÉ PŘÍSTROJE	30
4.1 MCU	30
4.2 DC zdroj.....	31
4.3 Střídač	32
4.4 Asynchronní motor	32
4.5 Inkrementální čidlo	36

5	ANALÝZA A GRAFY	38
5.1	Rozběh motoru.....	39
5.2	Přechod do reverzního chodu	43
5.3	Brzdění motoru	45
5.4	Proud ze stejnosměrného zdroje	46
6	ZÁVĚR	48
7	SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	49
8	SEZNAM OBRÁZKŮ	49
9	SEZNAM TABULEK	50
	PŘÍLOHY	51

Úvod

Asynchronní motory (někdy také nazývány indukční motory) jsou základním kamenem průmyslu a pro svoji levnou výrobu a údržbu jsou nejrozšířenějším elektrickým motorem. Používají se především k jednodušším pohonům, jako jsou čerpadla, ventilátory, kompresory, pásové dopravníky, jeřáby, obráběcí stroje, ... S rozšiřujícími se aplikacemi, pro které se asynchronní motory používají, se zvyšují i požadavky na ovládání, účinnost a dynamiku pohonu. Největší průlom zajistily výkonné polovodičové spínací součástky (IGBT, GTO, ...), se kterými lze efektivně řídit jakýkoliv motor. Lze plynule měnit frekvenci, napětí a proud pomocí mikrokontrolérů, které spínají jednotlivé prvky, dle požadavku řízení. Nejjednodušší a nejpoužívanější je skalární řízení, kde měníme velikost napětí v závislosti na frekvenci. Pro přesnou regulaci otáček, lze do algoritmu zavést zpětnou vazbu od čidla otáček. [1]

Tato práce si vytyčuje následující cíle:

- Popis problematiky skalárního řízení a jeho implementace v mikrokontroléru
- Definovat nastavení parametrů pro vhodný chod motoru
- Provést analýzu funkčnosti pohonu

Seznam symbolů

f.....	frekvence [Hz]
f _{CPU}	frekvence procesoru [Hz]
f _K	kritická frekvence [Hz] [ot/s]
f _{PWM}	frekvence PWM [Hz]
f _R	elektrická frekvence proudu v rotoru [Hz]
f _{SW}	požadovaná frekvence [Hz] [ot/s]
I _a , I _b , I _c	Proud ve fázích statoru [A]
I _{DC}	stejnoseměrný proud ze zdroje [A]
I _{MAX}	maximální proud [A]
I _{V X}	proud spínacími prvky střídače [A]
J.....	moment setrvačnosti [N·m·s ²]
K _P , (zesíleníP).....	zesílení P regulátoru
K _U , K _{FR}	konstanta pro zesílení napětí
L _H , L _σ	indukčnost hlavní, rozptylová [H]
M, M _K ,	moment, moment zvratu (kritický) [N·m]
M _{MAX} , M _U	maximální oteplovací, urychlovací moment [N·m]
n	otáčky [ot/s]
n _m , (n _{mer})	mechanická frekvence rotoru [ot/s]
P	výkon [W]
pp	počet pól páru
P _{PŘ}	elektrický příkon [W]
R	odpor [Ω]
R _{FE}	Magnetický odpor v náhradním obvodu ASM [Ω]
R _R , R _S	odpor rotoru, statoru [Ω]
R _t	teplotní sensor (termistor) [Ω]
s, s _K	skluz, kritický skluz
t _{on} , t _{off}	doba zapnutí a vypnutí [s]
T _{PWM}	doba periody PWM [s]
u _{A0} , u _{B0} , u _{C0}	fázová napětí střídače proti středu zdroje [V]
(U _A) _{ef}	efektivní fázové napětí sítě [V]
(U _{A0}) _{ef}	efektivní fázové napětí střídače [V]
(U _{SN}) _{ef} , U _{SN}	jmenovité efektivní napětí motoru [V]
U _c	napětí zdroje [V]

U_{ind}	indukované napětí [V]
U_{ra}	výsledný řídicí signál 1 fáze
U_{rm1}, U_{rm3}	řídicí sinusové signály 1. a 3. harmonické
U_{sat}	saturační napětí [V]
u_{ZA}, u_{ZB}, u_{ZC}	fázová napětí na 1 fázi zátěže [V]
$u_{ZAB}, u_{ZBC}, u_{ZCA}$..	sdrúžená napětí na zátěži [V]
α	úhel sepnutí [°]
ΔU_R	úbytek napětí na rotoru [V]
η	účinnost [%]
τ_i , (tauI).....	časová konstanta I regulátoru
Ψ_s	magnetický tok statoru [Wb]
ω	úhlová rychlost [rad/s]

indexy:

N.....	jmenovitá hodnota
R.....	hodnoty týkající se rotou
S.....	hodnoty týkající se statoru

Seznam zkratek

ADC.....	analog digital conversion (AD převodník)
ASM.....	Asynchronní motor
CCS.....	Code Composer Studio (vývojové prostředí)
CPU.....	procesor
D, Y.....	trojúhelník, hvězda
DC.....	direct current (stejnoseměrný proud)
GPIO.....	general-purpose input/output (programovatelné vstupy a výstupy)
GTO.....	Gate turn off (Vypínací tyristor)
HVDC.....	High voltage direct current (vysoko napěťový stejnosměrný proud)
I/O.....	input/output (vstup/ výstup)
IGBT.....	Insulated Gate Bipolar Transistor (Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem)
IP.....	stupeň krytí
IRC.....	inkrementální čidlo

MCU mikrokontrolér
MLC Multilevel converter interface (interface pro víceúrovňový měnič)
PWM..... pulse width modulation (pulsní šířková modulace)
PWMx..... výstup PWM
QEP..... Quadrature encoder pulse (dekodér pro IRC)
QEPx (A,B,I) výstupy z QEP
ROM read only memory (paměť pouze pro čtení)
rozIRC rozlišení IRC čidla
RWM read write memory (přepisovatelná paměť)
 $R\omega$ regulátor otáček
TBCNT čítač PWM
TBPRD registr pro nastavení čítání
VRx..... zpětné diody střídače
Vx spínací tranzistory ve střídači

1 Měniče se střídavou a stejnosměrnou stranou

1.1 Rozdělení

Měniče lze klasifikovat jako usměrňovače s vnější / vlastní komutací nebo střídače s vnější / vlastní komutací. Podle stavu ve kterém se měnič převážně vyskytuje, je označován buď jako **střídač** nebo **usměrňovač**. Záleží na toku energie. V mnohých aplikacích se používají oba dva stavy. Převážně u stroje, kde se využívá motorový i generátorový režim. [2]

Střídače jsou rozlišovány na **napět'ové** a **proudové**. Napět'ové jsou používanější a pro realizaci jednodušší, a proto je budeme v naší práci dále popisovat. Dále jsou střídače rozlišovány podle způsobu spojení. Jednofázové jsou můstkové, půlmůstkové a uzlové. Trojfázové jsou můstkové a uzlové. V našem případě budeme používat **napět'ový trojfázový můstkový střídač**, a proto je další text o tomto měniči. [2]

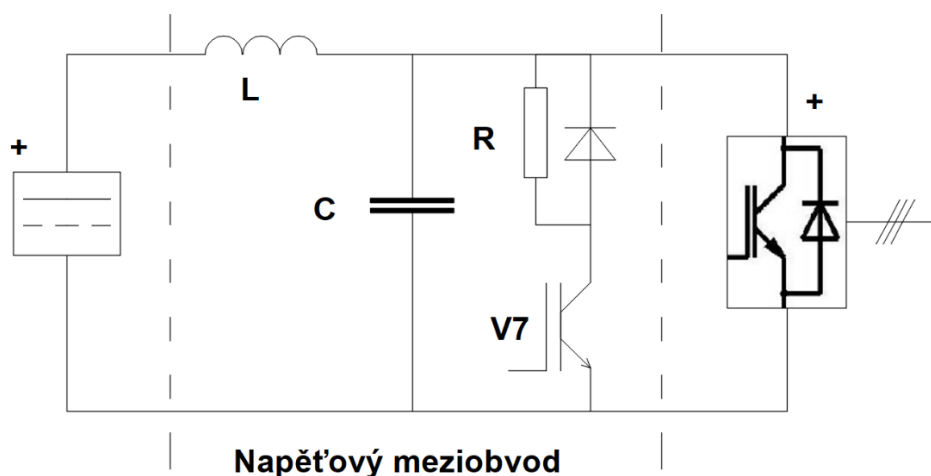
Je nutno podotknout, že měnič musí umožňovat průchod proudu v obou směrech. V opačném směru proudu tomu umožňují zpětné diody připojené antiparalelně ke každé vypínatelné součástce. Diody dohromady tvoří tzv. zpětný usměrňovač (můstkový usměrňovač s vnější komutací). Princip je blíže popsán v kapitole 1.4.

1.2 Použití napět'ového trojfázového můstkového střídače

Střídač převádí stejnosměrné napětí na střídavé napětí. Používáme ho k napájení střídavých spotřebičů, ze stejnosměrných zdrojů (solární elektrárny, baterie) nebo mají použití při připojení vysokonapět'ového stejnosměrného přenosu (HVDC) ke střídavé síti. Při použití lze zálohovat střídavé spotřebiče a stroje stejnosměrnými zdroji (např. chemickými články). Nejběžnější využití však střídače nalézají v zapojení jako nepřímý napět'ový měnič kmitočtu: síť – usměrňovač – **střídač** – zátěž (např. asynchronní motor). Tímto zapojením lze jednoduše a efektivně řídit rozběh a chod asynchronního stroje, snížit ztráty a plynule ovládat otáčky změnou frekvence a napětí. Běžný rozsah řídicího kmitočtu je od desetin Hz až do stovek Hz. [2]

1.3 Stejnsměrný meziobvod:

Je část zapojení, který odděluje DC zdroj a střídačovou část. Části meziobvodu jsou zobrazeny na Obr. 1. Zapojení obsahuje sériově připojené cívky, paralelně připojené kondenzátory a měnič odporu. Cívka slouží pro vyhlazení proudů a zamezení proudových rázů. Kondenzátory slouží pro akumulaci elektrické energie, čímž se stabilizuje napětí a nejsou kladeny vysoké nároky na DC zdroj. Tato energie se akumuluje z DC zdroje nebo z motoru, pokud pracuje v generátorovém režimu (např. nadsynchronní otáčky). [2]



Obr. 1 Napěťový meziobvod [2]

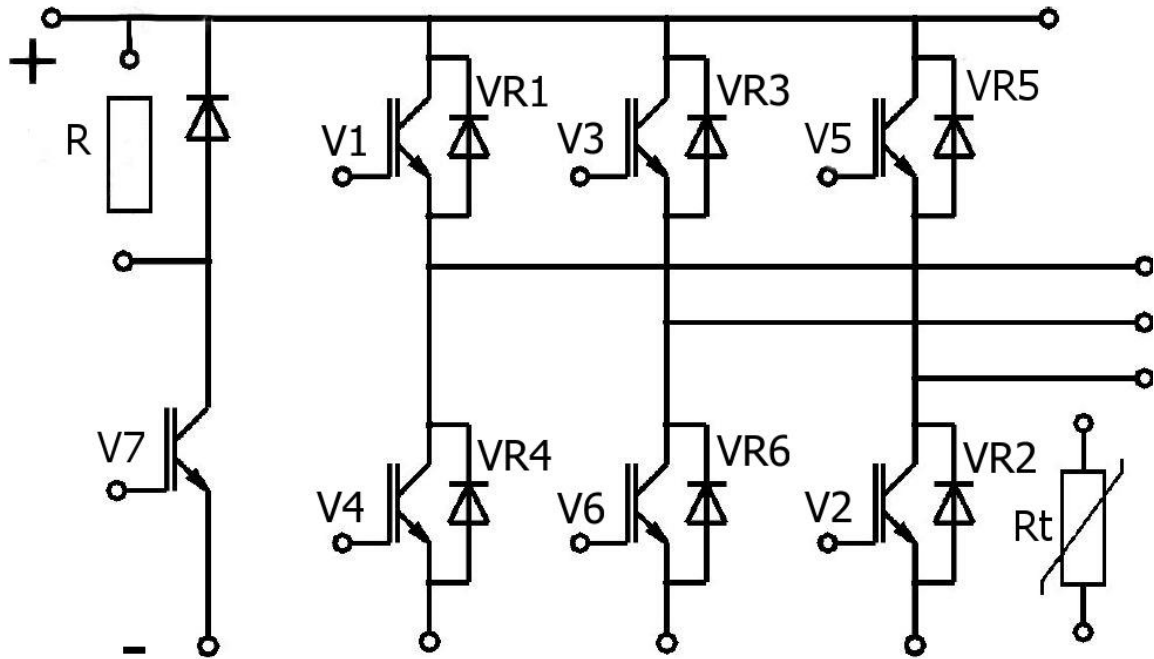
Umístěný sériový pulsně řízený odpor (angl. brake chopper) slouží pro brzdění do odporu. Pulsním spínáním tranzistoru V7 lze mařit energii ve vhodně zvolném odporu R (my však tohoto principu nevyužíváme, a proto není na Obr. 2 vlevo připojen). V měniči je spínací součástka V7 v sérii s odporem R. Paralelně k odporu je dioda v závěrném směru, pro možné napěťové rázy, které by vznikly na parazitní indukčnosti odporu R. [2]

1.4 Napěťový střídač

Zapojení střídače je zobrazeno na Obr. 2. Použitý napěťový střídač je sestaven do trojfázového můstkového zapojení ze součástek s vlastní komutací, v našem případě z IGBT určené ke spínání napětí do zátěže. Antiparalelně jsou k těmto tranzistorům připojeny zpětné diody, které pracují jako trojfázový můstkový usměrňovač a umožňují jalovému proudu průchod v okamžiku vypnutých IGBT. Díky nim je možné omezovat přepětí způsobené spínáním v obvodu s induktivní zátěží a vracet energii ze zátěže zpět do stejnosměrného meziobvodu.

Dle směru toku energie, respektive směru proudu I_{DC} jsou rozlišovány dva stavy: střídačový chod a usměrňovačový chod. Je nutno podotknout, že je nepřijatelné zapojit DC stranu měniče k opačné polaritě, kvůli zkratu přes usměrňovací diody a správně funkční polaritě tranzistorů. [2]

Tranzistory v jedné větvi nesmějí být sepnuty ve stejném okamžiku, jinak by nastal destruktivní zkrat větví. Proto je vhodné mezi jednotlivé spínací impulzy vložit zpoždění tzv. mrtvý čas (dead time), který zajistí bezpečný přechod jednoho tranzistoru z vypnutého do zapnutého stavu a druhého naopak. V našem případě by se jednalo o V1/V4, V3/V6 a V5/V2. Tato doba se pohybuje v řádech ns (bližší informace v Tab. 5). Střídač je také vybaven bezpečnostním teplotním senzorem (odpor R_t), který ovšem nebudeme využívat. [2]



Obr. 2 Schéma napětového střídače SEMITOP 3 [3]

Napětí na zátěži se odvozuje z napětí jednotlivých půlmůstek střídače vzhledem k střednímu vývodu DC zdroje a definujeme ho jako fázová napětí střídače (u_{A0} , u_{B0} , u_{C0}), která mohou nabývat 2 hodnot ($-U_c/2$ nebo $+U_c/2$). V některé literatuře se hovoří o ($+U_c$ a 0), jelikož zdroj většinou nemá vyvedený střed a tato napětí jsou v praxi lépe měřitelná na záporném vývodu (k nule) a kladné hodnotě DC zdroje. My budeme používat výpočty napětí k pomyslnému středu. [2]

Sdružená napětí zátěže:

$$u_{ZAB} = u_{A0} - u_{B0} \quad (1)$$

$$u_{ZBC} = u_{B0} - u_{C0} \quad (2)$$

$$u_{ZCA} = u_{C0} - u_{A0} \quad (3)$$

Fázová napětí zátěže při zapojení do hvězdy Y:

$$u_{ZA} = \frac{1}{3}(2u_{A0} - u_{B0} - u_{C0}) \quad (4)$$

$$u_{ZB} = \frac{1}{3}(2u_{B0} - u_{C0} - u_{A0}) \quad (5)$$

$$u_{ZC} = \frac{1}{3}(2u_{C0} - u_{A0} - u_{B0}) \quad (6)$$

1.5 Řízení výstupního napětí

1.5.1 Obdélníkové řízení

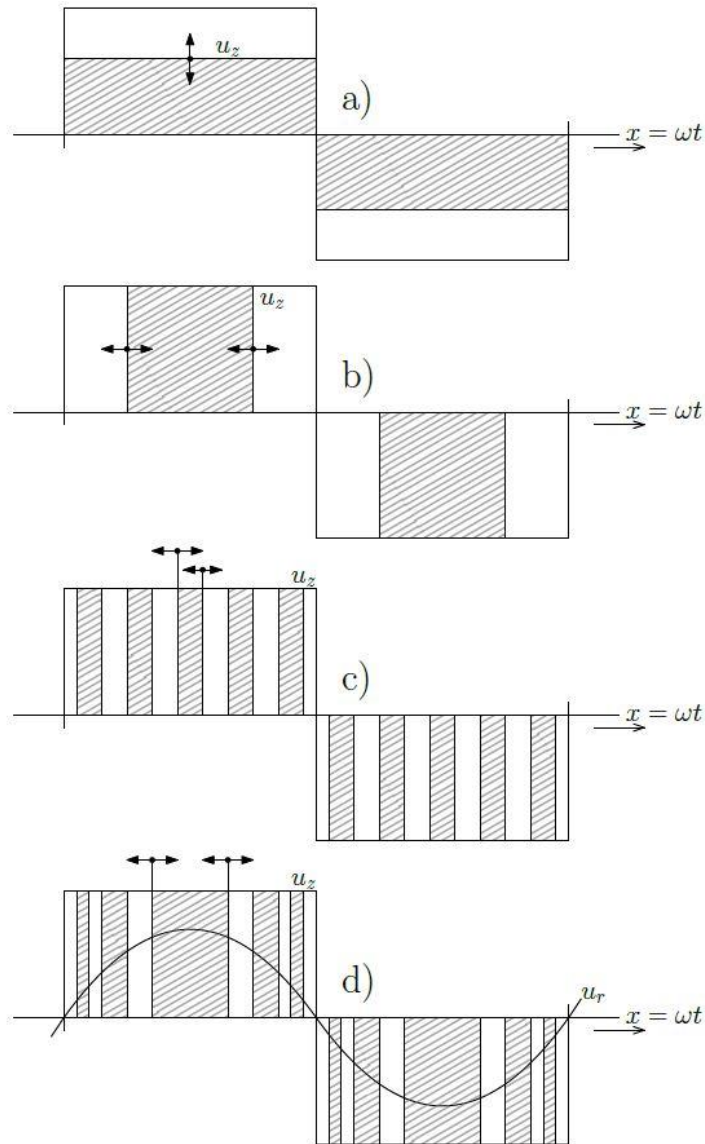
Jednotlivé druhy obdélníkového řízení jsou zobrazeny na Obr. 3 a), b). Řízení se rozděluje na amplitudové, kdy je nastavena hodnota amplitudy napětí, nebo častější obdélníkové šířkové, kdy měněna šířka pulsu v jedné periodě. Obdélníkové šířkové patří k nejjednodušší řízení zátěže. Při tomto obdélníkovém řízení dochází k cyklu sepnutí na spínacích součástkách vždy jednou za jednu periodu výsledné výstupní frekvence napětí (a tím i proudu). Velikost proudu lze ovlivnit úhlem sepnutí α , úměrné době sepnutého a vypnutého stavu. Pracovní stav úhlu sepnutí α se pohybuje v rozmezí od $\pi/3$ do π , kde π znázorňuje sepnutí tranzistorů ihned po sobě a $\pi/3$ minimální užitečný úhel sepnutí. Tento úhel je přímo úměrný dodávanému výkonu na zátěž. Při tomto řízení dochází k deformaci proudu, který se pouze blíží k harmonickému průběhu, čímž vznikají vyšší harmonické složky, které se nepodílejí na točivém momentu stroje a způsobují ztráty na zátěži. [2], [4]

1.5.2 Šířkové pulsní

Řízení je zobrazeno v Obr. 3 průběh c). V jednotlivých vlnách hlavní periody je několik stejných napěťových pulsů o frekvenci vyšší, než je hlavní frekvence napětí. Šířkou pulsů lze nastavovat střední hodnotu napětí (proudu) hlavní periody. [2], [4]

1.5.3 Šířkové pulsní modulované

Řízení je zobrazeno v Obr. 3 graf d). Je to další stupeň šířkového pulsního řízení, kdy je střední hodnota napětí nastavena podle sinusového signálu (řídící signál). Při tomto řízení používáme komparační metodu PWM (nastavení v kapitole 3.1.1), kdy modulátor PWM má pevný symetrický pilovitý signál o frekvenci vyšší, než je frekvence požadovaná na výstupu střídače. Pilovitý signál porovnááme se sinusovým signálem o požadované frekvenci, a podle toho, jestli se signál nachází pod nebo nad sinusovým signálem, se určí sepnutí (vypnutí) tranzistorů v jedné větvi střídače. Poměrná doba sepnutí V1 a V4 se bude měnit a s ní se bude měnit i střední hodnota fázového napětí. Vzhledem k tomu, že dochází ke spínání napětí mnohem častěji, než u obdélníkového řízení, je proud ve fázi mnohem plynulejší, protože proud tolik neovlivňují vyšší harmonické složky a dojde k potlačení ztrát na zátěži. Řídícím sinusovým porovnávacím signálem lze nastavovat jak frekvenci, tak i amplitudu středního fázového napětí. [2], [4]



Obr. 3 a) obdélníkové amplitudové, b) obdélníkové šířkové, c) šířkové pulsní, d) šířkové pulsně modulované [2]

1.5.4 Pulsně šířková modulace se složkou o trojnásobném kmitočtu

Při použití měniče kmitočtu, který je řízený šířkovou pulsní modulací, kopíruje šířka pulsů sinusový signál hlavní harmonické (někdy nazýváno jako 1. harmonické). Měnič nikdy nezajistí stejnou amplitudu sinusového vstupního a výstupního napětí. [5]

Maximální napětí střídače:

$$U_{A0} = \frac{U_C}{2} \sin(\omega_S \cdot t) = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot (U_A)_{ef}}{2} \cdot \sin(\omega_S \cdot t) \quad (7)$$

$$(U_{A0})_{ef} = \frac{U_c}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot (U_A)_{ef}}{2 \cdot \sqrt{2}} = 0,85 \cdot (U_A)_{ef} \quad (8)$$

Z rovnice (7) a (8) lze vidět, že výstupní fázové napětí střídače U_{A0} je jen 0,85 vstupního napětí U_A . Jelikož je vstupní napětí převážně síť a spotřebič (ASM) je vyroben, tak aby pracoval na této síti, je výstupní napětí střídače malé a pro lepší efektivitu je potřeba napětí zvýšit. Existuje několik možných řešení, kterými lze zvýšit vstupní napětí měniče (například transformátorem). Tyto řešení jsou ovšem drahá a v praxi se příliš nepoužívají. Mnohem častěji se využívá změny přímo v řídicím programu, která je levná a v praxi snáze aplikovatelná: je přidána 3. harmonická složka (tzv. řízení typu Danfoss). Toto řízení vytvoříme zvýšením amplitudy hlavního řídicího signálu U_{rm1} a připočítáním 3. harmonické složky U_{rm3} , kterým se vyrovná překmit přes maximální hodnotu. Rozšířením napěťového pulsu o 3. harmonickou nemůže vyvolat proud ve vinutí motoru, který nemá vyvedený nulový bod (střed vinutí není připojen), protože 3. harmonická je ve všech fázích totožná a není fázově posunutá. Chceme-li tedy aby řídicí signál měl již v $\sin(60^\circ)$ hodnotu 1, tak amplitudu zvýšíme na 1,15 podle rovnic (9) a (10) . [5], [6]

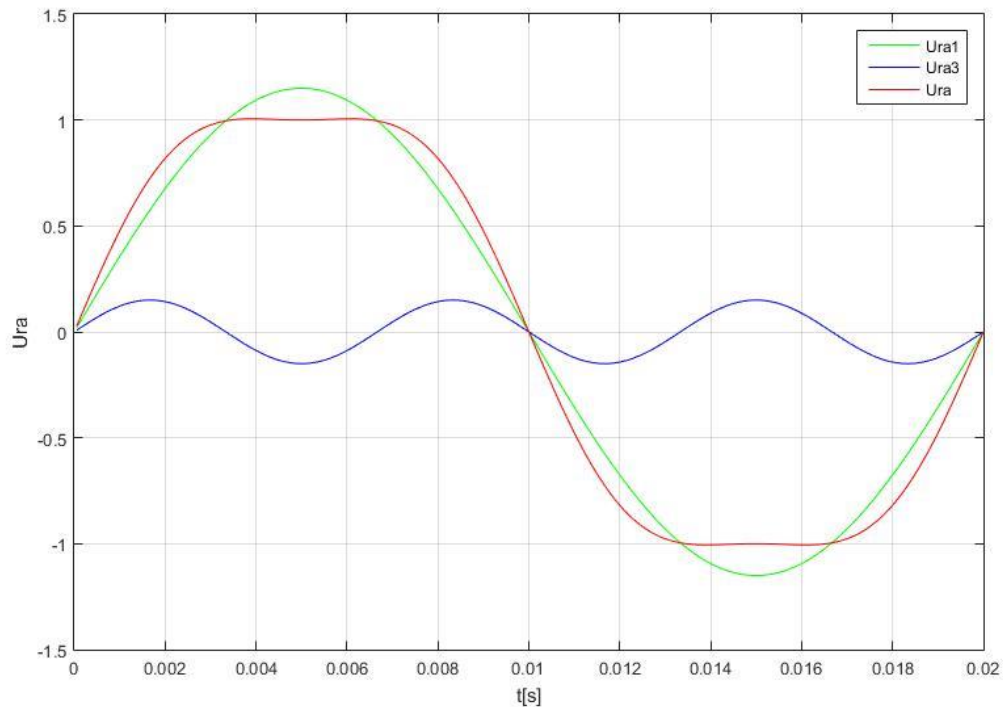
$$u_{rm1} = U_{rm1} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \rightarrow 1 = U_{rm1} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (9)$$

$$U_{rm1} = \frac{1}{\frac{\sqrt{3}}{2}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cong 1,15 \quad (10)$$

Poté amplitudu musíme snížit, aby nepřekročila maximum (větší poměr sepnutí než 1 není možný), čehož docílíme právě amplitudou 3. harmonické. Amplituda 3. harmonické, která vykompenzuje překmit, bude tedy 0,15 podle rovnice (11).

$$U_{rm3} = U_{rm1} - 1 = 1,15 - 1 = 0,15 \quad (11)$$

Výsledný řídicí signál pro jednu fázi $U_{ra} = U_{rm1} + U_{rm3}$ je znázorněna na Obr. 4.



Obr. 4 Princip zvýšení napětí 3. harmonickou složkou

Pro zvýšení napětí se v některých aplikacích používá ještě obdélníkové řízení popsané v kapitole 1.5.1, kde je harmonický signál nahrazen obdélníkem, a střídač je po celou dobu kladné vlny sepnut. V takovém případě je napětí složeno velkým počtem vyšších harmonických o velké amplitudě, které mají špatný vliv na oteplování motoru. [5], [6]

2 Skalární řízení

Pro určení amplitudy a frekvence napětí, přivedené na stator napěťovým střídačem, lze použít skalární řízení. Toto pojmenování se používá pro zdůraznění, že se nejedná o vektorové řízení. Pro skalární řízení používají pouze absolutní velikosti vstupních hodnot a také je k tomu potřeba jednodušší regulační algoritmus, než by bylo například u vektorového řízení. Základ našeho řízení vychází ze vztahu pro 1. harmonickou statorového napětí indukující napětí na rotor, podle rovnice (12). [6]

$$\overline{U_S^{(1)}} = R_S \cdot \overline{I_S^{(1)}} + j \cdot \omega_S \cdot \overline{\Psi_S^{(1)}} = \overline{\Delta U_R^{(1)}} + \overline{U_{ind}^{(1)}} \quad (12)$$

Základní požadavek algoritmu je, aby magnetický tok statoru Ψ_s byl konstantní při požadované napájecí frekvenci. Zabrání se tím přesyčení nebo odbuzení rotoru, které by vedlo k zhoršení vlastností motoru, jako jsou nadměrné ztráty a pokles momentu. Celý pohon má tím pádem i vyšší účinnost, než jiné ztrátové řízení rychlosti (změna skluzu, snížení napájecího napětí, ...). V běžném motorovém chodu se pohybují frekvence v rozmezí $10 \div 50$ Hz. U takovýchto frekvencí je reaktance vinutí vyšší než odpor vinutí, a proto můžeme tento odpor statorového vinutí zanedbat ($R_s = 0$). Pro rovnici (12) musí platit, že se statorové napětí mění lineárně s požadovanou úhlovou rychlostí statoru ω_s (f_s), z toho vyplývá zjednodušená rovnice (13). [6]

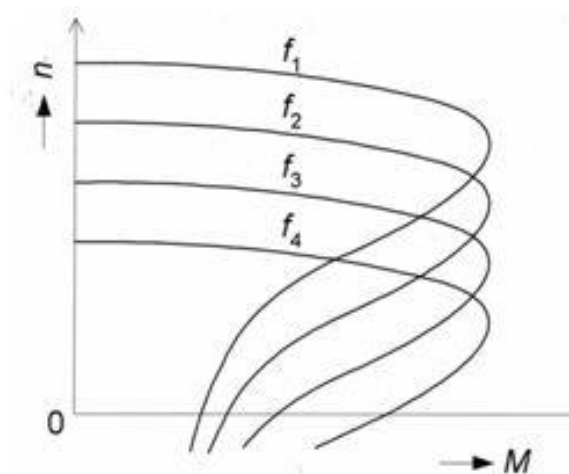
$$\overline{\Psi_s^{(1)}} = \frac{\overline{U_s^{(1)}}}{\omega_s} = \text{konst.} \quad (13)$$

V praxi využíváme konstantu bloku K_U , která definuje přepočít mezi statorovým fázovým napětím U_s a elektrickou frekvencí statoru f_s . Výpočet provedeme podle rovnic (14) a (15) pomocí jmenovitých hodnot motoru, uvedené v Tab. 6.

$$K_U \cong \frac{(U_{SN})_{ef} \cdot \sqrt{2}}{f_{SN}} = \frac{\frac{83}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{2}}{50} = 1,355 \quad (14)$$

$$U_{ind} = K_U \cdot f_s \quad (15)$$

Tvar momentové charakteristiky ASM je tím stejný pro každou napájecí frekvenci f_s jak lze vidět na Obr. 5.



Obr. 5 Momentová charakteristika při frekvenčním řízení [6]

2.1 Řízení rychlosti při nízkých kmitočtech

Při nízkých provozních kmitočtech nebo při samotném rozběhu ASM už nelze zanedbat úbytek napětí na vinutí statoru R_S . Chceme-li dosáhnout konstantního magnetického toku a tím i momentu, je nutno o tento úbytek zvýšit napětí na statoru. Většinou se vychází z předpokladu, že při nízkých kmitočtech je nutno pozměnit křivku U/f , aby se uvažovalo s minimálním nenulovým napětím. Docílit toho lze přičítáním konstantního úbytku nebo vypočítáním úbytku ΔU , který je daný aktuálním zatížením. Pokud bychom se však blížili k statorové jmenovité frekvenci f_{SN} , vektory $\overline{U_{ind}^{(1)}}$ a $\overline{\Delta U_R^{(1)}}$ budou navzájem kolmé a úbytek ΔU se blíží k nule. Úbytek napětí ΔU má závislost v rotorovém elektrickém kmitočtu f_R , které se na rotoru naindukuje vlivem skluzu. Potřebný úbytek se vypočítá z f_R a koeficientu K_{FR} , který lze vypočítat ze jmenovitých hodnot motoru a parametrů vnitřních odporů z Tab. 6. [5], [6], [7], [8]

$$K_{FR} = \frac{(U_{SN})_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot R_S}{R_R \cdot f_{SN}} = \frac{\frac{83}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{2} \cdot 1,86}{1,53 \cdot 50} = 1,62 \quad (16)$$

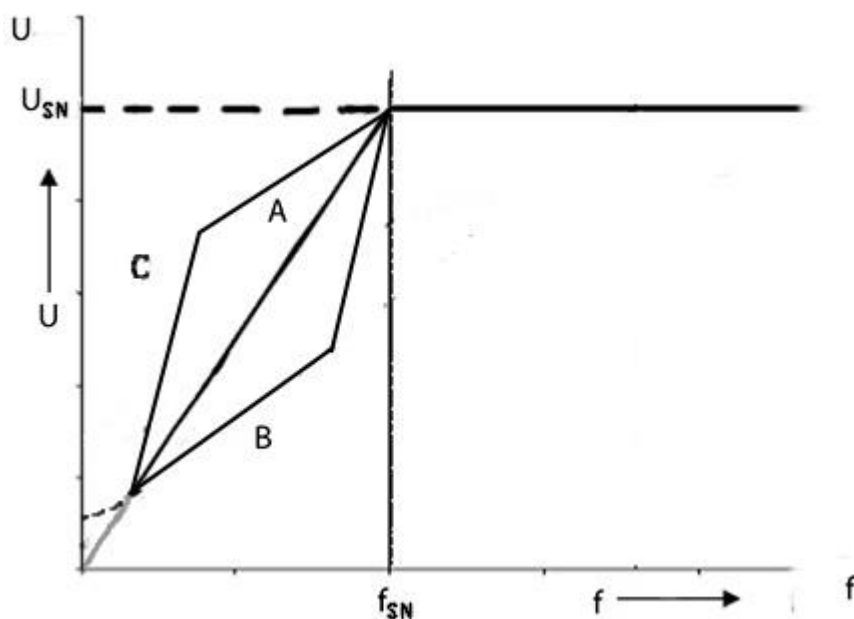
$$\Delta U \cong K_{FR} \cdot f_R \quad (17)$$

Je třeba upozornit, že u motorů s vlastní ventilací jsou při nízkých otáčkách horší ochlazovací podmínky. Pokud není možnost vnějšího chlazení, je nutné omezit proud státorem, aby nedošlo k přehřátí ASM. Může nastat i stav kdy maximální moment, který definuje maximální provozní teploty, bude menší než jmenovitý $M_{MAX} < M_N$. [5]

2.2 Řízení při vyšších kmitočtech

Za vyšší kmitočty se považují frekvence vyšší než jmenovitá frekvence f_{SN} stroje. Při zachování poměru U_S/f_S se dostáváme k jmenovitým hodnotám ASM. Při zvyšování kmitočtu se nedoporučuje nadále zvyšovat napětí a provozovat stroj na jmenovité hodnotě napětí U_{SN} . Zvýšené napětí by mohlo zavinit přehřátí nebo poškození izolace. V praxi se napětí nezvyšuje především proto, že vyšší než jmenovité není v síti k dispozici a muselo by se přejít ke zvyšovacím transformátorům. Napětí zůstává tedy konstantní a narůstá pouze frekvence, což má za následek snížení magnetického toku Ψ_S a tím dochází k odbuzování motoru a snížení momentu. [5], [8]

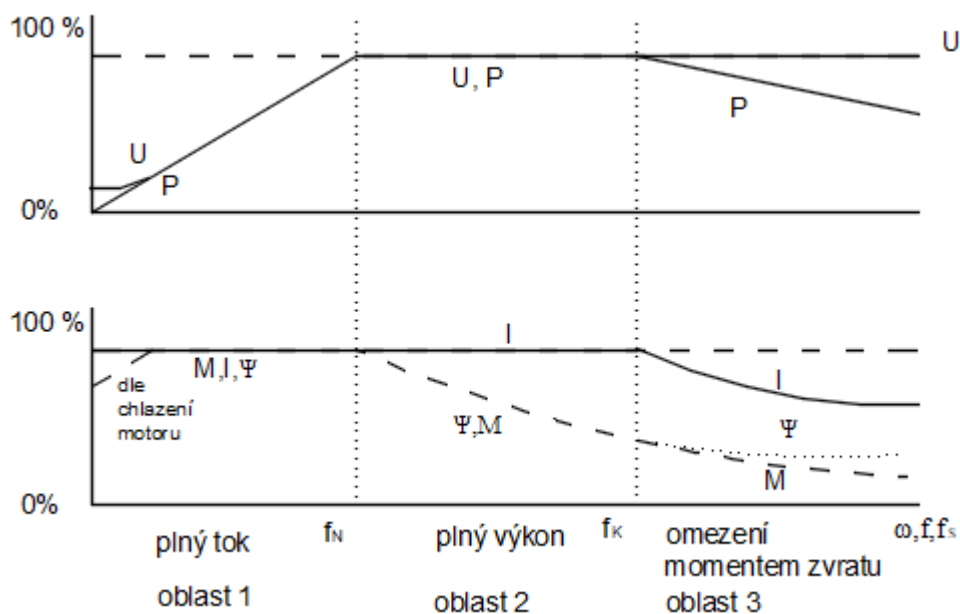
Podle charakteristik na Obr. 6, kde přímá čára (charakteristika A) zobrazuje základní závislost statorového napětí na frekvenci. Napětí na začátku je mírně zvýšeno vlivem úbytku napětí (vysvětleným v kapitole 2.1) a pak lineárně pokračuje do zlomového okamžiku, kdy je napětí a frekvence rovna jmenovitým hodnotám (U_{SN} a f_{SN}). Zde se napětí nadále nezvyšuje a dochází k odbuzování stroje. Závislost B je vhodná pro typické aplikace (odstředivá čerpadla, ventilátory, ...), kdy je moment potřeba až při maximálních rychlostech. Při nižších rychlostech je motor odbuzen a pokud je moment zátěže opravdu malý, je malý i magnetizační proud do motoru. To má za následek, že jsou celkové ztráty nižší. U závislosti C je motor přebuzován, což umožňuje dosáhnout o něco vyššího momentu, než je jmenovitý. Avšak moderní motory jsou konstruovány pro „velké využití železa“ a pracují v ohybu magnetizační křivky, kde i malá změna magnetizačního toku (poměru U/f) způsobí velký nárůst proudu a dojde k proudovému přetížení. Zvláště při dlouhodobém provozu v tomto stavu může dojít k přehřátí motoru. Tento stav je vhodný převážně pro silný a rychlý rozběh se zátěží a hned po rozběhu je třeba ustálit magnetizační tok zpět jmenovitým napětím motoru U_{SN} . [5]



Obr. 6 Závislost napětí na frekvenci při skalární řízení [5]

Pro vyšší rychlosti jsou typické závislosti na Obr. 7 v oblasti 2 a 3, kde pokračuje zvyšování frekvence nad jmenovité hodnoty. Dochází k odbuzování motoru, poklesu magnetického toku Ψ a momentu M , čímž dochází ke zhoršení účinnosti. Při překročení kritické frekvence f_K v oblasti 3 dochází ke snížení příkonu $P_{př}$, napájecího proudu I ,

magnetického toku Ψ i momentu M až do stavu maximální frekvence. Zpravidla se jedná o mechanické omezení stroje (jako například ložiska, obvodová rychlost, ...). V této oblasti už je téměř nevýhodné udržovat stroj, proto ho používáme pro případy, kdy motor potřebujeme pro vysoké rychlosti, ale nízké výkony. Pro obzvláště vysoké otáčky je vhodné použít jiný princip stroje. [5]



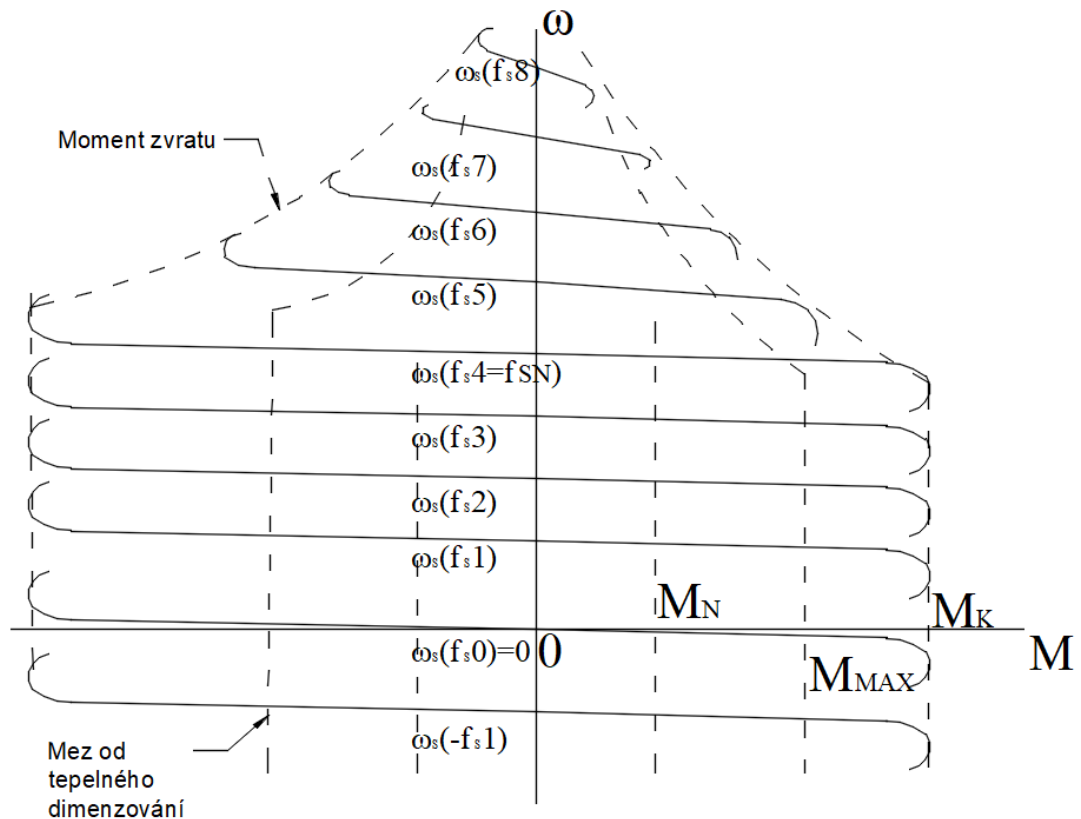
Obr. 7 Dosažitelné mezní oblasti (graf platí za předpokladu konstantního skluzu) [5]

2.3 Použití skalárního řízení

Skalární řízení patří do kategorie řízení změnou velikosti kmitočtu a napájení. Je to v současné době nejpoužívanější způsob pro systémy s nízkými nároky na dynamiku, jako jsou například čerpadla a ventilátory. Výhodné je pro docílení vyšších otáček, než jsou jmenovité. [7]

Na Obr. 8 můžeme vidět pracovní oblasti ASM. Momentové charakteristiky udávají, že do jmenovitých otáček pracuje motor s plným magnetickým tokem a může teoreticky pracovat až do momentu zvratu M_K . Prakticky je možné trvale používat motor do maximálního momentu M_{MAX} , který definuje tepelné omezení motoru. Doba, po kterou se motor může u této hranice pohybovat, je omezena účinností jeho chlazení, protože při přehřívání se rapidně snižuje jeho životnost. Nejvhodnější je motor používat do jmenovitého momentu M_N , ve kterém není motor přetěžován a pracuje s nejlepší účinností a životností. Avšak dosáhne-li jistých vysokých otáček (u každého motoru jiné) dochází k poklesu proudu

a motor se začne odbuzovat a tak se může více přiblížit k M_K , který je nyní mnohem menší. Čím více se zvyšuje statorová frekvence f_s , tím více dochází k odbuzení a motor se stává měkčím. [5]



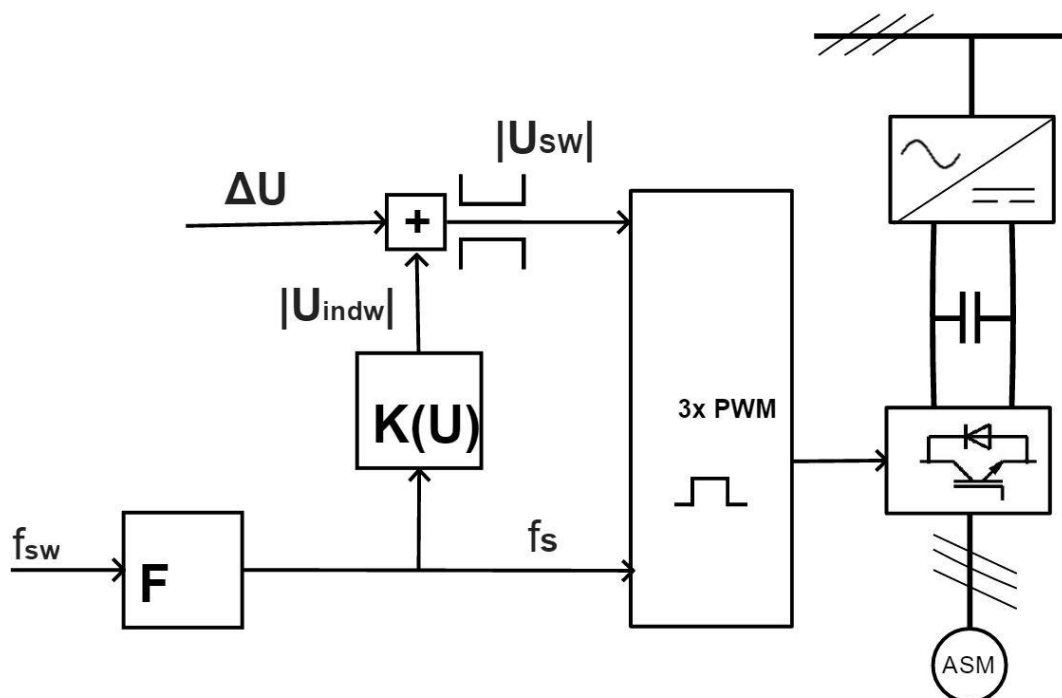
Obr. 8 Mezní dosažitelná oblast pohonu s ASM napájeným ze střídače [5]

2.3.1 Skalární řízení bez zpětné vazby

Skalární řízení bez zpětné vazby je nejjednodušším způsobem řízení pro sestavení a ovládní motoru. Řízení přesně na požadovanou hodnotu bez zpětné vazby není možné, a proto využíváme teoretických předpokladů o motoru při jedné určité zátěži. Pro řízení se standartě používá poměr U/f pro konstantní magnetický tok. Je nutno uvažovat v jakém stavu bude motor a jaký moment bude požadován a podle těchto požadavků stanovit dobu rozběhu (Access Time). Tato doba určuje rychlost nárůstu frekvence statoru na požadovanou hodnotu (nastavení tzv. náběhové rampy). Bude-li tato doba příliš krátká (frekvence se mění rychle), dynamika rotoru a zátěže nedovolí tak rychlý rozběh. Moment motoru se dostane do kritického momentu M_K a motor začne pracovat v labilního stavu. Moment zátěže může držet motor příliš dlouho ve velkém skluzu a tím zatěžovat vinutí záběrnými vysokými

proudy ve statoru. Velké proudy mohou vést k přehřátí a celkově ke zkrácení životnosti ASM. V některých extrémních případech by se mohl motor přímo zastavit a musela by zasáhnout proudová ochrana. [1]

Zadáme-li příliš dlouhou dobu rozběhu, posunuje se momentová charakteristika pomaleji, zatímco dynamika stroje by umožňovala i rychlejší rozběh. Motor je tedy odlehčený a urychlovací moment M_u je zbytečně malý. Tento chod přímo nevádí jen je nutno počítat s tím, že je to vhodné jen pro pomalé a méně náročné aplikace. [2], [5], [8]

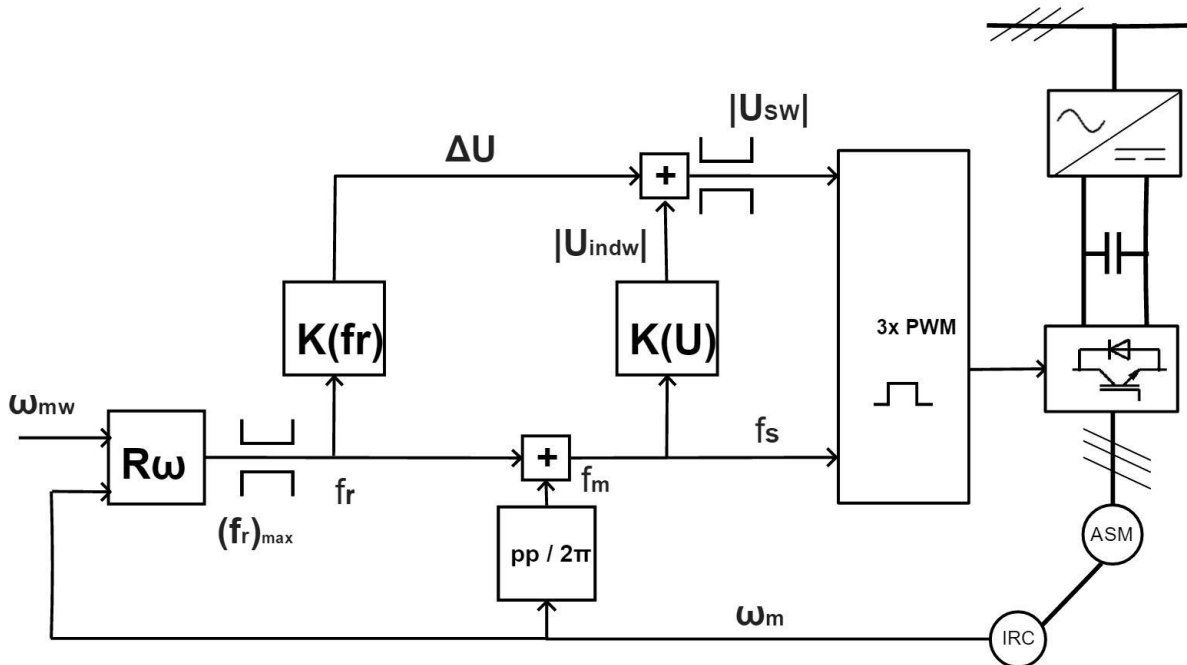


Obr. 9 Napětově kmitočtové řízení bez čidla otáček [6]

Blok F představuje náběhovou rampu, která určuje nejvhodnější dobu nárůstu frekvence f_s do požadované frekvence f_{sw} (otáček). Tyto rampy jsou různě nastavitelné moduly od výrobce, a lze nastavit tvar, dobu nebo rychlost náběhu. V dokonalejších modulech lze dokonce omezit (přeskočit) setrvání na určitých frekvencích (otáčkách), které by zapříčinily nebezpečné mechanické vibrace stroje a následné poškození. [6]

2.3.2 Skalární řízení se zpětnou vazbou

Zpětnou vazbou je myšleno čidlo otáček instalované na hřídeli motoru. Tímto čidlem lze přímo kontrolovat požadované otáčky a regulovat odpovídající vstupní parametry (U , f). Celkové schéma regulace lze pozorovat na Obr. 10. Chod motoru je tedy přesnější a s lepší dynamikou než u předchozího příkladu. Při měření otáček lze získat skluz motoru a dopočítat frekvenci naindukovaného napětí na rotoru f_R , která je potřebná pro výpočet úbytku napětí na statoru ΔU při rozběhu. Hodnota f_R je také vhodná pro regulaci, jelikož z její velikosti lze vypočítat skluz (v lineární oblasti i urychlovací moment M_U) a podle vztahu (24) z kapitoly 4.4 lze určit jmenovitou rotorovou frekvenci f_{RN} , ve kterém motor pracuje při jmenovitém momentu M_N . Regulator otáček R_ω je tedy vhodné omezit omezovačem maximální rotorové frekvence $(f_R)_{MAX}$ takové, kdy dochází ke zlomu momentu a motor se dostává do labilního stavu. Závisí na typu stroje a jeho zátěžové charakteristice (může se jednat 2÷7 krát větší hodnotu než jmenovité f_{RN}) nebo i hodnotu nižší kvůli menšímu namáhání motoru. Rotorová frekvence se poté přepočítá konstantami K_U a K_{FR} (vysvětlené v kapitole 2 a 2.1) pro správné nastavené statorové napětí U_S . Tyto hodnoty se použijí pro vstupní hodnoty PWM a řízení střídače. [5], [6]



Obr. 10 Regulační smyčka [6]

Hlavní úkol regulátoru otáček R_ω je nastavení nejvhodnější frekvence při aktuálním stavu motoru. Představují ho části pro výpočet odchylky od požadované hodnoty a PI regulátor, který odchylku zpracovává. U PI regulátoru je potřebné nejprve nastavit parametry

zesílení K_P a časovou konstantu τ_i . Podrobnější popis použitého regulátoru a jeho konfigurace v mikrokontroléru je blíže popsána v kapitole 3.2 Obr. 15. [6]

3 Mikrokontrolér

3.1 Mikrokontrolér TI320F28335

Pro naše skalární řízení se zpětnou vazbou využíváme mikrokontrolér (dále jen MCU) pro výpočty, měření a spínání střídače. Zvolili jsme jednočipový 32-bitový MCU od firmy Texas Instruments. Jedná se o čip s externím oscilátorem o frekvenci 150 MHz. Tato frekvence je rozhodující při přepočtu na požadované časy a frekvence při řízení. Podrobnější parametry jsou v datasheet [9]. Pro napájení a snadnější propojení s vstupy/výstupy (I/O) je MCU uložen na vývojovém školním kitu MLC interface. Tento kit disponuje potřebným napájením, sloty, LED diodami a displejem pro komfortní a bezproblémový přenos dat mezi MCU a připojenými zařízeními. Z požadovaných periferiích MCU budeme využívat PWM, ADC, QEP a DMA. [8], [9], [10]

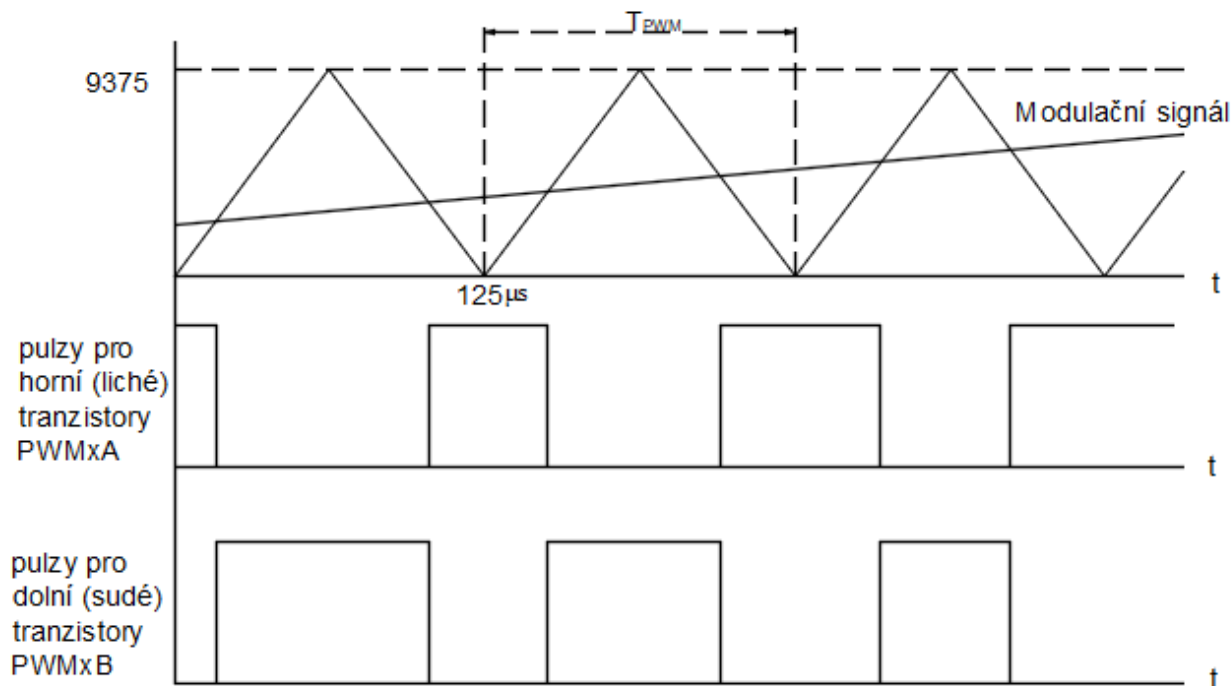
3.1.1 PWM – Pulse width modulation (Pulsní šířková modulační)

MCU má 6 PWM periferií, které je možno použít. Třemi budeme řídit střídačový chod IGBT a čtvrtý je možno použít pro tranzistor umístěný ve stejnosměrném obvodu (kapitola 1.3) k ztrátovému brždění motoru do odporu (v našem řízení budeme využívat pouze tři PWM pro řízení střídače). Signály jsou přivedeny na konektory MLC o napětí 0 - 15 V (potřebné napětí pro spínání IGBT). [9], [10]

Pro naše účely jsme nastavili pilovitý symetrický signál o frekvenci f_{PWM} 8 kHz (1 cyklus změny trvá T_{PWM} 125 μ s), což znamená, že čítač pracuje v hodnotách 0-9375-0 (při CPU f_{CPU} 150 MHz – tik 6,66 ns). Číselný čítač TBCNT slouží ke komparaci se sinusovým signálem. Čítač je třeba nastavit registrem TBPRD, který slouží pro nastavení hraniční hodnoty pro čítání. Výpočet hraniční hodnoty je zobrazen v rovnici (18).

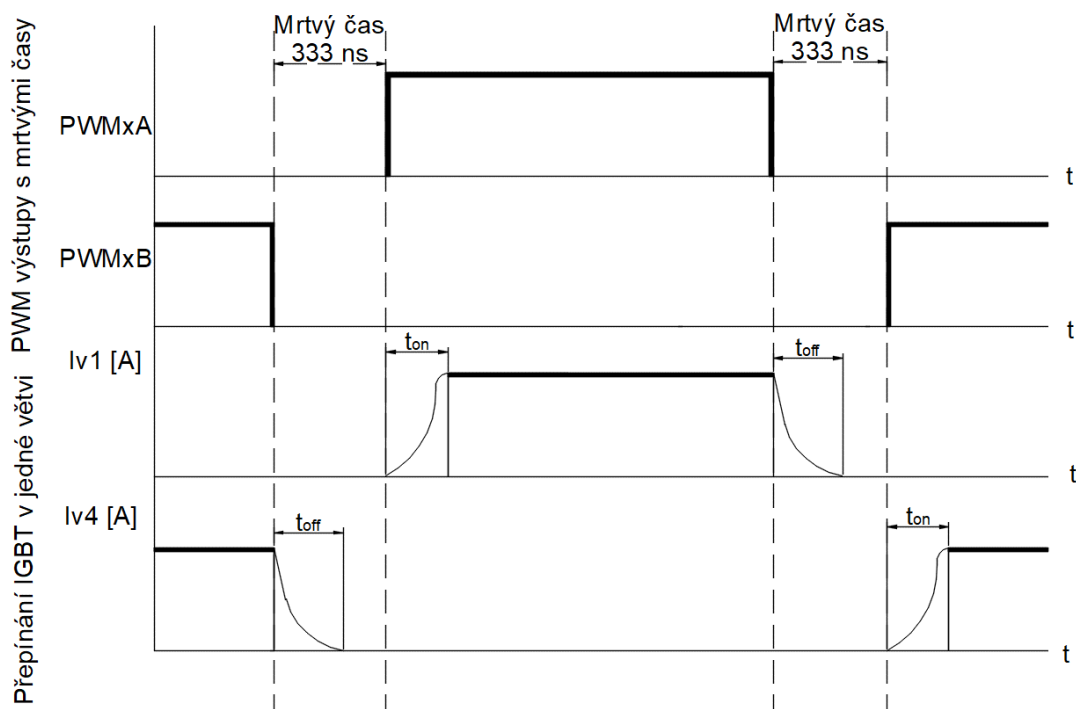
$$TBPRD = \frac{f_{CPU}}{f_{PWM} \cdot 2} = \frac{150 \cdot 10^6}{8 \cdot 10^3 \cdot 2} = 9375 \quad (18)$$

Princip tvorby průběhů výstupních signálů je naznačen na Obr. 11. Jednotlivé výstupy PWMxA a PWMxB mění svojí logickou hodnotu (0/1) porovnáváním modulačního (řídícího) signálu s čítačem TBCNT podle toho, jestli se nachází pod nebo nad tímto signálem. Výstupy jsou obdélníkové signály, které mají hodnotu mezi sebou vždy opačnou (negovanou).



Obr. 11 PWM výstupy

Pro bezproblémovou komutaci je nutno k výstupním signálům PWMxA a PWMxB, přidat časovou prodlevu nazvanou mrtvý čas (dead time). Časový průběh výstupních signálů PWM je zobrazen na Obr. 12. Pod nimi je přechodový charakter proudů IGBT tranzistorů (I_{V1} a I_{V4}) v jedné větvi (pro názornost jsme zvolili součástky V1 a V4), s časovou prodlevou vypnutí $t_{off} = 190$ ns a zapnutí $t_{on} = 49$ ns. Mrtvý čas jsme zvolili 333 ns pro náběžnou i sestupnou hranu. Mrtvý čas je dostatečný pro vypnutí součástek a nemůže dojít ke zkratu zdroje přes větve střídače. [3]



Obr. 12 Spínání IGBT tranzistorů

3.1.2 ADC – analog digital conversion (AD převodník)

Jak název napovídá, tento blok je používán pro převod analogového na digitální signál. ADC slouží k měření veličin a jeho činnost se skládá ze dvou fází. **Vzorkování** – analogová veličina je spojitá a pro její další zpracování je nutné brát v úvahu jen hodnoty naměřené v určitých časových intervalech. Dojde tak k zanedbání hodnot mezi vzorky, ale dodá strojový čas na převod do diskrétní číselné reprezentaci signálu. Vzorkování při více signálech se provádí buď sekvenčně (A potom B) nebo simultánně (A i B). Druhou fází je **kvantování**, což znamená zaokrouhlení signálu do hladiny v určitých tolerančních pásmech. Pro měření využíváme převodník umístěný na MLC interface, která je pomalejší než interní, k dispozici jsou však 3, které je možno spouštět v intervalech. [9], [10], [11]

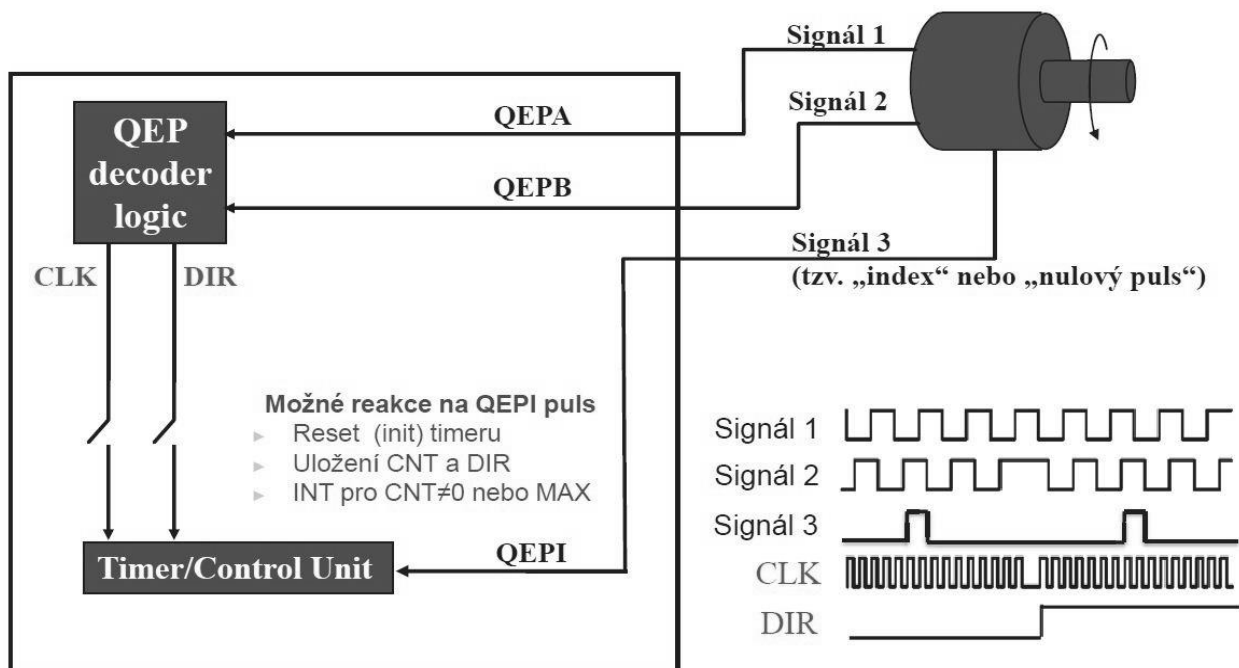
Tab. 1 Základní parametry AD převodníku [9]

Parametr	Hodnota
Rozsah vstupního napětí	$\pm 10V$
Rozsah dovoleného vstupního napětí	$\pm 16,5V$
Rozlišení	18 (16) bitů
Doba převodu (vypnutý over-sampling)	4 μs
Maximální samplerate	250 KS/s

Jeden převodník disponuje klasickými 16 vstupy (piny), pro měření 8 veličin. Z převodníku používáme jen 12 bitovou část, podle které normujeme přepočten na skutečnou hodnotu (maximální hodnota je tedy 4095). Hodnoty, které přivádíme k ADC, jsou ještě upraveny pomocí měřících převodníků umístěných na desce plošného spoje střídače na vhodnou napěťovou úroveň signálu. Pro regulaci budeme měřit napětí stejnosměrného zdroje U_C a proudy ve fázích Ia a Ib (pro více veličin není střídač upraven). [9], [10], [11]

3.1.3 QEP – Quadrature Encoder Pulse

Tento dekodér se používá výhradně pro inkrementální čidlo. Dekodér sleduje signály QEPA a QEPB, čítá jejich hrany a následnost. Rovnicí (19) v kapitole 0, lze počtem načtených hran za konstantní čas a známým rozlišením inkrementálního čidla IRC získat mechanickou rychlost otáček n_m . Následností signálů mezi sebou lze také zjistit směr otáček. [9], [10]

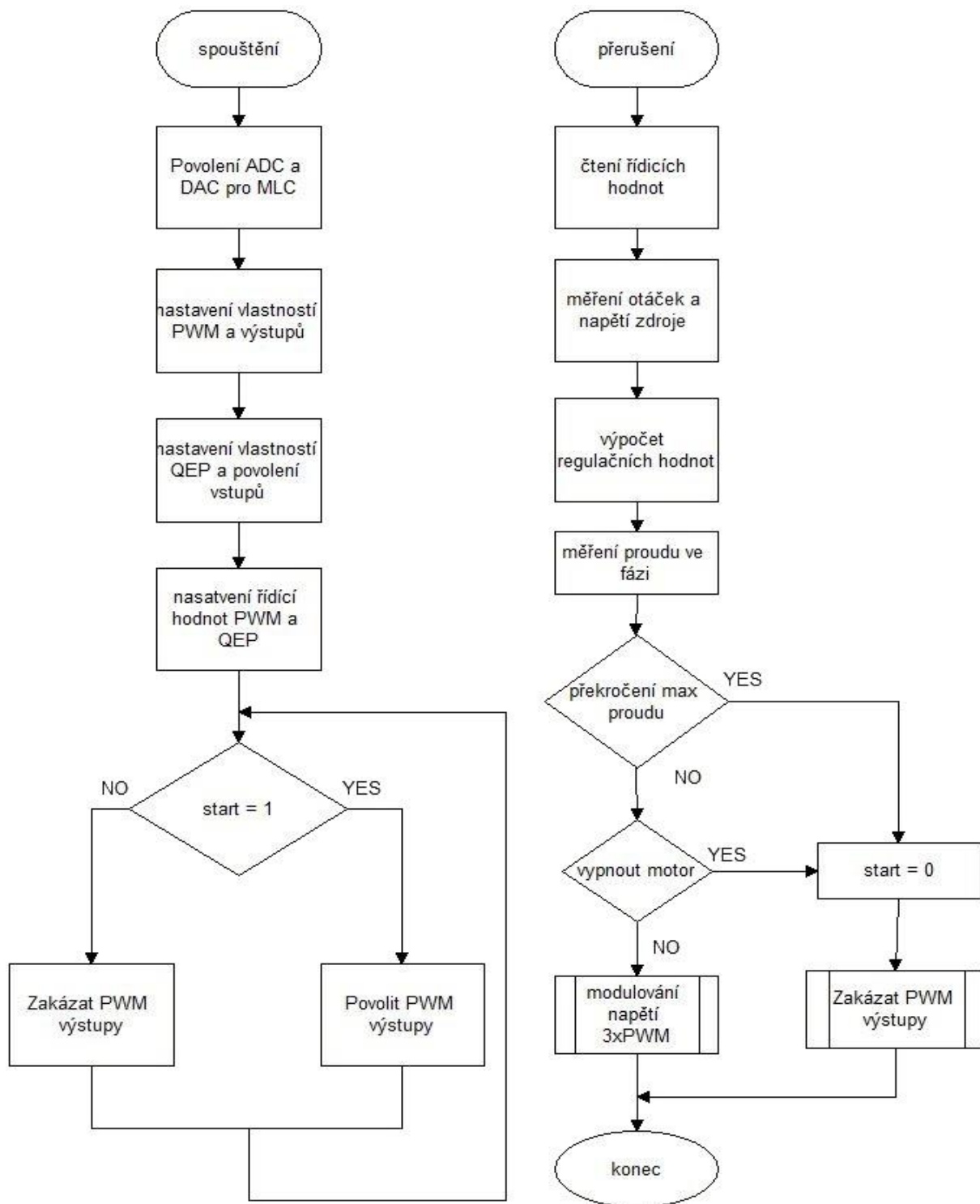


Obr. 13 Připojení QEP k čidlu [10]

3.2 Implementování do mikrokontroléru

CPU je nutno napřed naprogramovat vhodným algoritmem pro skalární řízení motoru. Programování provádíme ve vývojovém prostředí Code Composer Studio (CCS). Pro přehlednost chodu programu je vytvořen vývojový diagram zobrazený na Obr. 14, který zobrazuje princip programu v MCU pro spuštění, regulaci a bezpečnostní odpojení při nadproudu ve fázích. Při běhu hlavního programu se nastaví potřebné periferie a dojde k zacyklení. Při napočítání 0 v pilovitém signálu TBCNT v PWM dojde k přerušení, ve kterém se provedou příslušné operace, pro měření hodnot a regulace na vstupní parametry střídače. Jde pouze o stručný přehled vycházející z blokového diagramu pro skalární řízení se zpětnou vazbou. Pro funkčnost programu je nutná specifičtější konfigurace a implicitní programy pro komunikaci mezi CPU, MCU a dalšími periferiemi. Níže jsou uvedeny parametry programu a samotného řízení, které je nutné brát v úvahu pro použitý motor. [9], [10]

Na diagramu (Obr. 14) můžeme vlevo vidět postupnou konfiguraci periferií a následné podmíněné zacyklení, kde se proměnou `start` spouští nebo vypínají výstupy PWM. Na pravé straně je druhá smyčka programu, kde se při vyvolání přerušení z PWM, měří a přepočítávají potřebné veličiny pro regulaci.



Obr. 14 Základní diagram programu [8]

- ***Vyčíslení napětí:***

Tato část programu je zobrazena v přílohách jako Příloha A: Měření napětí. Napětí zdroje měříme na externím ADC převodníku MLC interface. Z registru AD hledáme hodnotu, která se mění lineárně se změnou napětí zdroje (registr [8]). Dané číslo je potom nutné přepočítat na skutečnou hodnotu.

Nejprve zjistíme offset, tak že nastavíme na DC zdroji 0V a v registru ADC je konstantní číselná hodnota. V našem měření bylo zobrazeno číslo 230. Dále při vyšším napětí jsme opět vyčetli hodnotu z registru, odečetli offset a vydělili skutečným naměřeným napětím zdroje. Vypočtením jsme zjistili konstantu (-340) pro lineární závislost převodu z číselné hodnoty na napětí DC zdroje.

- ***Vyčíslení proudu a nastavení nadproudové ochrany:***

Tato část programu je zobrazena v přílohách jako Příloha B: Měření proudu a nadproudová ochrana. Pro zjištění proudu postupujeme obdobně jako u měření napětí. Zde jsou měřeny pouze 2 fáze proudu ve statoru I_a a I_b (registr [10] a [12]). Opět zde vypočteme konstantu pro lineární závislost. Vydělíme mezi sebou maximální číselnou hodnotu v registru (registr je časově proměnný) a amplitudu proudu fáze zobrazenou na osciloskopu. Získáme konstantu 8200. Změřené proudy ve 2 fázích použijeme k výpočtu 3. fáze pomocí prvního Kirchhoffova zákona proudu. Hodnoty proudu využijeme pro nadproudovou ochranu a kontrolu poruchových stavů, aby nedocházelo k přehřátí a poškození motoru. Hodnota I_a představuje okamžitou hodnotu proudu v jedné fázi. Porovnááme tedy absolutní hodnotu proudu I_a s maximální nastavenou velikostí okamžité hodnoty proudu I_{max} . Podmínku poté aplikujeme na všechny tři fáze I_a , I_b a I_c . V případě překročení dojde k pevnému nastavení logických nul v PWM výstupech, čímž dojde k vypnutí střídače a zastavení motoru. Motor se při poruše zastavuje volnoběhem. Pro naše účely jsme použili hodnotu $1,41 \cdot 1,2 \cdot 3,65 = 6,19$ A, která představuje amplitudu jmenovitého proudu s rezervou 20 %.

- **Měření otáček:**

Tato část programu je zobrazena v přílohách jako Příloha C: Vyhodnocení otáček. Pro měření používáme inkrementální číslo (blíže popsáno v kapitole 4.5). K převodu použijeme QEP dekodér, který bude vyhodnocovat rychlost každých 0,01 sekundy (vzorkování 100 Hz). Za tuto dobu se načítá určitý počet hran čidla ΔX . Z čidla vycházejí 2 pulsy (4 hrany) proto je třeba rozlišení čidla rozIRC vynásobit 4. Z času snímání a rozlišení čidla vytvoříme konstantu 0,02441, se kterou vypočítáme počet otáček za sekundu (mechanickou frekvenci). Rovnice (19) zobrazuje tento výpočet.

$$n_m = (\text{nmer}) = \frac{\Delta X}{4 \cdot \text{rozIRC} \cdot \Delta t} = \Delta X \cdot \frac{1}{4 \cdot 1024 \cdot 0,01} = \Delta X \cdot 0,02441 [\text{ot/s}] \quad (19)$$

Aby naše výpočty při regulaci pracovaly ve stejném směru otáčení, je nutné zjistit polaritu z proměnné n_m . Jinak by mohl nastat stav, kdy vypočtené hodnoty budou neustále měnit svoje znaménko a rotor začne kmitat kolem své nulové počáteční polohy. Polaritu zjistíme ručním pootočením hřídele ve směru řízení (bez regulace). Proměnná ve vývojovém prostředí (nmer) musí být v tomto směru kladná, a proto přidáváme ke konstantě 0,02441 plus nebo minus (+/-).

Hodnotu 0,02441 danou parametry z rovnice (19), budeme pro naše řízení považovat za konstantní. Při zvolení jiného času nebo použití jiného čidla by se konstanta změnila. Tato hodnota také udává, jakou nejpomalejší mechanickou frekvenci hřídele můžeme měřit. Čas snímání musí být zvolen tak, abychom rychlost měli co nejdříve, ale také aby byla hodnota dostatečně přesná i při nízké rychlosti, kdy je malý počet hran.

- **Regulační cyklus:**

Tato část programu je zobrazena v přílohách jako Příloha D: Regulační cyklus. Z měřených otáček vyhodnotíme odchylku (odchylka), která je rozdílem skutečných otáček od požadované hodnoty a podle toho nastaví elektrickou frekvenci statoru f_s (freq) a výstupní napětí střídače (Upozadovany). Pro regulaci a ustálení na požadované hodnotě je použit výpočet PI regulátoru (v některých materiálech se hovoří jako o PS regulátoru, protože výpočty jsou provedeny pomocí MCU a výstup regulátoru se mění nespojitě). Parametry regulátoru pracují se zesílením K_P (zesileniP) a časovou konstantou (tauI).

Další matematické operace vychází z regulačního cyklu s čidlem otáček podle schématu na Obr. 10.

Nastavení PI regulátoru probíhalo experimentálně při skokové změně otáček z nuly na jmenovitou mechanickou frekvenci 22,5 ot/s ($n_N=1350$ ot/min), abychom docílili plynulé změny rychlosti bez velkých kmitů. Konfigurace bude probíhat podle následujících bodů:

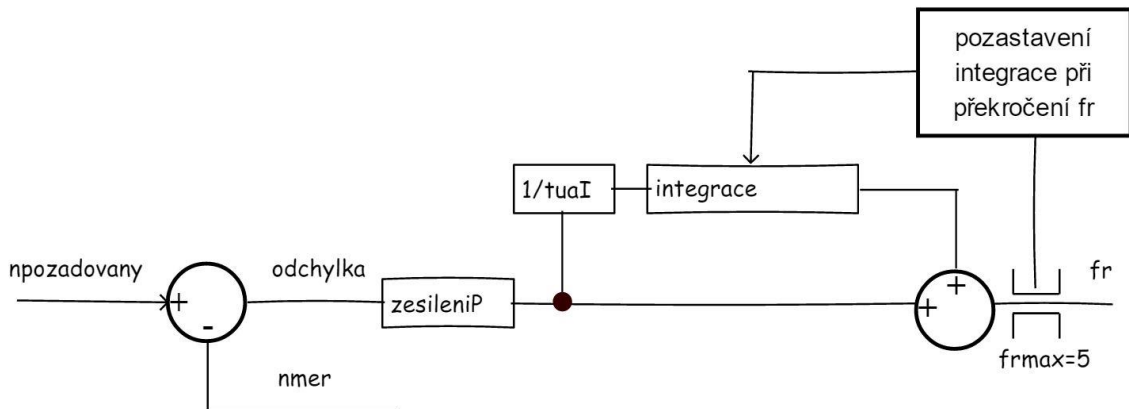
- Nejprve je nutné potlačit integrační složku, tj. konstantu (τ_I) jsme tedy nastavili tak, aby se hodnota blížila nekonečnu (zvolení velkého čísla).
- Poté můžeme naladit zesílení regulátoru K_P (zesíleníP), které budeme postupně zvyšovat, dokud nezačne systém kmitat. To znamená, že se otáčky začnou kmitavě měnit nebo při změně požadavku dojde k překmitu požadované hodnoty. Volíme tedy hodnotu o něco nižší, protože se kmitavost zvětší přidáním integrace.
- Nyní postupně zesilujeme integrační složku snižováním hodnoty τ_I dokud nezačne být opět kmitavá a zvolíme hodnotu nejbližší vyšší tomuto nastavení. Správná funkčnost I regulátoru se nejvíce projeví na přesnosti a případné chybě.
- Někdy je nutno snížit K_P (zesíleníP) po přidání integrace, aby regulovaná veličina nebyla náhlá na rozkmitání při skokové změně.

Konfigurovali jsme tedy na zesíleníP = 2 a časovou konstantu $\tau_I = 800$. Toto nastavení je naladěno pro podmínky, kdy je motor naprázdno a při napájení $U_c=60$ V. Při zařazení motoru do určitého systému, by bylo nutné hodnoty znovu nastavit pro optimální chod aplikace.

Pozn. τ_I není skutečné τ_I , které by se vkládalo do simulačních programů pro zobrazení regulace. Toto číslo pouze představuje podobnou symboliku jako hodnotu určenou k nastavení I regulátoru. Pro správnou hodnotu využijeme výpočtu, kde uvažujeme periodu T_{PWM} , která zajišťuje diskreditaci výpočtu v čase. Výsledné τ_I vypočítáme z rovnice (20). Konečná časová konstanta nám vyšla 0,1 s, a pro naše účely ji bereme jako dostatečnou.

$$\tau_I = \text{tauI} \cdot T_{PWM} = 800 \cdot 125 \cdot 10^{-6} = 0,1 \text{ s} \quad (20)$$

Názvosloví na Obr. 15 je zvoleno podle proměnných použitých v programu. PI regulátor používáme pro regulaci otáček a představuje blok regulace otáček $R\omega$ na Obr. 10 celé regulační smyčky se zpětnou vazbou, kde dochází k vynásobení vhodnými konstantami pro potřebné napětí U_s (Upozadovany).



Obr. 15 Smyčka PI-regulátoru

- **Shrnutí ovládacích prvků programu:**

Tab. 2 Ovládací prvky

Ovládací hodnota	Názvosloví v programu	Primární nastavení	Popis
Start	Start	0	0 – vypnout 1 - spustit
Mechanická frekvence hřídele [ot/s]	npozadovany	0	0 – netočí se/brždění >0 pravotočivý směr <0 levotočivý směr (podle pohledu motoru)
Maximální proud [A]	Imax	6,19	Hodnota proudu k odpojení
Zesílení P regulátoru	zesileniP	2	Hodnota pro motor naprázdno a $U_c=60 \text{ V}$
Integrační člen τ	tauI	800	Hodnota pro motor naprázdno a $U_c=60 \text{ V}$

- **Informační prvky programu:**

Tab. 3 Informační a měřící prvky

Hodnota	Názvosloví v programu	Popis
<i>frekvence hřídele [ot/s]</i>	nmer	<i>Otáčky jsou přepočteny z IRC</i>
<i>Chyba/přetížení [-]</i>	error	<i>0 – v pořádku 1 – překročen maximální proud</i>
<i>Napájecí frekvence statoru [Hz]</i>	freq	
<i>Napětí DC zdroje [V]</i>	Uzmerene	
<i>Napětí na statoru [V]</i>	Upozadovane	<i>Řídící hodnota pro střídač</i>
<i>Frekvence rotoru [Hz]</i>	fr	<i>Vypočtená hodnota z regulátoru. Neměla by překročit $f_{rn}=f_{rmax}=5$ Hz</i>
<i>Chyba [ot/s]</i>	odchylka	<i>Představuje chybu, o kterou jsou otáčky rozdílné od požadované hodnoty</i>
<i>Proud jedné fáze [A]</i>	Ia, Ib, Ic	<i>Aktuální proud ve fázi. Pro lepší pozorování je nutné převést na D/A a zobrazit na OSC</i>

4 Použité přístroje

Níže v tabulkách jsou uvedeny parametry přístrojů, které byly použity pro tuto práci a jejich vlastnosti byly rozhodující pro řízení. Hodnoty vycházejí z datasheetů a vypočítaných nebo změřených hodnot.

4.1 MCU

Uvedené parametry jsou určující pro správný chod MCU TI320F28335 popsány v kapitole 3.1 a které je potřeba brát v úvahu při tvorbě programu a připojení k MLC interface. Pro jiný mikrokontrolér by program nemusel fungovat (především podle pracovní frekvence 150 MHz uvedené v Tab. 7). MCU je hardvarské koncepce (paměti pro data RWM a pro program ROM jsou odlišné). Čip má 176 pinů s nastavitelnými vstupy/výstupy GPIO, pro komunikaci s prostředím. [9], [10], [11]

Tab. 4 Parametry MCU TI320F28335 [9]

Frekvence CPU	150 MHz (6,67 ns)		T rise GPIO	8 ns
Napájení CPU	1,9 V		T fall GPIO	8 ns
I/O	3,3 V		F max out	25 MHz
CPU	32-bit			

4.2 DC zdroj

V našem případě máme již připraven laboratorní stejnosměrný zdroj napětí, který lze přesně nastavit na požadované stabilizované napětí, čímž je řízení jednodušší a objektivnější, protože se nemusíme zaobírat kmity (zvlněním) a úbytku napětí od běžného jednoduchého usměrňovače, který se v praxi více používá. Zdroj používáme, jak pro napájení střídače 24 V, tak i napájení motoru přes střídač. Použitý zdroj Diametral P230R51D má výstupní parametry proudu 2x 0 - 4 A, a regulované napětí 2x 0 - 30 V. Chceme-li efektivně využívat motor v celém rozsahu napětí a máme-li motor zapojen do hvězdy, potřebujeme na svorky motoru přivést jmenovité napětí (83 V). Abychom dosáhli na střídavé straně takovéto hodnoty, je nutné připojit DC zdroj o napětí přibližně 135,5 V (skutečné napětí může být o pár voltů vyšší vlivem úbytku na střídači $U_{SAT} = 2$ V a naddimenzování motoru).

$$U_c = \frac{U_{SN} \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot 2 = \frac{83 \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot 2 = 135,5 \text{ V} \quad (21)$$

Pro spolehlivý chod je vhodné nepřekračovat toto napětí DC zdroje, aby došlo k plnému využití spínacích prvků. Při vyšším napětí by docházelo ke ztenčení jednotlivých pulsů pro zachování stejného středního napětí. Mrtvé časy, které ztenčují pulsy pro bezporuchové přepínání mezi součástkami v jedné větvi, by výrazně ovlivňovaly výsledné napětí a deformovaly průběh. Celkové napětí bude tedy nižší než za normálního stavu. Je také třeba si uvědomit, že zvýšené napětí nesmí překročit elektrickou pevnost vinutí motoru, kondenzátorů a spínacích prvků ve střídači, aby nedošlo k poškození, některých částí.

4.3 Střídač

Střídač je od firmy SEMIKRON s označením SK 20 DGDL 065 ET. Jedná se IGBT modul s třífázovým můstkovým střídačem v pouzdru SEMITOP 3. Tranzistory jsou vyrobeny technologií NPT IGBT (ultrafast non punch through). Napájení střídače je 24 V pro správný chod. Podrobnější parametry jsou v datasheetu výrobce. [3]

Tab. 5 Parametry střídače [3]

U_{ces}	600 V		$t_{d(on)}$	21 ns
I_C	20 A		t_r	28 ns
U_{GES}	± 20 V		$t_{d(off)}$	170 ns
T_j	-40...+150 °C		t_f	20 ns
U_{SAT}	2-2,5 V			

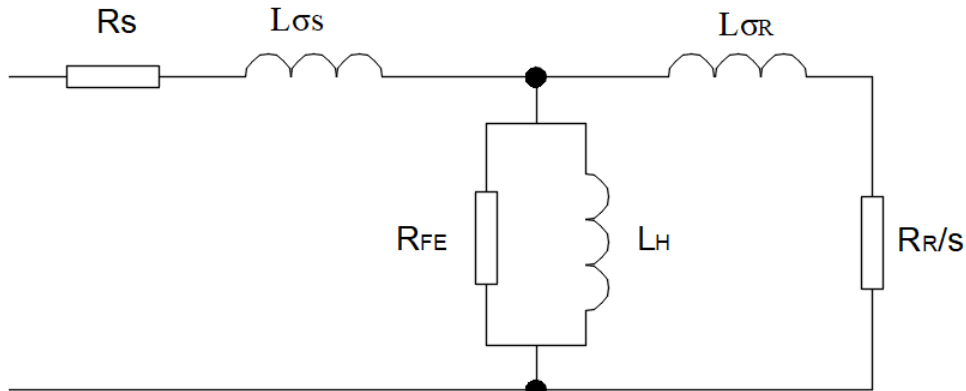
Parametry střídače jsou vhodné pro náš asynchronní motor, protože splňují napěťové a proudové provozní hodnoty. Časy vypnutí a zapnutí IGBT prvků je třeba posuzovat z principu přepnutí součástek v jedné větvi, aby nedošlo ke zkratu DC zdroje. Celková doba zapnutí je cca $t_{on} = 49$ ns a vypnutí $t_{off} = 190$ ns. Doba sledu sepnutí součástek v jedné větvi musí být posunuta minimálně o tuto dobu. [3]

Mezi vstupy/výstupy střídače patří: napájení (24 V), DC napětí pro rozstředání, svorkovnice pro 3-fázový spotřebič (motor) a svorky pro externí odpor pro brždění a maření energie. Pro signály je zde PWM vstup a úprava měřených hodnot pro AD převodník.

4.4 Asynchronní motor

Princip chodu ASM je založen na vzájemném elektromagnetickém působení točivého elektromagnetického pole statoru a elektromagnetické pole rotoru, které společně vytvoří celkový moment stroje. Magnetické pole statoru indukuje do rotoru napětí a proud, proto je někdy ASM označován jako indukční motor. Indukované napětí a jeho frekvence v rotoru jsou přímo úměrné skluzu rotoru. [1], [12]

Pro naše řízení budeme používat malý 4 pólový (2 pólpárový) asynchronní motor s kotvou nakrátko. Motor provozujeme v zapojení do hvězdy Y. Pro naše výpočty uvažujeme náhradní schéma ASM zobrazené na Obr. 16. Pro zjednodušení se hodnota R_{FE} blíží k nekonečnu (zanedbáváme) a hodnoty $L_{\sigma R}$ a R_R jsou přepočteny na primární obvod.



Obr. 16 Náhradní schéma ASM [12]

Tab. 6 Parametry asynchronního stroje 3f – 1LA7070-4A10Z

No.	RRA 2704-05	R_S	1,86 Ω
IP	55	R_R	1,53 Ω
P_N	0,25 KW	L_H	0,033 H
f_{SN}	50 Hz	$L_{\sigma S}$	0,0053 H
D, Y	48 / 83 V	$L_{\sigma R}$	0,0043 H
$\cos \varphi$	0,79	pp (počet pól párů)	2
n_N	1350 ot/min	J	0,0004 Nms ²
I_{SN}	6,32/3,65 A		

Ze jmenovitých (štítkových) parametrů motoru je třeba vypočítat i ostatní veličiny závislé k těmto hodnotám. Pro optimální regulaci a řízení je třeba uvažovat tyto hodnoty, ve kterém je motor v ideálním pracovním stavu. Rozhodující jsou tedy tyto jmenovité veličiny tj. jmenovitá rychlost (n_N), napětí (U_N), skluz (s_N) a zátěžný moment (M_N). Nejefektivnější je používat motor za těchto podmínek a další veličiny v tomto pracovním bodě vypočítáme z následujících postupů.

Pro určení jmenovitého skluzu stroje je nejprve nutné určit jmenovité synchronní otáčky (n_S).

$$n_S = \frac{f_{SN} \cdot 60}{pp} = \frac{50 \cdot 60}{2} = 1500 \text{ ot/min} \quad (22)$$

Poté lze určit skluz jako:

$$s_N = \frac{n_S - n_N}{n_N} = \frac{1500 - 1350}{1500} = 0,1 \gg 10 \% \quad (23)$$

Skluz využijeme k výpočtu jmenovité rotorové elektrické frekvence (f_{RN}):

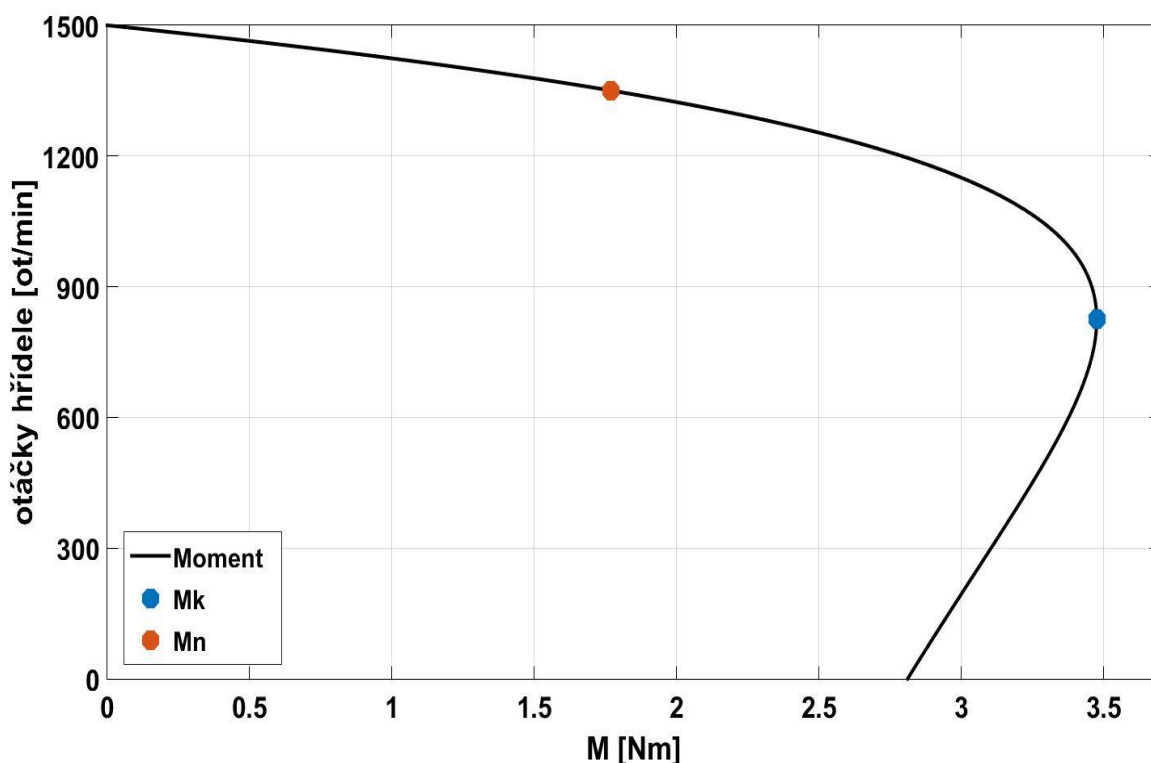
$$f_{RN} = s_N \cdot f_{sn} = 0,1 \cdot 50 = 5 \text{ Hz} \quad (24)$$

Moment je rozlišující parametr stroje a jeho velikost nám určí vhodnost zařazení pohonu do požadované aplikace. Jmenovitý moment vypočítáme ze jmenovité úhlové rychlosti ω_N :

$$\omega_N = \frac{n_N}{60} \cdot 2\pi = \frac{1350}{60} \cdot 2\pi \cong 141,4 \text{ rad/s} \quad (25)$$

$$M_N = \frac{P_N}{\omega_N} = \frac{250}{141,4} = 1,768 \text{ N} \cdot \text{m} \quad (26)$$

Další rozhodující parametr je bod zvratu. V tomto bodě sice využíváme maximální moment stroje, ale nejedná se o stabilní stav a motor je zatěžován velkými proudy. Při dlouhodobém setrvání v tomto pracovním bodě vznikají velké tepelné ztráty, které by zničily izolaci vinutí statoru motoru. Tento bod určíme z vytvořené momentové charakteristiky (zobrazena na Obr. 17) a parametrů ASM. Modrý bod určuje kritický moment M_K (bod zvratu). Oranžový bod určuje jmenovitý bod M_N .



Obr. 17 Momentová charakteristika ASM

Číselné parametry kritického bodu zjistíme z momentové charakteristiky (Obr. 17). Tyto hodnoty jsou hraničním bodem, a proto je třeba k tomu řízení motoru přizpůsobit. Při stavu kdy je motor odbuzen, si můžeme dovolit překročit jmenovitou frekvenci rotoru f_{RN} , avšak nesmíme překročit kritický skluz s_K . Blíže popsáný stav je v kapitole 2.2. Číselné hodnoty mezního (kritického) bodu jsou popsány v Tab. 7.

Tab. 7 Kritický bod (bod zvratu)

Veličina	Hodnota	Veličina	Hodnota
M_K	3,48 N·m	s_K	0,45
f_{RK}	22,5 Hz	n_K (při $n_s = 1500$ ot/min)	825 ot/min

Pro lepší přehlednost vlastností motoru jsou přidány výpočty pro jeho elektrický příkon P_{PRN} a jeho účinnost η_N pro jmenovitý stav podle rovnic (27) a (28). Z výsledku je jasně vidět, že motor má účinnost pouhých 60 %. Tento ASM není moc vhodný pro zařazení do trvalého provozu, pro laboratorní a ukázkové účely je však dostačující.

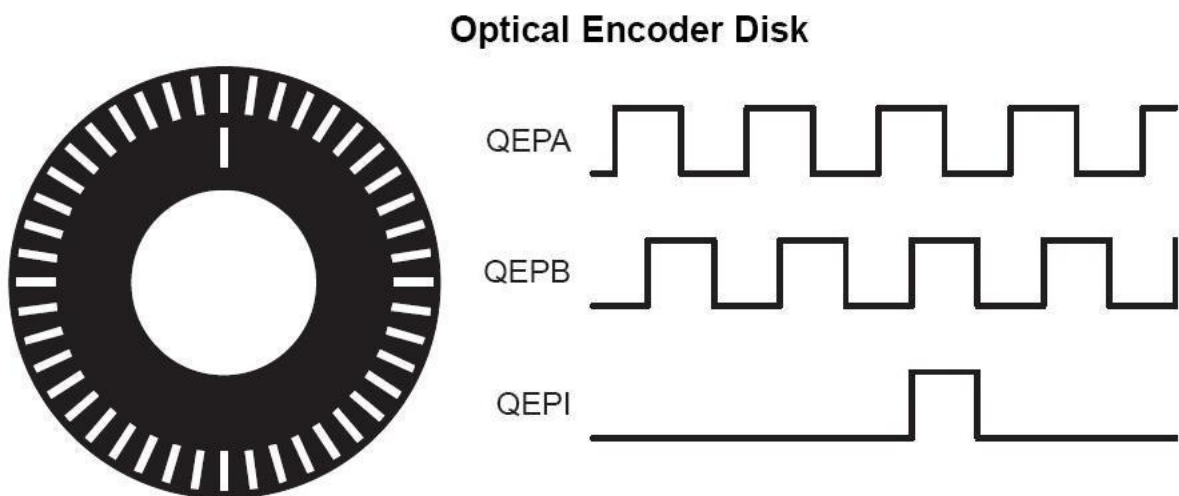
$$P_{P\check{R}N} = \sqrt{3} \cdot U_N \cdot I_N \cdot \cos\varphi_N = \sqrt{3} \cdot 83 \cdot 3,65 \cdot 0,79 = 414 \text{ W} \quad (27)$$

$$\eta_N = \frac{P_N}{P_{P\check{R}N}} = \frac{250}{414} = 0,603 \gg 60,3 \% \quad (28)$$

Veškeré hodnoty motoru jsou rozhodující při volbě pohonu, nastavení pohonu a jeho řízení. Nejen jeho provozní napětí a proud, ale i jeho dynamické a momentové vlastnosti, které jsou důležité při jeho rozběhu a brždění. Přidáním zátěže se dynamika celého pohonu změní a je nutno k tomu řízení přizpůsobit.

4.5 Inkrementální čidlo

Skalární řízení má vysoké požadavky na přesnost měřicího zařízení. Nepřesnosti mohou způsobit kmitání a dynamické rázy stroje. Pro větší přesnost se používá velký počet referenčních znaků (rozlišení čidla rozIRC) a 3 fotoelektrických snímačů. Dva jsou posunuté o půlku délky znaku, čímž se zdvojnásobí počet hran (podle nich je také možné určit i směr otáčení podle následnosti signálů). Třetí snímač slouží pouze ke snímání celé otočky (tzv. „index“ nebo „nulový impuls“), a proto je vhodný ke kontrole, zda došlo ke správnému odečtení hran během otočky. Pro přečtení hodnoty přivádíme signály QEPA, QEPB a QEPI do dekodéru, který nám počítá počet hran signálů. Při vhodně zvolném času snímání lze snadno dopočítat počet otáček. [10], [13]

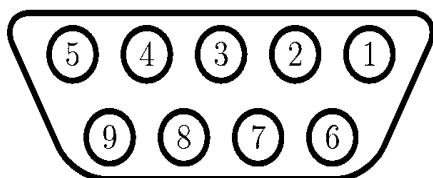


Obr. 18 Signály z IRC [10]

Tab. 8 Štítkové hodnoty IRC

SIEMENS
1XP8001-2 /1024
Id.Nr. 538 724-03
S.Nr. 20 119 408 B G3

IRC je připojeno k MLC interface pomocí konektoru D-SUB 9, který je vstupem pro funkci eQEP viz. kapitola 3.1.3. Na Obr. 19 a Tab. 9 můžeme vidět jednotlivé piny a jejich funkčnost. [11]



Obr. 19 Číslování D-SUB 9 female (pohled zředu) [11]

Tab. 9 Zapojení IRC konektoru H15 [11]

Pin #	Signál	Pin DPS
1	GND	-
2	IRC_IN3	GPIO53/EQEP1I
3	IRC_IN2	GPIO51/EQEP1B
4	IRC_IN1	GPIO50/EQEP1A
5	+5V	-
6	IRC_IN3 – neg.	-
7	IRC_IN2 – neg.	-
8	IRC_IN1 – neg.	-
9	GND	-

5 Analýza a grafy

Pro naši regulaci a motor nyní provedeme vyhodnocení při změně otáček. Z grafů níže jsou vytvořeny stavy pro rozběhy motoru, reverzaci motoru a brždění. Všechny grafy jsou pro stav, kdy motor není zatížen (stav naprázdno $M_Z = 0$). Hodnota otáček z inkrementálního čidla je přivedena na digitálně analogový převodník o spojitém výstupu (0 - 5 V) a jeho velikost lze jednoduše zobrazit na osciloskopu. Tato hodnota je aktualizovaná každých 10 ms (100 Hz), čemuž odpovídá rychlost čtení z eQEP dekodéru. Docílí se tak přehlednosti kmitů a přechodových jevů, které se objevují při řízení.

V grafech níže jsou uvedené přechodové děje při změně požadavku otáček. Modrá závislost zobrazuje mechanické otáčky hřídele. Pro přepočítání napětí z osciloskopu na otáčky za sekundu použijeme vzorec (29).

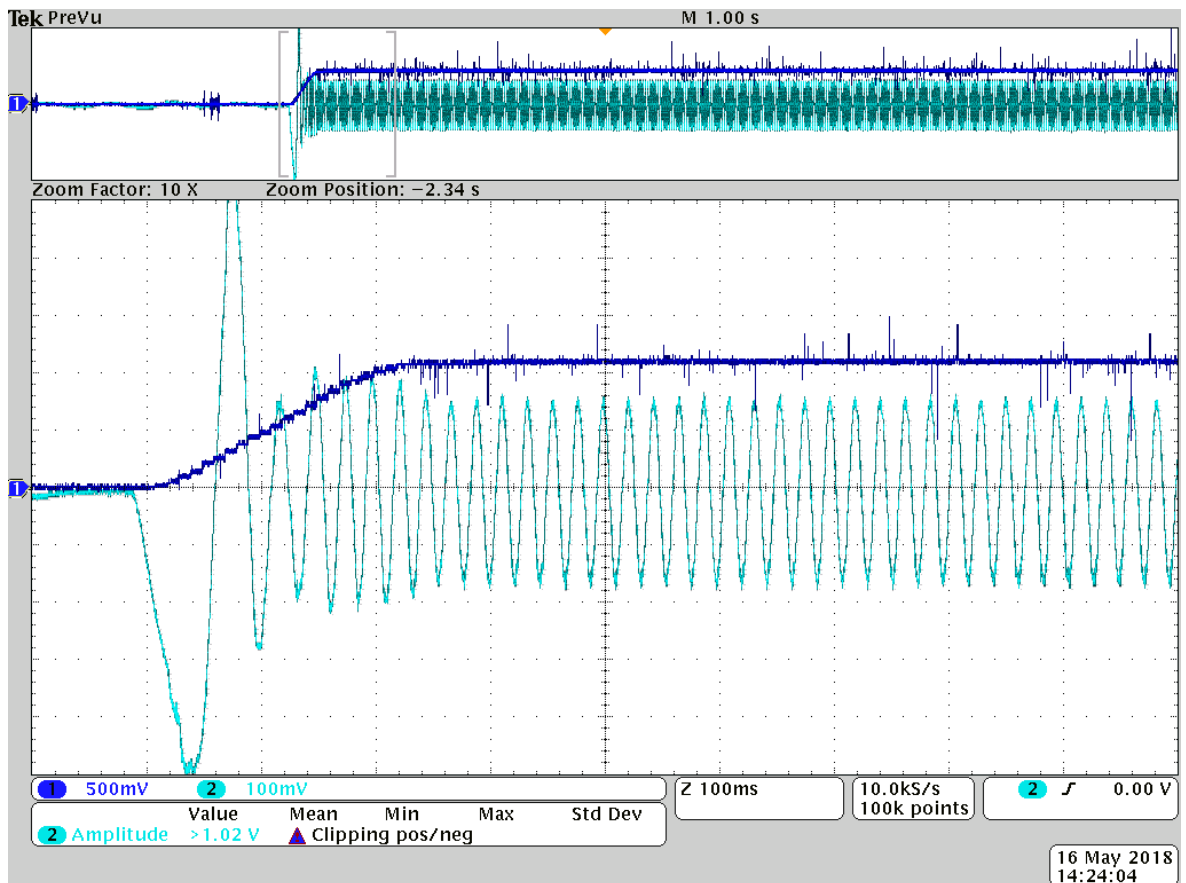
$$n_m = \frac{\frac{U}{5} \cdot 4096}{40} = U \cdot 20,48 \text{ ot/s} \quad (29)$$

Tyrkysová závislost zobrazuje proud jedné fáze na přívodu motoru přes proudovou sondu. Pro přepočítání na skutečnou hodnotu proudu z osciloskopu použijeme převod nastavený na proudové sondě 100mV/A.

Nutno podotknout, že motor je provozován při $U_C = 60 \text{ V}$, to znamená, že maximální efektivní hodnota fázového napětí je pouze 21 V. Pro všechny rychlosti nad 10,94 ot/s (656 ot/min) je motor v podbuzeném stavu. Pro porovnání mezi stavy nám toto napětí stačí, ale pro efektivní využití pohonu v praxi, je vhodné napájet motor jmenovitým napětím.

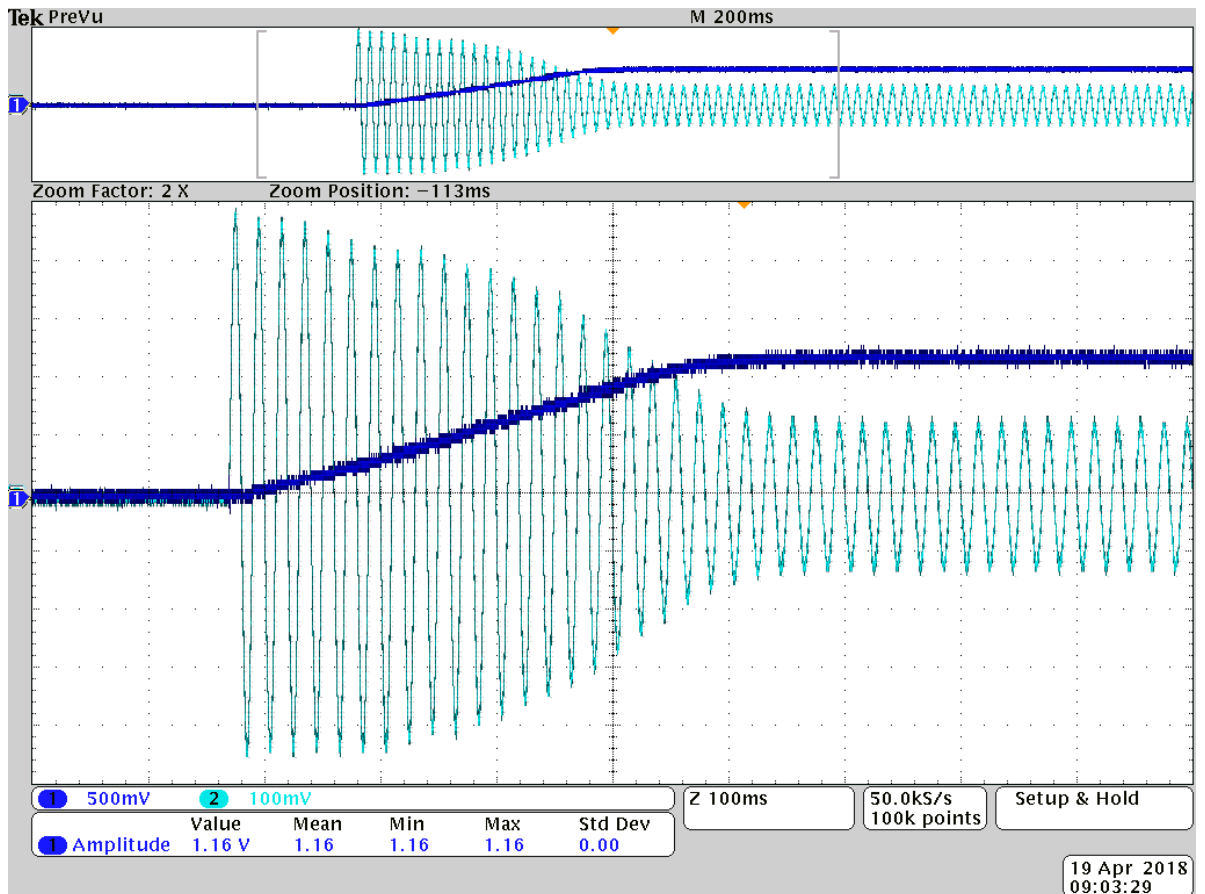
5.1 Rozběh motoru

Při použití výše popsaného ASM a našeho naprogramovaného skalárního řízení můžeme na Obr. 20 vidět rozběh motoru do jmenovitých otáček (22,5 ot/s). Z grafů lze vyčíst, že rozběh pomocí řízení postupně zvyšuje frekvenci a proudové signály se postupně zrychlují s otáčkami motoru. Z první půlvlny proudového signálu můžeme vyčíst, že náběh proudu trvá přibližně 50 ms. Z toho lze soudit, že napájecí frekvence začíná na 5 Hz, jak je po ní požadováno. Maximální amplituda proudu na začátku rozběhu je 5 A, ale rychle se snižuje na 1,5 A. Víme, že vlivem skluzu bude napájecí frekvence o něco vyšší než požadované otáčky rotoru (přepočteno na pólpáry).



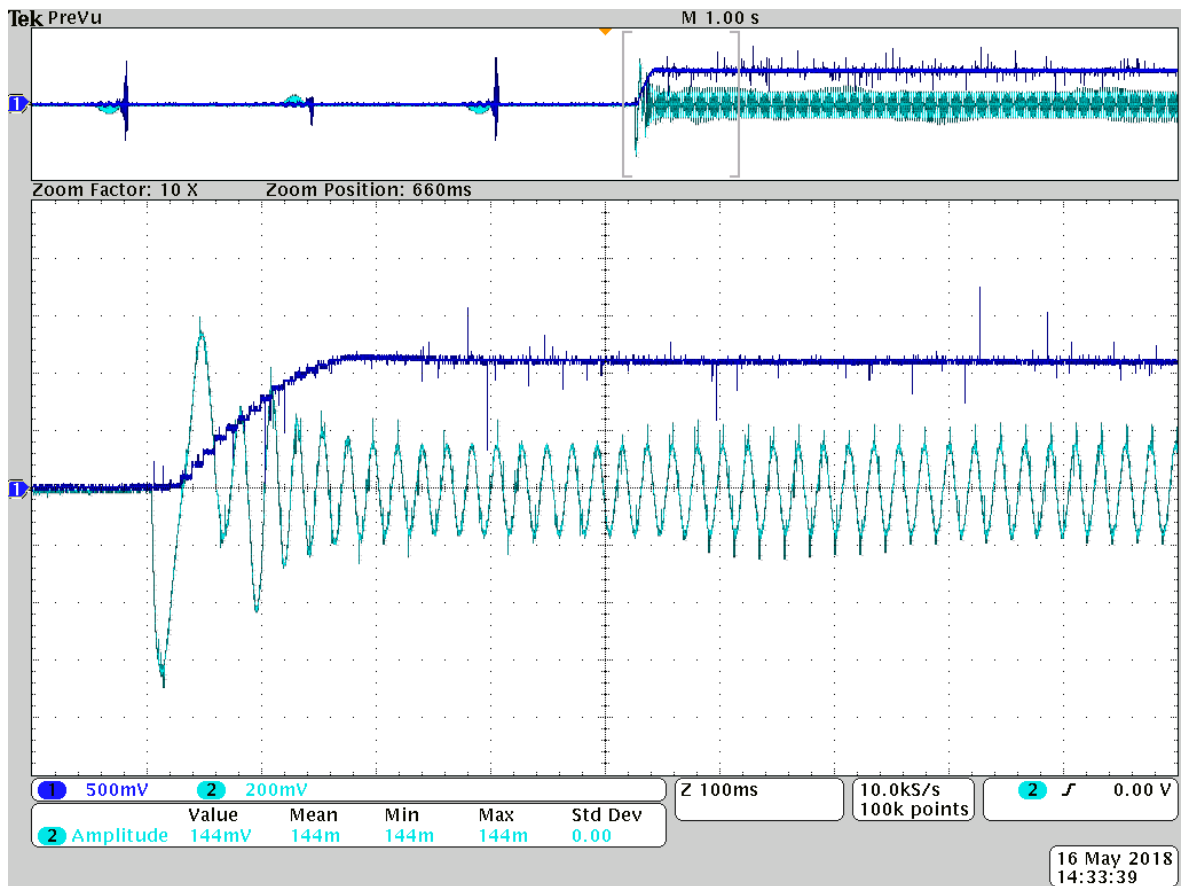
Obr. 20 Přechodový děj při rozběhu motoru z 0 na ω_N se skalárním řízením.

Pro porovnání průběhů skalárního řízení z Obr. 20, připojíme motor přímo ke střídavému zdroji, výsledný graf lze pozorovat na Obr. 21. Střídavé napájení 3x36,7V/50Hz, odpovídá stejnosměrnému napájení 60 V při našem řízení. Porovnáním obou grafů lze poznat, že řízený motor má rychlejší náběh, než přímé připojení na 50 Hz (dále jen př. př.) ke střídavému zdroji. Při řízení trvá rozběh přibližně 250 ms a při př. př. 450 ms. Je nutno podotknout, že motor je při př. př. podbuzen a při správném napájení 3x83V/50Hz, by byl rozběh mnohem rychlejší, ale za cenu velkých ztrát a rozběhových proudů. I při našem měření jde většina energie do ztrát, jak lze vidět při porovnání velikostí (ploch) proudů, které je při řízení mnohem menší, oproti ploše na Obr. 21 při př. př. Amplituda rozběhového proudu (první půlvlna) je také o trochu vyšší, okolo 6 A.



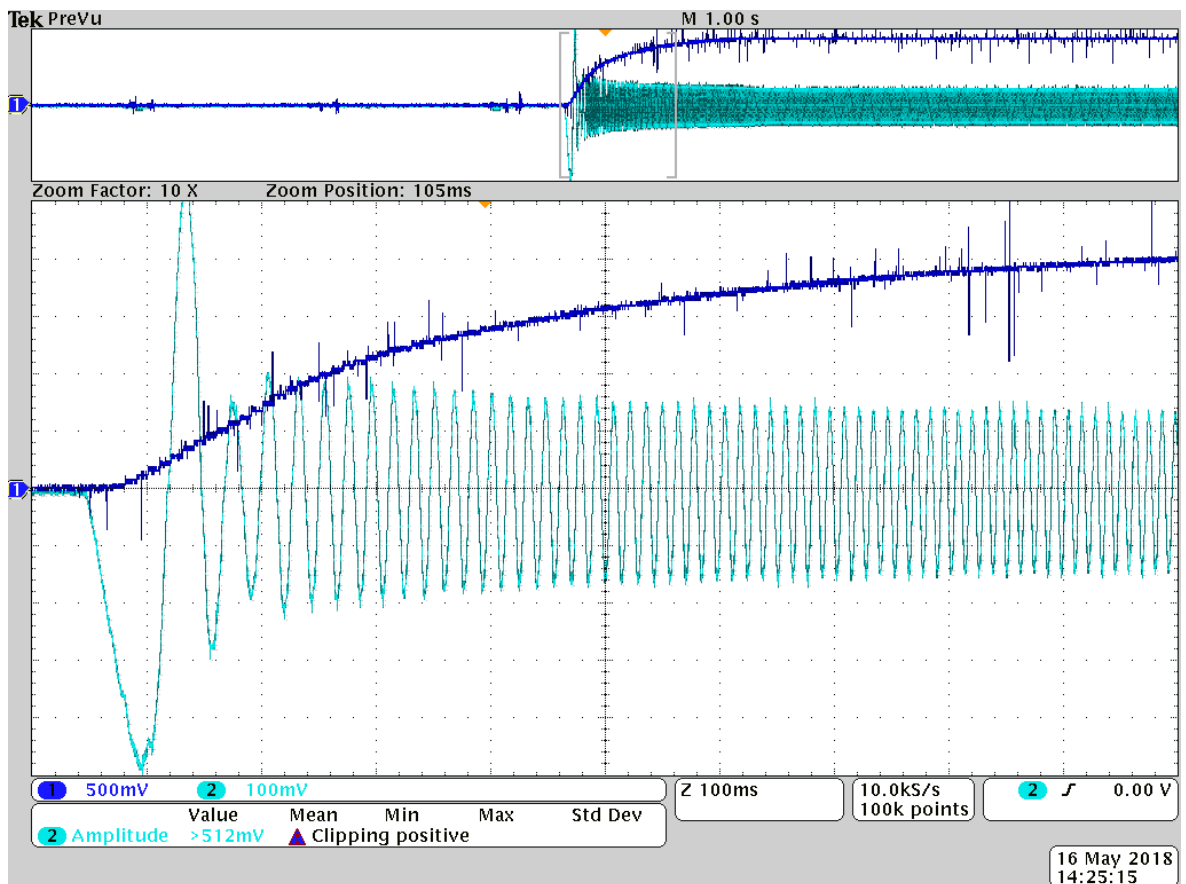
Obr. 21 Rozběh motoru s přímým připojením na síť

Je nutno taky uvažovat stav, kdy bychom po motoru požadovali vyšší moment než jmenovitý M_N . Toho docílíme zvýšením omezené rotorové frekvence f_R ($f_{RN} = 5$ Hz). Motor se tedy přiblíží ke kritickému momentu M_K a ke kritické rotorové frekvenci $f_{RK} = 22,5$ Hz. V takovém případě má motor větší urychlovací moment a změna rychlosti motoru je také mnohem rychlejší. Pro naše měření jsme v tomto případě použili omezení $f_R = 10$ Hz zobrazené na Obr. 22. Rozběh do jmenovitých otáček je nyní rychlejší (méně jak 170 ms). V tomto nastavení není vhodné zatěžovat motor častými změnami otáček. Vzhledem k pracovnímu bodu, do kterého se můžeme dostat, je motor mnohem náchylnější k přehřátí vlivem vysokých proudů. Při rozběhu můžeme zaznamenat, že amplituda proudu je okolo 7 A. Bohužel regulace není navrhována na tuto omezovací hodnotu rotorové frekvence a soustava se stává mírně kmitavá. Můžeme to zpozorovat na velikosti proudu po ustálení otáček.



Obr. 22 Přechodový děj při rozběhu motoru z 0 na ω_N se skalárním řízením s $f_{R \max} = 10$ Hz

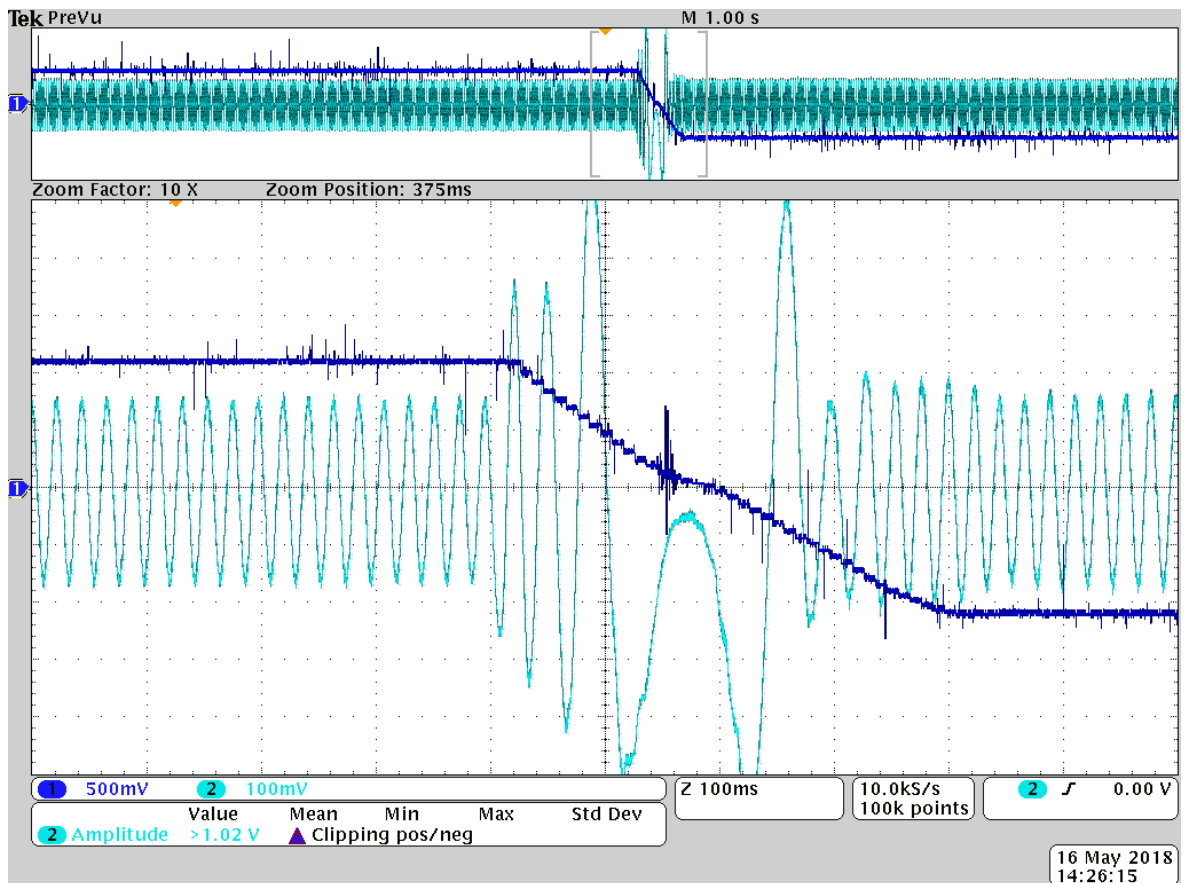
Rozeběh do vyšších než jmenovitých otáček ($2 \cdot \omega_N$) můžeme vidět na Obr. 23. Opět dochází k postupnému navyšování frekvence jako na Obr. 20. Nyní je vidět, jaký vliv má nízké napájecí napětí při vyšších kmitočtech a dochází k odbuzování stroje. Při těchto otáčkách máme menší akcelerační moment a motoru trvá dlouho se do těchto otáček dostat (cca 1100 ms). Odbuzenost motoru lze vidět i na velikosti proudu, kdy amplituda proudu je při vyšších rychlostech menší, než v případě jmenovitých otáček, kde není motor tolik odbuzen.



Obr. 23 Přechodový děj při rozběhu z 0 na $2 \cdot \omega_N$

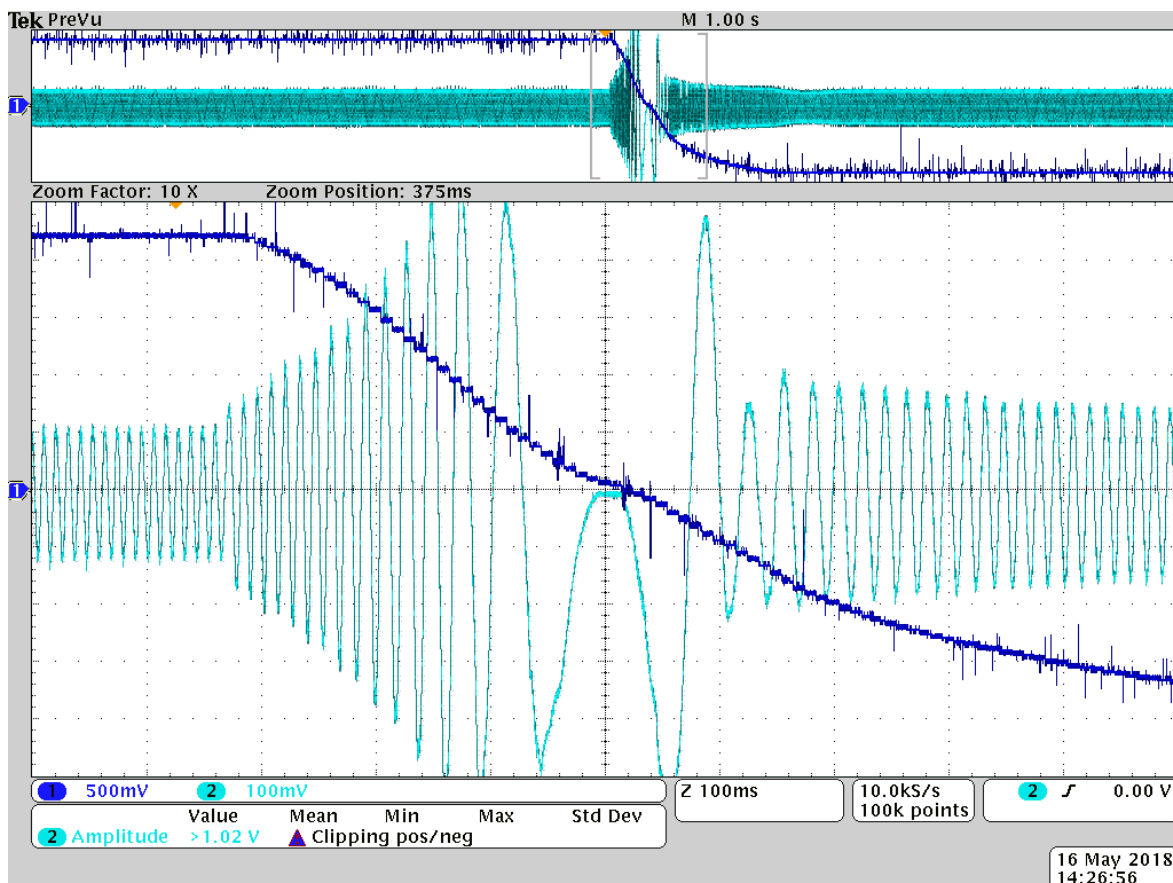
5.2 Přechod do reverzního chodu

Při reverzaci je motor vystaven velkým proudovým rázům, kdy nutíme motoru opačný směr. Jak na Obr. 24, tak i na Obr. 25 můžeme vidět, že proud postupně zvyšuje amplitudu, jelikož se motor dostává do generátorového režimu a vzniká tak záporný brzdový moment. Jelikož je regulace nastavena, aby nebyla překročena jmenovitá elektrická frekvence rotoru f_{RN} , je tento záporný moment jmenovitý. Čím blíže se motor přibližuje k nulovým otáčkám, tím dochází ke snižování frekvence, za účelem udržení brzdového momentu. Přechod z kladných jmenovitých otáček do záporných trvá přibližně 400 ms. V bodu kdy se mění směr otáčení lze rozpoznat převrácení fáze proudu.



Obr. 24 Přechodový děj reverzního chodu z ω_N na $-\omega_N$

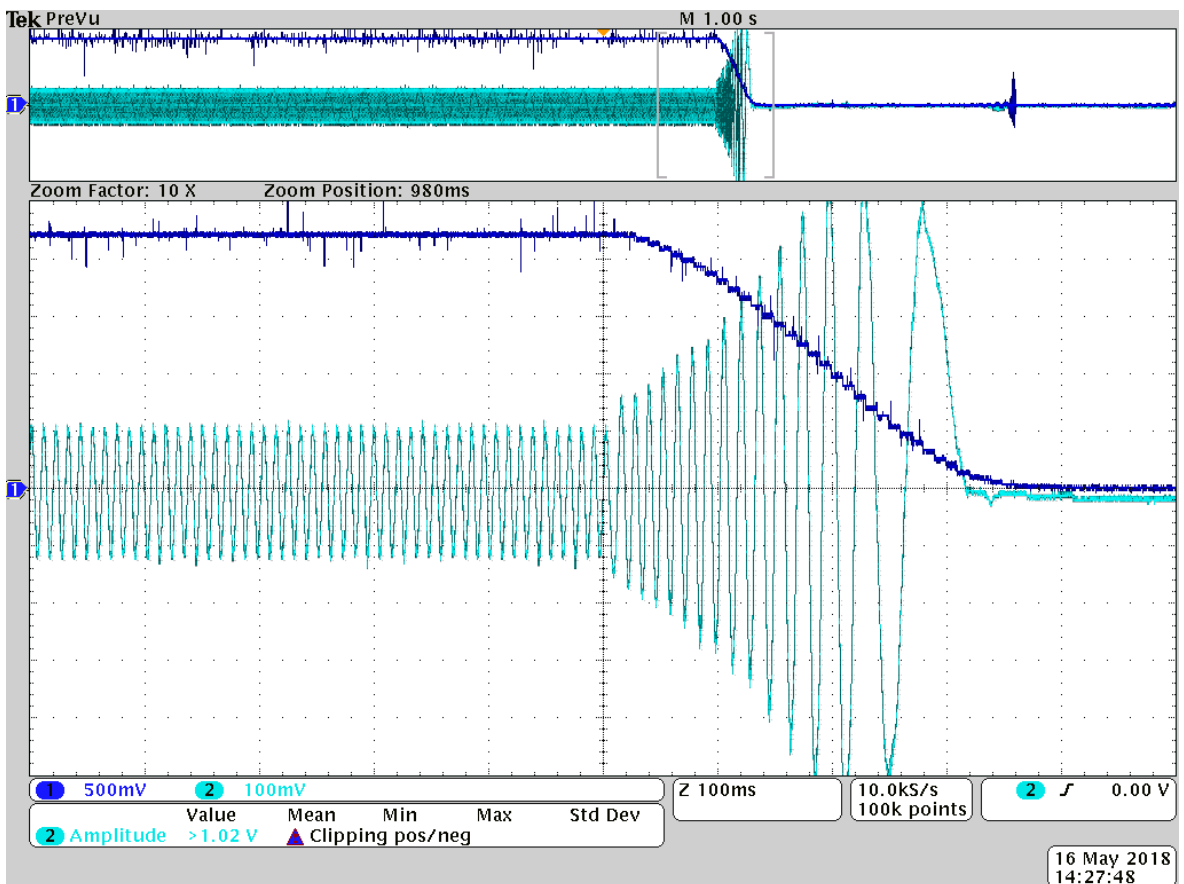
V případě reverzace ve vyšších otáčkách je změna výrazně pomalejší přibližně 2000 ms. Dochází opět k brzdění motoru a poté jeho následný rozběh. Při vyšších otáčkách jde opět pozorovat pomalý nárůst otáček, vlivem odbuzování. Při této změně otáček lze uvažovat, že při brzdění dochází k akumulaci energie v kondenzátorech střídače a poté hned využita pro rozběh motoru do opačného směru.



Obr. 25 Přechodový děj reverzního chodu z $2 \cdot \omega_N$ na $-2 \cdot \omega_N$

5.3 Brždění motoru

Pro lepší názornost je zobrazený průběh na Obr. 26 při brždění z otáček $2 \cdot \omega_N$ (časový interval tím bude delší a názornější). Pro brždění motoru se snižuje napájecí frekvence a motor začne pracovat v generátorovém režimu a začne brzdit. Jelikož nám zapojení ani zdroj neumožní brždění rekuperací zpět do sítě, je energie převážně uložena v kondenzátorech napěťového střídače, do přípustné meze. Část energie je spotřebovaná na odporu vinutí statoru, jako teplo. Brždění motoru trvá přibližně 350 ms.



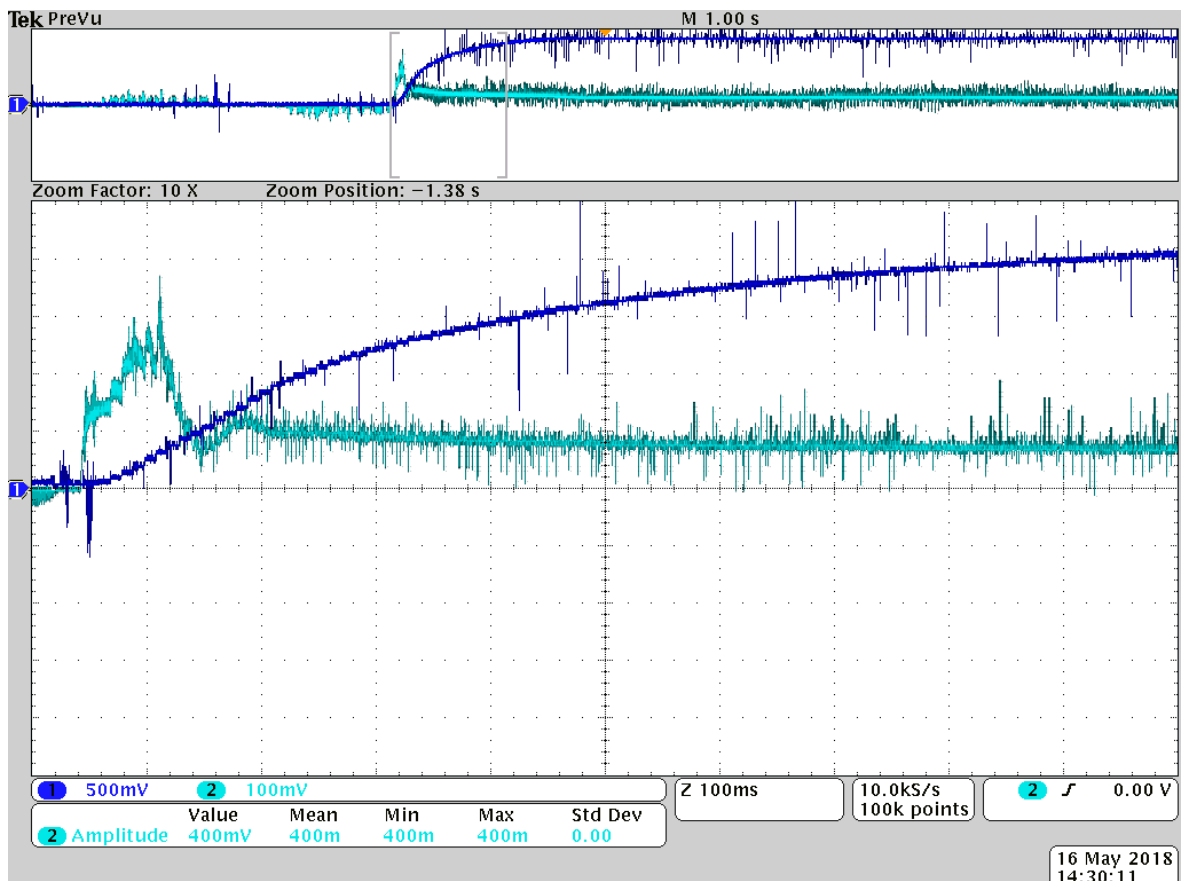
Obr. 26 Brždění motoru z $2 \cdot \omega_N$ na 0

5.4 Proud ze stejnosměrného zdroje

Opět jsou pro větší názornost zobrazeny otáčky $2 \cdot \omega_N$. Podle proudu ze zdroje lze přibližně odhadnout okamžitý příkon $P_{př}$ při napájení $U_c = 60 \text{ V}$ a okamžitého stejnosměrného proudu ze zdroje I_{DC} podle rovnice (30).

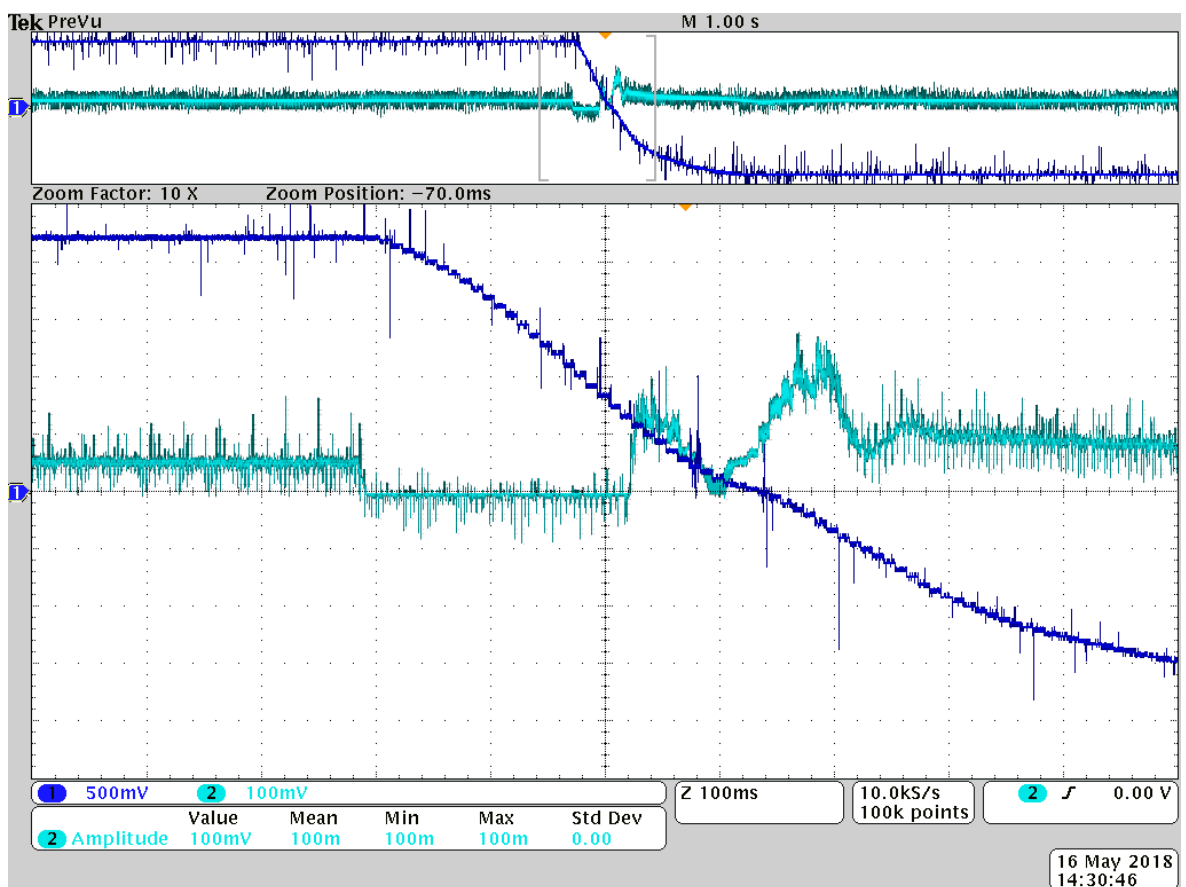
$$P_{př} \cong U_c \cdot I_{DC} \quad (30)$$

Můžeme také pozorovat, že proud obsahuje velký šum. Ten je způsoben spínáním tranzistorů. Tento šum se snaží vyrovnat LC prvky, instalované v meziobvodu střídače napětí. Na začátku průběhu lze pozorovat jistou oscilaci mezi cívkou, která nedovolí rychlou změnu proudu, a kondenzátorem, který se postupně vybíjí do zátěže a poté dobíjí od zdroje.



Obr. 27 Proud z DC zdroje při rozběhu 0 na $2 \cdot \omega_N$

Při reverzaci můžeme opět zpozorovat, že od zadání požadovaných otáček do okamžiku, kdy se otáčky přiblíží nulovým, neteče ze zdroje do střídače žádný proud I_{DC} a žádná energie se v generátorovém režimu nedostane zpět do zdroje. To znamená, že energie se ukládá do kondenzátorů měniče, kde je dále spotřebována v soustavě (střídač, motor). Před změnou směru otáčení lze vidět nárůstu proudu ze zdroje. To je způsobeno tím, že při nízkých otáčkách je indukované napětí menší než napětí na statoru a ztráty se hradí ze stejnosměrného zdroje. Při změně směru otáček lze také zpozorovat, že proud ze zdroje roste rovnoměrněji než v předchozím případě na Obr. 27. To je způsobeno, že dochází k vybíjení kondenzátorů (nabitých při brždění), které kompenzují požadovaný proud střídače.



Obr. 28 Proud z DC zdroje při reverzaci motoru $2 \cdot \omega_N$ na $-2 \cdot \omega_N$

6 Závěr

Navržený algoritmus zvládl zátěžné stavy, kterým byl motor vystaven. Pohon dokáže pracovat v kladném i záporném směru otáčení a s otáčkami vyššími než jsou jmenovité. Maximální otáčky při chodu naprázdno a při našem napájení ($U_c = 60 \text{ V}$) jsou 48 ot/s (2820 ot/min), což je víc než dvojnásobek jmenovitých otáček použitého dvojpólového motoru.

Měření dokazují, že pohon řízený navrženým algoritmem, je efektivnější než motor připojený přímo ke střídavému zdroji o napětí odpovídajícímu napětovým poměrům na výstupu střídače. Rozběh provedený řízením byl o 30 % rychlejší a to za dodání méně energie. Pro použití motoru v praxi by bylo vhodnější použít vyšší napětí DC zdroje, než jsme použili při našem experimentálním měření, konkrétně 135 V. Byl by také nutný zásah do nastavení parametrů pro regulaci otáček tak, aby byl plně využit výkon motoru. Výhodou oproti přímému připojení na síť je navíc možnost rekuperace, kdy je část energie vrácena do stejnosměrného meziobvodu střídače, a pokud to topologie nepřímého měniče umožňuje, lze tuto energii vrátit i do sítě.

Vlastnosti pohonu a parametry regulace jsou dány konstrukcí motoru. Zvolený ASM má nízkou účinnost, vinutí statoru stroje má veliký odpor a momentová charakteristika je měkká. Pro aplikace, kde potřebujeme krátkodobě vyšší moment nebo větší dynamiku stroje, můžeme překročit jmenovitý pracovní bod a ASM provozovat blíže ke kritickému momentu M_K . Docílíme toho zvýšením meze f_R , ale vždy tak, aby nepřekročila kritický bod $f_{RK}=22,5 \text{ Hz}$. Pro vyšší otáčky než jmenovité, dochází v jistém bodu k takovému odbuzování, že momentová charakteristika má velký sklon. V takovém případě lze uvažovat, že hraniční parametr je kritický skluz $s_K = 0,45$. Docílí se tím zvyšování f_{RK} v závislosti na nastavené synchronní frekvenci. Používáním motoru v těchto stavech, může ovšem dojít k jeho proudovému (tepelnému) přetížení, a proto je to vhodné jen pro krátkodobé pracovní využití.

7 Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] VRÁNA, Václav: Asynchronní stroje: Určeno pro studenty bakalářských studijních programů, říjen 2005. Dostupné z: http://fei1.vsb.cz/kat420/vyuka/hgf/elektrotechnika/sylab_asynchronni_stroje_bc.pdf
- [2] VONDRÁŠEK, František a kol. *Výkonová elektronika. Svazek 3, Měniče s vlastní komutací a bez komutace. Část 2, Měniče kmitočtu a střídavého napětí.* 3., rozšířené vydání. V Plzni: Západočeská univerzita, 2017. 287 stran. ISBN 978-80-261-0688-3.
- [3] Semikron: datasheet SK 20 DGDL 065 ET 2008
- [4] ZEISEK, Jakub. *Regulace otáček asynchronního motoru.* Plzeň, 2017. Bakalářská práce (Bc.). Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická. Vedoucí práce Martin Votava.
- [5] PITTERMANN, Martin. *Elektrické pohony: základy.* Vyd. 1. Plzeň: Západočeská univerzita, 2008. 98 s. ISBN 978-80-7043-729-2.
- [6] ZEMAN, Karel, PEROUTKA, Zdeněk a JANDA, Martin. *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory.* 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2004. 200 s. ISBN 80-7043-350-7.
- [7] PAVELKA, Jiří, JAVŮREK, Jiří a ČEŘOVSKÝ, Zdeněk. *Elektrické pohony.* 1. vyd. Praha: ČVUT, 1996. 221 s. ISBN 80-01-01411-8.
- [8] Texas Instruments: Scalar (V/f) Control of 3-Phase Inductor Motors July 2003 <http://www.ti.com/lit/an/sprabq8/sprabq8.pdf>
- [9] Texas Instruments: datasheet TMS320f28335, ePWM, eQEP, ADC, PIE, DMA 2010
- [10] PEROUTKA, Z. Mikroprocesorové řízení pohonu [přednášky]. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2017.
- [11] KOŠAN, T. JTAGv5 – JTAG emulátor nové generace, výzkumná zpráva č.: 22160-002-2012, KEV Západočeská univerzita v Plzni, Plzeň 2012
- [12] BARTOŠ, Václav et al. *Elektrické stroje.* 1. vyd. V Plzni: Západočeská univerzita, 2006. 139 s. ISBN 80-7043-444-9.
- [13] MUŽÍKOVÁ, Martina. *Čidla otáček a polohy pro regulované elektrické pohony.* Plzeň, 2013. Bakalářská práce (Bc.). Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická. Vedoucí práce Tomáš Glasberger.

8 Seznam obrázků

Obr. 1 Napěťový meziobvod [2]	6
Obr. 2 Schéma napěťového střídače SEMITOP 3 [3]	7
Obr. 3 a) obdélníkové amplitudové, b) obdélníkové šířkové, c) šířkové pulsní, d) šířkové pulsně modulované [2]	10
Obr. 4 Princip zvýšení napětí 3. harmonickou složkou	12
Obr. 5 Momentová charakteristika při frekvenčním řízení [6].....	13
Obr. 6 Závislost napětí na frekvenci při skalární řízení [5].....	15
Obr. 7 Dosažitelné mezní oblasti (graf platí za předpokladu konstantního skluzu) [5]	16
Obr. 8 Mezní dosažitelná oblast pohonu s ASM napájeným ze střídače [5].....	17
Obr. 9 Napěťově kmitočtové řízení bez čidla otáček [6]	18
Obr. 10 Regulační smyčka [6]	19
Obr. 11 PWM výstupy	21
Obr. 12 Spínání IGBT tranzistorů	22
Obr. 13 Připojení QEP k čidlu [10]	23

Obr. 14 Základní diagram programu [8]	25
Obr. 15 Smyčka PI-regulátoru.....	29
Obr. 16 Náhradní schéma ASM [12].....	33
Obr. 17 Momentová charakteristika ASM	35
Obr. 18 Signály z IRC [10].....	36
Obr. 19 Číslování D-SUB 9 female.....	37
Obr. 20 Přejímový děj při rozběhu motoru z 0 na ω_N se skalárním řízením.....	39
Obr. 21 Rozběh motoru s přímým připojením na síť	40
Obr. 22 Přejímový děj při rozběhu motoru z 0 na ω_N se skalárním řízením s $f_R \max = 10$ Hz	41
Obr. 23 Přejímový děj při rozběhu z 0 na $2 \cdot \omega_N$	42
Obr. 24 Přejímový děj reverzního chodu z ω_N na $-\omega_N$	43
Obr. 25 Přejímový děj reverzního chodu z $2 \cdot \omega_N$ na $-2 \cdot \omega_N$	44
Obr. 26 Brždění motoru z $2 \cdot \omega_N$ na 0	45
Obr. 27 Proud z DC zdroje při rozběhu 0 na $2 \cdot \omega_N$	46
Obr. 28 Proud z DC zdroje při reverzaci motoru $2 \cdot \omega_N$ na $-2 \cdot \omega_N$	47

9 Seznam tabulek

Tab. 1 Základní parametry AD převodníku [9].....	22
Tab. 2 Ovládací prvky	29
Tab. 3 Informační a měřicí prvky	30
Tab. 4 Parametry MCU TI320F28335 [9].....	31
Tab. 5 Parametry střídače [3]	32
Tab. 6 Parametry asynchronního stroje 3f – 1LA7070-4A10Z.....	33
Tab. 7 Kritický bod (bod zvratu)	35
Tab. 8 Štítkové hodnoty IRC.....	37
Tab. 9 Zapojení IRC konektoru H15 [11]	37

Přílohy

Příloha A: Měření napětí

```
U = AD_dma_res_1[8]; //AD pro měření napětí DC zdroje
Uzmerene = (U+230)*(1./(-340)); //přepočítání z číselných hodnot
//na skutečné hodnoty ve voltech
```

Příloha B: Měření proudu a nadproudová ochrana

```
I1 = AD_dma_res_1[10]; //AD kde se měří aktuální proud v první fázi
I2 = AD_dma_res_1[12]; //AD kde se měří aktuální proud v druhé fázi

Ia = I1/8200; //přepočítání na odpovídající hodnotu proudu
Ib = I2/8200;
Ic = -Ia - Ib;
if((abs(Ia)>Imax) || (abs(Ib)>Imax) || (abs(Ic)>Imax)){
    //Imax=6,19A porovnání
    //amplitudy nadproudu
    EALLOW; //povolení zápisu do registru
    EPwm1Regs.TZFRC.bit.OST = 1; //zapnout trip zone ePWM1
    EPwm2Regs.TZFRC.bit.OST = 1; //zapnout trip zone ePWM2
    EPwm3Regs.TZFRC.bit.OST = 1; //zapnout trip zone ePWM3
    start=0; //vypnutí motoru
    error = 1; //nastavení chyby
    EDIS; //zákaz zápisu do registru
}
```

Příloha C: Vyhodnocení otáček

```
smer = EQep1Regs.QEPSTS.bit.QDF; //zjištění směru
fcis =(long)EQep1Regs.QOSLAT; //počet hran za 0,01s
nmer = (float)fcis*(-0.02441); //přepočítané otáčky
```

Příloha D: Regulační cyklus

```
odchylka = npozadovany - nmer; //odchylka o požadovaných otáček
//oproti otáček rotoru
fm=2*nmer; //prepecet pp
P = odchylka * zesileniP; //zesileni P=2
fr = P+I; //soucet P a I regulatoru
if(fr>5){
    fr=5; //omezeni, aby nebyl prekrocen Mn
}
else if(fr<-5){
    fr=-5; //omezeni, aby nebyl prekrocen Mn
}
```

```
else{
    I = I+P/tauI;           //Iregulátor tauI=800
}
freq = fm+fr;             //elektrická frekvence indukované na rotoru
                           vychází z rovnice freq = felr + pp * fmech
delU = Kfr * fr;          //vypočet úbytku napětí na statoru, ovlivněno
                           zvláště při nízkých otáčkách Kfr=1,62
Upozadovany = abs(freq)*Ku + abs(delU); // (Ku=1.355) prepocet
                                           aby U/f zustaly
                                           konstantní
```

K této bakalářské práci je také přiložen celý program pro skalární řízení ASM v digitální podobě. Pro jeho otevření a úpravu je doporučeno používat vývojové prostředí Code Composer Studio od firmy Texas Instruments.