

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Pulzační momenty asynchronního stroje
vyvolaného časovými harmonickými**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2012/2013

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Karel KVARDA**
Osobní číslo: **E11N0070P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Název tématu: **Pulzační momenty asynchronního stroje vyvolané časovými harmonickými**
Zadávatel katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Zásady pro vypracování:

1. Uveďte přehled zdrojů časových harmonických složek.
2. Sestavte matematický model asynchronního stroje s ohledem na zadaný problém.
3. Pomocí vhodného simulačního jazyka řešte vliv harmonických složek na elektromagnetický moment.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího
Rozsah pracovní zprávy: 30 - 40 stran
Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická
Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce: **Prof. Ing. Václav Bartoš, CSc.**
Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Datum zadání diplomové práce: **15. října 2012**
Termín odevzdání diplomové práce: **9. května 2013**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2012

Anotace:

Tato diplomová práce se zabývá vlivem časových harmonický zdroje na napájení asynchronního motoru a vznikem pulzačního momentu. Rozbor vlivu použití frekvenčních měničů na asynchronní motor.

Klíčová slova:

časové harmonické proudy, pulzační moment, rovnice motoru, frekvenční měnič, asynchronní motor

Key words:

time harmonic current, torque pulsations, machine equations, frequency converter, asynchronous machine

Pulsating moments asynchronous machines due time harmonic

This thesis examines the influence of time-harmonic sources to power induction motor and the emergence of pulsating torque. Influence of frequency converters for induction motor.

Prohlášení o autorství

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

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

V Plzni dne:.....

.....

podpis autora

Autorská práva

Podle Zákona o právu autorském. č.35/1965 Sb. (175/1996 Sb. ČR) § 17 a Zákona o vysokých školách č. 111/1998 Sb. je využití a společenské uplatnění výsledků diplomové práce, včetně uváděných vědeckých a výrobně-technických poznatků nebo jakékoliv nakládání s nimi možné pouze na základě autorské smlouvy za souhlasu autora a Fakulty elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Poděkování

Tímto bych chtěl poděkovat všem lidem, kteří se svou pomocí podíleli na vývoji této diplomové práce, obzvláště pak vedoucí práce Prof. Ing. **Václav Bartoš**, CSc.

Seznam použitých veličin:

a [-] ... jednotkový vektor

a^2 [-] ... jednotkový vektor

f [Hz] ... frekvence

i_a [A] ... proud fáze a

i_b [A] ... proud fáze b

i_c [A] ... proud fáze c

i_r [A] ... prostorový vektor rotorového proudu

i_r^k [A] ... prostorový vektor rotorového proudu v souřadné soustavě k

i_r^r [A] ... prostorový vektor rotorového proudu v soustavě otáčející se elektrickou úhlovou rychlostí

i_r^s [A] ... prostorový vektor rotorového proudu v komplexní rovině spojené se statorem

i_{rd} [A] ... reálná složka rotorového proudu v rotující soustavě

i_{rq} [A] ... imaginární složka rotorového proudu v rotující soustavě

i_s [A] ... komplexní prostorový vektor statorového proudu

i_s^k [A] ... prostorový vektor statorového proudu v souřadné soustavě k

J [kgm²] ... moment setrvačnosti

K [-] ... transformační konstanta

L_r [H] ... indukčnost rotoru

$L_{r\sigma}$ [H] ... rozptylová indukčnost rotoru

L_s [H] ... indukčnost statoru

$L_{s\sigma}$ [H] ... rozptylová indukčnost statoru

M_i [Nm] ... vnitřní moment motoru

M_z [Nm] ... zátěžný moment

P_p [-] ... počet pólových dvojic stroje

R_r [Ω] ... odpor rotorové fáze

R_s [Ω] ... odpor statorové fáze

u_r^k [V] ... prostorový vektor rotorového napětí v rotující souřadné soustavě k

u_r^r [V] ... prostorový vektor rotorového napětí v soustavě otáčející se elektrickou úhlovou rychlostí rotoru

u_r^s [V] ... prostorový vektor rotorového napětí ve stojící souřadné soustavě

u_s^k [V] ... prostorový vektor statorového napětí v rotující souřadné soustavě k

u_s [V] ... prostorový vektor statorového napětí

u_s [V] ... prostorový vektor statorového napětí

u_{sd} [V] ... reálná složka statorového napětí v rotující soustavě

u_{sq} [V] ... imaginární složka statorového napětí v rotující soustavě

ψ_r^k [Wb] ... prostorový vektor spřaženého magnetického toku rotoru v rotující souřadné soustavě k

ψ_r^f [Wb] ... prostorový vektor spřaženého magnetického toku rotoru v soustavě otáčející se elektrickou úhlovou rychlostí rotoru

ψ_r^s [Wb] ... prostorový vektor spřaženého magnetického toku rotoru v souřadnicích spojených se statorem

ψ_s^k [Wb] ... prostorový vektor spřaženého magnetického toku statoru v rotující souřadné soustavě k

ψ_s^{k*} [Wb] ... komplexně sdružený prostorový vektor spřaženého magnetického toku

ψ_s^s [Wb] ... prostorový vektor spřaženého magnetického toku statoru ve stojící souřadné soustavě

ω [rads^{-1}] ... elektrická úhlová rychlost rotoru

ω_k [rads^{-1}] ... úhlová rychlost rotující komplexní roviny k vzhledem k soustavě stojící

ω_m [rads^{-1}] ... úhlová mechanická rychlost rotoru

Obsah

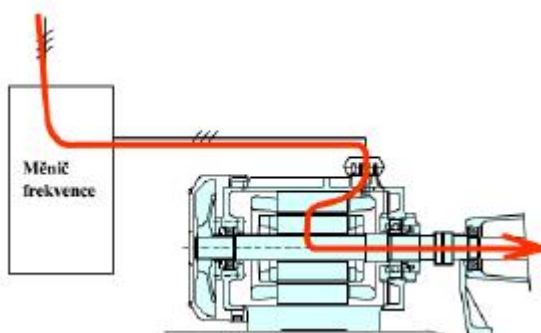
1. Úvod	-10-
2. Soustava měnič motor	-10-
3. Rozbor zdrojů časových harmonických	-12-
3.1. Nepřímé měniče kmitočtu	-12-
3.2. Nepřímý měnič kmitočtu s proudovým střídačem	-12-
3.3. Měnič kmitočtu s napěťovým střídačem	-14-
3.4. Přímé měniče kmitočtu – cyklokonvertory	-19-
3.5. Srovnání obsahu harmonických u unipolární a bipolární PŠM	-21-
4. Rozbor vyšších harmonických frekvenčního měniče	-22-
5. Matematický model asynchronního motoru	-24-
6. Matlab a prostředí Simulink	-30-
7. Simulace asynchronního motoru	-31-
8. Závěr	-38-
9. Seznam použité literatury	-39-
10. Přílohy	-40-

1. Úvod

Tato práce se zabývá matematickým modelem asynchronního motoru, vlivu časových harmonických a pulzační momentu. Asynchronní motor je nejpoužívanější, nejlevnější a přitom nejjednodušší elektrický stroj. V současné době se pro napájení asynchronních motorů používají frekvenční měniče. Takto koncipované pohony v posledním desetiletí minulého století doznaly značného rozšíření a u některých druhů pohonů (především doprava médií) začaly převažovat nad přímo napájenými pohony.

2. Soustava měnič motor

Elektrické stroje obecně jsou technické soustavy, určené k přeměně energie jednoho druhu na energii jiného druhu nebo stejnou s jinými parametry a vlastnostmi. Účinnost této přeměny je dána fyzikálními vlastnostmi jednotlivých součástí, obecně největší část z dodané energie se přenesou k dalšímu využití (obr. 1), menší část této energie slouží k pokrytí ztrát v soustavě měnič-motor. Podrobným rozbořem nalezneme řadu vedlejších vlivů, které odčerpávají část energie z jejího hlavního toku strojem na základě několika rozdílných mechanismů (tepelné ztráty, vibrace a hluk, elektromagnetické vyzařování, tření atd.).



Obr. 1:

Cesta dominantní přeměny energie v soustavě měnič – motor.

U asynchronního stroje je většinou dodávaná elektrická energie, která se přemění na mechanickou energii. V důsledku přeměny těchto energií vznikají v asynchronním stroji dílčí procesy, které tuto přeměnu zčásti podporují, zčásti omezují a zčásti jsou na ní nezávislé. Tyto parazitní procesy ve většině případů snižují energetickou účinnost přenosu energie nebo snižují spolehlivost a životnost stroje, např. urychlením degradace izolačního systému a provozních vlastností dalších použitých materiálů.

Asynchronní stroje jsou konstruovány pro sinusový průběh elektrických veličin. V okamžiku, kdy je asynchronní stroj napájen z měniče frekvence, se situace ve stroji (pohonu) dramaticky mění. Motor napájený z měniče tedy tvoří s tímto měničem soustavu, ve které se většina fyzikálních dějů odehrává za jiných podmínek než u samotného motoru napájeného ze sítě. Především vznikají jevy, jež jsou úměrně závislé na časových změnách elektrických a magnetických veličin. Poměr závažnosti vlivu parazitních procesů na hlavní proces přeměny energie je jiný, objevují se nové děje svázané s vysokými spínacími frekvencemi a vysokými strmými veličin, navíc děje, které byly konstrukčními úpravami v průběhu vývoje minimalizovány, jsou často právě těmito frekvencemi opět posíleny a vystupují nad únosnou mez (především elektromagnetické a elektrostatické děje s vlivem na izolační systém a konstrukční části).

V současné době pracují všechny moderní napěťové měniče s pulzně šířkovou modulací výstupního napětí. Spínací jev, který je vyvolán při každém spínacím pulsu, je původcem značně strmých impulsů, běžně až $10 \text{ kV}/\mu\text{s}$.

Kromě harmonických, vznikajících přímo ve stroji se v něm vyskytují i harmonické, které jsou mu „vnuceny“ zvnějšku a které označujeme jako časové harmonické. Tyto harmonické jsou výrazné právě v okamžiku napájení stroje z měniče frekvence.

U napěťových měničů má napětí buď tvar obdélníku nebo je ve tvaru pulsů. Tedy u těchto měničů obsahuje značné množství harmonických křivek napětí. U proudového měniče je proud připojeného motoru blízký obdélníku či lichoběžníku a naopak napětí je blízké sinusovce s komutačními špičkami. Cyklokonvertor jako zdroj nízkého kmitočtu generuje sinusové proudy i napětí s relativně menším obsahem harmonických, negativní vlivy jsou u něj menší než u výše uvedených měničů.

3. Rozbor zdrojů časových harmonických

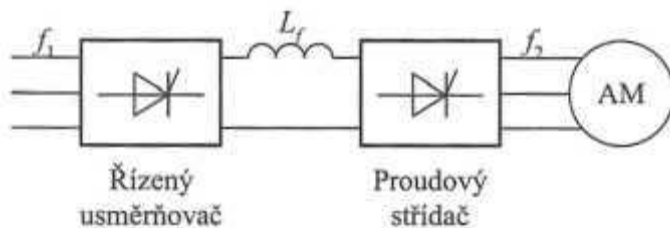
Vyšší harmonické vstupujících do asynchronního stroje je způsoben především při napájení z polovodičových měničů. Základní princip funkce měniče frekvence spočívá v tom, že vstupní střídavé napětí o stálé velikosti efektivní hodnoty a stálé frekvenci mění na výstupní střídavé napětí o proměnné velikosti efektivní hodnoty a s proměnou frekvencí.

3.1. Nepřímé měniče kmitočtu

Nepřímé měniče kmitočtu přenášejí výkon mezi dvěma systémy rozdílné frekvence. Nepřímý měnič kmitočtu se skládá z usměrňovače, který vstupní střídavé napětí a proud o vstupním kmitočtu f_1 usměrní a ze střídače, který usměrněné napětí a proud rozstřídá na požadovaný kmitočet f_2 . Vstupní a výstupní obvody jsou odděleny stejnosměrným meziobvodem. Tím je umožněno řízení výstupní frekvence nezávisle na kmitočtu vstupním.

3.2. Nepřímý měnič kmitočtu s proudovým střídačem

Základní uspořádání měniče kmitočtu s proudovým střídačem je na obr. 2. Stejnosemřný obvod obsahuje tlumivku L_r . Proud ve stejnosměrném obvodu je díky této velké indukčnosti tlumivky téměř ideálně vyhlazen. Usměrňovač je nejčastěji plně řízený, zpravidla třífázový v můstkovém spojení. Pro zaručení energetické obousměrnosti stačí dvoukvadrantové provedení. Střídač je proudový, zpravidla třífázový, ale může být i jednorázový. Řízení je pulzně šířkové, může být i obdélníkové.



Obr. 2:

Struktura nepřímého měniče kmitočtu s proudovým střídačem

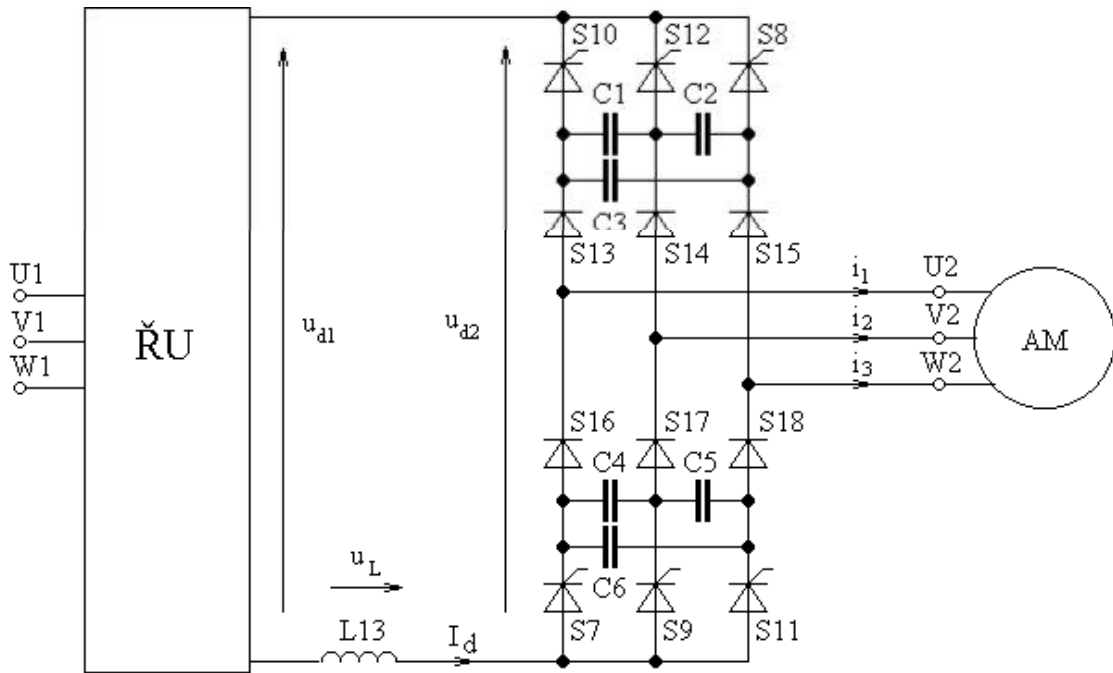
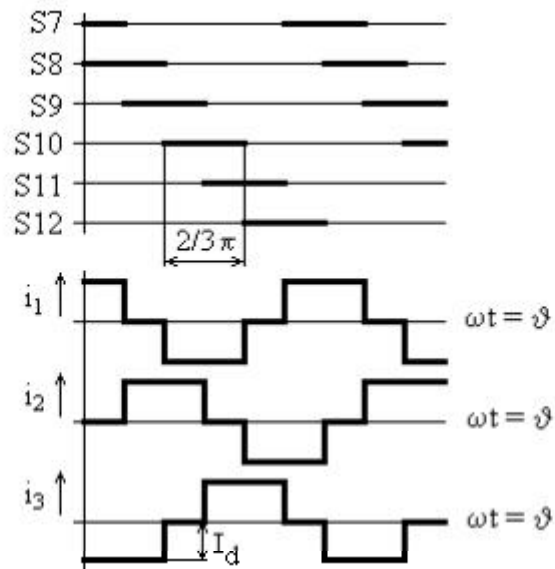
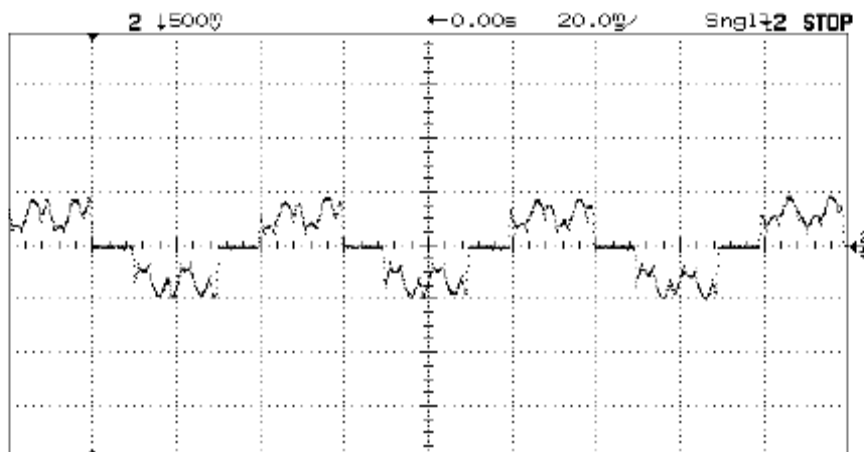
**Obr. 3:**

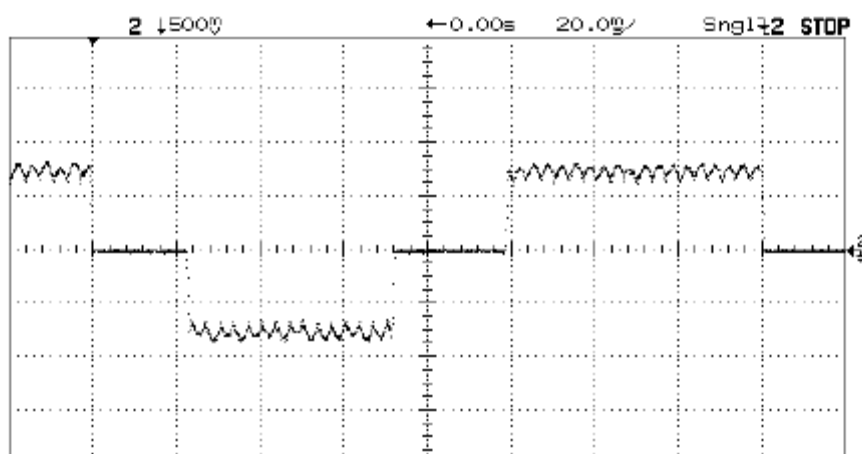
Schéma zapojení měniče kmitočtu s proudovým střídačem

**Obr. 4:**

Spínací diagram a průběhy fázových proudů motoru při napájení z proudového střídače (idealizované průběhy)

**Obr. 5:**

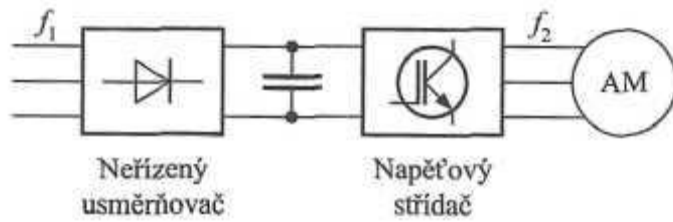
Změřený průběh fázového proudu ve stavu naprázdno při 1000 ot/min

**Obr. 6:**

Změřený průběh fázového proudu během brzdění při $I_{dmax} = 7,6 \text{ A}$

3.3. Měníč kmitočtu s napěťovým střídačem

V moderních pohonech se používají ve většině aplikací napěťové střídače. V současné době se používají nejvíce měniče v uspořádání, které je znázorněno na obr. 8. Na vstupu měniče je neřízený usměrňovač, což je konstrukčně i ekonomicky nejvýhodnější. Ve stejnosměrném meziobvodu je velký kondenzátor. Ten lze považovat za zátěž pro usměrňovač a současně jako zdroj energie pro napěťový střídač. Spínače VT1 až VT6 jsou pro malé a střední výkony tvořeny nejčastěji tranzistory IGBT a pro velké výkony GTO tyristory.

**Obr. 7:**

Struktura nepřímého měniče kmitočtu s napěťovým střídačem

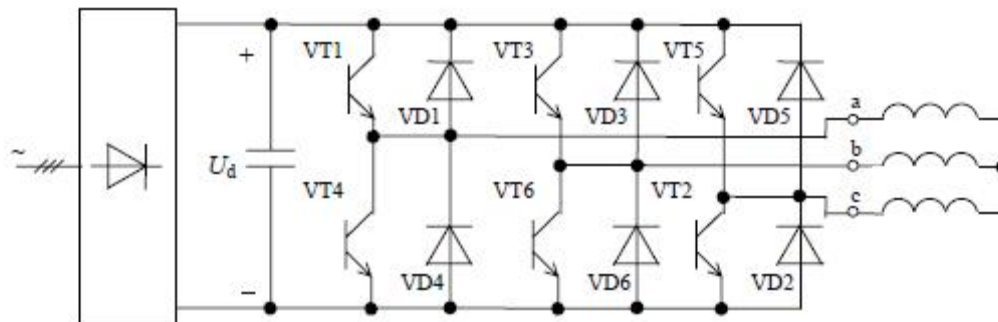
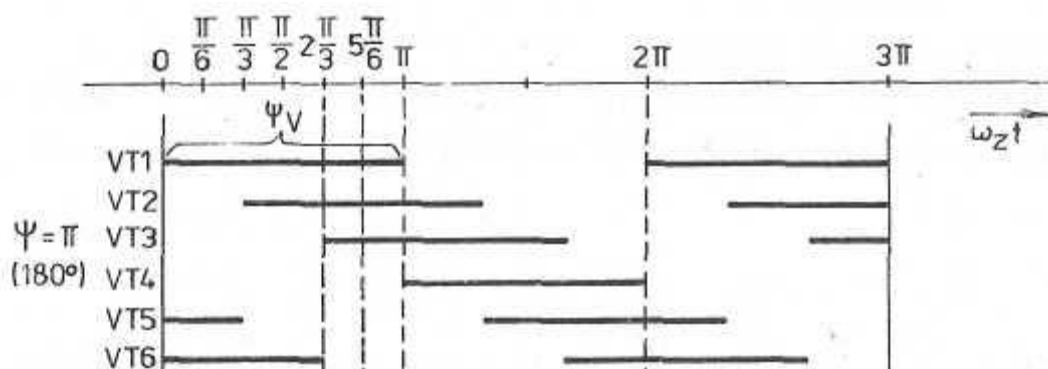
**Obr. 8:**

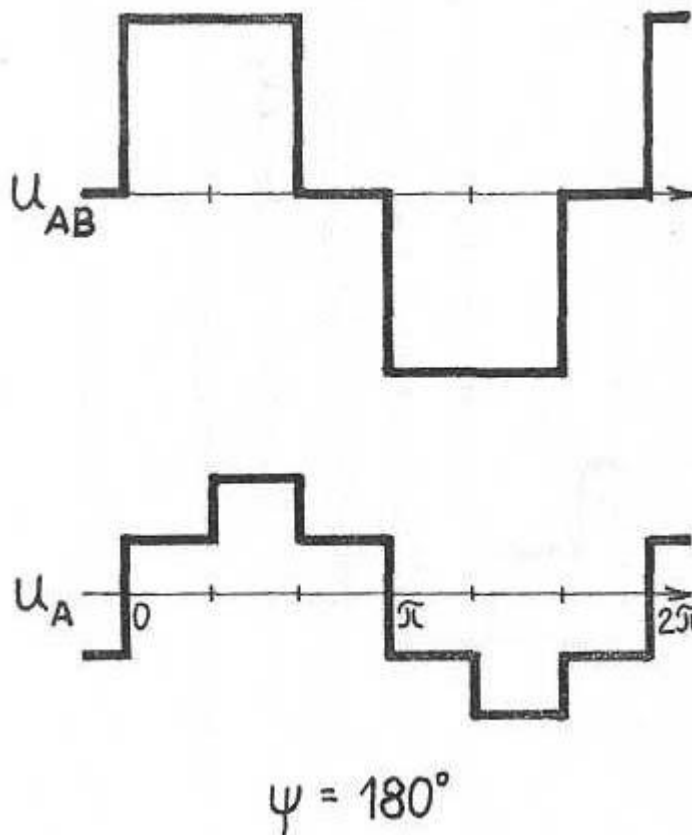
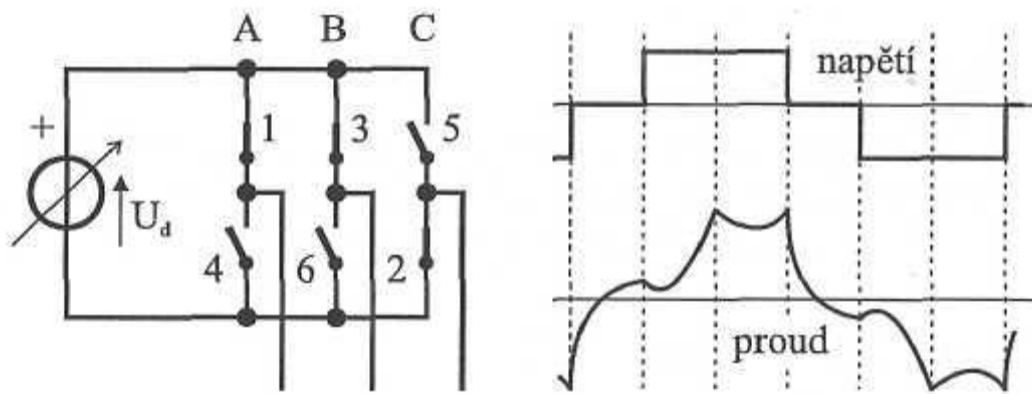
Schéma zapojení napěťového střídače

Obdélníkové řízení

Pro vysvětlení je vhodné klasické šestipulzní zapojení. Výsledek nejjednoduššího spínacího algoritmu dle obr. 9. ukazuje na průběhu sdruženého napětí a proudu následující obr. 10. Vzhledem k jednoduchosti spínání není možné měnit amplitudu základní harmonické výstupního napětí. Pokud by byl tedy tímto způsobem napájen as. motor, bylo by nutné řídit napětí na vstupu do střídače.

**Obr. 9:**

Obdélníkové řízení trojfázového napěťového střídače

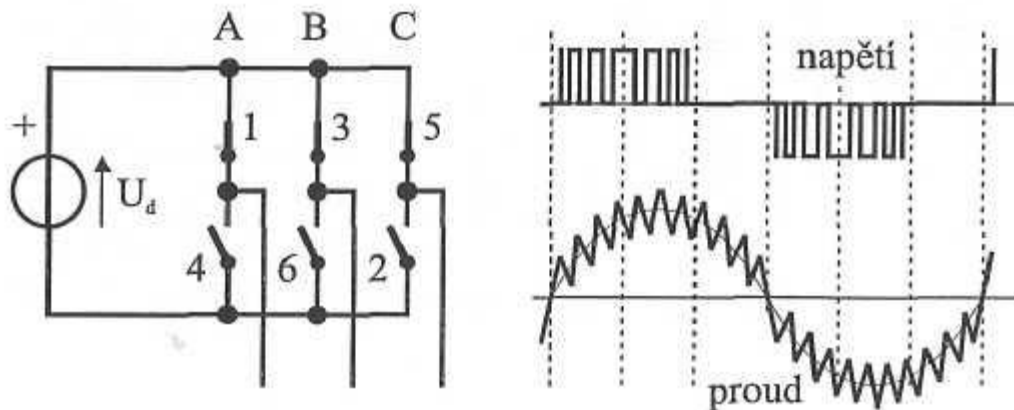
**Obr. 10:**

Časové průběhy výstupního napětí a proudu u trojfázového napěťového střídače s obdélníkovým řízením

Pulzně šířková modulace

Jde o nejčastější způsob řízení napěťových střídačů, umožňující současnou změnu výstupního kmitočtu a základní harmonické výstupního napětí (obě veličiny řídíme přímo ve střídači). Požadovaný průběh získáme vkládáním nulových stavů (mezer). Na obrázku 11 je průběh

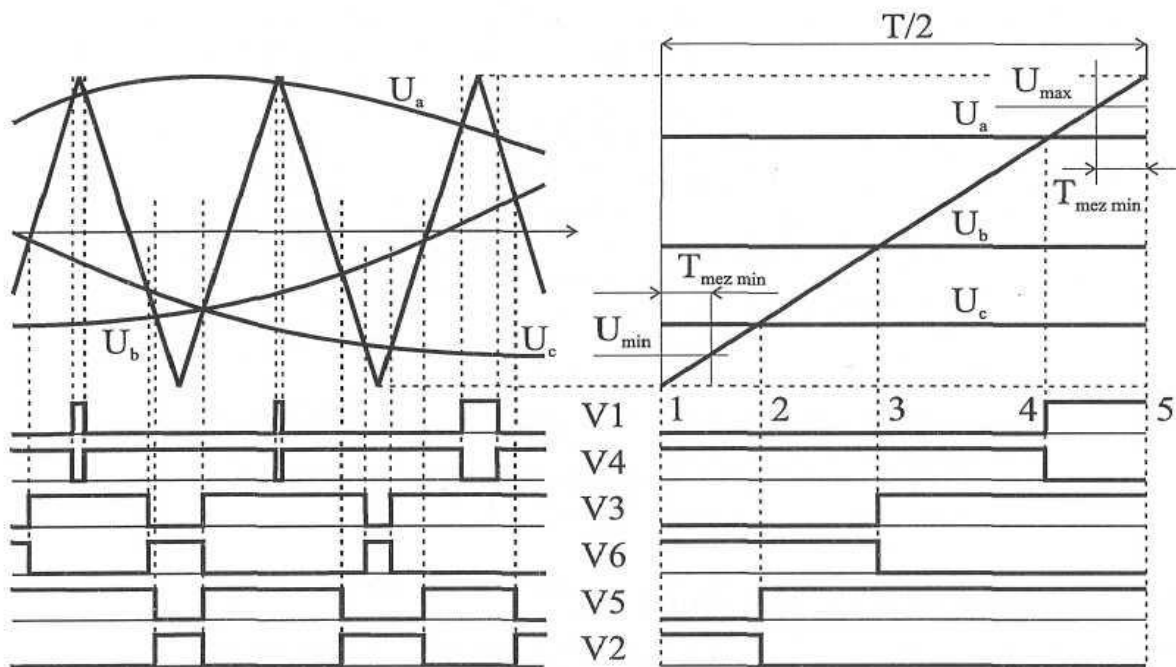
sduženého napětí, jehož obálku tvoří průběh pro obdélníkové řízení, a proudu s podstatně vyšším obsahem základní harmonické.



Obr. 11:

Časové průběhy výstupního napětí a proudu u trojfázového napětového střídače s pulzně šířkovou modulací

Vstupní zadávací veličinou pro modulaci mohou být např. přímo hodnoty generovaných sinusových napětí v jednotlivých fázích. Tyto jsou komparovány (porovnávány) s pilovitým napětím (viz obr. 12.) o kmitočtu řádu jednotek až desítek kHz. Na základě výsledku komparace jsou pak spínány tranzistory tak, že vytvoří pulzní průběh napětí na svorkách motoru.

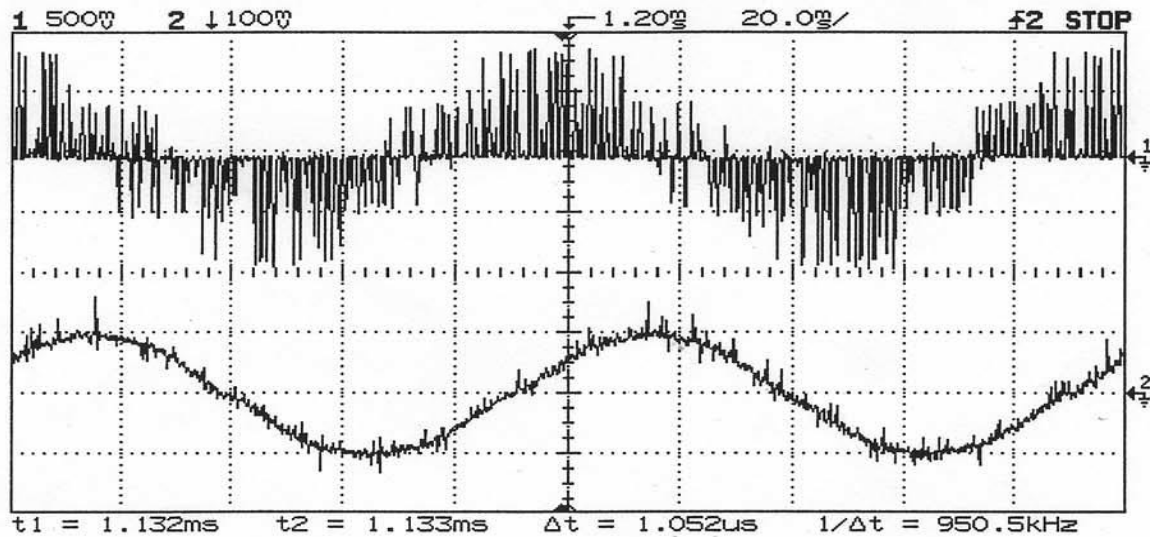


Obr. 12:

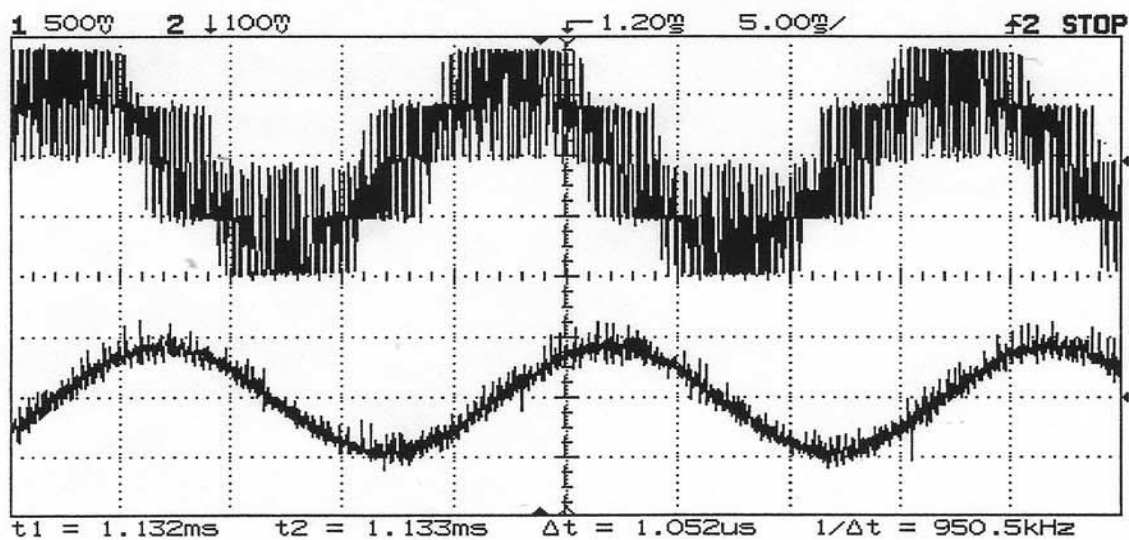
Realizace pulzně šířkové modulace

V následujícím obrázku je zobrazen skutečný, změřený průběh napětí a proudu v jedné fázi asynchronního motoru při napájení z napětového střídače s pulzně šířkovou modulací o modulačním kmitočtu 2,7 kHz a dvou výstupních kmitočtech, 10 a 50 Hz.

Průběhy napětí a proudu pro výstupní kmitočet $f = 10$ Hz



Průběhy napětí a proudu pro výstupní kmitočet $f = 50$ Hz



Obr. 13:

Časové průběhy fázových napětí a proudů pro dvě různé hodnoty výstupního kmitočtu

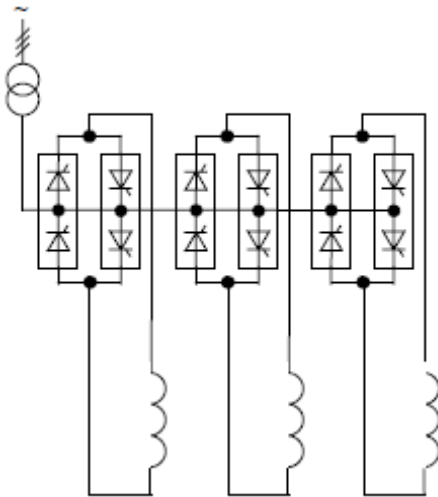
3.4. Přímé měniče kmitočtu – cyklokonvertory

Pro úplnost se zde zmíníme o těchto měničích, přestože jejich uplatnění je daleko menší než u nepřímých měničů kmitočtu, zejména s napětovým střídačem.

Je to způsobeno několika důvody:

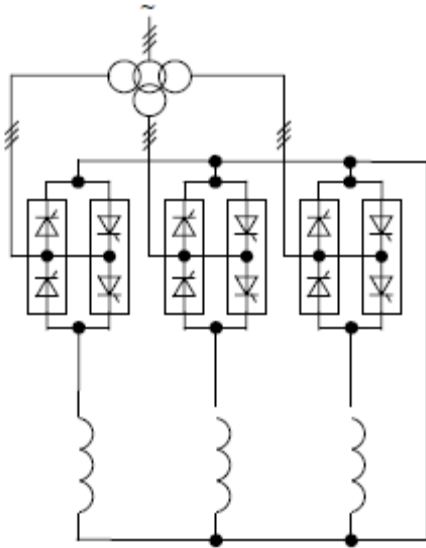
- Výstupní kmitočet cyklokonvertoru je z principu vždy podstatně nižší než kmitočet vstupní (v praxi poloviční nebo i menší)
- Z důvodu velkého počtu tyristorů se hodí zejména na velké výkony
- Dynamika těchto měničů je horší než u tranzistorových napětových střídačů

Hodí se zejména pro napájení synchronních motorů s budícím vinutím, které jsou využívány u pomaluběžných střídavých pohonů velkého výkonu. Trojfázový cyklokonvertor sestává ze tří čtyřkvadrantových řízených tyristorových usměrňovačů v antiparalelním zapojení dle obr. 14 resp. Obr. 15.



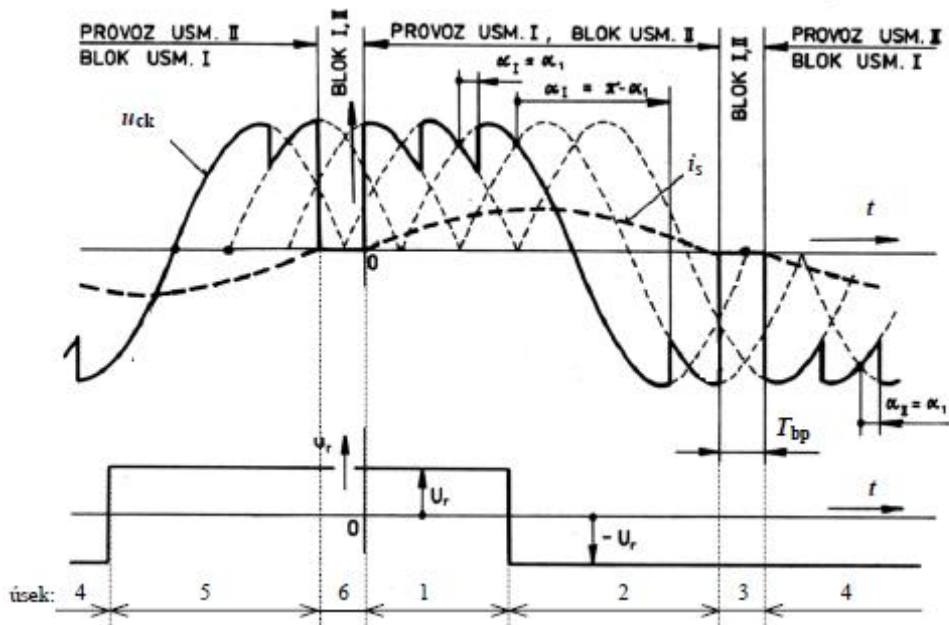
Obr. 14:

Napájení ze společného sekundárního vinutí a s odizolovanými fázemi motoru



Obr. 15:

Napájení přes tři samostatná sekundární vinutí s propojeným uzlem

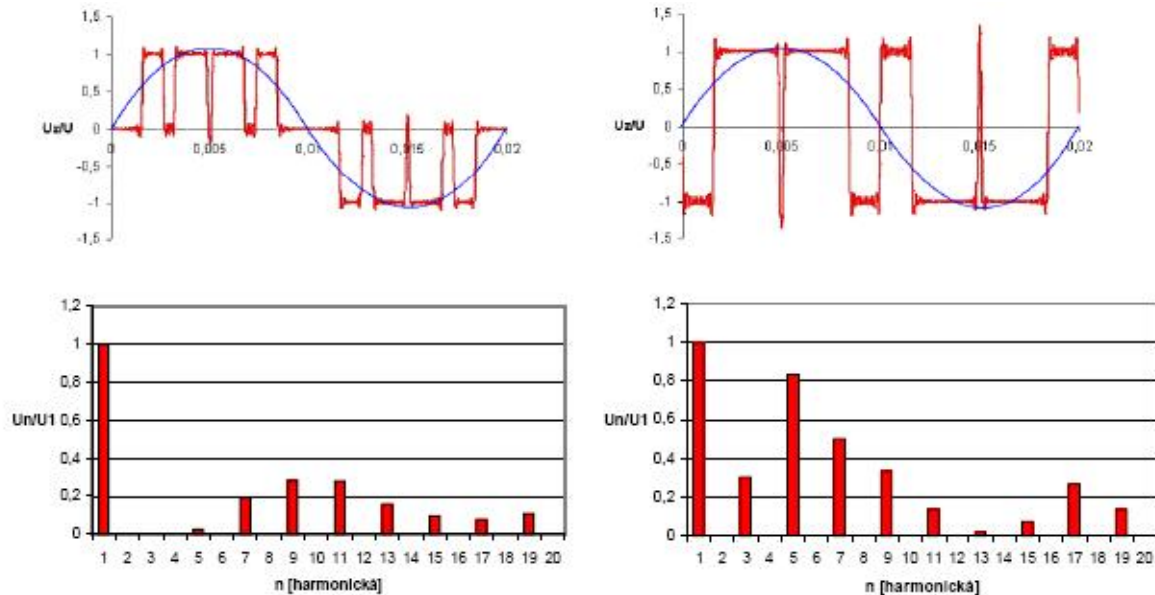


Obr. 16:

Průběh veličin tzv. lichoběžníkového cyklokonvertoru při zátěži R, L

3.5. Srovnání obsahu harmonických u unipolární a bipolární PŠM

Závislost obsahu harmonických na způsobu modulace výstupního napětí lze demonstrovat např. na srovnání obsahu harmonických frekvencí pro unipolární a bipolární pulsně - šířkovou modulaci:



Obr. 17:

Srovnání obsahu harmonických u unipolární a bipolární PŠM

Jak je patrné z obr. 17, obsah harmonických je u různého typu modulace také různý, ve výstupním napětí nalezneme liché harmonické řádu $\mu=2 \cdot m-1$ kde m je celé číslo z řady 1,2,3... m_n . Unipolární modulace vykazuje nižší obsah harmonických vyššího řádu než $\mu=1$, zcela pak chybí 3. harmonická. Kromě těchto frekvencí však ve skutečném spektru musíme počítat ještě s harmonickými a především subharmonickými modulační frekvence f_m .

4. Rozbor vyšších harmonických frekvenčního měniče

Pro vyšetření časových harmonických z frekvenčního měniče je vhodná Fourierova transformace.

I. Analytická metoda

Fourierova transformace, trigonometrické vyjádření:

Použitelná pouze, známe-li analytické vyjádření měřeného průběhu (popř. analytickou aproximaci)

koeficienty:

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\omega t) \quad (1)$$

resp.

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(n\omega t) dt \quad \text{pro } n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (2)$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin(n\omega t) dt \quad \text{pro } n = 1, 2, 3, \dots \quad (3)$$

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (4)$$

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad (5)$$

$$\varphi_n = \operatorname{arctg} \frac{B_n}{A_n} \quad (6)$$

II. Numerická metoda

Diskrétní Fourierova transformace (DFT)

$$\hat{S}(n\omega) = \sum_{k=0}^{K-1} s(kT) \cdot e^{-jn\omega kT} \quad (7)$$

T doba mezi dvěma vzorky

K počet vzorků za periodu

$s(kT)$ naměřená hodnota v čase kT

komplexní koeficienty

$$\hat{C}_n = \frac{2}{K} \hat{S}(n\omega) \quad (8)$$

$$C_n = \sqrt{[\operatorname{Re}(\hat{C}_n)]^2 + [\operatorname{Im}(\hat{C}_n)]^2} \quad (9)$$

$$\varphi_n = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}(\hat{C}_n)}{\operatorname{Re}(\hat{C}_n)} \quad (10)$$

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (11)$$

Přesnost metody závisí na počtu vzorků za periodu, tj. na rychlosti vzorkování (udává se v Sample/sec).

OBECNÝ PERIODICKÝ PRŮBĚH

periodický průběh ve FT vyjádříme jako

$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^n U_{km} \sin(k\omega t + \varphi_k) \quad (12)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^n I_{km} \sin(k\omega t + \varphi_k) \quad (13)$$

efektivní hodnota

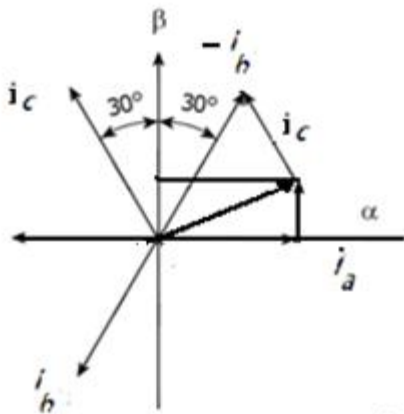
definice:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \quad (14)$$

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[U_0 + \sum_{k=1}^n U_{km} \sin(k\omega t + \varphi_k) \right]^2 dt} = \sqrt{\sum_{k=0}^n U_k^2} \quad (15)$$

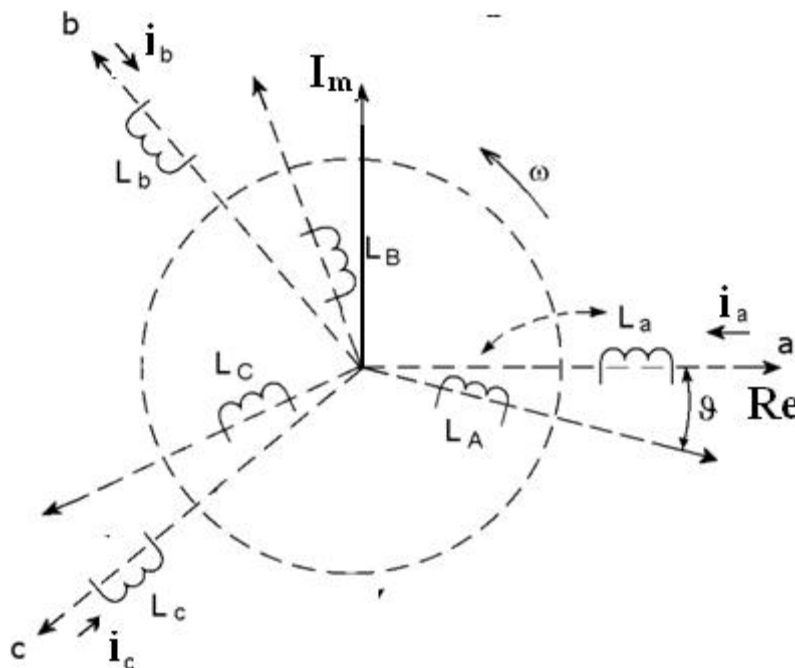
5. Matematický model asynchronního motoru

Pro modelování elektromagnetických jevů asynchronního stroje uvažujeme motor s vinutou kotvou a jedním pólpárem, který má souměrně rozložené vinutí na statoru L_{abc} i na rotoru L_{ABC} a pootočená vinutí jednotlivých fází vůči sobě o $2\pi/3$. viz obr. 18. Rotorové veličiny jsou přepočítané ze statoru. Ztráty v železe jsou zanedbány. Obecně všechna vinutí v tomto zamýšleném modelu mohou mít vlastní indukčnost rozdílnou, ale v reálných aplikacích s výhodou využíváme symetrie stroje, což nám zjednoduší popisovaný model.



Obr. 18:

Třífázové statorové proudy v souřadnici (α, β) pevně spojených se státorem



Obr. 19:

Třífázové vinutí statorové či rotorové

Působení například okamžitých hodnot proudů jednotlivých fází trojfázového vinutí (i_a , i_b a i_c) lze nahradit jediným komplexním prostorovým vektorem proudu statoru i_s . Dolní index s znamená, že se jedná o statorovou veličinu, dolní index r pak značí veličiny rotorové.

$$i_{1a} = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{2} I_{1m\nu} \cdot (e^{j\nu\omega_s t} + e^{-j\nu\omega_s t}) \quad (16)$$

$$i_{1b} = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{2} I_{1m\nu} \cdot (e^{j\nu\omega_s t} a^2 + e^{-j\nu\omega_s t} a) \quad (17)$$

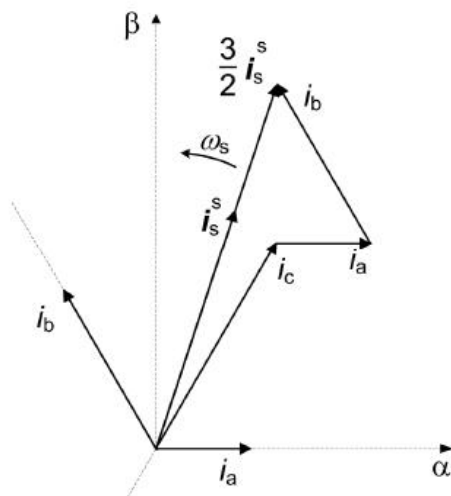
$$i_{1c} = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{2} I_{1m\nu} \cdot (e^{j\nu\omega_s t} a + e^{-j\nu\omega_s t} a^2) \quad (18)$$

$$i_s = K(i_{1a} + i_{1b}a + i_{1c}a^2) \quad (19)$$

Symbol K je tzv. transformační konstanta, jejíž hodnota se většinou volí 2/3. Velikost prostorového vektoru je potom rovna amplitudě fázového proudu. Symboly a a a^2 jsou jednotkové vektory. Dosadíme-li vztahy (16,17,18) do rovnice (19) můžeme odvodit výraz pro prostorový vektor proudu i_s .

$$\begin{aligned} i_s &= K \left[\frac{1}{2} I_m (e^{j\omega_s t} + e^{-j\omega_s t}) a + \frac{1}{2} I_m (e^{j\omega_s t} a^2 + e^{-j\omega_s t} a) a + \frac{1}{2} I_m (e^{j\omega_s t} a + e^{-j\omega_s t} a^2) a^2 \right] = \\ &= \frac{3}{2} K I_m e^{j\omega_s t} \end{aligned} \quad (20)$$

Zavedení komplexního prostorového vektoru je naznačeno na následujícím obrázku.



Obr. 20:

Komplexní prostorový vektor

Statorové napětí a proudy jednotlivých vinutí i spřažené magnetické toky lze pomocí transformace převést z trojfázové soustavy na ekvivalentní dvoufázovou pomocí prostorových vektorů, které můžeme rozložit na reálnou a imaginární část. Tím nahradíme trojfázové vinutí dvoufázovým, u kterého jsou osy cívek na sebe kolmé. Působení tohoto vinutí je ekvivalentní působení vinutí trojfázového. Reálná a imaginární osa komplexní roviny spojené se státorem se nazývají α a β . Reálná osa α je totožná s osou a .

$$\begin{aligned} i_s &= i_{s\alpha} + ji_{s\beta} = K \left[i_a + i_b \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + i_c \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right] = \\ &= K \frac{1}{2} (2i_a - i_b - i_c) + jK \frac{\sqrt{3}}{2} (i_b - i_c) \end{aligned} \quad (21)$$

Z toho pro $K = 2/3$ plyne

$$i_{s\alpha} = \frac{1}{3} (2i_a - i_b - i_c) \quad (22)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_b - i_c) \quad (23)$$

Prostorový vektor v komplexní rovině s svázané se státorem můžeme transformovat do komplexní roviny k rotující vzhledem k stojící soustavě rychlostí ω_k . Pro prostorový vektor proudu v obecné rotující soustavě platí.

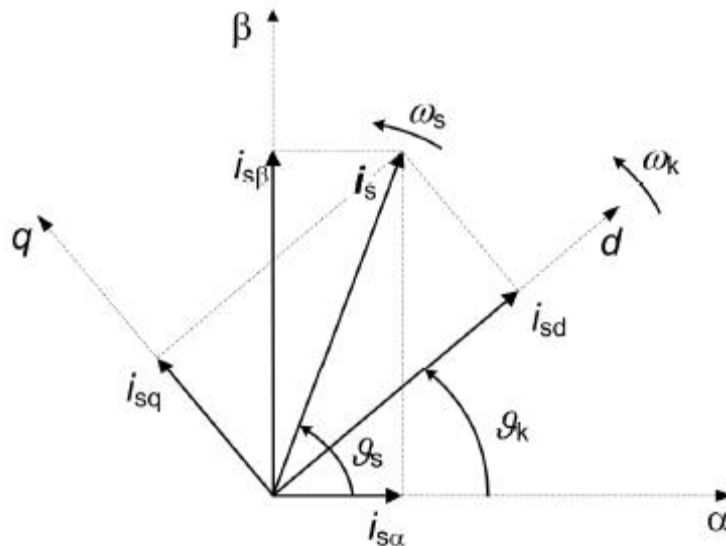
$$\begin{aligned} i_s^k &= i_{sd} + i_{sq} = i_s e^{-j\vartheta_k} = (i_{s\alpha} + ji_{s\beta}) (\cos(-\vartheta_k) + j\sin(-\vartheta_k)) = \\ &= i_{s\alpha} \cos(\vartheta_k) + i_{s\beta} \sin(\vartheta_k) + j(-i_{s\alpha} \sin(\vartheta_k) + i_{s\beta} \cos(\vartheta_k)) \end{aligned} \quad (24)$$

ϑ_k značí okamžitý úhel natočení rotující soustavy vůči soustavě stojící. Reálná osa rotujícího systému se nazývá d a imaginární q . Zná-li tedy hodnotu prostorového vektoru (např. statorového proudu) ve stojících souřadnicích, mohu ho převést do obecného rotujícího systému pomocí vztahů

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos(\vartheta_k) + i_{s\beta} \sin(\vartheta_k) \quad (25)$$

$$i_{sq} = i_{s\alpha} \sin(\vartheta_k) + i_{s\beta} \cos(\vartheta_k) \quad (26)$$

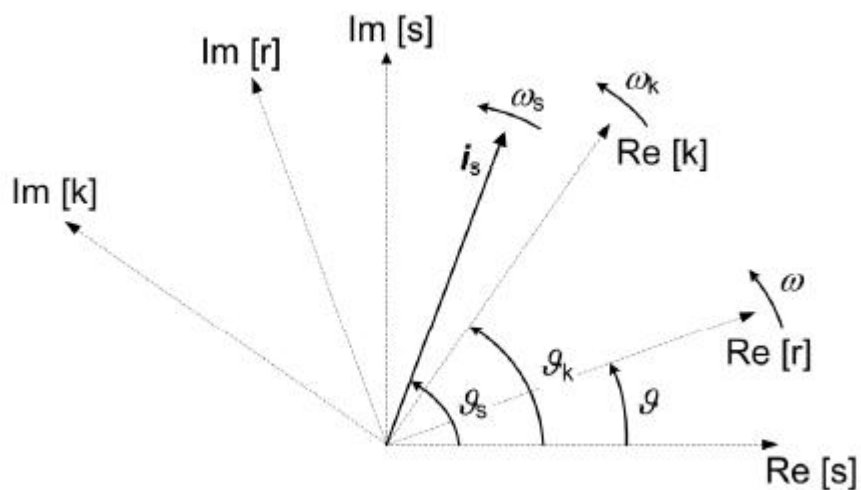
Zobrazení prostorového vektoru statorového proudu v soustavě spojené se státorem a v soustavě rotující rychlostí ω_k ukazuje následující obrázek.

**Obr. 21:**

Zobrazení prostorového vektoru proudu v stojící a rotující soustavě

Na obr. 22 je vidět prostorový vektor statorového proudu a tři různé souřadné soustavy, kde značí:

- ϑ_s úhel natočení prostorového vektoru ve stojící souřadné soustavě,
- ϑ_k úhel natočení soustavy k vzhledem ke stojící soustavě,
- ϑ úhel natočení komplexní roviny spojené s rotorem (otáčí se rychlostí ω).

**Obr. 22:**

Zobrazení prostorového vektoru statorového proudu a souřadných systémů

Pro prostorový vektor statorového napětí v komplexní rovině spojené se státorem platí.

$$u_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (27)$$

Kde R_s je odpor fáze statoru a u_s , i_s a ψ_s jsou prostorové vektory statorového napětí, proudu a toku v soustavě spojené se státorem.

$$\frac{d\psi_s}{dt} = \frac{d}{dt}(\psi_s^k e^{j\theta_k}) = \frac{d\psi_s^k}{dt} e^{j\theta_k} + \psi_s^k e^{j\theta_k} j\omega_k \quad (28)$$

Pro napěťovou rovnici (27) platí.

$$u_s = R_s i_s^k e^{j\theta_k} + \frac{d\psi_s^k}{dt} e^{j\theta_k} + \psi_s^k e^{j\theta_k} j\omega_k \quad (29)$$

Z toho plyne, že pro prostorový vektor statorového napětí v komplexní rovině rotující rychlostí ω_k platí.

$$u_s^k = R_s i_s^k + \frac{d\psi_s^k}{dt} + j\omega_k \psi_s^k \quad (30)$$

Pro prostorový vektor rotorového napětí v komplexní rovině r otáčející se elektrickou úhlovou rychlostí rotoru ω lze psát.

$$u_r^r = R_r i_r^r + \frac{d\psi_r^r}{dt} \quad (31)$$

Symbol R_r značí odpor fáze rotoru přepočtený na stator. Nyní provedu transformaci této rovnice do stejné vztažné soustavy, v jaké je vyjádřena rovnice (30), tedy do soustavy rotující obecnou rychlostí ω_k .

$$u_r^k = R_r i_r^k + \frac{d\psi_r^k}{dt} + j(\omega_k - \omega)\psi_r^k \quad (32)$$

Kde ω představuje elektrickou úhlovou rychlost rotoru, pro níž platí.

$$\omega = p_p \cdot \omega_m \quad (33)$$

Počet pólových dvojic stroje je p_p a ω_m značí mechanickou úhlovou rychlost rotoru. Rovnice (30) a (32) je třeba ještě doplnit rovnicemi pro sprážené magnetické toky v obecné rotující soustavě.

$$\Psi_s^k = L_s i_s^k + L_h i_r^k \quad (34)$$

$$\Psi_r^k = L_r i_r^k + L_h i_s^k \quad (35)$$

Kde L_h je hlavní magnetizační indukčnost, L_s a L_r jsou indukčnosti rotoru a statoru.

$$L_s = L_h + L_{s\sigma} \quad (36)$$

$$L_r = L_h + L_{r\sigma} \quad (37)$$

$L_{s\sigma}$ a $L_{r\sigma}$ značí rozptylové indukčnosti statoru a rotoru.

K tomu, aby bylo možné vytvořit model motoru, je třeba ještě z rovnic (34) a (35) vyjádřit proudy i_s^k a i_r^k .

$$\begin{bmatrix} i_s^k \\ i_r^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_r}{L_s L_r - L_h^2} & \frac{-L_h}{L_s L_r - L_h^2} \\ \frac{-L_h}{L_s L_r - L_h^2} & \frac{L_s}{L_s L_r - L_h^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_s^k \\ \Psi_r^k \end{bmatrix} \quad (38)$$

Pro vnitřní moment stroje M_i platí.

$$M_i = \frac{3}{2} p_p \operatorname{Im} \{ i_s^k \Psi_s^{k*} \} \quad (39)$$

Ψ_s^{k*} je komplexně sdružený vektor spřaženého magnetického toku statoru v obecném souřadném systému.

Pohybová rovnice.

$$M_i - M_z = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (40)$$

Kde M_z je moment zátěže na hřídeli motoru a J značí moment setrvačnosti poháněné soustavy přepočtený na hřídel motoru včetně vlastního momentu setrvačnosti rotoru.

Rovnice (30), (32), (33) a (36) až (2.27) představují základní model asynchronního motoru, který byl použit při řešení v Simulinku.

6. Matlab a prostředí Simulink

Matlab je matematický výkonný výpočetní software, který pracuje s vektory a maticemi. Součástí Matlabu jsou základní matematické funkce (absolutní hodnota, mocnina, odmocnina a další) a složitější funkce, které velmi usnadní řešení daného problému. Mezi tyto funkce patří funkce pro řešení soustav lineárních rovnic, soustav diferenciálních rovnic a další jiné. To značně urychlí řešení daného problému oproti psaní vlastních funkcí v jazyku C, Pascal a jiných programovacích jazycích. Lze v něm simulovat a modelovat problémy různých druhů z oblasti fyziky, mechaniky, elektrotechniky a matematiky. V elektrotechnice lze pomocí Matlabu řešit přechodové děje v elektrických obvodech a jiné složitější problémy. V Matlabu se pracuje pomocí příkazové řádky. Používají se v něm běžné příkazy, které lze najít v jiných programovacích jazycích. Mezi příkazy patří například `for`, `while`, `if` a jiné speciální matematické funkce (`ode45` a `ode3` funkce pro řešení diferenciálních rovnic, atd.). Zakoupením a přidáváním ToolBoxů lze zvýšit flexibilitu Matlabu pro další oblasti. ToolBox je sada funkcí, příkazů a knihoven pro práci s danou problematikou (práce se signály, `ChebFun` ToolBox pro práci s Čebyševovým polynomem).

Simulink je podprogram matlabu, pomocí kterého lze simulovat různé fyzikální problémy jako v Matlabu. S tím rozdílem, že v Simulinku se již pracuje s grafickým rozhraním. V modelu se pracuje s bloky, které se pospojují pro řešení daného problému. Simulink je prostředí, které pracuje s knihovnami a dalšími částmi z Matlabu.

7. Simulace asynchronního motoru

V této práci jsou uvedeny simulace vlivu napájení na moment asynchronního stroje. Na obr. 23, obr 24, obr 25 je vidět schéma simulovaného asynchronního motoru. Při simulaci bylo použito nejprve napájení jen se základní harmonickou. Poté k tomuto průběhu byla přidána 7. harmonická. Na konec bylo spektrum napájení se základní harmonickou, 5. harmonickou a 7. harmonickou. Motor je uvažován nezatížený v chodu naprázdno. Při simulaci není uvažován skinefekt.

Časové harmonické řádu μ se točí rychlostí:

$$\omega_{s\mu} = \pm \mu \omega_s \quad (41)$$

Liché násobky 3 byly z úvah vyloučeny a potom:

$$\mu = 2cm^+ 1 \quad (42)$$

Kde c je celé číslo a m je počet fází.

Harmonické řádu $\mu=1,7,13,19,25$ vytvářejí sousledný systém a řádu $\mu=-5,-11,-17,-23$ vytvářejí zpětný systém.

Byl použit motor s těmito parametry:

$$R_s = 0,3648 \text{ } [\Omega]$$

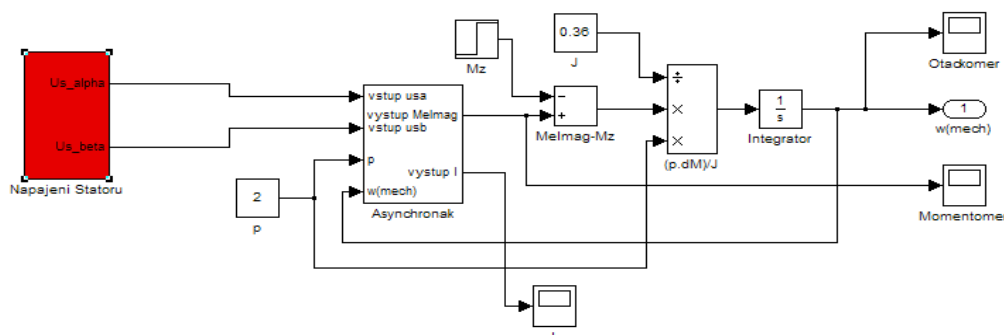
$$L_s = 0,0808 \text{ } [\text{H}]$$

$$R_r = 0,3648 \text{ } [\Omega]$$

$$L_r = 0,0808 \text{ } [\text{mH}]$$

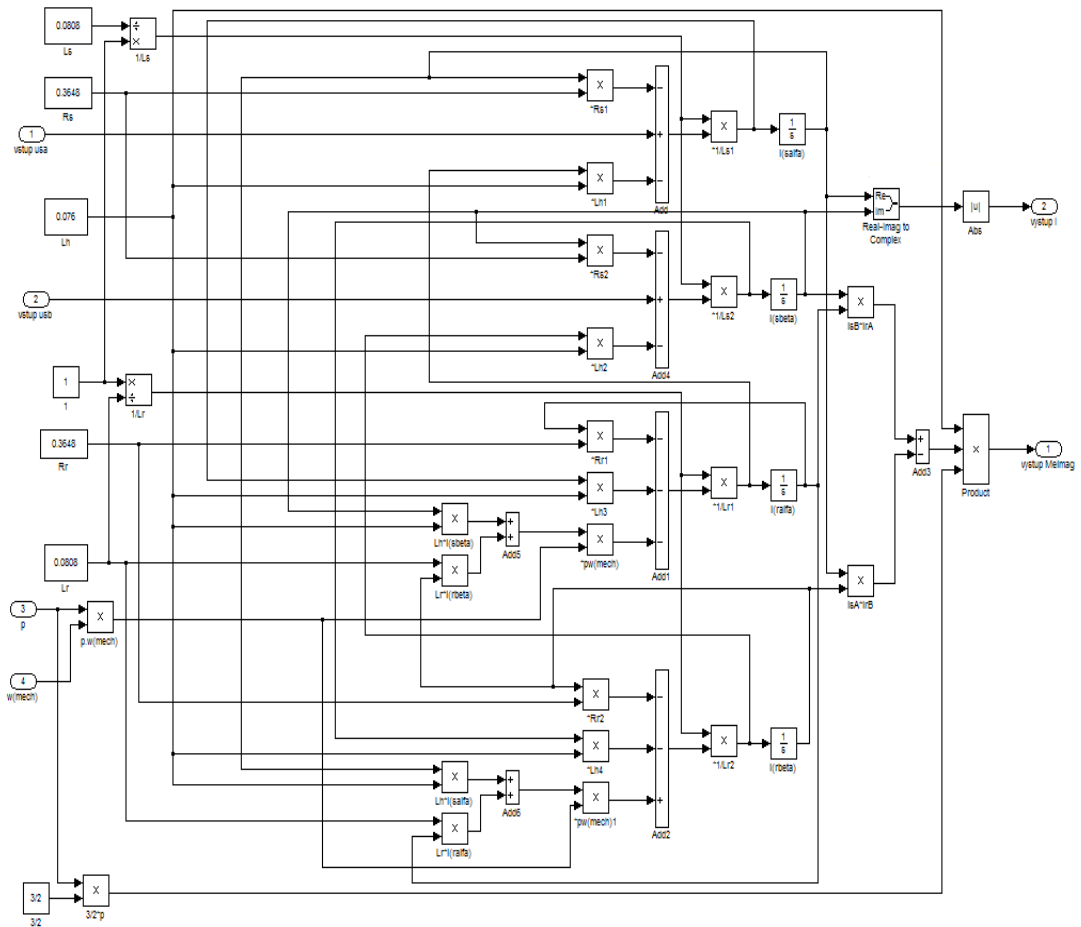
$$L_h = 0,076 \text{ } [\text{H}]$$

$$p_p = 2 \text{ } [-]$$

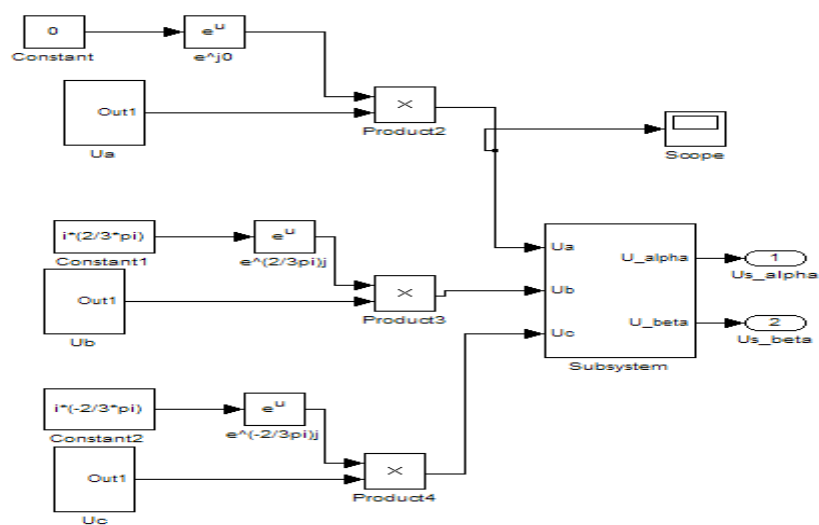


Obr. 23:

Blokové schéma asynchronního motoru



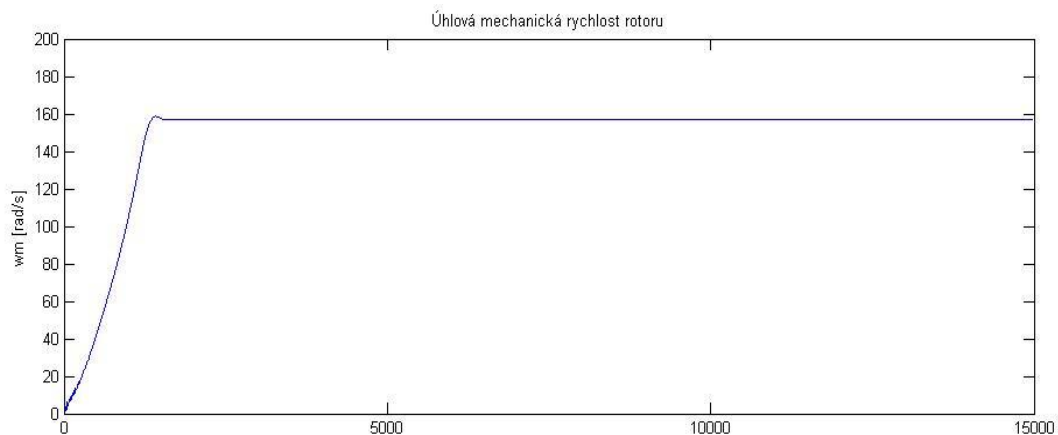
Obr. 24:
Simulační model asynchronního motoru



Obr. 25:
Schéma napájení asynchronního motoru

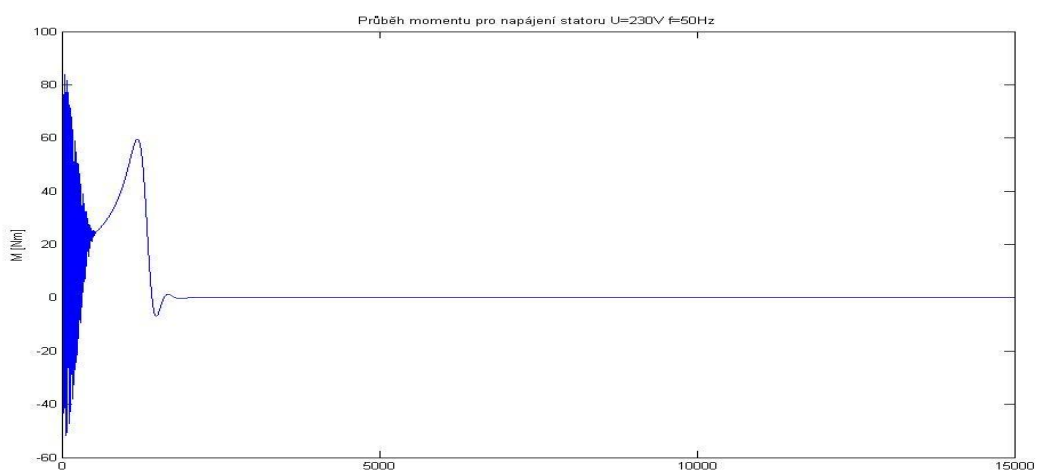
Dále budou provedeny simulace pro různé napájení.

Napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$.



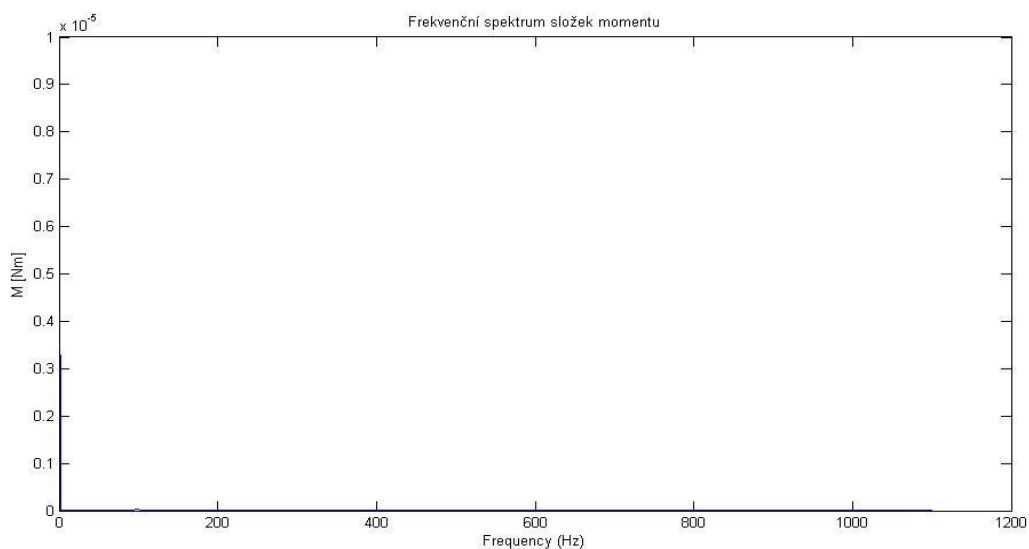
Graf 1:

Úhlová mechanická rychlost rotoru při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$.



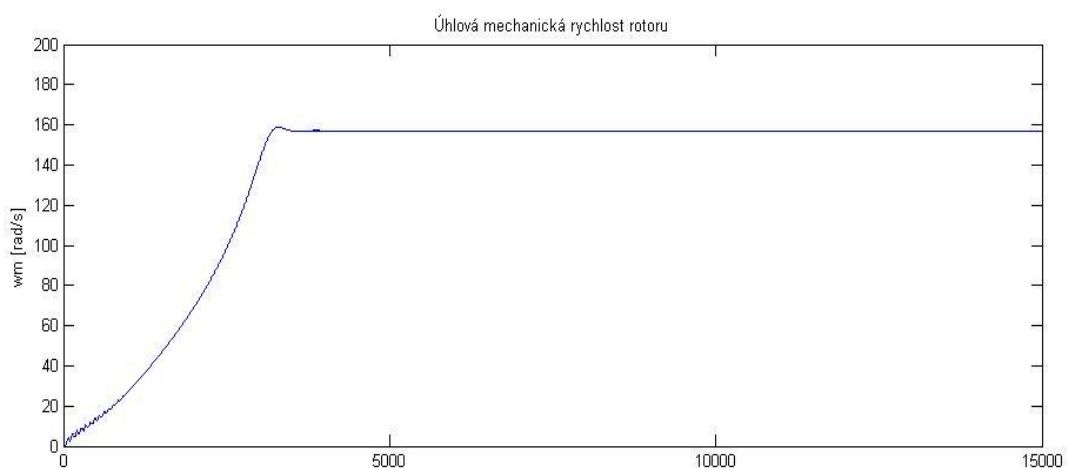
Graf 2:

Průběh momentu při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$.

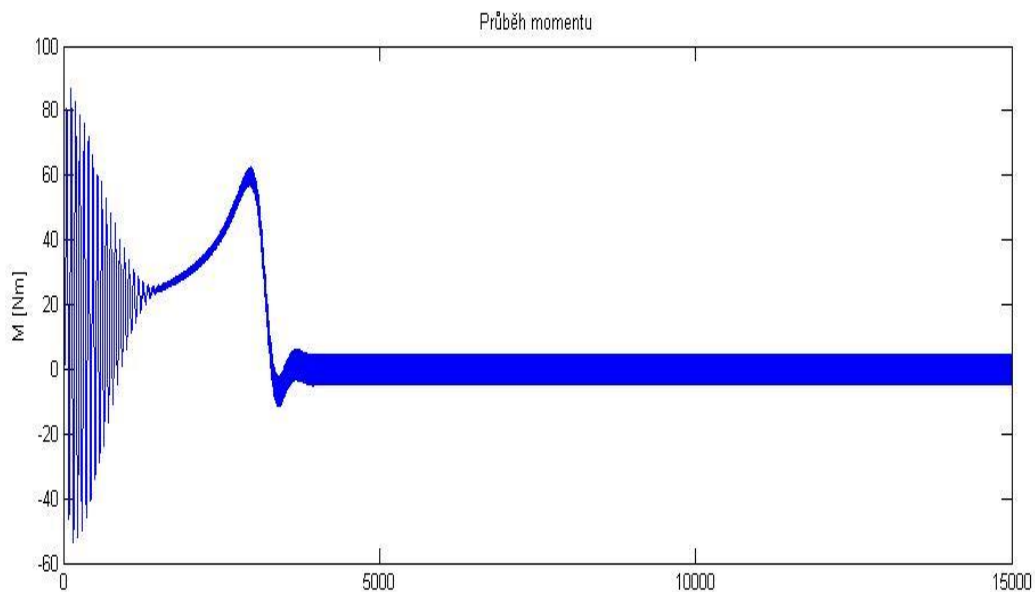
**Graf 3:**

Frekvencní spektrum momentu při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$.

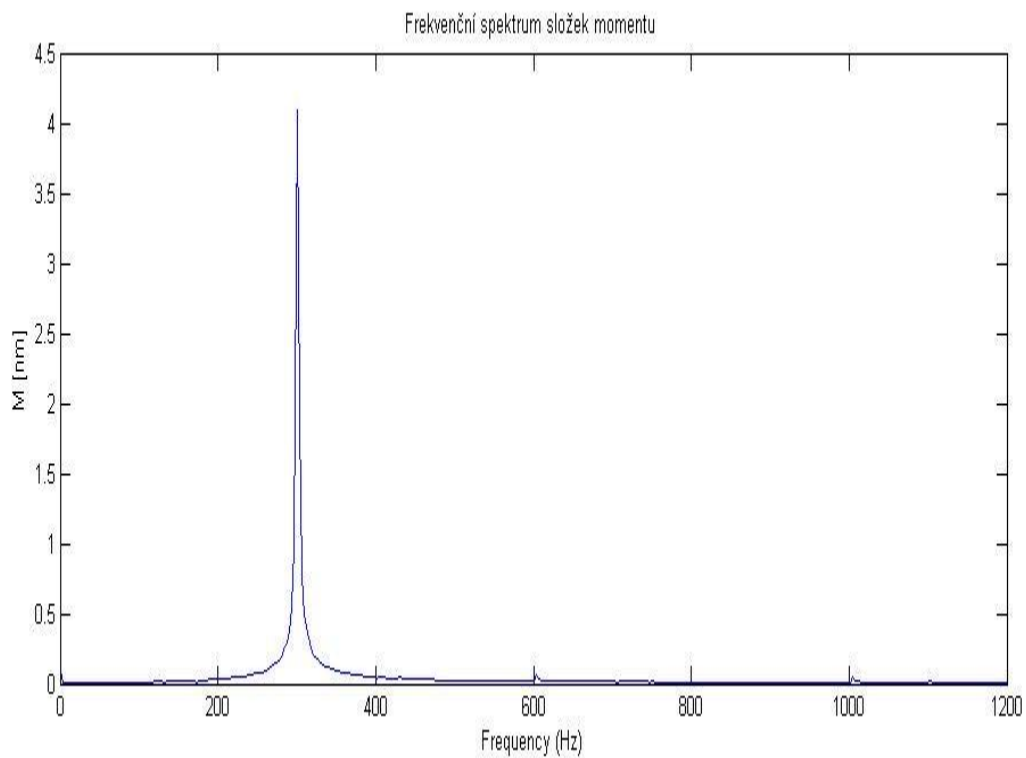
Napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$, $U_{7mh}=50V$ a $f_{7h}=350Hz$.

**Graf 4:**

Úhlová mechanická rychlost rotoru při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$, $U_{7mh}=50V$ a $f_{7h}=350Hz$.

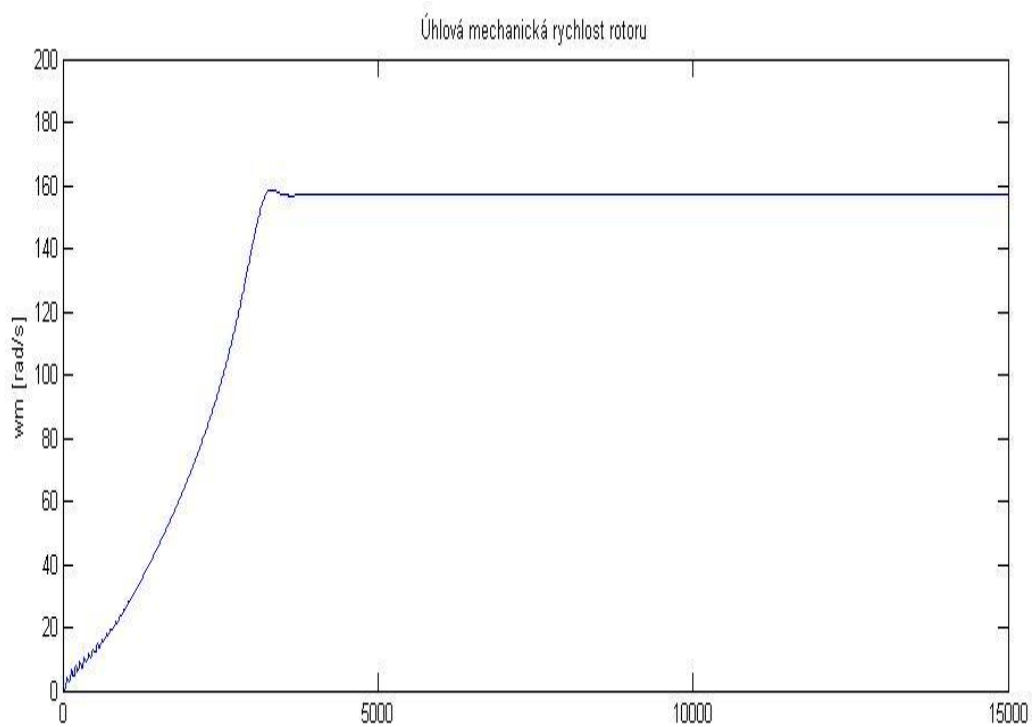
**Graf 5:**

Průběh momentu při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$, $U_{7mh}=50V$ a $f_{7h}=350Hz$.

**Graf 6:**

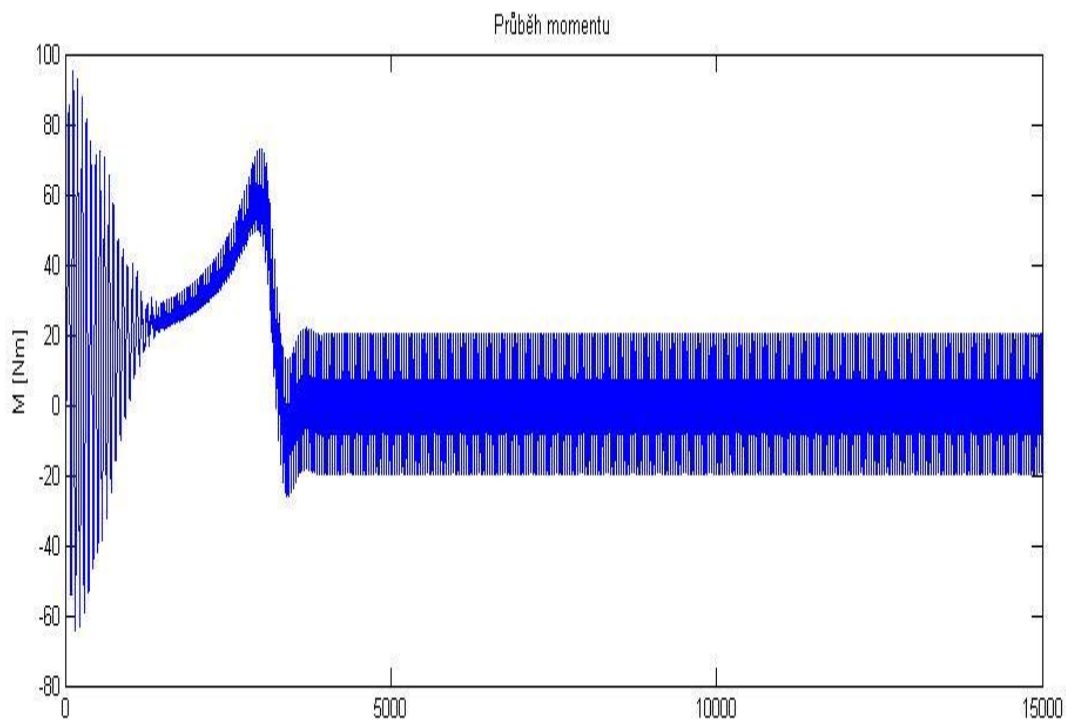
Frekvenční spektrum momentu při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$, $U_{7mh}=50V$ a $f_{7h}=350Hz$.

Napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$, $U_{5mh}=100V$ a $f_{5h}=250Hz$, $U_{7mh}=50V$ a $f_{7h}=350Hz$.

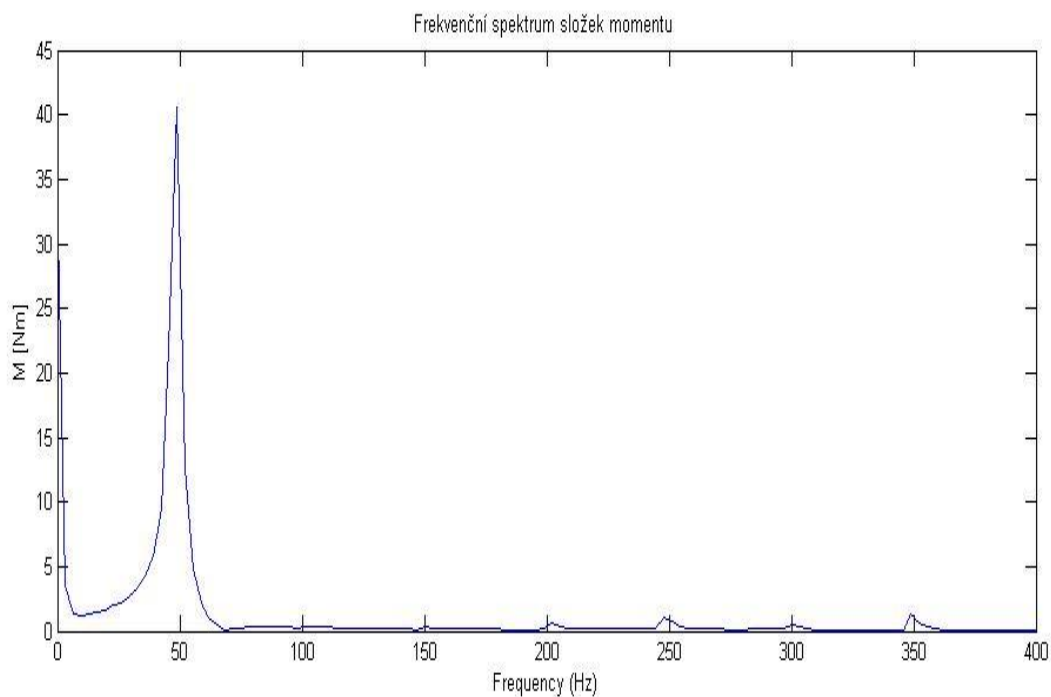


Graf 7:

Úhlová mechanická rychlost rotoru při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$, $U_{5mh}=100V$ a $f_{5h}=250Hz$, $U_{7mh}=50V$ a $f_{7h}=350Hz$.

**Graf 8:**

Průběh momentu při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$, $U_{5mh}=100V$ a $f_{5h}=250Hz$, $U_{7mh}=50V$ a $f_{7h}=350Hz$.

**Graf 9:**

Frekvenční spektrum momentu při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$, $U_{5mh}=100V$ a $f_{5h}=250Hz$, $U_{7mh}=50V$ a $f_{7h}=350Hz$.

8. Závěr

Při napájení asynchronního motoru pouze základní harmonickou, jak je patrné z grafů že se neprojevila kmitavá složka momentu. Moment je v ustálené oblasti konstantní. Při napájení se 7. harmonickou se už kmitavá složka momentu projevila a to konkrétně řádu 6. Při napájení základní harmonickou, 5. harmonickou a 7. harmonickou se také projevila kmitavá složka momentu řádu 6, ale i konstantní složky a to 5. a 7. řádu. Složka 5. řádu vytváří zpětný systém a točí se proti smyslu otáčení základní harmonické. Nebezpečí kmitavých momentů spočívá, že při kmitočtovém řízení rychlosti, může dojít k mechanické resonanci mezi vlastním kmitočtem poháněného zařízení a některými kmitavými momenty stroje a může tedy dojít k rozkmitání celého zařízení.

9. Seznam použité literatury

- [1] V. Kůs, Výkonová elektronika [svazek IV], Plzeň, 1996.
- [2] V. Kůs, Nízkofrekvenční rušení, Plzeň, 2003
- [3] V. Kůs, Vliv polovodičových měničů na napájecí soustavu, Plzeň, 2002
- [4] V. Koranda, Simulace pohonu s asynchronním motorem v prostředí Matlab/Simulink, Plzeň, 2012.
- [5] T. Matucha, Nezávislý nízkonapěťový trakční asynchronní pohon, Brno, 2008
- [6] P. Bernat, Možnosti diagnostiky asynchronního motoru napájeného z měniče frekvence, Ostrava
- [7] P. Bernat, Negativní vlivy měničů frekvence na asynchronní motor, Ostrava, 2006
- [8] V. Bartoš, Teorie elektrických strojů, Plzeň, 2006

Internetové zdroje

- [1] http://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=18519
- [2] http://homen.vsb.cz/~ber30/texty/diagnostika/Disertacni_prace_autoreferat.pdf
- [3] http://www3.fs.cvut.cz/web/fileadmin/documents/12241-BOZEK/publikace/2005/2005_095.pdf
- [4] <http://homen.vsb.cz/~ber30/texty/diagnostika/diagnostika05.pdf>

10. Přílohy

Seznam obrázků

Obr. 1:

Cesta dominantní přeměny energie v soustavě měnič – motor.

Obr. 2:

Struktura nepřímého měniče kmitočtu s proudovým střídačem

Obr. 3:

Schéma zapojení měniče kmitočtu s proudovým střídačem

Obr. 4:

Spínací diagram a průběhy fázových proudů motoru při napájení z proudového střídače (idealizované průběhy)

Obr. 5:

Změřený průběh fázového proudu ve stavu naprázdno při 1000 ot/min

Obr. 6:

Změřený průběh fázového proudu během brzdění při $I_{dmax} = 7,6$ A

Obr. 7:

Struktura nepřímého měniče kmitočtu s napět'ovým střídačem

Obr. 8:

Schéma zapojení napět'ového střídače

Obr. 9:

Obdélníkové řízení trojfázového napět'ového střídače

Obr. 10:

Časové průběhy výstupního napětí a proudu u trojfázového napět'ového střídače s obdélníkovým řízením

Obr. 11:

Časové průběhy výstupního napětí a proudu u trojfázového napět'ového střídače s pulzně šířkovou modulací

Obr. 12:

Realizace pulzně šířkové modulace

Obr. 13:

Časové průběhy fázových napětí a proudů pro dvě různé hodnoty výstupního kmitočtu

Obr. 14:

Napájení ze společného sekundárního vinutí a s odizolovanými fázemi motoru

Obr. 15:

Napájení přes tři samostatná sekundární vinutí s propojeným uzlem

Obr. 16:

Průběh veličin tzv. lichoběžníkového cyklokonvertoru při zátěži R, L

Obr. 17:

Srovnání obsahu harmonických u unipolární a bipolární PŠM

Obr. 18:

Třífázové statorové proudy v souřadnicí (α, β) pevně spojených se statorem

Obr. 19:

Třífázové vinutí statorové či rotorové

Obr. 20:

Komplexní prostorový vektor

Obr. 21:

Zobrazení prostorového vektoru proudu v stojící a rotující soustavě

Obr. 22:

Zobrazení prostorového vektoru statorového proudu a souřadných systémů

Obr. 23:

Blokové schéma asynchronního motoru

Obr. 24:

Simulační model asynchronního motoru

Obr. 25:

Schéma napájení asynchronního motoru

Seznam grafů**Graf 1:**

Úhlová mechanická rychlost rotoru při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$.

Graf 2:

Průběh momentu při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$.

Graf 3:

Frekvenční spektrum momentu při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$.

Graf 4:

Úhlová mechanická rychlost rotoru při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$, $U_{7mh}=50V$ a $f_{7h}=350Hz$.

Graf 5:

Průběh momentu při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$, $U_{7mh}=50V$ a $f_{7h}=350Hz$.

Graf 6:

Frekvenční spektrum momentu při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$, $U_{7mh}=50V$ a $f_{7h}=350Hz$.

Graf 7:

Úhlová mechanická rychlost rotoru při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$, $U_{5mh}=100V$ a $f_{5h}=250Hz$, $U_{7mh}=50V$ a $f_{7h}=350Hz$.

Graf 8:

Průběh momentu při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$, $U_{5mh}=100V$ a $f_{5h}=250Hz$, $U_{7mh}=50V$ a $f_{7h}=350Hz$.

Graf 9:

Frekvenční spektrum momentu při napájení $U_{1mh}=230V$ a $f_{1h}=50Hz$, $U_{5mh}=100V$ a $f_{5h}=250Hz$, $U_{7mh}=50V$ a $f_{7h}=350Hz$.