

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Ing. Saad Alamin Mohamed Ragab

**PŘÍSPĚVEK K ANALÝZE DYNAMICKÝCH STAVŮ
ELEKTRICKÉHO POHONU
S TROJFÁZOVÝM KROKOVÝM MOTOREM**

**ANALYZE OF DYNAMICAL STATE OF ELECTRICAL MACHINE
– STEPPING MOTOR WITH THREE PHASE**

ZKRÁCENÁ VERZE PH.D. THESIS

Obor: Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Školitel: Doc. Ing. Josef Koláčný, CSc.

Oponenti: Prof. Ing. Hájek Vítězslav, CSc.
Ing. Hynek Příkryl, CSc.

Datum obhajoby: 27. 5. 2003

KLÍČOVÁ SLOVA

elektrický pohon s trojfázovým krokovým motorem–rezonance–deterministický chaos–
bifurkační fraktály

KEY WORD

three phase stepping motor–resonance– deterministic chaos–bifurcation fractals

MÍSTO ULOŽENÍ PRÁCE

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky FEKT VUT v Brně

© Saad Alamin Mohammed Ragab, 2003

ISBN 80-214-2418-4

ISSN 1213-4198

OBSAH

1	ÚVOD.....	5
2	SOUČASNÉ STAV ŘEŠENÉ PROBLEMATIKY	6
3	CÍLE DISERTAČNÍ PRÁCE.....	7
4	TEORIE DETERMINISTICKÉHO CHAOSU.....	7
5	BIFURKAČNÍ JEVI V DYNAMICKÝCH SYSTÉMECH	9
6	KROKOVÝ MOTOR.....	11
7	MATEMATICKÝ MODEL KROKOVÉHO MOTORU.....	15
8	TROJFÁZOVÝ KROKOVÝ MOTOR.....	18
9	REZONANCE	20
10	SNÍMÁNÍ REZONANCÍ TROJFÁZOVÉHO KROKOVÉHO MOTORU 397 LWB.....	27
11	ZÁVĚR.....	31
12	LITERATURA.....	34
13	PUBLIKACE.....	36
14	SUMMARY	37
15	ŽIVOTOPIS	38

1 ÚVOD

Elektrické pohony, jakožto nelineární dynamické systémy, představují v současné době složité technické soustavy se složitou strukturou zpětných vazeb, které obsahují nejen elektrické, ale i mechanické, hydraulické či pneumatické části. Bezporuchový provoz takovýchto soustav představuje problém, o jehož úspěšném řešení se velmi často rozhoduje zejména v etapě konstrukčního návrhu dané soustavy a který je nutné mít na zřeteli i během provozu daného zařízení. Jako základní metodologický nástroj k řešení problému projektování pohonových soustav, jejich analýzy a syntézy, se ve stále větší míře využívá matematického modelování. V inženýrské praxi vyvolává rozvoj metod matematického modelování technických problémů potřebu vytvoření soustavné metodiky kvalitativní analýzy matematických modelů.

Tato potřeba je pak vyvolána zejména vývojem stále nových typů pohonů na jejichž funkci jsou kladeny dva protichůdné požadavky spočívající v co nejvyšší výkonnosti a spolehlivosti při současné minimalizaci spotřeby energie a rozměrů (hmotnosti), což má za následek, že nové typy pohonů mohou pracovat v takových režimech, kdy malá změna některého parametru (způsobená např. změnou charakteristiky některého prvku, či samotným procesem stárnutí, daného prvku nebo vlivem náhodných fluktuací při jeho výrobě) může způsobit výrazné kvalitativní změny v chování daného pohonu, které se mohou projevovat buď jevy štěpení v amplitudo-frekvenčních charakteristikách, nebo změnou regulárního pohybu na pohyb iregulární či chaotický s bifurkačními jevy anebo dokonce úplnou ztrátou stability daného pohonu. Tyto nastíněné jevy, nelze metodami lineární dynamiky (jenž tvoří v současné době prakticky uzavřenou oblast) žádným způsobem kvalitativně ani kvantitativně popsat–vyžadují důsledné používání metod nelineární dynamiky, přičemž zejména v oblasti stability, chaotických jevů a bifurkací je zřejmá vyšší potřeba teoretických prací i v oblastech základního výzkumu. Současně s tím rostou i požadavky na dosud používané numerické metody (přesnost a stability řešení), což v některých případech vede k vývoji zcela nových numerických procedur.

Při analýze dynamických vlastností elektrických regulačních pohonů, vnímaných jako komplexní nelineární systémy se změnou parametrů, vystává celá řada problémů mezi než patří zejména:

- Zjišťování různých rovnovážných stavů soustavy pohonu v ustáleném provozním stavu při změnách parametrů.
- Nalezení požadovaných stálých provozních podmínek pohonu (sestavení podmínek stability možných rovnovážných stavů a jejich analýza vzhledem k množině stěžejních parametrů podmiňujících ustálený provozní stav soustavy.

Tato problematika svým obsahem a náplní spadá do oblasti kvalitativní teorie diferenciálních rovnic, přesněji do oblasti teorie stability a bifurkací stacionárních řešení nelineárních diferenciálních rovnic, tedy oblastí, které prodělávají v posledních přibližně dvaceti letech velmi bouřlivý rozvoj.

Elektrické pohony mají své pevné místo jako zařízení pro elektromechanickou přeměnu elektrické energie na energii mechanickou. Jedna z definic elektrického pohonu jej definuje jako soustavu utvořenou z kombinace elektrotechnických zařízení pro elektromechanickou přeměnu elektrické energie a pro tvorbu přenosu a zpracování signálů řídících tuto elektromechanickou přeměnu.

Aplikace prvních pohonů s krokovými motory jsou známy již z počátku tohoto století, jakož to číselné převodníky impulsních signálů na jim odpovídající polohové veličiny, především v jednoduchých otevřených strukturách. Teprve však rozvoj elektroniky způsobil jejich větší rozšíření např. v jednodušších aplikacích (pohony hodin).

Krokové motory jsou z pravidla používány ve struktuře elektrického pohonu jako výkonové prvky bez zpětné vazby. Vyznačují se bezúdržbovým provozem a rychlým uváděním do provozu bez náročného nastavování parametrů regulátoru s relativní nezávislostí na zatížení a připojených momentech setrvačnosti. Charakteristickou vlastností motoru je otáčení hřídele po krocích, kde jedna celá otáčka je složena z pevně definovaného počtu jednotlivých kroků. Tento princip umožňuje přímo zpracovávat digitální signály a krokový motor se tak stává spojovacím článkem mezi digitální informací a inkrementálním mechanickým pohybem. Motory využívají svůj maximální moment již od nejnižší rychlosti, což je jednou z jejich specifických vlastností. V jednoduchých aplikacích jsou zpravidla nasazovány 2f motory, na rozdíl od 5f, které nalzáme zejména v pohonech s mikrokrokovým režimem v provozu.

2 SOUČASNÉ STAV ŘEŠENÉ PROBLEMATIKY

Úkolem této práce je zjištění vlivu rezonancí na chování popisovaného motoru. Úvodem zde uvede příčiny vzniku rezonancí (které jsou typické pro všechny typy krokových motorů). Byla uvedena reakce na jeden krok (6.6.) Jedním z důsledků této silně kmitavé odezvy na jeden krok je existence rezonancí pro určité rychlosti krokového motoru. Frekvence kmitů této odezvy může být předpovězena pro kombinace motor/zátěže ze statické momentové charakteristiky, Měření a praktické realizace probíhaly na reálném funkčním vzorku krokového motoru instalovaném v laboratoři elektrických pohonů ústavu ÚVEE. Tento pohon je tvořen sestavou:

- trojfázový krokový motor 397 LWB
- modul napájení a řízení (řídicí jednotka) WDP3 –014

Tuto soustavu doplňuje osciloskop a PC komunikující s řídicí jednotkou po sériové lince (RS 232) a ovládací člen. Parametry motoru, schéma a řez motorem jsou uvedeny v kapitole (15). Výrobce motoru a řídicí jednotky firma Sig –Berger Lahr.

Při změně hodnoty proudu řídicího (statorového) vinutí dochází k přechodnému jevu, který je charakterizován zakmitáním rotoru kolem nové polohy. Frekvence těchto tlumených kmitů je vlastní frekvencí pohonu (motoru) (13).

podle zadání disertační práce (příspěvek k analýze dynamických stavů elektrického pohonu s trojfázovým krokovým motorem), je zaměřena na oblast rezonance elektrického pohonu s trojfázovým krokovým motorem jako měření a diagnostika chování typu tohoto motoru při nízkých a vysokých rychlostech a jej provozní momentové charakteristiky pro kvalitativní klasifikaci mikrokrokových motorů. Metoda je postavena na základech pozorování; měření; vyhodnocení využití deterministických chaosů – pomocí bifurkační metody (*show bif.*)

a analyzování těchto měření na počítači, v tomto případě využití software programů. Pro toto měření byly k dispozici piezoelektrická čidla se zesilovači, k zobrazení a snímání naměřených hodnot byl použit paměťový osciloskop (zapojení osciloskopu (15). Chvění bylo měřeno ve dvou osách na plášti motoru, výstupní veličinou čidla je zrychlení ($m.s^{-2}$). Záznamy byly provedeny pro různé frekvence krokování a připojené momenty setrvačnosti. Motor byl uchycen svým čelem do

konstrukčního rámu, který byl v průběhu měření volně položen na stole. Uchycení motoru bylo provedeno čtyřmi šrouby, čidla byla umístěna ve střeni částí pláště (11).

3 CÍLE DISERTAČNÍ PRÁCE

Cíl této disertační práce spočívá v analýze dynamických stavů pohonu s trojfázovým krokovým motorem, mimo jiné, také i z hlediska teorie deterministického chaosu. Soustava pohonu je vnímána jako komplexní nelineární dynamický systém se změnou parametrů. Pro dosažení tohoto cíle byly vytýčeny následující dílčí úkoly:

- ◆ Teoretický rozbor vlastností dynamických modelů, matematické modely soustavy pohonu, stabilita a bifurkační jevy, numerická analýza a chování soustav v závislosti na změnách kritických hodnot parametrů v okolí větvících bodů, poincarého zobrazení.
- ◆ Trojfázový krokový motor, matematický model, experimentální stanovení charakteristik, rezonance a nerezonanční oblasti
- ◆ Analýza dynamických vlastností pohonu při změnách frekvence krokování, ověření kvalitativních rozborů na počítači pomocí vhodného programového souboru.
- ◆ Měření provozní charakteristiky trojfázového krokového motoru
- ◆ Při simulaci zjistit „bifurkace“ o nepřímou simulaci systému metoda „*show bif*“.

4 TEORIE DETERMINISTICKÉHO CHAOSU

Víme, že lineární systémy jsou velmi jednoduché, grafem lineární rovnice je přímka, lze snadno provádět analýzu i syntézu. Nelineární systém má velice obtížné řešení, nebo jej řešit nelze. Přítomnost nelinearity může znamenat rozmanité chování, které se u lineárních systémů nevyskytují. Známým příkladem je tzv. Lorenzovo vodní kolo (Lorenzův atraktor).

Tradičně se změna hodnoty jedné z proměnných zobrazuje časovým průběhem. Zobrazení změny vztahů mezi třemi proměnnými vyžaduje jiný přístup. V každém časovém okamžiku je poloha bodu v trojrozměrném pohybu bodu s průběžně se měnícími proměnnými. Obecně lze konstatovat, že v tomto obrazu se skrývá veškerá rozmanitost chaosu. Dále chaos přináší zjištění, že jednoduché deterministické systémy mohou vytvářet náhodné chování, jež má sice jedinečné zpracovanou strukturu, ale není rozeznatelné od šumu. [6], [7], [9].

Zajímavý je názor jednoho z průkopníků Teorie chaosu R. Maye: „nejenom ve výzkumu, ale v běžném každodenním životě politiky ekonomie a filosofie ..atd. by život lidí mohl být přijatelnější, kdybychom si ve větším měřítku uvědomili, že jednoduché nelineární děje se ještě nemusí nezbytně vyznačovat jednoduchými dynamickými vlastnostmi“. V Teorii chaosu figurují taková jména prvních badatelů jako, Lorenz, Mandelbrot, Smale, Yorke, May, Barnsley, Cantor, Feigenbaum, Hubbard, Hénon, Kolmogorov, Ljapunov, Libchaber, Peitgen, Rosler a další. Útvary klasické geometrie jako přímky, roviny, hranoly, koule, trojúhelníky, kužele, atd. jsou silnou abstrakcí reality a jako takové inspirovaly filosofy platonovské harmonie, na jejímž principu sestavil Euklides svoji geometrii, které se učíme dodnes. Je však tato geometrie postačující pro porozumění složitým jevům? Rozhlédneme-li se po přírodě vidíme, že mraky nejsou kužele, blesk se nešíří po přímce, vesmír není hladký ani rovný – lépe jej vystihují důlky, hrboly, pokřiveniny, spleti a deformace (jak ukazují snímky kosmických sond). Je např. zajímavé, že dráha blesku se vyznačuje velkým množstvím zlomů, které jsou pro vysvětlení jevu podstatnější než směr dráhy.

Teorie chaosu a s ní související fraktálová geometrie jsou velmi mladé obory. K jejich vzniku významně přispěly počítače. Práce mnoha vědců s chaosem byla a je založena na prozkoumávání mnoha grafů spočítaných sice velmi jednoduchými rovnicemi, ale zato s velkou přesností. A právě k tomu se velmi dobře hodí počítače, disertační práce kapitoly (2), [7a], [5],[9].

4.1 FRAKTÁLOVÁ TEORIE

4.1.1 Nelineární systém

Nelineární systém je takový systém, kde neplatí princip superpozice. To znamená že jestliže $f(x) = 0$ a současně $f(y) = 0$, není zaručeno, že také $f(x+y) = 0$. V nelineárním systému platí princip superpozice pouze pro malou množinu izolovaných bodů, kterým říkáme fixní body [20], [27], [28], [34], [47], [51], [53], [54], [55], [60],[61], [62], [63], [64], [70].

Je-li systém nelineární a nelze tedy využít principu superpozice, je nutné pro výpočet změny stavu systému řešit diferenciální rovnice, což je mnohdy velmi složité. Také není zaručeno, že se nám podaří vždy předpovědět stav systému i do budoucnosti.

Někdy se takový systém pro snazší výpočty linearizuje, tj. nelineární závislost se nahradí závislostí lineární.

4.1.2 Stavový prostor

Stavový prostor určuje, jakých hodnot může nabývat stavový vektor dynamického systému. Stavový vektor je tvořen množinou proměnných, které mohou nabývat hodnot z určitého intervalu. Interval všech těchto hodnot potom určuje celý stavový prostor.

Stavový prostor může být několika typů:

- konečný
- spočítatelný
- nekonečný

Konečný stavový prostor má omezené množství stavů. Spočítatelný stavový prostor má sice nekonečné množství stavů, ale tyto stavy jsou spočítatelné. To znamená, že každému stavu můžeme přiřadit nějaké přirozené číslo. Nekonečný stavový prostor má jako stavové proměnné reálná čísla. To znamená, že je nejen nekonečný, ale není také spočítatelný.[26]

4.1.3 Stupně volnosti

Stupně volnosti udávají počet vzájemně nevázaných stavových proměnných ve stavovém vektoru dynamického systému. Je-li dynamickým systémem popsán hmotný bod pohybující se na ploše, má tento systém dva stupně volnosti.

4.1.4 Atraktor dynamického systému

Atraktor (anglicky attractor) dynamického systému je stav, do kterého systém směřuje. Je to tedy množina, ve které je stavový vektor, když je systém v nekonečném čase.

Atraktory rozdělujeme do několika tříd:

- atraktorem jsou pevné body
- atraktorem jsou periodické body

- atraktorem jsou kvaziperiodické body
- atraktor je chaotický
- podivný atraktor

Jsou-li atraktorem dynamického systému pevné body, jde o nejjednodušší případ. Systém se tedy v nekonečném čase ustálil v nějakém stabilním stavu.

Jsou-li atraktorem periodické (resp. kvaziperiodické) body, jde také o jednoduchý případ. Systém se ustálil tak, že osciluje mezi několika stavy.

Je-li atraktor chaotický, znamená to, že výsledný atraktor nelze v podstatě nijak dopředu předpovědět. To je způsobeno tím, že je systém velmi citlivý na počáteční podmínky. Chaotičnost v tomto případě neznamená náhodnost, protože se bavíme o deterministických systémech, disertační práce kapitoly (2).

5 BIFURKAČNÍ JEVY V DYNAMICKÝCH SYSTÉMECH

Je známou skutečností, že matematické modely reálných dynamických systémů obsahují různé typy parametrů, které se mohou měnit vlivem vnitřních i vnějších podmínek. Při určitých hodnotách těchto parametrů dochází k bifurkacím, které se projevují strukturálními změnami v soustavě. Těmito bifurkačními jevy se zabývá teorie bifurkací, která systematicky studuje kvalitativní změny řešení diferenciálních rovnic, mění-li se jeden nebo více parametrů. Tato teorie vede k rozložení prostoru parametrů na oblasti, ve kterých nedochází k bifurkaci (a soustava je strukturálně stabilní) a na hranice mezi nimi, na nichž bifurkace nastávají. Složitost těchto oblastí podstatně závisí na dimenzi parametrického prostoru a současně roste i možný počet typů bifurkací, (viz. disertační práce kapitoly (3)). [5], [12], [13], [15] [17], [20], [22], [24], [23], [76].

5.1 POINCARÉOVO ZOBRAZENÍ

Při popisu chování trajektorií blízkých k periodické trajektorii se s úspěchem používá tzv. Poincaréovo zobrazení. Toto zobrazení je lokální difeomorfismus, který jednoznačně přiřazuje ke spojitému diskretního systému.

Poincaréovo zobrazení má následující vlastnosti :

Poincaréovo zobrazení plně určuje kvalitativní chování toku soustavy diferenciálního systému v okolí uzavřené trajektorie. Všechny poznatky o chování difeomorfismu a jeho iterací můžeme nyní využít pro kvalitativní popis trajektorií, zejména pak:

1. Pevným bodům difeomorfismu \mathbf{P} odpovídají uzavřené trajektorie toku φ (viz. disertační práce kapitoly (3)).
2. Periodickým bodům difeomorfismu \mathbf{P} s periodou n odpovídají trajektorie toku φ , které se uzavřou po n oběhnutí podél trajektorie γ , viz. obr.3.11 pro $n = 2$.

Obecně každé kladné orbitě $\mathbf{O}_p^+(\mathbf{x})$ difeomorfismu \mathbf{P} procházející bodem \mathbf{x} odpovídá kladná polotrajektorie $\gamma^+(\mathbf{x})$ toku φ , (podrobně viz. disertační práce kapitoly (3)).

5.2 PODMÍNKY STABILITY A VZNIKU BIFURKACÍ ROVNOVÁŽNÉHO STAVU

Jelikož obecně platí, že podmínky stability rovnovážného stavu vlivem poruch počátečních podmínek bývají totožné s podmínkami stability rovnovážného stavu vlivem poruchových funkcí,

omezíme se v dalším na zkoumání podmínek stability rovnovážného stavu vlivem poruch počátečních podmínek, tj. budeme vyšetřovat stabilitu rovnovážného stavu soustavy, [1], [2], [3], [5], [20], [30],[26], [21], [24], [46], [57], [74], [76].

K vyšetřování stability rovnovážného stavu lze v zásadě použít dvou rozdílných přístupů. První přístup, nazývaný také přímá Ljapunovova metoda, spočívá v nalezení tzv. Ljapunovovy funkce systému, která je pozitivně definitní a zároveň její časová derivace je negativně definitní. Podaří-li se nám takovou funkci pro soustavu sestrojít (podrobně viz. disertační práce kapitoly (4), (5) obr. (5.1)), potom rovnovážný stav dané soustavy je asymptoticky stabilní, přičemž je třeba zdůraznit skutečnost, že nepodaří-li se nám Ljapunovovu funkci systému sestrojít, pak to nutně neznamená, že rovnovážný stav soustavy (2) je nestabilní, ale můžeme pouze konstatovat, že pokus o sestrojení Ljapunovovy funkce systému se nezdařil. Hlavní výhodou přímé Ljapunovovy metody určování stability rovnovážného stavu leží v její obecnosti, protože omezení na funkce vystupující v pohybových rovnicích jsou velmi slabá (existence a jednoznačnost řešení pohybových rovnic). Nevýhodou této metody pak je, že neexistuje obecný návod pro sestrojení Ljapunovovy funkce. Z hlediska praktické použitelnosti je však nejdůležitější skutečnost, že podmínky stability podle přímé Ljapunovovy metody, jsou pouze *postačujícími* podmínkami stability, nikoli nutnými a postačujícími. To má při praktické aplikaci za následek to, že i když se nám podaří sestrojít Ljapunovovu funkci systému a na základě této funkce stanovit mezní parametry zaručující stabilitu rovnovážného stavu, pak to neznamená, že pro parametry překračující tyto meze bude rovnovážný stav nestabilní. Z tohoto důvodu bude k posouzení stability rovnovážného stavu soustavy (2), (podrobně viz. disertační práce kapitoly (5)) použito druhého přístupu, nazývaného první Ljapunovova metoda, resp. metoda charakteristických exponentů. Tento přístup, velmi často používaný v technické praxi, je použitelný prakticky pro všechny soustavy s analytickými nelinearitami vyhovující podmínce

$$\lim_{\|\mathbf{x}\| \rightarrow 0} \frac{\|\mathbf{g}(t, \mathbf{x})\|}{\|\mathbf{x}\|} = \mathbf{0}, \quad (1)$$

$$\hat{I}_{red} \dot{\tilde{\omega}} + \sum_{k=1}^n \beta_k^Z(\omega_0) \tilde{\omega}^k - \tilde{M}_M = 0, \quad (2)$$

$$\tau_M \dot{\tilde{M}}_M - \sum_{k=1}^n \beta_k^M(\omega_0) \tilde{\omega}^k + \tilde{M}_M = 0,$$

kde $\mathbf{g}(t, \mathbf{x})$ je reálná vektorová funkce, tj. vektor nelineárních funkcí soustavy. Princip první Ljapunovovy metody, spočívá v linearizaci nelineárních diferenciálních pohybových rovnic v okolí rovnovážného stavu. Pro linearizovaný systém pohybových rovnic pak sestavíme charakteristickou rovnici a podle povahy kořenů charakteristické rovnice pak usuzujeme na stabilitu rovnovážného stavu soustavy, přičemž platí následující tvrzení: Rovnovážný stav soustavy (2) (podrobně viz. disertační práce kapitoly (5)) je asymptoticky Ljapunovsky stabilní, resp. Ljapunovsky nestabilní tehdy a jen tehdy mají-li všechny kořeny charakteristické rovnice záporné, resp. kladné reálné části. V případě kořenů s nulovou reálnou částí nelze o stabilitě rovnovážného stavu na základě první Ljapunovovy metody rozhodnout. V tomto případě lze o stabilitě rovnovážného stavu rozhodnout na základě bifurkační teorie. Hlavní výhodou první Ljapunovovy metody záleží v tom, že její použití pro posouzení stability rovnovážného stavu je poměrně velmi jednoduché, protože pro posouzení povahy kořenů charakteristické rovnice byla

vypracována celá řada efektivních algebraických kritérií (Hurwitzovo kritérium nebo Routhovo-Shurovo kritérium stability) nebo frekvenčních kritérií (Nyquistovo kritérium nebo Michajlovovo kritérium stability) bez nutnosti řešení dané charakteristické rovnice. Nevýhodou výše uvedeného postupu pak je, že ho lze použít pouze pro spojité a hladké nelineární funkce vyhovující podmínce (1), (podrobně viz. disertační práce kapitoly (5)), přičemž získané výsledky mají lokální charakter, tzn. že platí v dostatečně blízkém okolí rovnovážného stavu.

Podle první Ljapunovovy metody, nazývané také metoda charakteristických exponentů, je tedy rovnovážný stav soustavy (2) asymptoticky Ljapunovsky stabilní tehdy, jestliže vlastní čísla charakteristické rovnice linearizovaného systému pohybových rovnic mají záporné reálné části. Zabývejme se proto nyní problematikou sestavení podmínek stability rovnovážného stavu podle první Ljapunovovy metody pro modelovou soustavu pohonu s tuhými členy, jejíž pohyb je popsán soustavou diferenciálních rovnic (2). Za tím účelem si zavedeme nové proměnné (podrobně viz. disertační práce kapitoly (5)).

6 KROKOVÝ MOTOR

Princip krokového motoru je známý mnoho let, ale možnosti komerčního využití dosáhl teprve v šedesátých letech s pokrokem rozvoje polovodičové techniky pro spínání stejnosměrných proudů. Další rozvoj digitální techniky v sedmdesátých letech umožnil efektivní nasazení krokových motorů do dalších oblastí. Právě tyto motory lze jednoduše a efektivně spojit s mikropočítačem, kterým následně řídíme vykonávání mechanického pohybu. Krokové motory nacházejí zpravidla uplatnění jako výkonové prvky v soustavách elektrických pohonů, kde se jich používá pro nastavování polohy bez zpětné vazby. Oblast jejich použití sahá od jednoduchých pohybů od bodu k bodu, přes rychlé a časově krátké posuvy, (v textilní stroje, počítače apod.). Nemají komutátor, což přispívá ke zvyšování spolehlivosti systémů, kde jsou instalovány a zaručuje jejich bez údržbový provoz. Systémy s krokovými motory lze provozovat i se zpětnou vazbou, zvláště v aplikacích, kde je nutné spolehlivé nastavení polohy. Charakteristikou vlastností těchto motorů je otáčení hřídele po krocích, kde jedna otáčka je složena z určitého počtu jednotlivých kroků. Počet kroků je dán konstrukcí motoru a způsobem řízení, [1], [3], [4], [7], [8], [10].

6.1 PRINCIP A FUNKCE KROKOVÝCH MOTORŮ

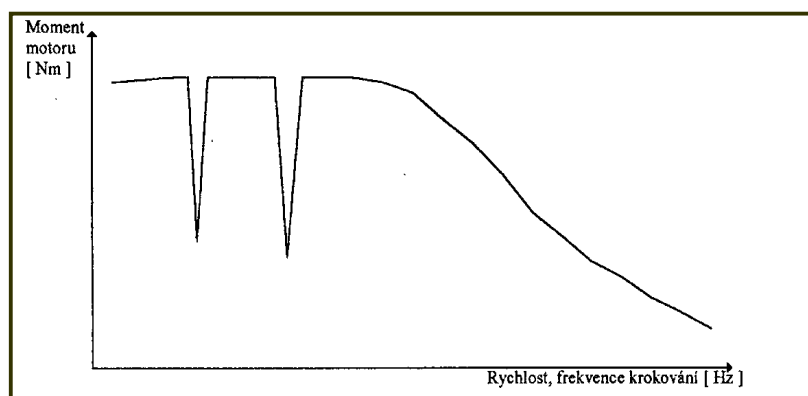
Jak již plyne z názvu tohoto pohonu, charakteristickým rysem je otáčení hřídele po krocích jedno otočení hřídele o 360° mechanických je dáno určitým počtem kroků, jejichž počet je dán konstrukcí motoru a způsobem jeho řízení. Hlavní vlastností je tedy schopnost přenášet řídicí impulsy (změna spínání fázi) do přesně definovaných inkrementů polohy rotoru (kroků). Přesnost natočení rotoru je dosahována sesouhlasením zubů rotoru a statoru, kdy dojde k uzavření magnetického obvodu. U nezátíženého motoru se tedy sesouhlasí poloha zubů rotoru a statoru. V této poloze má motor nulový moment a při vychýlení vnější zátěží moment stroje narůstá. Krok motoru je odezvou na jeden řídicí impuls, při němž se vykoná pohyb (natočení) rotoru z výchozí magnetické klidové polohy, dané vybuzením vinutí jedné fáze do následné magnetické klidové polohy, která je určena vybuzením vinutí fáze kdy dojde k přechodnému jevu s případným zakmitáním okolo nové polohy. Po sepnutí určité fáze se rotor snaží natočit tak, aby byla

minimalizována reluktance. Postupným vývojem se objevilo několik konstrukcí krokových motorů, největšího rozšíření dosáhly motory s proměnnou reluktancí (variable reluctance), v současnosti je v rozšíření začínají převyšovat motory hybridní.

6.2 PROVOZNÍ CHARAKTERISTIKA

Je-li krokový motor použit k polohování, návrhář systému potřebuje znát jak velký moment dává motor při rozběhu, brzdění nebo běhu konstantní rychlostí. Musí zajistit, že motor bude schopen pohánět daný moment zátěže a rozběhne motor zatížený příslušným momentem setrvačnosti, měl by také zajistit chod motoru s maximální rychlostí, se kterou může při dané zátěži běžet.

Informace pro návrh pohonu za těchto částečně protichůdných požadavků je uložena ve formě grafu - provozní charakteristiky (pull-out torque/speed characteristic) znázorňujícím mezní moment, který může motor dosáhnout v závislosti na rychlosti (frekvenci krokování).

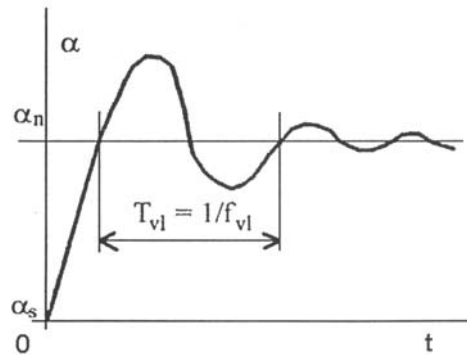


Obr. (1) příklad provozní charakteristiky krokového motoru

Celá provozní charakteristika může být rozdělena na určité oblasti. Pro malé rychlosti se proud po sepnutí fáze rychle indukuje do vinutí na svoji jmenovitou hodnotou a průběh momentu je pro nižší rychlosti relativně konstantní. Velikost momentu v této oblasti může být odvozena ze statické momentové charakteristiky, odpovídá meznímu vazebnímu momentu. Na nižších frekvencích se obvykle ale vyskytují propady momentu. Tyto propady momentu se vyskytují ve většině pohonů s krokovými motory a jsou způsobené mechanickými rezonancemi (viz kapitola 11). Pro vysoké rychlosti se doba nárůstu a poklesu proudu vinutím motoru stává časově úměrnou celkové době vybuzení. Proud nemůže dosáhnout svojí jmenovité hodnoty a dochází tedy k poklesu jeho střední hodnoty a tedy k poklesu momentu motoru.

6.3 ODEZVA NA JEDEN KROK

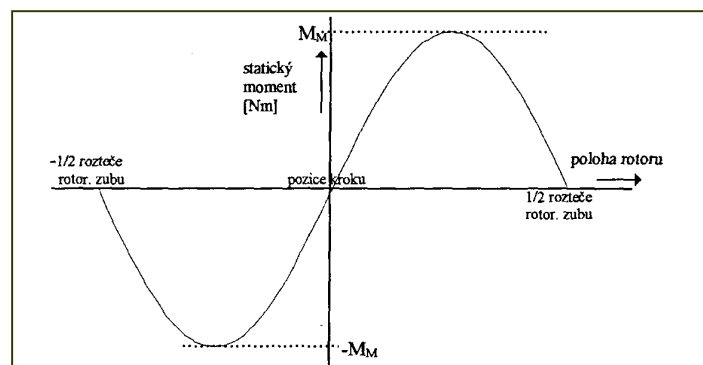
Odezva systému na každou změnu buzení fází – odezva na jeden krok (single step response) – obecně silně kmitá a je slabě tlumena. Pro aplikace vyžadující časově krátké polohování může být toto slabé tlumení výraznou nevýhodou, jelikož rychlost celé soustavy je omezena časem, který je nutný k ustavení žádané polohy s dostatečnou přesností.



Obr. (2) odezva na jeden krok

6.4 STATICKÁ MOMENTOVÁ CHARAKTERISTIKA

Informace o velikosti momentu krokového motoru se udává ve formě grafu – Statické momentové charakteristiky (static torque characteristic)- udávající velikost momentu motoru jako funkci polohy rotoru. Tato závislost by měla být uváděna výrobcem pro několik hodnot budícího proudu (resp. alespoň jmenovitý proud). Průběh této závislosti je nejlépe patrný z obr. (3)



Obr. (3) statická momentová charakteristika

Průběh této závislosti není obvykle přesně sinusový jako na obrázku, ale s malou chybou ji lze aproximovat sinusovkou. Motory s proměnnou reluktancí a motory hybridní mají obdobné charakteristiky. Po nabuzení příslušné fáze se sesouhlasí statorové a rotorové zuby a motor nedává žádný moment. Je-li rotor lehce vychýlen z této pozice vznikne síla mezi rotorem a státorem, která vytváří moment, snažící se vrátit rotor do výchozí pozice. Vychýlení rotoru v záporném směru dává kladný moment, při vychýlení do kladného směru je výsledný moment záporný. Statická momentová charakteristika se opakuje s periodou, odpovídající velikosti zubu rotoru, rotor při vychýlení se vrací do korektní pozice pouze nedošlo – li k vychýlení většímu než polovina rotorového zubu. Maximální hodnota statického momentu se nazývá mezní vazební moment

(peak static torque). Zatížíme-li motor zátěží, rotor se vychýlí do polohy, aby vznikla rovnováha mezi momentem zátěže a momentem poskytovaným motorem. Maximální moment, který motor může vyvinout a tedy mezní velikost zátěže, která může být připojena k motoru ve statickém stavu, odpovídá meznímu vazebnímu momentu. Moment zátěže udává statickou chybu polohy, jejíž velikost lze přímo určit ze statické momentové charakteristiky. Přibližnou statickou

chybu polohy můžeme získat, aproximujeme –li statickou momentovou charakteristikou při příslušném budícím proudu sinusovkou. Pro motor s p rotorovými zuby a statickým vazebním momentem M_M a při vychýlení rotoru o θ je moment dávaný motorem přibližně.

$$M = -M_M \cdot \sin p\theta \quad (3)$$

Je –li moment zátěže M_L připojen k rotoru, dojde k vychýlení rotoru o úhel θ , při kterém moment motoru M a moment zátěže M_L jsou v rovnováze:

$$M_L = M = -M_M \cdot \sin p\theta_e \quad (4)$$

Statické chyba polohy je potom:

$$\theta_e = \sin^{-1} (-M_L / M_M) / p \quad (5)$$

Z tohoto vztahu vidíme, že lze zmenšit velikost statické chyby polohy zvýšením mezního vazebního momentu nebo zvětšením počtu zubů rotoru. Připomeňme si, že délka kroku motoru je nepřímo úměrná počtu rotorových zubů, vidíme tedy, že motor s malou délkou kroku dá menší statickou chybu, než stejně zatížený motor se stejným vazebním momentem ale větší délkou kroku.

Další z možností, jak určit statickou chybu polohy, je metoda linearizace statické momentové charakteristiky v okolí rovnovážné polohy. Charakteristika je aproximována přímkou se směrnici M' , potom je moment motoru:

$$M = -M' \theta \quad (6)$$

Pro moment zátěže M_L platí:

$$M_L = M = -M' \theta \quad (7)$$

A pro statickou chybu polohy platí:

$$\theta_e = M_L / M' \quad (8)$$

Aby byla linearizace efektivní, musí být pracovní bod pro linearizaci zvolen podle očekávané amplitudy výchylky rotoru.

6.5 MIKROKROKOVÁNÍ

Plná délka kroku krokového motoru může být rozdělena do menších inkrementů pohybu rotoru, tento režim se nazývá **mikrokrokování**, respektive drobení kroku (mikrostepping, mini-steps). Budeme –li v jedné fázi postupně snižovat hodnotu budícího proudu a v sousední fázi hodnotu proudu zvyšovat, bude se výsledný vektor magnetické indukce pohybovat mezi krajními polohami, danými vybuzením jednotlivých fází. Pro dvoufázový hybridní motor je pro jeden plný krok motoru požadována rotace magnetického pole o 90° elektrických. Uvažujeme –li dále moment motoru, mění se sinusově s polohou rotoru a mezní vazební moment úměrný proudu fází, můžeme napsat rovnice:

$$M_A = -k_T \cdot i_A \cdot \sin(p\theta)$$

$$M_B = -k_T \cdot i_B \cdot \sin(p\theta - \pi/2) \quad (9a,b)$$

Při provozu s plnou délkou kroku jsou fáze buzeny kladnou nebo zápornou hodnotou proudu o velikosti I a výsledný vektor magnetického pole se pootočí o výše zmíněných $\varphi = 90^\circ$ elektrických. V režimu drobení kroku si tento úhel φ rozdělíme na n mikrokroků, pro velikost proudu jednotlivými fázemi potom platí rovnice:

$$i_A = I \cos(k \cdot \varphi / n)$$

$$i_B = I \cdot \cos(k \frac{\varphi}{n} - \frac{\pi}{2}) \quad (10a,b)$$

kde $k = 0, 1, 2, \dots, a$

Pro uvedený motor budeme uvažovat vykonání čtyř mikrokroků na jeden krok, pro poměry proudů bude tedy platit následující tabulka.

Tab.(1) Velikost proudu jednotlivými fázemi při mikrokrokování

Mikrokrok číslo	Elektrický úhel φ	Proud fází A i_A	Proud fází B i_B
0	0	I	0
1	22,5	0,924 I	0,383 I
2	45	0,707 I	0,707 I
3	67,5	0,383 I	0,924 I
4	90	0	I

Hodnota mezního vazebního momentu je potom konstantní a odpovídá velikosti momentu, získaného při buzení jedné fáze velikostí proudu I. Na rozdíl od režimu plného krokování, kde je křivka momentu posunována vždy o 90° , při mikrokrokování je posunuta vždy o malý přírůstek úměrný velikosti kroku; tedy mikrokrokování nemění sklon křivky statické momentové charakteristiky a nezvětšuje tedy přesnost polohování. Výhody mikrokrokování jsou následující :

- **klesne zvlnění momentu se vzrůstem počtu mikrokroků.**
- **poklesnou přirozené rezonance, protože došlo k omezení velikosti přechodových dějů mezi jednotlivými polohami kroků.**
- **poklesne hluk úměrně ke zvětšení počtu mikrokroků. Hluk je způsobován velkými změnami proudu a následnou změnou momentu.**
- **návrh pohonu může být upraven podle požadavků aplikace. Zde je nezbytný požadavek na přesnou velikost proudu s minimálním zkreslením pro jednotlivé fáze.**
- **systémová účinnost je zlepšena díky lepšímu využití momentu.**

Mikrokrokování tedy zvětšuje citlivost krokového motoru, ale chyba polohování plynoucí ze statické momentové charakteristiky pro daný moment zátěže, zůstává stejná jako pro režim plného kroku. Pro standardní řízení na plné kroky je rovnovážná poloha kroku dosahována sesouhlasením satorových a rotorových zubů a je tedy nezávislá na velikosti proudu. Při mikrokrokování je výsledná poloha rotoru kriticky závislá na velikosti proudu tekoucí každou fází a jakákoliv chyba ve velikosti proudu je přenesena přímo do chyby polohy, [1], [3], [4], [7], [10], [36]

7 MATEMATICKÝ MODEL KROKOVÉHO MOTORU

Současné používané výkonové krokové motory jsou obvykle řešeny s rotorem buzeným permanentními magnety ze vzácných zemin a ve dvou, tři a pětifázovém provedení. V tomto případě se stator skládá z vyniklých pólů, na nichž jsou navinuta fázová vinutí. Na oblině pólových nástavců jsou kombinace zubů a drážek a rovněž povrch rotoru je drážkován. Jejich počet je jiný na rotoru i statoru. Na rotoru jsou umístěny axiálně magnetované permanentní magnety, [8].

Takto uspořádaný krokový motor je po transformaci rovnic do os d, q popisován soustavou rovnic:

$$u_d = 2qR_c i_d - \frac{d\Psi_d}{dt} - \Psi_q Z_r \frac{d\Theta_m}{dt} \quad (11)$$

$$u_q = 2qR_c i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \Psi_d Z_r \frac{d\Theta_m}{dt} \quad (12)$$

$$J \frac{d^2\Theta_m}{dt^2} + M_z = Z_r (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (13)$$

$$\Psi_d = (L_{h1} + L_\sigma - L_{h2}) i_d + \frac{k_N}{Z_r} = L_d i_d + \frac{K_N}{Z_r} = L_d i_d + \Psi_m \quad (14)$$

$$\Psi_q = (L_{h1} + L_\sigma + L_{h2}) i_q = L_q i_q \quad (15)$$

Kde:

$$L_{h1} = q(2N_c)^2 \frac{\lambda_{p0} + 2qR_m (\lambda_{p0}^2 - \frac{\lambda_{p1}^2}{4})}{1 + 2qR_m \lambda_{p0}} \quad (16)$$

$$L_{h2} = \frac{q^2}{2} (2N_c)^2 \frac{R_m \lambda_{p1}^2}{1 + 2qR_m \lambda_{p0}} \quad (17)$$

$$K_N = N_c B_0 S_m \frac{\lambda_{p1}}{\lambda_{p0}} Z_r = \Psi_m Z_r \quad (18)$$

$$\lambda_{p0} = \frac{\lambda_0}{\tau_d} \alpha_p \tau_c \quad (19)$$

$$\lambda_{p1} = \frac{\lambda_1 D}{2\tau_d} \sin \frac{2\alpha_p \tau_c}{D} \quad (20)$$

$$\tau_c = \frac{\pi D}{8} \quad (21)$$

$$\tau_d = \frac{\pi D}{50} \quad (22)$$

Rovnice (11), (12), (13) upravíme do tvaru pro výpočet složkových proudů a mechanického úhlu:

$$i_d = \frac{u_d}{2qR_c + pL_d} + \frac{L_q Z_r}{2qR_c + pL_d} i_q p\Theta_m \quad (23)$$

$$i_q = \frac{u_q}{2qR_c + pL_q} - \frac{L_d Z_r}{2qR_c + pL_q} i_d p\Theta_m - \frac{K_N}{2qR_c + pL_q} p\Theta_m \quad (24)$$

$$\Theta_m = \frac{Z_r (L_d - L_q)}{j p^2} i_d i_q + \frac{K_N}{j p^2} i_q - \frac{M_z(p)}{j p^2} \quad (25)$$

kde:

$$u_d = U \cos(\gamma - Z_r \Theta_m) \quad (26)$$

$$u_q = U \sin(\gamma - Z_r \Theta_m) \quad (27)$$

Rovnice (23), (24), (25), jejich řešení je poměrně složité, ale je ho však možno zjednodušit využitím zjednodušeného modelu, [8].

7.1 ZJEDNODUŠENÝ MATEMATICKÝ MODEL KROKOVÉHO MOTORU

Zjednodušení koncepčně vychází ze zkušeností, že nejméně příznivé provozní vlastnosti má krokový motor při řádově malých otáčkách. Za tohoto předpokladu je možno výše uvedené rovnice zjednodušit zanedbáním vlivu časových konstant vinutí a komutačních dějů v napájecím zdroji, tj. elektronický napáječ se chová jako ideální proudový zdroj, [8].

Potom:

$$U_d = U \cos \gamma = 2q R_c i_d - K_N \frac{\partial \Theta_m}{\partial t} \sin Z_r \Theta_m \quad (28)$$

$$U_b = U \sin \gamma = 2q R_c i_b + K_N \frac{\partial \Theta_m}{\partial t} \cos Z_r \Theta_m \quad (29)$$

$$i_d = \frac{U}{2qR_c} \cos(\gamma - Z_r \Theta_m) = I \cos(\gamma - Z_r \Theta_m) \quad (30)$$

$$i_q = \frac{U}{2qR_c} \sin(\gamma - Z_r \Theta_m) - \frac{K_N}{2q R_c} \frac{\partial \Theta_m}{\partial t} = I \sin(\gamma - Z_r \Theta_m) - \frac{K_N}{2q R_c} \frac{\partial \Theta_m}{\partial t} \quad (31)$$

$$M = Z_r(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) = K_N i_q + Z_r (L_d - L_q) i_q i_d \quad (32)$$

Pro krokové motory s permanentními magnety navíc přibližně platí, že $L_d = L_q$, takže výsledná rovnice momentu je ve tvaru:

$$M = M_1 \sin(\gamma - Z_r \Theta_m) - D \frac{\partial \Theta_m}{\partial t} \quad (33)$$

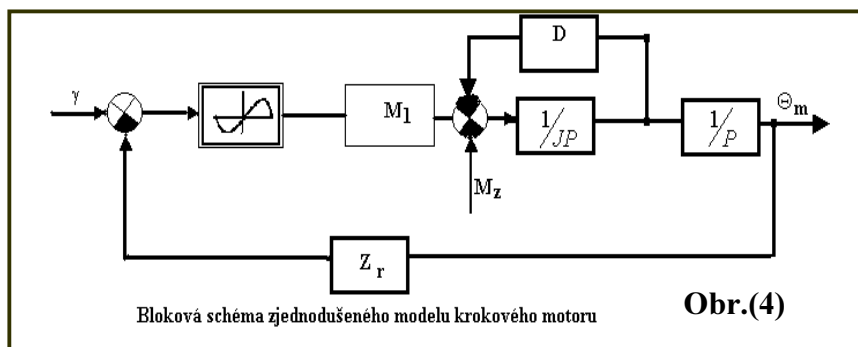
kde: $M_1 = K_N I$ – amplituda aktivního momentu

$$D = \frac{K_N^2}{2q R_c} - \text{koeficient vnitřního tlumení systému}$$

Elektromechanická rovnice má tvar:

$$J \frac{\partial^2 \Theta_m}{\partial t^2} + D \frac{\partial \Theta_m}{\partial t} + M_z = M_1 \sin(\gamma - Z_r \Theta_m) \quad (34)$$

a odpovídající blokové schéma této rovnice je na obr.(4) Takto:



8 TROJFÁZOVÝ KROKOVÝ MOTOR

Měření a praktické realizace probíhaly na reálném funkčním vzorku krokového motoru instalovaném v laboratoři elektrických pohonů ústavu ÚVEE. Tento pohon je tvořen sestavou:

- trojfázový krokový motor 397 LWB
- modul napájení a řízení (řídicí jednotka) WDP3 –014

Tuto soustavu doplňuje osciloskop a PC komunikující s řídicí jednotkou po sériové lince (RS 232) a ovládací člen. Parametry motoru, schéma a řez motorem jsou uvedeny v příloze. Výrobce motoru a řídicí jednotky firma Sig –Berger Lahr.

8.1 KONSTRUKCE A VLASTNOSTI MOTORU VRDM 397 LWB

Jedná se o hybridní krokový motor, bude ke zvýšení momentu motoru je využita konstrukce se dvěma magnetickými obvody na rotoru (tj. na rotoru jsou dva permanentní magnety, každý se dvěma pólovými nástavci). Tato konstrukce je výhodná:

- motor s jedním permanentním magnetem a dvojnásobným poloměrem rotoru by při stejném momentu měl 4x větší moment setrvačnosti.
- materiál permanentních magnetů je AlNiCo, levnější a dostupnější než např. soli vzácných zemin nebo Neodym, ale s mírně menší magnetickou indukci.
- na statoru je 12 hlavních pólů střídavě vždy se 3 a 4 zuby na jednom hlavním pólu, což způsobuje optimální ztrátový Cu/Fe poměr. Mezera mezi krajními zuby sousedních hlavních pólů je 2/3 zubové rozteče rotorových zubů, což způsobuje minimální rozptyl toku.
- optimální geometrií zubů bylo dosaženo rovnoměrného chodu jako u pětifázových motorů a zároveň snížení přidrženého momentu vyvozovaného hlavním magnetickým tokem. Důsledkem toho je, že motor se rozbíhá s maximální momentem již od nejnižšího rychlosti.
- lisovaná konstrukce statoru umožnila snížit hlučnost a zmenšit vzduchovou mezeru a tím došlo k nárůstu velikosti magnetického toku. Části magnetického obvodu jsou navrženy tak, že při jmenovitém momentu nedochází k saturaci v železe.
- vnější tvar statoru je s plochými hranami, což usnadňuje upevnění a umožňuje lepší využití prostoru. Výrobce nabízí provedení motoru s brzdou, převodovkou nebo čidlem polohy. Izolace je třídy F, krytí IP 56 na povrchu motoru a IP 41 u výstupu hřídele.

8.2 MĚŘENÍ PROVOZNÍ CHARAKTERISTIKY

Teoretický popis provozní charakteristiky krokových motorů a její význam na navrhování příslušných motorů, vhodných pro konkrétní aplikace, již byl uveden v kapitole ((6.5.) disertační práce), Zde jsem provedl její měření, kdy jsem zatěžoval popisovaný trojfázový motor stejnosměrným dynamometrem a zjišťoval velikost momentu, při kterém dochází ke ztrátě kroku v závislosti na frekvenci krokování. Provozní charakteristika je závislost velikostí kroutícího momentu na frekvenci krokování při běhu motoru konstantní rychlostí, proto jsem zvětšování momentu prováděl až po rozběhnutí motoru na odpovídající rychlost. Měření jsem nezjistil rezonanční propady momentu na nižších frekvencích. Pro nejvyšší frekvence krokování se velikost

momentu stává relativně nezávislou na velikosti fázového proudu a blíží se přibližně stejné hodnotě.

8.3 POSTUP MĚŘENÍ

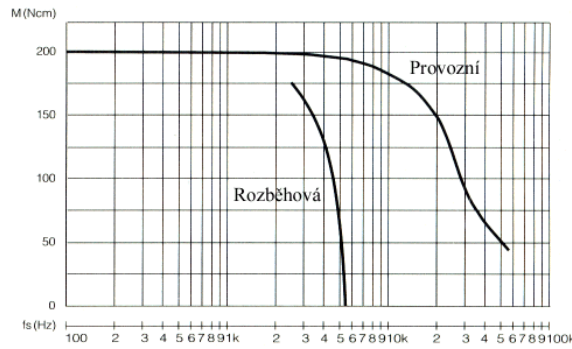
Zatěžování jsem prováděl pro hodnoty fázových proudů $I = 1,5; 1,6; 1,7; 1,8; 1,9$ a 2 A, hodnotu fázového proudu jsem vždy před měřením příslušné charakteristiky nastavil na čelním panelu řídicí jednotky. Naprogramování řídicí jednotky jsem motor rozbíhal na požadovanou rychlost (u vyšších rychlostí jsem rozběhnutí prováděl po rampě s velmi malou strmostí z důvodu velkého momentu setrvačnosti dynamometru). Po rozběhnutí motor a jeho chodu konstantní rychlost, kterou jsem orientačně kontroval připojeným tachodynamem, jsem dynamometrem zvětšoval zátěžný moment a při ztrátě kroku jsem odečetl maximální hodnotu momentu na dynamometru.

Tab.(2) Naměřené hodnoty

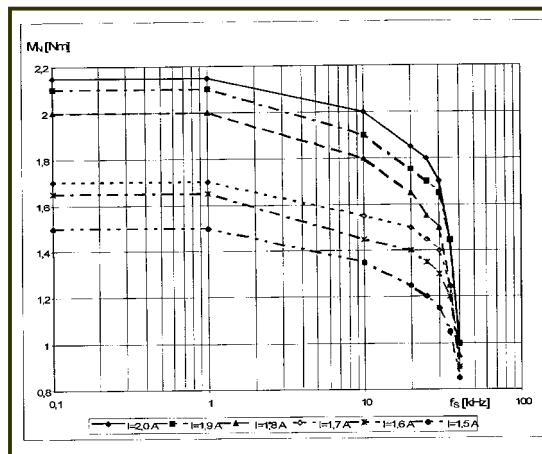
Řídicí kmitočet f_s [kHz]	0.1	1	10	20	25	30	35	40
Napětí tacho –dynamu U [V]	0,12	1,2	12	24	30	36	42	48
Odpovídající otáčky [min^{-1}]	6	60	600	1200	1500	1800	2100	2400
$I = 2,0$ A	2,15	2,15	2	1,85	1,8	1,7	1,45	1
$I = 1,9$ A	2,1	2,1	1,9	1,75	1,7	1,65	1,45	1
$I = 1,8$ A	2	2	1,8	1,65	1,55	1,5	1,25	0,95
$I = 1,7$ A	1,7	1,7	1,55	1,5	1,45	1,4	1,25	0,9
$I = 1,6$ A	1,65	1,65	1,45	1,4	1,35	1,3	1,2	0,9
$I = 1,5$ A	1,5	1,5	1,35	1,25	1,2	1,15	1,05	0,85

8.4 POROVNÁNÍ NAMĚŘENÉ ZÁVISLOSTI SE ZÁVISLOSTI UDÁVANOU VÝROBCEM

K dispozici jsem měl graf provozní charakteristiky od výrobce pro velikost proudu $I = 1,8$ A, provedl jsem srovnání této charakteristiky a naměřené charakteristiky pro stejnou velikost fázového proudu, pro větší přehlednost jsem obě charakteristiky vložil do jednoho grafu. Naměřil jsem stejnou velikost momentu pro nízké frekvence krokování $M = 2$ Nm, tato hodnota odpovídá meznímu vazebnímu momentu, pro frekvenci krokování do 15 kHz mají obě charakteristiky takřka shodný průběh, pro frekvenci 15 –40 kHz jsem naměřil menší pokles momentu a tedy příznivější chování motoru než udává výrobce.



Obr. (5) Provozní charakteristika udává výrobcem



Obr. (6) Provozní charakteristika

9 REZONANCE

9.1 TEORETICKÝ ROZBOR REZONANCÍ

Úkolem této práce je zjištění vlivu rezonancí na chování popisovaného motoru. Úvodem zde uvede příčiny vzniku rezonancí (které jsou typické pro všechny typy krokových motorů). Byla uvedena reakce na jeden krok v kapitole 6.6. Jedním z důsledků této silně kmitavé odezvy na jeden krok je existence rezonancí pro určité rychlosti krokového motoru.

Frekvence kmitů této odezvy může být předpovězena pro kombinace motor/zátěže ze statické momentové charakteristiky, předpokládáme –li, že systém je lehce tlumen. Je –li rotor vzdálen o θ z rovnovážné polohy, moment motoru je tedy – $M' \cdot \theta$, M' je odvozeno z momentové charakteristiky. Za předpokladu, že není zatížen momentem platí rovnice:

$$- M' \cdot \theta = J \frac{\partial^2 \theta}{\partial t^2} \quad (35)$$

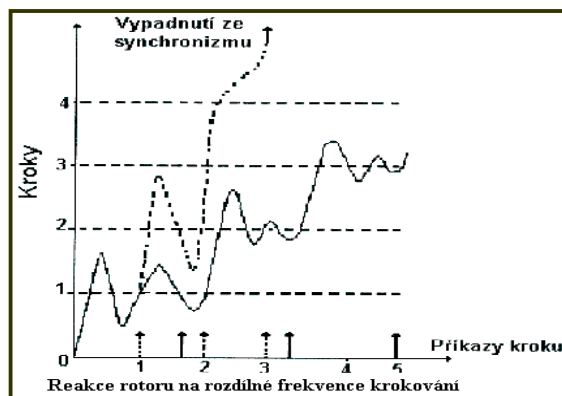
Tato rovnice je přehlednější ve tvaru

$$J \frac{\partial^2 \theta}{\partial t^2} + M' \theta = 0 \quad (36)$$

Toto je rovnice jednoduchého harmonického pohybu rotoru a pro přirozenou frekvenci kmitání rotoru kolem rovnoběžné polohy platí:

$$f_{REZ} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{M'}{J_M + J_Z}} \quad (37)$$

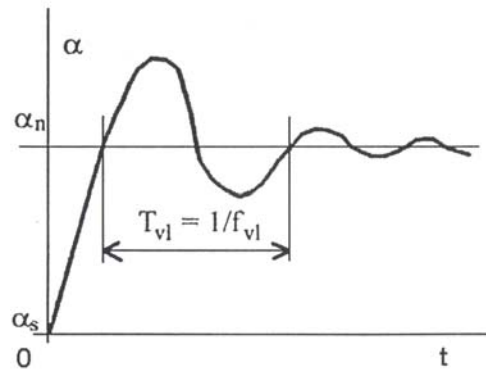
Obrázek (7) znázorňuje dvě různé reakce motoru na sled několika kroků pro rozdílné frekvence krokování. První reakce (plnou čarou) je pro krokování, která je asi 0,6 násobkem přirozené frekvence (frekvence kmitání rotoru) a tedy rotor je za rovnovážnou polohou a má nízkou rychlost v bodě, kdy dojde ke změně buzení fází. Rotor má rovnoměrnou a rychlou odezvu pro každý krok. Ve druhém případě (čárkování čarou) je frekvence krokování přibližně rovna přirozené frekvenci a tedy rotor je v rovnovážné poloze s kladnou rychlostí na konci prvního kroku, když dojde ke změně buzení fází. Jako reakce na rychlost rotoru odezva na druhý krok má více kmitavý charakter, dojde k větším kmitům kolem pozice druhého kroku; rotor kmitá stále s větší amplitudou kolem rovnovážné pozice. Po vykonání následujících kroků vzrůstá amplituda kmitů, dokud se rotor neopozdí nebo nepředběhne požadovanou polohu o polovinu rotorové zubové rozteče. Je-li tedy tato amplituda překonána, moment motoru způsobí, že se rotor pootočí do alternativní polohy kroku, která je vzdálena o jednu zubovou rozteč rotoru od požadované polohy. Vazba mezi pozicí rotoru a počtem vykonaných kroků je tedy ztracena a následný pohyb rotoru je nevypočitatelný. Poznamenejme, že motory s větším počtem fází mají zde výhodu, jelikož délka kroku je malá v poměru s velikostí zubu rotoru. Toto rezonanční chování systému tedy vede k poklesům momentu (tzv. rezonanční moment) motoru na určitých frekvencích krokování, jak bylo znázorněno na příkladu provozní charakteristiky. Frekvence krokování, na kterých dochází k rezonančním poklesům momentu mohou být předpovězeny, známe-li přirozenou frekvenci z rovnice (37) nebo z přímého měření odezvy na jeden krok. K rezervaci obvykle dojde při změnách buzení, které jsou provedeny, je-li rotor za svoji rovnovážnou polohou a má-li kladnou rychlost. Rotor musí projít těmito oblastmi, vždy v časech, které odpovídají násobkům periody kmitání.



Obr. (7) Reakce rotoru na rozdílné frekvence krokování

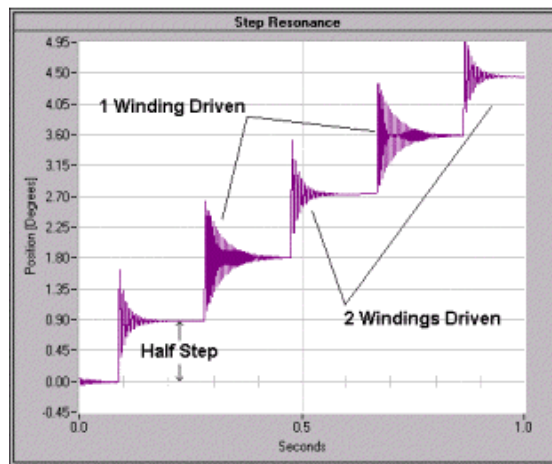
9.2 MĚŘENÍ REZONANCÍ

Při změně hodnoty proudu řídicího (statorového) vinutí dochází k přechodnému jevu, který je charakterizován zakmitáním rotoru kolem nové polohy. Frekvence těchto tlumených kmitů je vlastní frekvencí pohonu (motoru), obr. (8).



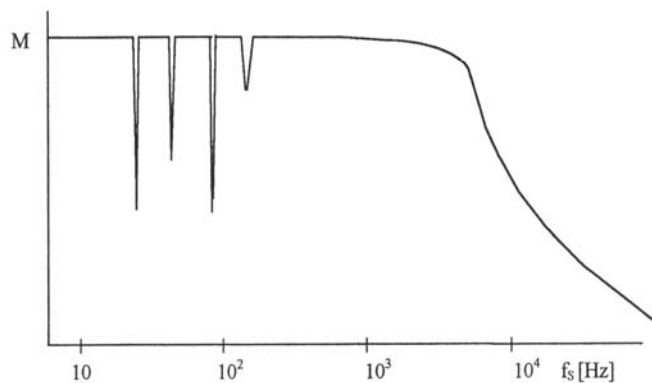
obr. (8) Vlastní frekvence (zákmit) při změně polohy rotoru o jeden krok

kde: α ... úhel kroku, t ... čas, α_s ... počáteční poloha rotoru
 α_n ... koncová poloha rotoru T_{vl} ... perioda vlastních kmitů
 f_{vl} ... frekvence vlastních kmitů



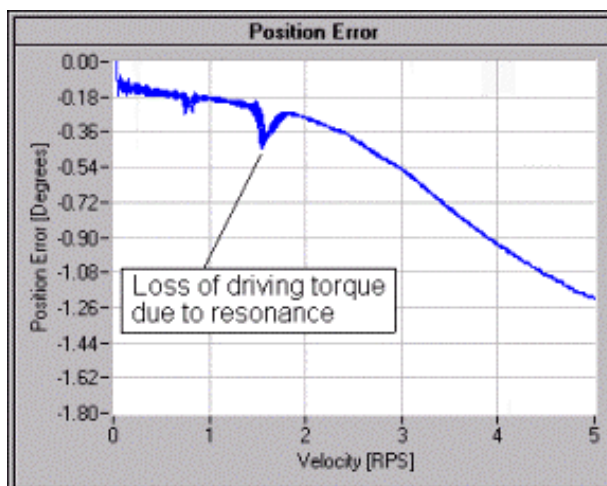
Obr. (9) Rezonance při půlkrokovém řízení

Na předchozím obrázku je obecně vidět zakmitání rotoru kolem nové polohy. Na následujícím obr. (9) je možné vysledovat, že rezonance je ovlivněna i způsobem řízení. Jakmile je při pohybu pohonu frekvence krokování blízká nebo rovna vlastní frekvenci či jejímu násobku (2, 3 násobek) dochází k rezonanci, která ovlivňuje přesnost polohování (ztrátu kroku eventuelně zastavení pohonu). Tyto rezonance se projevují na provozní momentové charakteristice propadem v průběhu, obr.(10).



Obr. (10) Příklad momentové charakteristiky KM

Ve skutečnosti může vypadat naměřená charakteristika dle následujícího obrázku, obr. (11)



obr. (11) Propad momentu při rezonanci

Na základě literárních pramenů zjišťujeme, že nejsilnější rezonance nastávají při nízkých frekvencích krokování. Zmenšení těchto rezonančních pásem je možné docílit konstrukcí pohonu (motoru) a způsobem řízení. Mikrokrokování je jeden z možných způsobů řízení motoru a vede k odstranění nežádoucích jevů. Při tomto řízení je základní krok rozdělen na mikrokoky. Dalšími ovlivňujícími faktory jsou: a) hodnoty budících proudů vinutí při akceleraci a konstantní rychlosti, b) celkový moment setrvačnosti. [7], [7a], [10, 10a, 10b, 10c, 10d].

9.3 REZONANCE NA REÁLNÉM KROKOVÉM MOTORU

9.3.1 Určení momentu setrvačnosti setrvačníků

Ke zvětšování momentu setrvačnosti motoru při zjišťování rezonančních frekvencí jsem používal setrvačníky. K motoru jsem měl k dispozici dva setrvačníky a spojku k dynamometru, pro další měření bylo nutné určit hodnotu momentu setrvačnosti J jednotlivých setrvačníků. Vydeme ze vzorce pro výpočet momentu setrvačnosti J válcových těles.

$$J = \frac{1}{2}mr^2. \quad (38)$$

Potom tedy výsledný moment setrvačnosti určíme jako součet momentů setrvačnosti souosých válců. Pro naše měření bude stačit, provedeme –li výpočet hmotnosti pomocí objemu a hustoty tělesa. Hustota volíme z tabulek jako střední hodnotu pro ocel $\rho = 7700 \text{ kg.m}^{-3}$. Objem válce určíme z elementárního vzorce.

$$V = \pi.r^2.l \quad (39)$$

Pro hustotu materiálu platí:

$$\rho = \frac{m}{V}. \quad (40)$$

Pro náš výpočet bude vhodnější dosazovat rozměry tělesa v mm a výsledný moment setrvačnosti J určit v kg.cm^2 . Rovnice bude potom mít tvar:

$$J = \frac{1}{2}\rho.\pi.r^4.l$$

$$J = \frac{1}{2} \rho \cdot \pi \cdot r^4 \cdot l \cdot 10^{-11}. \quad [\text{kg.cm}^2; \text{kg.m}^{-3}; \text{mm}; \text{mm}] \quad (41)$$

Tab.(3) Momenty setrvačnosti

Součet	Označení	Moment setrvačnosti J [kg.cm ²]
Unášec k dynamometru	J ₀	1,2
Setrvačnick 1	J ₁	5,6
Setrvačnick 2	J ₂	9,2
Motor – katalog. hodnota	J _m	1,1

9.3.2 Naměřené hodnoty

Měření probíhalo pro trojfázový krokový motor nezátížený momentem M, ale s různým momentem setrvačnosti J. Měření jsem provedl pro hodnoty budících proudů 1,6; 1,8; 1,9; 2,0 A.

A) Motor nezátížený přídatným momentem setrvačnosti

Tab.(4) Rezonanční frekvence motoru nezátíženého vnějším momentem setrvačnosti

Proud [A]	Rezonanční frekvence [Hz]		
1,6	494	970	1480
1,7	502	990	1500
1,8	510	1005	1530
1,9	512	1020	1542
2,0	516	1020	1560

V tabulce jsou zachyceny tři nejvýraznější rezonanční oblasti, dosáhne –li frekvence krokování rezonanční oblasti, motor se začíná viditelně chvět, ale nedochází ke ztrátě kroku. Další rezonanční frekvence byly nalezeny v rozmezí 4550 –4800 Hz, zde bylo více rezonancí velmi malé intenzity a okolo frekvence 7500 Hz také nepatrné intenzity. Tyto rezonance už bylo obtížné vizuálně zachytit a pro jejich nepatrnost jsem se jimi dále nezabýval.

Šířka pásma, kdy u motoru docházelo k rezonanci, je pro první frekvenci (500 Hz) kolem 60 Hz, pro druhou frekvenci (1000 Hz) 40 Hz a pro třetí frekvenci (1500 Hz) 25 Hz. V tabulce uveden přibližný střed rezonanční oblasti. První a druhá rezonanční frekvence byly stejně intenzivní, třetí rezonanční frekvence byla méně výrazná a s užším rezonančním pásmem.

B) Motor zatížený momentem setrvačnosti J₀

Tab.(5) Rezonanční frekvence motoru zatíženého momentem setrvačnosti J₀

Proud [A]	Rezonanční frekvence [Hz]		
1,6	338	658	1004
1,7	344	670	1020
1,8	350	682	1030
1,9	352	690	1042
2,0	354	695	1050

J₀ = 1,2 [kg.cm²] (spojka k dynamometru)

Motor zde byl zatížen momentem setrvačnosti, který přibližně odpovídal momentu setrvačnosti motoru $J_m = 1,1$ [kg.cm²]. Rezonance při tomhle měření byly nejsilnější ze všech čtyř měření A, B, C, D. Nejintenzivnější byla třetí rezonanční frekvence (uvedená tučně), zde docházelo k výraznému kmitání hřídele, ale nedošlo k zastavení motoru. Experimentálně bylo zjištěno, že bylo-li dosaženo této rezonanční frekvence (uvedená tučně), zde docházelo k výraznému kmitání hřídele, ale nedošlo k zastavení motoru.

Experimentálně bylo zjištěno, že bylo –li dosaženo této rezonanční frekvence a poté byla frekvence krokování snížena asi o 80 –90 Hz, došlo ke skončení rezonancí a klidnému chodu motoru. Například pro budicí proud 2,0 A byla frekvence krokování plynule zvyšována, rezonance začala při 1025 Hz a pro 1050 Hz, byla rezonance nejvýraznější a pokud byla dále zvyšována frekvence krokování při 1070 Hz, rezonance zanikla. Pokud ale byla frekvence krokování z 1050 Hz snižována, docházelo k výše uvedenému zvyšování intenzity rezonance a bylo třeba snížit frekvenci krokování na 940 Hz, aby hřídele motoru přestala kmitat.

Dalším experimentálním závěrem bylo, že pro motor nezahřátý na provozní teplotu (motor o teplotě laboratoře), dochází ke snížení rezonančních frekvencí o 40 –50 Hz. Dochází také k částečné změně intenzity rezonancí, pro některé frekvence intenzity rezonancí (př. Pro oblast 1000 Hz). Tímto problémem jsem dále nezabýval, protože k zahřátí motoru dochází velmi rychle, cca po 1 min. chodu motoru.

C) Motor zatížený momentem setrvačnosti J_1

Tab.(6) Rezonanční frekvence motoru zatíženého momentem setrvačnosti J_1

Proud [A]	Rezonanční frekvence [Hz]		
1,6	198	386	578
1,7	202	393	596
1,8	208	410	608
1,9	212	413	617
2,0	212	415	620

$$J_1 = 5,6 \text{ [kg.cm}^2 \text{] (setrvačnick 1)}$$

Došlo k výraznému snížení intenzity rezonancí oproti měření bodu B při zvýšení momentu setrvačnosti na hřídeli z J_0 na J_1 .

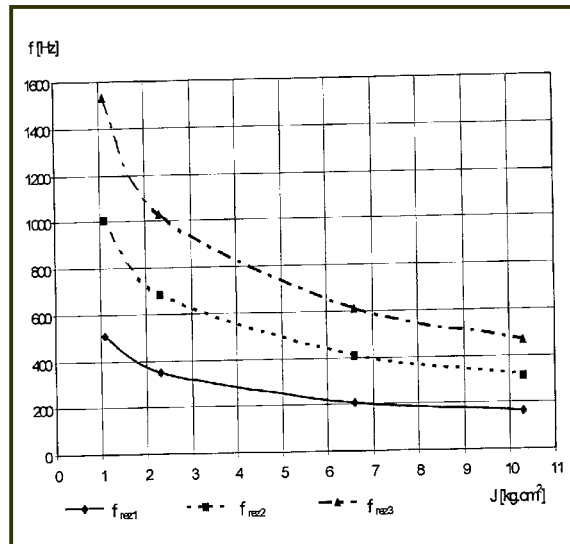
D) Motor zatížený momentem setrvačnosti J_2

Tab.(7) Rezonanční frekvence motoru zatíženého momentem setrvačnosti J_2

Proud [A]	Rezonanční frekvence [Hz]		
1,6	156	308	468
1,7	160	310	465
1,8	163	314	468
1,9	170	318	468
2,0	170	320	468

$$J_2 = 9,2 \text{ [kg. cm}^2 \text{] (setrvačnick 2)}$$

Při dalším zvětšení momentu setrvačnosti na hřídeli nastává opět zmenšení intenzity rezonancí.



Obr. (12) Závislost změny rezonanční frekvence na velikosti momentu setrvačnosti

9.3.3 Experimentální výsledek

Je zřejmé, že pro zvyšující se moment setrvačnosti dochází ke snižování rezonančních frekvencí. Nejvýraznější rezonance nastávají pro motor s připojeným momentem setrvačnosti J_0 (měření B), především v oblasti kolem 1000 Hz a pro motor bez připojeného momentu setrvačnosti (měření A), zde oblasti v okolí 500 Hz a 1000 Hz. Při dalším zvyšování připojeného momentu setrvačnosti intenzita rezonance slábne, dochází k “filtraci” rezonance momentem setrvačnosti. Pro motor nezahřátý na provozní teplotu dochází k poklesu frekvencí rezonančních oblastí o asi 40 Hz.

9.3.4 Numerické odvození přirozené rezonance

Rezonanční frekvence lze určit i numerickým výpočtem, takto vypočtené hodnoty použijeme pro porovnání experimentálně určenými frekvencemi. Pro numerický výpočet vyjdeme ze vzorce (41). Z tohoto vzorce plyne nutnost znát statickou momentovou charakteristikou, respektive její linearizaci. Zde přebírám neměřené hodnoty pro provedení linearizace při fázovém proudu $I = 2$ A.

Tab. (8) Hodnoty statické momentové charakteristiky

Výchylka β [°]	0	0,34	0,51	0,67	0,84	1,01	1,18	1,35	1,52	1,68
Výchylka β [rad]		0,005934	0,008901	0,011694	0,014661	0,017628	0,020595	0,023562	0,026529	0,029322
M { Nm]	0	0,65	0,93	1,24	1,54	1,83	2,09	2,31	2,46	2,54

Pro linearizaci platí:

$$M' = \frac{\Delta y}{\Delta x} = 101,5 \quad (42)$$

Z tabulky je vidět, že pro výchylku rotoru 0 – 1,18 je linearizace provedena s dostatečnou přesností. Potom s použitím vztahu (41) můžeme pro rezonanční frekvenci nezátíženého motoru napsat:

$$f_{REZ} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{M'}{J_M + J_Z}} = 152,9 \text{ Hz} \quad (43)$$

V předešlé části, kde jsem uváděl experimentální určování rezonancí, jsem mluvil o frekvencích krokování s využitím mikrokrokování, tato hodnota, ale určuje s jakou frekvencí bude kmitat rotor, tedy se vztahuje ke konstrukci motoru a krokování na celé kroky. Zde se mi nepodařilo určit, zda u popisovaného motoru dochází ke kmitání rotoru s touto frekvencí. Proto by bylo vhodné snímat polohu rotoru po vykonání jednoho kroku a z tohoto měření určit skutečnou frekvenci kmitání rotoru a porovnat ji s vypočtenou, pro mé měření nebylo vhodné čidlo s dostatečným rozlišením k dispozici. Na základě vztahu (41,43) se pokusím o odvození vztahu, určujícího rezonanční frekvence popisovaného motoru při daném způsobu řízení v závislosti na velikosti proudu fází.

$$f_{REZ3} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{5 \cdot 10^3}{J_M + J_Z}}$$

$$f_{REZ2} = \frac{2}{3} f_{REZ3}$$

$$f_{REZ1} = \frac{2}{3} f_{REZ3} \quad (44, a,b,c)$$

10 SNÍMÁNÍ REZONANCÍ TROJFÁZOVÉHO KROKOVÉHO MOTORU 397 LWB

Pro toto měření byly k dispozici piezoelektrická čidla se zesilovači, k zobrazení a snímání naměřených hodnot byl použit paměťový osciloskop (zapojení osciloskopu je uvedeno na obr. (11.1)). Chvění bylo měřeno ve dvou osách na plášti motoru, výstupní veličinou čidla je zrychlení ($\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$). Záznamy byly provedeny pro různé frekvence krokování a připojené momenty setrvačnosti. Motor byl uchycen svým čelem do konstrukčního rámu, který byl v průběhu měření volně položen na stole. Uchycení motoru bylo provedeno čtyřmi šrouby, čidla byla umístěna ve středu částí pláště.

10.1 TECHNICKÉ ÚDAJE TROJFÁZOVÉHO KROKOVÉHO MOTORU

Trojfázový krokový motor v laboratoři UVEE, FEKT má 50 pólparů ($p=50$) a jeden základní krok je rozdělen na 20 mikrokroků ($k=20$), takže podle uvedeného vztahu má motor 1000 kroků na otáčku, což odpovídá velikosti kroků $\alpha=0.36^\circ$.

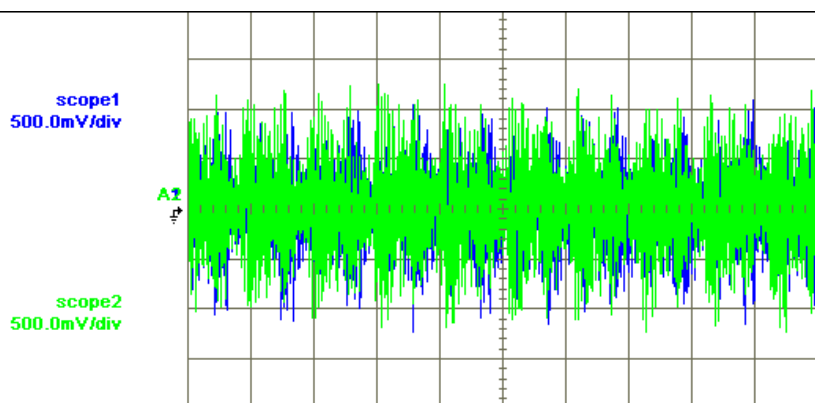
jmenovitý moment	$M_n = 2 \text{ Nm}$
jmenovitý fázový proud	$I_n = 1.75 \text{ A}$
počet p lparů	$P = 50$
počet kroků/otáčku	$Z = 1000$
maximální systémová rychlost	$f = 32,768 \text{ KHz}$
maximální rychlost	1000 Hz
start/stop	100 Hz
maximální zrychlení	125 Hz/ms (lineární rampa)

10.2 MĚŘENÍ REZONANCÍ A JEJICH ANALÝZA

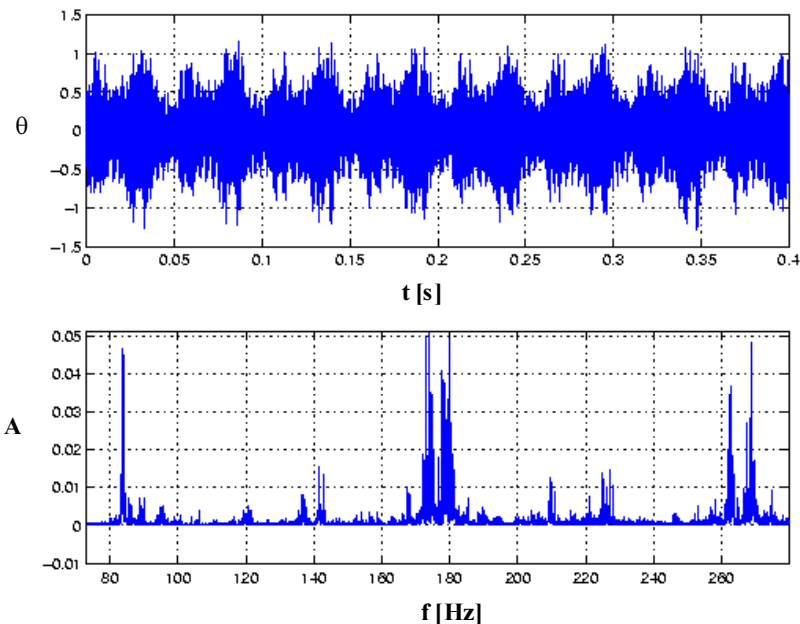
Ke snímání rezonančních pásem bylo použito speciálního čidla chvění ve spojení se záznamovým zařízením. Čidlo chvění je opatřeno závitem a zašroubováno do kuprexitové destičky připevněné přímo na těleso motoru. Čidlo pracující na principu indikace zrychlení má analogový výstup propojený s vyhodnocovacím zařízením, které je přes paralelní port řízeno softwarem nainstalovaným na počítači. Software umožňuje komfortní ovládání celého měření tj. rychlost vzorkování (přesnost měření), délku měření, grafické zobrazení přímo naměřených hodnot jak v časové ose tak i v ose frekvenční a samozřejmě i uložení naměřených dat. Naměřené hodnoty zrychlení θ [(m.s⁻²)] a pomocí programu HP Benchlink scope zpracovány data v časové oblasti a byla uložena data [2x1 000 000 vzorků jako funkce $\theta = f(t)$], další krok pomocí vytvořeného programu v Pascalu (výpis programu viz. Příloha(1)). podařilo nám změnit rozsah data na [2x20 000 vzorků jako funkce $\theta = f(t)$], abychom mohli analyzovat a zpracovat data v menších rozsazích, a pomocí matematického programu Matlab [výpis programu viz. Příloha (2) (viz. Disertační práce)], zpracovány na frekvenční spektra chvění pomocí Fourierovy transformace. Data zrychlení pro jednotlivé frekvence krokování se snímala rychlostí $f_{VZ}=40\ 000$ Hz po dobu $t=25$ s, tj. 1000 000 vzorků. Řídící jednotka pracovala ve standardním režimu nastaveném výrobcem, budící proud byl nastaven na 100 % jmenovité hodnoty ($I_N=1,75$ A) a lineární jednotka umístěna ve vodorovné poloze ($\vartheta = 0^\circ$).

10.2.1 Frekvence krokování $f_s=960$ Hz

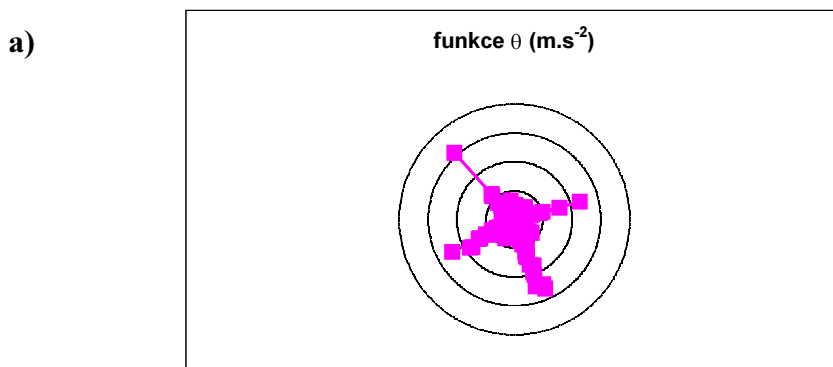
V tomto měření bylo zjišťováno frekvenční spektrum sejmutých hodnot vibrací, i velikost amplitud chvění. Motor je zatížený momentem setrvačnosti $J= 1,2$ kg.cm², frekvence krokování 960 Hz (frekvence krokování je také experimentální nalezena jako rezonanční oblast), perioda kmitů je $T= 20$ ms, velikost zrychlení θ (oscilace) je úměrná dělení 100 mV= 1 m.s⁻², $t= 20.00$ ms/div, můžeme opět zaznamenat jako větší chvění při sesouhlasení zubů rotoru a statoru a tedy uzavření magnetického obvodu motoru, obr. (13).



Obr. (13) Grafické závislosti [funkce θ (m.s⁻²)= $f(t)$ (m s)]

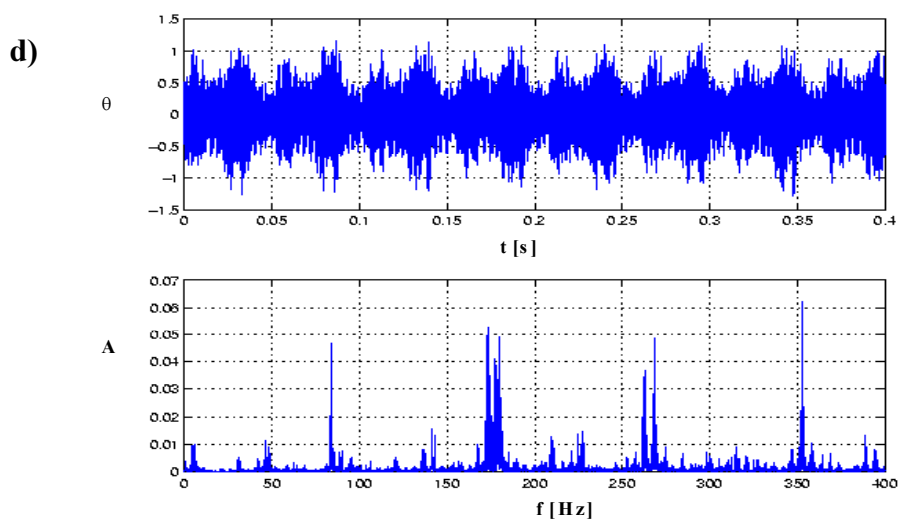


Obr. (14) a) Časový průběh chvění, b) Frekvenční spektrum, pro frekvenci krokování $f_s=960$ Hz

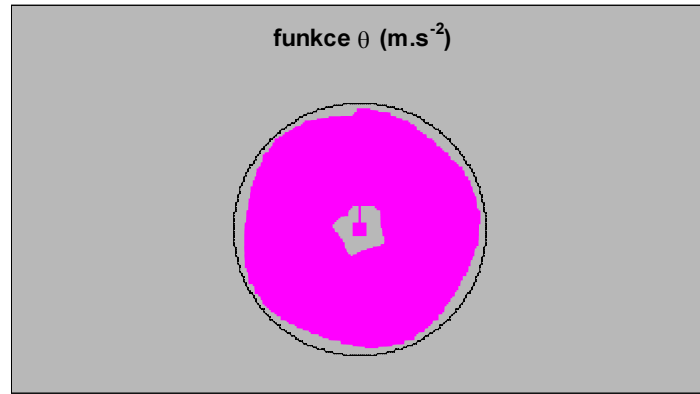


Obr. (15c) Trajektorie systému jsou husté na nadploše konstantní oscilace (pravé chvění) skoro všude v tom smyslu, že množina počátečních podmínek, kdy trajektorie je periodická, má nulový objem.

Poznámka: Graf na obr. (15c) má tyto hodnoty (minimum=0, maximum=100, hlavní jednotka=20, vedlejší jednotka=4).

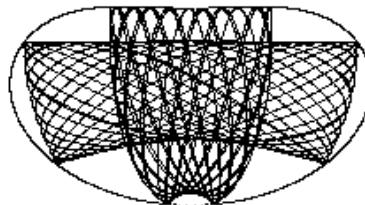


Obr. (15)d) Časový průběh chvění, e) Frekvenční spektrum, pro frekvenci krokování $f_s=960$ Hz

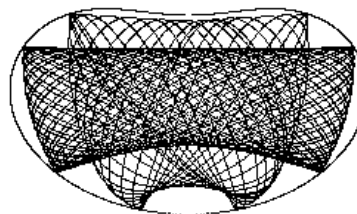


Obr. (15) f) Trajektorie systému jsou husté na nadploše konstantní oscilace (levé chvění) skoro všude v tom smyslu, že množina počátečních podmínek, kdy trajektorie je periodická, má nulový objem.

Poznámka: Graf na obr. (15)f) má tyto hodnoty (minimum =0, maximum=100, hlavní jednotka=20, vedlejší jednotka=4).



Obr.(15)k) Úsek promítnuté trajektorie, pro různé počáteční podmínky. Hranice obálek je již zřetelně zakřivena, což indikuje neintegrabilitu systému. Odpovídající Poincarého mapy jednotlivých trajektorií



Obr.(15)l) Trajektorie koncového bodu počátečními hodnotami zobecněných souřadnic $q_1=0.1$, $q_2=2$ a $q_1=0.7$, $q_2=2$



Obr.(15)m) Trajektorie koncového bodu s výběrem počátečních podmínek $q_1=0.2$, $q_2=2$

11 ZÁVĚR

Sestavy elektrického pohonu, jakožto nelineární dynamické systémy, představují v současné době složité technické soustavy se složitou strukturou zpětných vazeb, které obsahují nejen elektrické, ale i mechanické, hydraulické či pneumatické části. Bezporuchový provoz takovýchto soustav představuje problém, o jehož úspěšném řešení se velmi často rozhoduje zejména v etapě konstrukčního návrhu dané soustavy a který je nutné mít na zřeteli i během provozu daného zařízení. Jako základní metodologický nástroj k řešení problému projektování pohonových soustav, jejich analýzy a syntézy, se ve stále větší míře využívá matematického modelování. V inženýrské praxi vyvolává rozvoj metod matematického modelování technických problémů potřebu vytvoření soustavné metodiky kvalitativní analýzy matematických modelů, definovaných na bázi teorie systémů vytvoření souborů metod pro jejich kvantitativní zpracování. Tato potřeba je pak vyvolána zejména vývojem stále nových typů pohonů na jejichž funkci jsou kladeny dva protichůdné požadavky spočívající v co nejvyšší výkonnosti a spolehlivosti při současné minimalizaci přívodu a spotřeby energie a optimalizace (hmotnosti). To má za následek, že nové typy pohonů budou pracovat v takových režimech, kdy malá změna některého parametru pohonu (způsobená např. malou změnou charakteristiky některého prvku pohonu ať již samotným procesem stárnutí daného prvku nebo vlivem náhodných fluktuací při jeho výrobě) může způsobit výrazné kvalitativní změny v chování daného pohonu, které se mohou projevit buď jevy štěpení v amplitudo-frekvenčních charakteristikách, nebo změnou regulárního pohybu na pohyb iregulární či chaotický s bifurkačními jevy anebo dokonce úplnou ztrátou stability daného pohonu. Tyto nastíněné jevy, které nelze řešit metodami lineární dynamiky, jenž tvoří v současné době prakticky uzavřenou oblast, žádným způsobem kvalitativně ani kvantitativně popsat, vyžadují důsledné používání metod nelineární dynamiky (zejména v oblasti stability, chaotických jevů a bifurkací). Současně s tím rostou i požadavky na dosud používané numerické metody (přesnost a stability řešení), což v některých případech vede k vývoji zcela nových numerických procedur.

Jelikož prakticky všechny dosud publikované práce z oblasti stability a bifurkací rovnovážných stavů nelineárních dynamických systémů jsou věnovány ryze matematickým otázkám řešení dané problematiky, nanejvýš ilustrují použití daných teorií na tzv. „ukázkových“ příkladech. „Disertační práce byla zaměřena na oblast rezonancí elektrického pohonu s trojfázovým krokovým motorem jeho měření a diagnostiku chování typu tohoto motoru při nízkých a vysokých rychlostech a jej provozní momentové charakteristiky pro kvalitativní klasifikaci mikrokrokových motorů. Metoda je postavena na základech pozorování; měření; vyhodnocení využití deterministických chaosů–bifurkační fraktály a analyzování těchto měření na počítači“, kapitoly, (6), (10), (12), (13), (14), (15) (viz. Disertační práce).

Předložená disertační práce s názvem „příspěvek k analýze dynamických stavů elektrického pohonu s trojfázovým krokovým motorem“, zabývající se dosti podrobným způsobem výše uvedenou problematikou jednak z hlediska teoretického a jednak z hlediska praktického (vyšetřování základních dynamických vlastností pohonové soustavy v etapě jejího konstrukčního návrhu, vyšetřování podmínek globální asymptotické stability systémů automatické regulace řízených pohonových soustav), obsahuje v podstatě dvě relativně samostatné části, a to část teoretickou a část praktickou, které si nyní stručně charakterizujeme:

Teoretická část disertační práce, zpracovaná ve druhé, třetí, čtvrté a páté kapitole předložené práce [20],[76], obsahuje matematicky rigorózním způsobem, zpracovanou tematiku kvalitativní

analýzy vlastností soustav diferenciálních rovnic, jakožto matematických modelů reálných pohonových soustav, se zaměřením na teorie chaosů, fraktálové teorie, problematiku Ljapunovské stability rovnovážných stavů soustav diferenciálních rovnic a na problematiku bifurkací rovnovážných stavů a periodických řešení soustav diferenciálních rovnic. Další teoretická část disertační práce, věnovaná krokovému motoru, konstrukci, řízení, matematický model krokového motoru a měření provozní charakteristiky a rezonance a ovládaní řídicí jednotky krokového motoru a jeho problematiky, což jsou kapitoly (6), (7), (8), (9), (10), (11), (12), (13), (14), (viz. Disertační práce).

Z výše uvedeného shrnutí základních výsledků teoretické části disertační práce ve smyslu definice cílů disertační práce „příspěvek k analýze dynamických stavů elektrického pohonu s trojfázovým krokovým motorem“ je i hned patrné, že tato část práce nemá „objevitelský“ charakter, spíše se jednalo o zdoluhavý proces studia úzce specializované odborné literatury (zejména v oblasti matematické teorie dynamických systémů a kvalitativní teorie diferenciálních rovnic), výběr podstatného materiálu z hlediska možného praktického využití při řešení problematiky stability a bifurkací rovnovážných stavů reálných pohonových soustav a sepsání příslušných teoretických poznatků v takovém jazyce, který by byl srozumitelný vysokoškolsky vzdělanému pracovníkovi ve elektrotechnice a strojírenství a zároveň mu poskytl jednak dostatečný teoretický metody pro řešení dané problematiky na konkrétních aplikacích a jednak dostatečný základ pro studium další specializované literatury.

Praktická část disertační práce, která je obsahem kapitol (13), (14) a (15), (viz. Disertační práce) a hlavní je patnáctá kapitola „Analýza dynamických vlastností pohonové soustavy, Použití obecné teorie stability a bifurkačních jevů na konkrétních příkladech“, je rozdělena na dvě relativně samostatné práce, které si nyní stručně charakterizujeme z hlediska dosažených cílů.

První kapitola (13) (viz. Disertační práce). „Analýza dynamických vlastností pohonové soustavy (rezonancí)“ se zabývá problematikou kvalitativní i kvantitativní analýzy základních dynamických vlastností pohonové soustavy v etapě jejího konstrukčního návrhu, měření momentu motoru zatíženého i nezatíženého při různých proudech a zjistit frekvenčních rezonancí, kapitola (14), (viz. Disertační práce). obsahuje popis ovládaní řídicí jednotky WDP3–13 a programovací software PLC, „Pro OED3“ a výpis programu pro nastavení různých frekvencí krokování.

Kapitola (15) (viz. Disertační práce), obsahuje „Analýza dynamických vlastností pohonové soustavy, Použití obecné teorie stability a bifurkačních jevů na konkrétních příkladech“, snímání rezonancí trojfázového krokového motoru typu 397 LWB, měření a diagnostika chování typu tohoto motoru při nízkých a vysokých rychlostech. Pro toto měření byly k dispozici piezoelektrická čidla se zesilovači, k zobrazení a snímání naměřených hodnot byl použit paměťový osciloskop (zapojení osciloskop je uvedeno na obr. (11.1) (viz. Disertační práce). Chvění bylo měřeno ve dvou osách na plášti motoru, výstupní veličinou čidla je zrychlení ($m \cdot s^{-2}$). Záznamy byly provedeny pro různé frekvence krokování a připojené momenty setrvačnosti. Motor byl uchycen svým čelem do konstrukčního rámu, který byl v průběhu měření volně položen na stole. Čidlo pracující na principu indikace zrychlení má analogový výstup propojený s vyhodnocovacím zařízením, které je přes paralelní port řízeno softwarem nainstalovaným na počítači. Software umožňuje komfortní ovládaní celého měření tj. Rychlost vzorkování (přesnost měření), délku měření, grafické zobrazení přímo naměřených hodnot jak v časové ose tak i v ose frekvenční a samozřejmě i uložení naměřených dat. Naměřené hodnoty zrychlení θ [$m \cdot s^{-2}$] a pomocí

programu HP Benchlink scope zpracovány data v časové oblasti a byla uložena data [2x1 000 000 vzorků jako funkce $\theta = f(t)$], další krok pomocí vytvořeného programu v Pascalu (výpis programu viz. Příloha(1)), (viz. Disertační práce).

Podařilo se mě změnit rozsah data na [2x20 000 vzorků jako funkce $\theta = f(t)$], abych mohl analyzovat a zpracovat data v menších rozsazích, a pomocí matematického programu Matlab byly [výpis programu viz. Příloha (2), (viz. Disertační práce)] zpracovány na frekvenční spektra chvění pomocí Fourierovy transformace [15.2.1 až 15.2.9 obr. A,b,c,d]. Data zrychlení pro jednotlivé frekvence krokování se snímala rychlostí $f_{VZ} = 40\,000$ Hz po dobu $t=25$ s, tj. 1000 000 vzorků. Řídící jednotka pracovala ve standardním režimu nastaveném výrobcem, budící proud byl nastaven na 100 % jmenovité hodnoty ($I_N = 1,75$ A) a lineární jednotka umístěna ve vodorovné poloze ($\vartheta = 0^\circ$).

Při simulaci abych zjistil „bifurkace“ pokusil jsem se o nepřímou simulaci systému metoda „*show bif.*“ výsledky jsou na stranách 132, 139, 142 (viz. Disertační práce), z toho vyplývá, že úsek promítnuté trajektorie, pro různé počáteční podmínky. Hranice obálek je již zřetelně zakřivena, což indikuje neintegrabilitu systému a je nelineární. Odpovídající Poincarého mapy jednotlivých trajektorií. Trajektorie koncového bodu počátečními hodnotami zobecněných souřadnic $q_1=0.1$, $q_2=2$ a $q_1=0.7$, $q_2=2$, trajektorie koncového bodu s výběrem počátečních podmínek $q_1=0.2$, $q_2=2$. Při podrobnější analýze zjistíme, že chování uvedeného systému pružného rotátoru může být velmi pestré podle celkové energie systému a počátečních podmínek. Omezíme se proto pouze na dvě varianty celkového chvění systému.. K podrobnější analýze nám již nepostačí reálný pohyb systému a přejdeme proto k efektivnějšímu nástroji v podobě Poincarého map.

Spočívají v sestavení podmínek stability rovnovážného stavu s následným rozbořem vzniku bifurkací, stanovení parametrů ustálené odezvy pohonové soustavy na harmonický budící signál o konstantní amplitudě a amplitudě úměrné kvadrátu budící úhlové frekvence spolu s podmínkami stability této ustálené odezvy a odvození vztahů pro dobu trvání přechodového děje (doba rozběhu a zastavení pohonové soustavy).

Na základě výše uvedeného shrnutí základních výsledků praktické části disertační práce věnované analýze dynamických vlastností pohonové soustavy ve smyslu definice cílů disertační práce, můžeme konstatovat, že hlavní přínos této části práce leží především jednak v oblasti rezonancí a bifurkací rovnovážných stavů pohonových soustav, a jednak v oblasti vyšetřování ustálené odezvy pohonové soustavy, protože byly formulovány, matematicky dokázány a numerickými simulacemi ověřeny některé nové skutečnosti (existence druhé podmínky stability rovnovážného stavu, podmínky vzniku reálné a Hopfovy bifurkace rovnovážného stavu, jednoznačnost ustálené odezvy pohonové soustavy při odezvě na harmonický budící signál), se dosud velmi sporadicky vyskytují v odborné literatuře věnované pohonovým soustavám. Na druhou stranu je však třeba poznamenat, že námi provedená analýza dynamických vlastností pohonové soustavy představuje pouze nejzákladnější část možných dynamických analýz. Jako velmi zajímavé se jeví rozšíření této analýzy do následujících oblastí:

- vyšetřování podmínek vzniku jednotlivých typů bifurkací amplitud ustálené odezvy pohonové soustavy při odezvě na harmonický budící signál,
- stanovení ustálené odezvy pohonové soustavy jednak na polyharmonický (pseudonáhodný) budící signál, a jednak na stochastický budící signál,

- vyšetřování podmínek stability ustálené odezvy pohonové soustavy při odezvě na polyharmonický a stochastický budící signál,
- vyšetřování podmínek vzniku jednotlivých typů bifurkací amplitud ustálené odezvy pohonové soustavy při odezvě na polyharmonický budící signál,
- rozšíření výše uvedených dynamických analýz na modelové soustavy pohonů s tlumícími a pružnými vazbami,
- Metoda „*show bif.*“ nabízí se možnost rozšíření na určitý interval ve všech oborech, tam kde je potřeba snímat a analyzovat výsledky měření.
- Srovnání výsledků analýzy matematického modelu (PC, Matlab) pohonu s experimentálními výsledky, zejména v dynamických stavech (ztráty kroků a rezonancí) při změnách jiných vybraných parametrů .

Řešení těchto bodů přesahuje (rozsahem, časem) možnosti této práce.

12 LITERATURA

- [1] Literární dokumentace krokového motoru (vlastní přednášky), Koláčný J., Brno, 1996
- [2] Bauer M., Kalousek V., Dědek L.: Teorie obvodů, VUT Brno, 1990
- [2a] Vejražka F.: Signály a soustavy, ČVUT Praha, 1991
- [3] Čaha Z., Černý M.: Elektrické pohony, SNTL Praha, 1990
- [4] Čajka J., Kvasil J.: Teorie lineárních obvodů, SNTL, Praha, 1979
- [5] Gleick J.: Chaos– the making of a new science. Viking Penguin, Inc. New York, 1987
- [6] Koláčný J.: Komplexní nelineární dynamické systémy–chaos, EPVE'97, celostátní konference, Brno, 1997
- [7] Koláčný J.: Elektrické pohony s trojfázovými krokovými motory, SYMEP'96, konference, Brno
- [7a] Koláčný J., Bozhko S., Abeyasekera: Bifurcation phenomena and chaos a PWM–Based cascade control electric drive, GACR 102/00/1586,102/99/1663 and CEZ: J22 220010
- [8] Příkryl H.: Matematický model krokového motoru, EPVE'97, celostátní konference, Brno, 1997
- [9] Kapitaniak T: Chaos for Engineers, theory applications and control, Poland, 1997
- [9a] Chen J.H., Chau K.T., member, IEEE, and Chan C.C., Fellow, IEEE, vol. 47,1/2/2000 Analysis of chaos in current –mode–controlled DC drive systems
- [10] P.P. Acarnley: Stepping motors, Cambridge, June 1984
- [10a] ProOED3:technical documentation (version 3), firemní manuál SIG POSITEC-BERGER LAHR, 1997
- [10b] 3-phase stepping–Motors and Power Drives, firemní manuál SIG POSITEC-BERGER LAHR, 1997
- [10c] F. Prautzch: Thinkscap Stepper Motor Drives an escap manual
- [10d] P. BUCHLOVSKÝ, P. Pohon lineární jednotky s krokovým motorem. Brno, 1999. Diplomová práce, VUT, UVEE v Brně.
- [11] Bell D.: Fundamentals of electric circuits, 4thed., IEEE, 1988
- [12] Horák J., Křtin L.: Deterministický chaos a matematické modely turbulence, academia Praha, 1996

- [13] Hirota K., Kermanshahi B.: CD–Chaos and Fractals, Tokyo institute of technology, Computer Software Development Co., Ltd.
- [14] Glendinning, P.: Stability, instability and chaos. Cambridge University press, New York, 1994.
- [15] Guckenheimer, J.; Holmes, P.: Nonlinear oscillations, dynamical systems and Bifurcation of vector fields. Springer-Verlag, New York, 1983.
- [16] Hassard, J.E.; Kazarinoff, N.D.; Wan, Y.H.: Theory and applications of Hopf bifurcation. Cambridge University press, 1981.
- [17] Ioss, G.; Joseph, D.D.: Elementary stability and bifurcation theory. Springer-Verlag, New York, 1980.
- [18] Nagy, J.: Stabilita řešení obyčejných diferenciálních rovnic. MVŠT, sešit XVI., SNTL, Praha, 1983.
- [19] Marsden, J.E.; McCracken, M.: The Hopf bifurcation and its applications. Springer-Verlag, New York, 1976.
- [20] <http://www.isr.umd.edu/htdig/cgi-bin/htsearch>
- [21] <http://www.hotbot.com/bifurcation>
- [22] <http://www-chaos.umd.edu/>
- [23] <http://www.bifurcation.de/software.html>
- [24] <http://www.ucl.ac.uk/CNDA/about/research/>
- [25] <http://hypertextbook.com/chaos/>
- [26] <http://www.eyclindres.com/stepper-motor/stepper.html>
- [27] <http://www.syntim.inria.fr/fractales/software/FRACLAB/fraclab.html>
- [28] <http://www.springer.de>
- [29] <http://www.deere.com/index.cgi>
- [30] <http://www.rtfm.mit.edu/pub/usenet/news.answers/fractal-faq>
- [31] <http://www.vdp.ucd.ie/pub> Chau's circuit programs
- [32] <http://www.cnd.mcgill.ca/understanding/>
- [33] <http://www.stud.ntnu.no/~berland/math/feigenbaum/>
- [34] <http://www.views.vcu.edu/complex/>
- [35] <http://www.zm-com.com>
- [36] <http://www.hannovere messe.de>
- [37] <http://www.aveox.com>
- [38] <http://www.monet.physik.unibas.ch/~elmer/pendulum/bif.htm>
- [40] <http://www.bifurcation.de/>
- [42] <http://tvisnius.ucs.indiana.edu/tom/bif/>
- [43] <http://www.exploratorium.edu/complexity/CompLexicon/bifurcation.html>
- [44] <http://monet.physik.unibas.ch/~elmer/pendulum/bif.htm>
- [45] <http://www.igs.net/~tril/bif/>
- [46] <http://www.bifurc.net/index.php>
- [47] <http://hypertextbook.com/chaos/>
- [48] <http://www.duke.edu/~mjd/chaos/chaos.html>
- [49] <http://www.brint.com/Systems.htm>
- [50] <http://www.math.rice.edu/~lanius/frac/>

- [51] <http://www.archives.math.utk.edu/topics/fractals.html>
- [52] <http://www.worldscinet.com/fractals/fractals.shtml>
- [53] <http://www.astronomy.swin.edu.au/~pbourke/fractals/>
- [54] <http://www.daa.com.au/~james/fractals/>
- [55] <http://www.jracademy.com/~jtucek/math/fractals.html>
- [56] <http://www.dd.chalmers.se/~gu94joli/caf.html>
- [57] <http://www.math.bu.edu/DYSYS/arcadia/>
- [58] <http://www.mathjmendl.org/chaos/>
- [59] <http://www.math.okstate.edu/mathdept/dynamics/lecnotes/lecnotes.html>
- [60] <http://www.faqs.org/faqs/sci/fractals-faq/>
- [61] <http://www.desktoppublishing.com/fractals.html>
- [62] <http://www.3dfractals.com/>
- [63] <http://www-rocq.inria.fr/fractales/>
- [64] <http://www.archives.math.utk.edu/software/mac/fractals/.directory.html>
- [65] <http://www.math.okstate.edu/mathdept/dynamics/>
- [66] <http://www.ba.infn.it/~zito/fractals.html>
- [67] <http://www.fractals.nsu.ru/fractals.chat.ru/>
- [68] <http://www.thinks.com/software/fractals.htm>
- [69] <http://www.cnspacenet/html/fractals.html>
- [70] <http://www.cassiopaea.org/perseus/qfractals.htm>
- [71] <http://www.math.utsa.edu/mirrors/maple/mplfract.html>
- [72] <http://www.shop.ieee.org/store/>,
- [73] <http://www.comsoc.org/>
- [74] <http://www.computer.org/>,
- [75] <http://www.ieee.org/portal/index.jsp>
- [76] F. Procházka: Úvod do matematického modelování pohonových soustav, ISBN 80-7004-256-4, VUT, FSI, ÚMT, v Brně.

13 PUBLIKACE

- [1] Analýza dynamických stavů elektrického pohonu s trojfázovým krokovým motorem a deterministický chaos–(fraktály), konference aplikovaná mechanika 2000, Brno 18/04/2000
- [2] Chaos modul, konference studentů a doktorandů STČ 2000, 22/05/2000
- [3] Krokový motor a deterministický chaos, konference Zlín Zář 2000
- [4] Deterministický chaos a krokový motor, časopis stuba, www.self.stuba.sk
- [5] The basic of chaos theory, Arabské časopisy Altechnologia, vol.15, March 2001
- [6] The Basic of Fractals, Alaailm wa alhaja, Súdánské časopisy, vol. 7, May 2001
- [7] bifurcation theory & application, arabský článek připraven na vydání

14 SUMMARY

Title of Dissertation: Analyze of dynamical state of electrical machine– stepping motor with three phase.

This dissertation addresses monitoring stepping motor with three phase. The analysis and design presented here rely on the noise (resonance), measuring the statically state of stepping motor, mathematical modules of stepping motors, by the viewing of the frequency transfer respective time transfer in real time. On system behavior near the onset of stability instability loss steps with changing of differences parameters to follow acceleration (oscillation) of stepping motor as complex available and quality of machine with three phase stepping motor. The work is of relevance to high performance engineering systems, which are often operated to maximize performance. In such a stressed operating mode, a small or moderate disturbance can result in loss steps of stepping motors with three phase, of the nominal operating condition. This can be followed by operation in a new lower performance mode, oscillatory behavior, or even system collapse. All of these conditions are viewed using computer programming with using the bifurcation (theory determinate of chaos) in the underlying dynamical models on bifurcation “show bif.”. Thus, in this thesis monitoring systems are proposed that can signal an approaching instability before it occurs, without requiring a precise system model. The approach taken in this work is based on precursors to instability that are features of the power spectral density of a measured output signal. The noise in the system can be naturally occurring noise or can be intentionally injected noise. The output signal can be measured directly from the physical system or from the system with an augmented monitoring system. Design of appropriate augmented monitoring systems is a major topic of this work. Existing results shown on chapters (13), (14) and (15)(see disertation work). We have discussed that a power spectrum precursor can be a useful measurement shown that a power spectrum precursor is a useful signal of closeness to analyze, One advantage of the augmented system is that it does not require detailed knowledge of the system being monitored. This means we can only measure certain range of frequency rather than measuring the entire frequency domain (see chapter 15) (see disertation work).

15 ŽIVOTOPIS

Jméno a příjmení:

Saad Alamin Mohamed Ragab.

Narození:

1.1.1968 v Sennaru ve státě Súdánu.

Vzdělání:

- Základní škola a gymnázium v Súdánu.
- Dva roky v Alexandrii Fakulty Fyziky & Matematiky v Egyptě.1986/1988.
- Jeden rok přípravný jazykový kurz českého jazyka v Jihlavě, 1989/1990.
- Přijímací zkoušky do Vysokého učení technického v Brně, VUT-FEI Brno, 1989/1990.
- **Bakalářské studium (Bc.)**, obor silnoproud, obor pohony a výkonová elektronika, VUT- FEI, 1995).
- Státnice v češtině (SZZ), 1996
- **Inženýrské studium (Ing.)**, obor silný proud obor pohony a výkonová elektronika, VUT-FEI, 1997.
- Úspěšně ukončení doktorského studia 1999
- Kandidát na získání titul **Dr.**

Praxe:

- Po ukončení inženýrského studia pracoval jsem ve firmě MORAVIA TRANSLATION a.s., "Software Ing.". (zástupce Microsoft + oracle...atd, Lokalizace software)
- Nyní jsem zaměstnán v ABB.EJF v Brně ABB, EJF PTMV, odpovědný za projekty, pro Afriku, část Asie, Austrálie Severní a Jižní Ameriku, Arabské Státy, také koordinátorem mezi ABB/ZWAR v Polsku a tyto státy v oblasti transformátorů VN.
- Soudní znalost a tlumočnick v krajském soudu v Brně (Český-Arabský-Český).

Jazyky

- Aktivně anglický jazyk., aktivně český jazyk, aktivně arabský jazyk., pasivně francouzský jazyk.

Adresa

- Brno, Merhautová 73, s.č. 61300
- Práce: ABB, s.r.o, Vídeňská 117, Brno
- E- MAIL: saad_alamin@hotmail.com, saad.a.ragab@cz.abb.com

V Brně dne 28. ledna 2003

Ing. Saad Alamin Mohamed Ragab