

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

**Ing. Jiří Večerka**

**MODELOVÁNÍ DYNAMICKÉHO CHOVÁNÍ  
SYNCHRONNÍHO STROJE**

MODELLING OF SYNCHRONOUS MACHINE  
DYNAMIC BEHAVIOUR

ZKRÁCENÁ VERZE PH.D. THESIS

Obor: Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika  
Školitel: Doc. Ing. Čestmír Ondrušek, CSc.  
Oponenti: Prof. Ing. Jiří Skalický, CSc.  
Doc. Ing. Petr Voženílek, CSc.

Datum obhajoby: 21. listopadu 2003

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Modelování synchronního stroje, obvodový model, evoluční algoritmy, genetický algoritmus, algoritmus simulovaného žíhání, měření frekvenční odezvy synchronního stroje, neuronová síť.

## **KEYWORDS**

Modelling of synchronous machine, circuit-based model, evolution algorithms, genetic algorithm, algorithm of simulated annealing, standstill frequency response test, neural network.

## **MÍSTO ULOŽENÍ PRÁCE**

Vědecké oddělení děkanátu FEKT VUT v Brně, Údolní 53, Brno, 602 00.

# OBSAH

1 ÚVOD.....	5
2 FORMULACE PROBLÉMU.....	5
3 ZPŮSOBY MODELOVÁNÍ SYNCHRONNÍHO STROJE .....	6
3.1 Matematický model synchronního stroje.....	6
3.2 Model ve tvaru náhradního elektrického obvodu .....	6
3.3 Model ve tvaru magnetického náhradního obvodu.....	8
3.4 Neuronový model synchronního stroje.....	8
4 POUŽITÉ METODY ŘEŠENÍ PROBLEMATIKY .....	10
4.1 Obvodový model synchronního stroje .....	10
4.1.1 Elektrická část.....	10
4.1.2 Mechanická část.....	11
4.2 Měření na skutečném synchronním stroji .....	11
4.2.1 Měření na stroji v ose $d$ .....	12
4.2.2 Měření naprázdno .....	12
4.2.3 Měření v ose $q$ .....	13
4.3 Identifikace parametrů zvoleného obvodového modelu .....	13
4.4 Podoba neuronového modelu synchronního stroje .....	13
4.4.1 Neuronový model s predikcí proudu .....	13
4.4.2 Neuronový model s predikcí změny hodnoty proudu .....	13
5 REALIZACE MODELOVÁNÍ.....	15
5.1 Měření na skutečném stroji.....	15
5.1.1 Měření frekvenční odezvy synchronního stroje.....	15
5.1.2 Charakteristika naprázdno .....	16
5.2 Identifikace parametrů lineárního obvodového modelu .....	16
5.2.1 Genetický algoritmus .....	18
5.2.2 Algoritmus simulovaného žihání.....	18
5.3 Určení nelineárního obvodového modelu.....	19
5.4 Dynamické chování obvodového modelu.....	20
5.5 Neuronový model synchronního stroje.....	21
5.5.1 Proces adaptace neuronové sítě .....	21
5.5.2 Testování míry adaptace neuronového modelu .....	21
6 ZÁVĚR.....	22
7 LITERATURA .....	23
7.1 Seznam použité literatury .....	23
7.2 Seznam vlastních prací .....	26



# 1 ÚVOD

Jednou z klíčových otázek při studiích elektrizačních soustav je otázka stability celého systému a to ve stavu stacionárním i stavech přechodových. Ukazuje se, že vhodné a především odpovídající modelování jednotlivých komponent elektrizační soustavy je nezbytnou podmínkou při řešení tohoto problému. Neodmyslitelnou součástí elektrizační soustavy jsou generátory zajišťující přeměnu mechanické energie na energii elektrickou. Vhodně navržený model synchronního stroje pak umožňuje provést podrobnou analýzu chování synchronního stroje. Komplexní model reprezentující celou elektrizační soustavu se zakomponovaným odpovídajícím modelem synchronního stroje poskytuje možnosti detailních simulací chování celé soustavy při provozních i havarijních stavech. Výše uvedené důvody vedou k tomu, že provozovatelé elektrizační soustavy i výrobci synchronních strojů projevují eminentní zájem o studie zabývající se danou problematikou. Tato práce vznikla na základě požadavku firmy Siemens Motory Drásov, s.r.o., zabývající se výrobou synchronních strojů středního výkonu a též v rámci výzkumného záměru „Výzkum zdrojů, akumulace a optimalizace využití elektrické energie v ekologických aplikacích“, číslo MSM 262200010.

## 2 FORMULACE PROBLÉMU

Vhodné a přesné modelování synchronního stroje je nezbytné při zkoumání stability elektrizační soustavy. Existuje mnoho tvarů modelu synchronního stroje, otázkou stále zůstává identifikace parametrů daného modelu. Přechod od charakteristik stanovených měření k parametrům modelu je proces složitý a u sofistikovanějších modelů ne zcela zvládnutý. Tyto problémy je možno do značné míry řešit užitím nových nekonvenčních metod, mezi něž se řadí i tzv. algoritmy umělé inteligence.

Z výše uvedených důvodů byl problém formulován takto:

***Vytvořit komplexní model synchronního stroje s využitím metod umělé inteligence.***

Cíle, které povedly k vyřešení problému, se dají definovat v následujících bodech:

- Analyzovat současný stav v oblastech modelování synchronního stroje.
- Vybrat vhodné metody pro výpočtové modelování synchronního stroje.
- Provést měření synchronního stroje sloužící jako vstup modelování.
- Vytvořit komplexní model daného synchronního stroje včetně identifikace jeho parametrů.
- Vytvořit vhodný neuronový model synchronního generátoru pro predikci chování stroje v reálném čase.

### **3 ZPŮSOBY MODELOVÁNÍ SYNCHRONNÍHO STROJE**

Jelikož třífázové generátory jsou široce užívány při výrobě elektrické energie, je možné se setkat s velkým množstvím literatury zabývající se jejich modelováním a identifikací parametrů těchto modelů.

Obecně lze dělit modely na ty, jež jsou užité při modelování stacionárních či ustálených stavů stroje a poté na modely popisující dynamické chování synchronního stroje. Tato práce se zabývá pouze modely dynamického chování, protože jejich použití je univerzálnější a jejich zjednodušením lze relativně snadno přejít k modelům popisujícím ustálený stav.

I přesto, že lze vytvořit velmi komplikovaný model, který je založen na popisu magnetických obvodů uvnitř stroje, je nutno obecně podotknout, že drtivá většina autorů užívá model složený z prvků elektrických [1]. Další možností je popis stroje soustavou diferenciálních, resp. diferenčních rovnic. Zvláštní kapitolou je poté model neuronový, jež se snaží vystihnout pouze relace mezi vstupními a výstupními veličinami, bez snahy o popis vnitřních vazeb systému [2].

Sofistikovanější modely obecně vyžadují větší počet dat (informací) o daném stroji. Také počítačová implementace je náročnější a v neposlední řadě jsou kladeny větší nároky na výpočetní prostředky při simulacích. Užití komplikovanějšího modelu naráží na problém, jakým způsobem identifikovat jednotlivé parametry zvoleného modelu [3], [4].

Parametry jednodušších modelů jsou dodávány přímo výrobcem. Při užití komplikovanějších modelů jsou údaje dodávané výrobcem nedostatečné a je nutno provést zkoušky přímo na existujícím stroji či jiným způsobem dané parametry určit. Je zřejmé, že sofistikovaný model je prakticky nepoužitelný, pokud není možno stanovit parametry modelu přímo či nepřímo standardními metodami měření na skutečném stroji či jinými dostupnými metodami.

#### **3.1 MATEMATICKÝ MODEL SYNCHRONNÍHO STROJE**

Matematický model je reprezentován soustavou diferenciálních rovnic složenou z rovnic napěťových a rovnic popisujících spřažené magnetické toky uvnitř stroje. Tato soustava je rozšířena o rovnice popisující vnitřní výkon stroje. Soustava těchto diferenciálních rovnic poté slouží jako základ při odvození modelu ve tvaru náhradního elektrického obvodu [1].

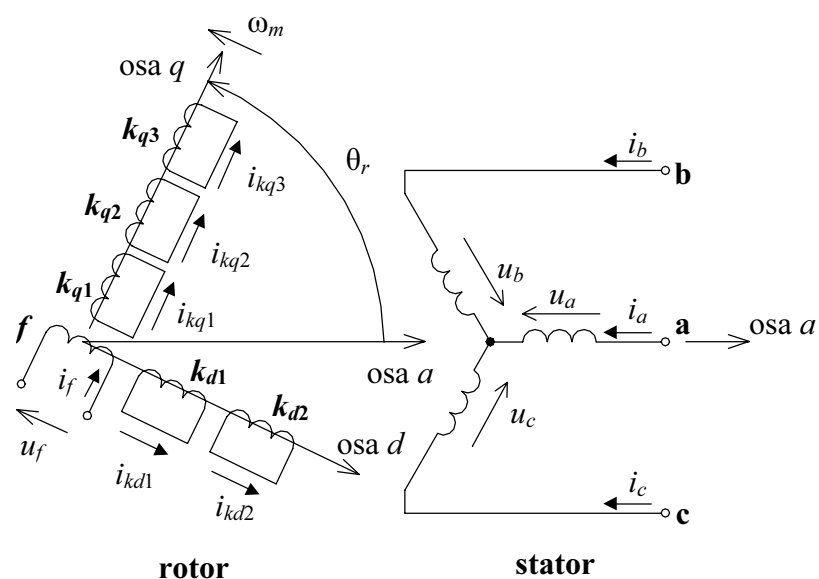
#### **3.2 MODEL VE TVARU NÁHRADNÍHO ELEKTRICKÉHO OBVODU**

Model je složen z prvků elektrických, jako jsou napěťové či proudové zdroje, indukčnosti a rezistory tvořící náhradní obvod reprezentující model synchronního stroje. Existuje několik podob takovýchto modelů. Jedním z nich je model v přirozených souřadnicích. Výhodou takového způsobu modelování je snadné začlenění modelu synchronního stroje do modelu celé elektrizační soustavy, která je většinou taktéž modelována v přirozených souřadnicích. Jeho nevýhodou je

skutečnost, že vlastní indukčnosti statorového vinutí a vzájemné indukčnosti statoru a rotoru jsou závislé na úhlu natočení rotoru vůči statoru. Při simulaci musí být tedy v každém časovém kroku přepočítány. Na druhou stranu model v přirozených souřadnicích umožňuje snadnou implementaci vlivu sycení magnetického obvodu do modelu [5].

Další možností je model v transformovaných souřadnicích  $q, d, 0$ . Ten odstraňuje základní nevýhodu modelu v přirozených souřadnicích a to závislost většiny indukčností vyskytujících se ve stroji na úhlu natočení rotoru vůči statoru. Hlavním rysem při jeho tvorbě je transformace třífázových statorových veličin (jako jsou napětí, proudy a spřažené magnetické toky) do os  $d, q, 0$  [1], [6], [7], jež je dle svého autora nazývána Parkovou transformací.

Modely v souřadnicích  $q, d, 0$  vycházejí z uspořádání vinutí dle Obr. 3.1.



Obr. 3.1 Idealizované uspořádání vinutí synchronního stroje

Ačkoliv rotor fyzicky nese pouze jedno budicí vinutí v ose  $d$ , model obsahuje další vinutí na rotoru. Tato vinutí reprezentují tlumivé vinutí a dále slouží k simulaci vlivu vířivých proudů v železe rotoru. Platí, že čím jednodušší model, tím je identifikace jednotlivých parametrů snazší, ovšem na úkor ztráty schopnosti modelu účinně a především s dostatečnou přesností popisovat chování skutečného stroje. Na základě zkušeností, úsudku, intuice a v neposlední míře též z důvodu nedostatku dat potřebných pro identifikaci parametrů daného modelu bylo stanoveno, že účelný model obsahuje maximálně tři vinutí v rotoru v každé ose [6]. Mluvíme potom o modelu tzv. třetího řádu.

Parametry modelu mohou být dány dvěma způsoby:

- Hodnotami reaktancí a časových konstant pro osu  $d$  a  $q$  (např. [1], [6], [8]).
- Hodnotami indukčností a odporů jednotlivých prvků náhradního obvodu pro osu  $d$  i  $q$  (např. [1], [6]).

Oba tyto způsoby jsou rovnocenné a je možno přejít jednoznačně od reprezentace pomocí reaktancí a časových konstant na model reprezentovaný indukčnostmi

a resistancemi. I přesto, že Parkova transformace je lineární, je možno i do modelu v transformovaných souřadnicích začlenit sycení železa. Včlenění sycení železa do modelu synchronního stroje vychází z existence nelineární magnetizační charakteristiky použitého magnetického materiálu projevující se tak, že indukčnosti uvnitř stroje nejsou konstantní. Většina autorů uvádí, že sycení není třeba uvažovat u prvků reprezentující rozptylové magnetické toky statoru i rotoru [9], ovšem přesto se někteří domnívají, že při velkých proudech (dosahující trojnásobku jmenovitého proudu) je nutno počítat i se sycením těchto prvků [6]. Vliv nasycení magnetického obvodu se projevuje nelineární charakteristikou závislosti spráženého magnetického toku na magnetizačním proudu. K jejímu vyjádření se obvykle užívá tabulkového vyjádření či analytické funkce (polynomy různých řádů či jiné uživatelem definované funkce) [5], [10], [11], [12].

Další otázkou je, jakým způsobem stanovit parametry obvodového modelu synchronního stroje. Existují v zásadě tyto způsoby získání parametrů modelu:

- Hodnoty jednotlivých parametrů modelu jsou dodány výrobcem stroje. Výrobce ovšem poskytuje parametry pouze k relativně jednoduchým modelům a navíc je každý z výrobců dodává v odlišné formě [6].
- Hodnoty jednotlivých parametrů modelu jsou získány modelováním elektromagnetického pole pomocí numerických metod řešení polí, např. metody konečných prvků [13], [14], [15], [16], [17].
- Hodnoty jednotlivých parametrů modelu jsou určeny měřením. Mezi nejběžnější měření patří měření naprázdno, nakrátko a dále zkouška frekvenční odezvy systému při stojícím rotoru [3], [4], [18], [19].
- Poslední z metod vychází taktéž z měření. Jednotlivé parametry modelu však nejsou stanoveny přímo (tzn. výsledky měření neposkytnou přímo hodnoty jednotlivých parametrů), nýbrž za použití charakteristik zjištěných měřením (jako jsou například charakteristiky získané měřením frekvenční odezvy stroje) jsou hodnoty jednotlivých parametrů stanoveny pomocí numerických či evolučních algoritmů [20], [21], [22].

### **3.3 MODEL VE TVARU MAGNETICKÉHO NÁHRADNÍHO OBVODU**

Tento způsob modelování synchronního stroje je založen na přístupu, kdy je vytvořen obvodový model složený z prvků magnetických, tedy zdrojů magnetomotorického napětí a magnetických odporů [1]. Z důvodů komplikovanosti modelu, jeho začlenění do celého systému a především obtížnosti identifikace jednotlivých parametrů se tento způsob modelování prakticky neuvžívá.

### **3.4 NEURONOVÝ MODEL SYNCHRONNÍHO STROJE**

Tento model si neklade za cíl popsat vztahy uvnitř systému, nýbrž se snaží pouze o stanovení adekvátní relace mezi vstupem a výstupem systému. Neuronové sítě jsou systémy zpracování informací, které pracují obdobně jako mozek. Existují



různé podoby neuronových sítí, ale pro modelování elektromechanických soustav jsou obvykle užívány vrstvené sítě [2], [23], [24], [25], [26].

Klasická třívrstvá neuronová síť obsahuje ve vstupní vrstvě tolik neuronů, jaká je dimenze vektoru vstupního prostoru. Výstupní vrstva má rozměr, jež odpovídá dimenzi výstupního prostoru. V této síti se dále vyskytuje jedna skrytá vrstva o počtu neuronů odpovídající obvykle aritmetickému průměru vstupní a výstupní dimenze neuronové sítě.

Mezi neurony existují vzájemné vazby s určitými váhami  $w_{ij}^k$  podle daných pravidel:

- Neurony sousedních vrstev jsou obvykle spojeny každý s každým.
- Neurony v téže vrstvě nemají žádné vazby přímo mezi sebou.
- Neexistuje propojení neuronů dvou vrstev, jež spolu nesousedí.
- Každé z propojení má obecně jinou váhu.

Je nutno podotknout, že tyto pravidla platí pouze pro klasickou neuronovou síť a jednotliví autoři se snaží vylepšit chování neuronového modelu zaváděním např. vazeb mezi nesousedními vrstvami, zaváděním zpožděvacích členů apod. Ovšem i tyto zásahy a změny v topologii jsou závislé na typu problému, pro který má neuronová síť sloužit.

Základní vlastností vrstvené sítě je, že každému stavu ze vstupního prostoru odpovídá určitý výstup. Při dostatečné mohutnosti sítě lze poté nalézt příslušné parametry sítě ( $w_{1ij}$ ,  $w_{2ij}$ ) tak, aby příslušné zobrazení ze vstupního prostoru do výstupního odpovídalo na dané rozlišovací úrovni skutečnému elektromechanickému systému. Pokud tedy již existuje síť s nastavenými váhami propojení, můžeme hodnoty výstupního stavu snadno zjistit tak, že na vstupu sítě nastavíme určitý stav a odečteme na výstupu odezvu sítě. Nejdůležitějším úkolem se tak stává určení jednotlivých vazeb mezi neurony. Tento proces se nazývá u neuronových sítí procesem učení. Nejčastěji užívaným způsobem učení je metoda zpětného šíření, tzv. backpropagation. Existuje řada těchto metod, některé jsou pomalejší, ale méně náročné na výpočetní techniku, některé naopak mají větší paměťové nároky, ale zase jsou rychlejší [27].

Pokud jsou tedy známy vstupy a výstupy synchronního stroje, lze neuronovou síť adaptovat na tyto data. Ta má poté tzv. generalizační schopnosti a je ji možno použít jako modelu synchronního stroje se schopností predikce chování [28].

Aby mohla být statická neuronová síť použita pro simulaci dynamického chování synchronního stroje, je celý systém diskretizován v čase [2]. Je možno použít dvou přístupů:

- Jako vstup neuronové sítě slouží jednak vstupní veličiny, tak i stavové veličiny daného systému.
- Pro vstupní veličiny je použito tzv. zpětného rozvinutí v čase, tzn. pro predikci výstupních veličin v čase  $t+1$  je použito hodnot vstupních veličin v čase  $t$ ,  $t-1$ ,  $t-2$  atd. Přitom volba počtu kroků do historie vstupních veličin je závislá na řádu soustavy, kterou má neuronová síť reprezentovat.

## 4 POUŽITÉ METODY ŘEŠENÍ PROBLEMATIKY

Byl stanoven následující postup při řešení modelování synchronního stroje:

- Stanovení podoby obvodového modelu.
- Měření na skutečném synchronním stroji.
- Identifikace parametrů zvoleného obvodového modelu.
- Získání dalších, zejména dynamických charakteristik pomocí dříve stanoveného obvodového modelu.
- Navržení podoby neuronového modelu s následnou adaptací na data získaná z matematického modelu.
- Ověření chování neuronového modelu synchronního stroje.

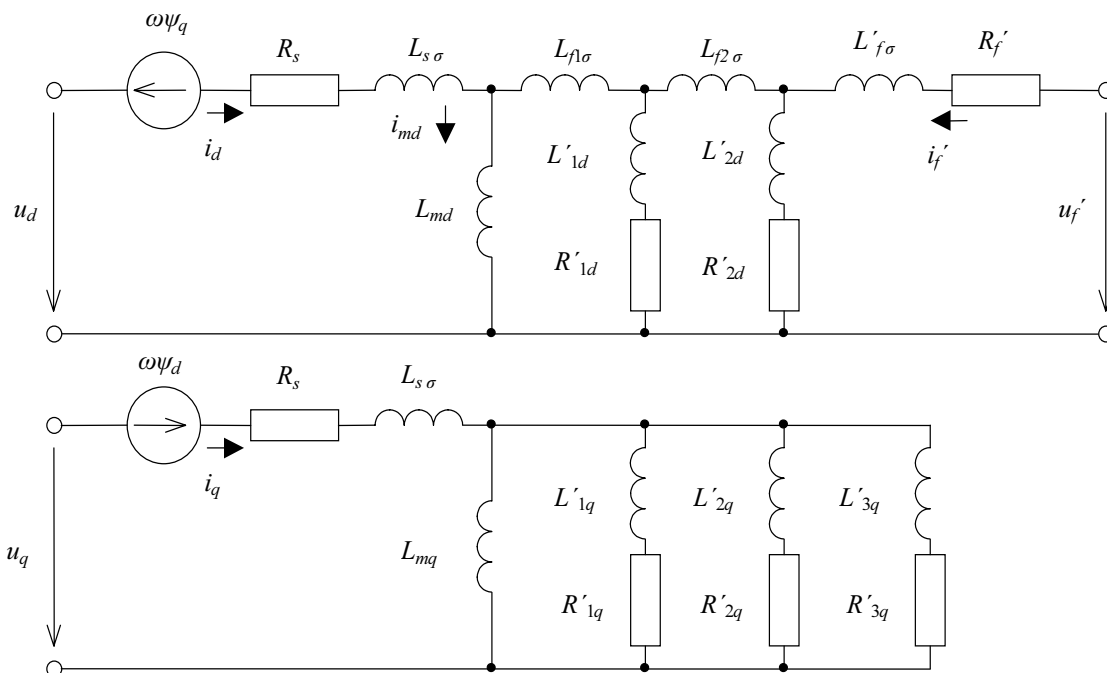
### 4.1 OBVODOVÝ MODEL SYNCHRONNÍHO STROJE

#### 4.1.1 Elektrická část

Elektrická část modelu třífázového synchronního generátoru se skládá z budicího vinutí umístěného na rotoru spolu s dvěma tlumícími vinutími v ose  $d$  a třemi tlumícími vinutími v ose  $q$ . Stator obsahuje soustavu tří cívek vzájemně natočených o  $120^\circ$  elektrických.

Z důvodu odstranění závislosti jednotlivých členů rovnice na úhlu natočení  $\theta$ , je aplikována Parkova transformace napětí, proudů i spřažených magnetických toků statoru do  $q, d, 0$  os.

Poté lze vytvořit obvodové schéma synchronního stroje v  $q, d$  osách (Obr. 4.1). Jelikož je vinutí zapojeno do trojúhelníka či hvězdy bez vyvedeného uzlu, můžeme složky v ose  $0$  považovat za nulové a tedy není nutné je dále uvažovat.



Obr. 4.1 Obvodový dynamický model synchronního stroje v  $q, d$  osách

Pro vnitřní moment synchronního stroje po transformaci do  $q, d$  os platí:

$$m_i = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d)$$

### Vyjádření nelinearity

U strojů s hladkým rotorem, jelikož uvnitř stroje je stejná vzduchová mezera v ose  $d$  i  $q$ , lze psát  $L_{md} = L_{mq}$ .

U strojů s vyniklými póly je vzduchová mezera v ose  $q$  podstatně větší a proto se nelinearita prvku  $L_{mq}$  neuplatní. Z výše uvedeného byla tedy uvažována nelinearita způsobená sycením magnetického obvodu pouze u prvků  $L_{md}$ , případně  $L_{mq}$  (u strojů s hladkým rotorem) a její matematické vyjádření je:

$$L_{md}(i_{md}) = L_{\min} + \frac{L_0}{1 + \left(\frac{i_{md}}{I_x}\right)^2}, \text{ případně } L_{md}(i_{md}) = L_{\min} + \frac{L_0}{1 + \left(\frac{i_{md}}{I_x}\right)^4}$$

kde  $L_{\min}$ ,  $L_0$ ,  $I_x$  představují parametry vystihující nelinearitu indukčnosti.

### 4.1.2 Mechanická část

Jelikož jsou synchronní stroje používány především jako generátory, je v této části uvažován právě tento případ. Při zjednodušení mechanické soustavy na úroveň, kdy je považována za pevnou soustavu bez kmitavých vazeb lze poté zjednodušeně psát:

$$m_i(t) - m_z(t) = \frac{J}{p} \frac{d\omega_r(t)}{dt}$$

kde  $J$  představuje moment setrvačnosti celé rotující soustavy,  $p$  je počet pólových dvojic stroje,  $m_i$  vnitřní moment stroje,  $m_z$  zatěžovací moment a  $\omega_r$  okamžitou úhlovou rychlost rotoru v rad. el.  $s^{-1}$ . Pro jednotlivá napětí v  $q, d$  osách lze s použitím transformačních vztahů psát:

$$u_d(t) = U_m \cos[-\theta(t)]$$

$$u_q(t) = U_m \sin[-\theta(t)]$$

Zátěžný úhel  $\theta$  (v rad. el.) můžeme vyjádřit:

$$\theta(t) = \theta_e(t) - \theta_r(t) = \int_0^t [\omega_e - \omega_r(t)] dt - \theta_r(0)$$

kde  $\theta_e$  představuje natočení statorového pole v rad. el. a  $\theta_r$  natočení rotoru, a  $\omega_r$  úhlovou rychlost otáčení rotoru v rad. el.  $s^{-1}$ .

## 4.2 MĚŘENÍ NA SKUTEČNÉM SYNCHRONNÍM STROJI

Pro určení modelu v obou osách ( $d$  i  $q$ ) se jeví jako vhodné užití měření frekvenční odezvy při zabrzděném rotoru (Standstill frequency response, SSFR, test). Tento způsob se opírá o fakt, že ke stroji možno přistoupit jako k dvojbranu, pokud je magnetické pole statoru v ose  $d$  rotoru, kdy se uplatňují pouze veličiny a parametry stroje vztažené k ose  $d$ . Při poloze magnetického pole statoru

odpovídajícího ose  $q$  lze poté mluvit o dvojpólu. Parametry charakterizující dvojbran (osa  $d$ ), případně dvojpól (osa  $q$ ), jsou však frekvenčně závislé.

Výše uvedená metoda ovšem počítá s lineární reprezentací synchronního stroje. Pro vytvoření modelu nelineárního je nutno provést měření vystihující nelinearitu stroje. Pro tyto účely bylo zvoleno měření naprázdno.

#### 4.2.1 Měření na stroji v ose $d$

Lineární dvojbran lze popsat soustavou rovnic, např. soustavou impedančních rovnic:

$$\bar{U}_d(j\omega) \equiv \dot{Z}_d(j\omega)\bar{I}_d(j\omega) + \dot{Z}_{df}(j\omega)\bar{I}'_f(j\omega)$$

$$\bar{U}'_f(j\omega) = \dot{Z}_{fd}(j\omega)\bar{I}_d(j\omega) + \dot{Z}_f(j\omega)\bar{I}'_f(j\omega)$$

kde  $\bar{U}_d, \bar{I}_d$  představuje statorové napětí, resp. proud v ose  $d$ ,  $\bar{U}'_f, \bar{I}'_f$  představují budící (rotorové) napětí, resp. proud přepočítaný na stator a  $\dot{Z}$  představují jednotlivé prvky impedanční matice.

Jednotlivé prvky impedanční matice mají také své fyzikální opodstatnění.

- $\dot{Z}_d(j\omega)$  - provozní impedance v ose  $d$ , je rovna  $R_s + j\omega L_d(j\omega)$ , kde  $R_s$  je resistance jedné fáze statorového vinutí,  $L_d$  je celková indukčnost v ose  $d$ .
- $\dot{Z}_{df}(j\omega)$  - přenosová impedance mezi budícím a statorovým vinutím
- $\dot{Z}_{fd}(j\omega)$  - přenosová impedance mezi statorovým a budícím vinutím
- $\dot{Z}_f(j\omega)$  - výstupní impedance budícího vinutí

Při všech měřeních je stanovena amplituda a fáze daných parametrů ve frekvenčním rozsahu od frekvencí o řád nižších než frekvence odpovídající transientní časové konstantě stroje do frekvence dvojnásobné jmenovitému kmitočtu sítě.

#### 4.2.2 Měření naprázdno

Měření naprázdno je prováděno na stroji běžícím synchronními otáčkami v rozsahu napětí 0 až 1,2 jmenovitého napětí stroje v generátorickém chodu. Daná magnetizační charakteristika popisuje magnetické nelinearity uvnitř stroje v ose  $d$ .

$$U_1 = f_1(I_f) \Big|_{i_q=0}$$

kde  $U_1$  představuje svorkové statorové napětí, tzn. sdružená efektivní hodnota napětí a  $I_f$  je budící rotorový proud.

Transformací do  $q, d$  os a po úpravách lze psát pro ustálený stav a chod naprázdno:

$$L_d(I_f) = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{N_s}{N_f} \frac{1}{\omega} \frac{U_1}{I_f}$$

kde  $N_s/N_f$  je poměr zaávitů statoru a rotoru a  $\omega$  je frekvence.

### 4.2.3 Měření v ose $q$

Jednoduchý lineární dvojpól se dá popsat jednou rovnicí

$$\bar{U}_q(j\omega) = \hat{Z}_q(j\omega)\bar{I}_q(j\omega)$$

kde  $\bar{U}_q$  a  $\bar{I}_q$  jsou statorová napětí a proudy v ose  $q$  a  $\hat{Z}_q$  je frekvenčně závislá impedance dvojpólu.

## 4.3 IDENTIFIKACE PARAMETRŮ ZVOLENÉHO OBVODOVÉHO MODELU

Pro identifikaci parametrů obvodového modelu synchronního stroje je užito evolučních algoritmů a to genetického algoritmu a algoritmu simulovaného žíhání. Obě tyto metody umožňují stanovení jednotlivých parametrů synchronního stroje řešením přímé úlohy. Jsou hledány takové parametry synchronního modelu, aby tento odpovídal svým chováním charakteristikám, které byly naměřeny na skutečném stroji. Jde o metodu, která hledá globální minimum určené funkce v dané oblasti předpokládaného řešení.

## 4.4 PODOBA NEURONOVÉHO MODELU SYNCHRONNÍHO STROJE

Pro simulaci dynamického chování synchronního stroje pomocí statické neuronové sítě je použito metody zpětného rozvinutí vstupních veličin v čase. Byly aplikovány dva přístupy, první použil jako vstupy a výstupy přímo hodnoty v jednotlivých časových okamžicích, zatímco při užití druhého přístupu byly nahrazeny zpožděné vstupy a predikované výstupy odpovídajícími diferencemi.

### 4.4.1 Neuronový model s predikcí proudu

Neuronový model synchronního stroje má tvar třívrstvé sítě s šestnácti vstupy, dvěma výstupy a devíti neurony ve skryté vrstvě.

Vstupy neuronové sítě:

- Budicí napětí  $u'_f(t)$ ,  $u'_f(t-1)$ ,  $u'_f(t-2)$ .
- Zatěžovací moment  $m_z(t)$ ,  $m_z(t-1)$ ,  $m_z(t-2)$ .
- Napětí  $u_d(t)$ ,  $u_d(t-1)$ ,  $u_d(t-2)$ ,  $u_q(t)$ ,  $u_q(t-1)$ ,  $u_q(t-2)$ .
- Proud  $i_d(t-1)$ ,  $i_d(t-2)$ ,  $i_q(t-1)$ ,  $i_q(t-2)$ .

Výstupy neuronové sítě:

- Proud  $i_d(t)$ ,  $i_q(t)$ .

Takto nakonfigurovanou neuronovou síť lze adaptovat pomocí algoritmu zpětného šíření (backpropagation) na tréninkové množině, jež je získána simulacemi na obvodovém modelu synchronního stroje.

### 4.4.2 Neuronový model s predikcí změny hodnoty proudu

Můžeme definovat přírůstky budicího napětí, zatěžovacího momentu, napětí i proudů jako:

$$\Delta u'_f(t) = u'_f(t) - u'_f(t-1)$$

$$\Delta m_z(t) = m_z(t) - m_z(t-1)$$

$$\Delta u_d(t) = u_d(t) - u_d(t-1)$$

$$\Delta u_q(t) = u_q(t) - u_q(t-1)$$

$$\Delta i_d(t-1) = i_d(t-1) - i_d(t-2)$$

$$\Delta i_q(t-1) = i_q(t-1) - i_q(t-2)$$

Neuronový model synchronního stroje má poté tvar třívrstvé sítě s dvanácti vstupy, dvěma výstupy a sedmi neurony ve skryté vrstvě.

Vstupy neuronové sítě:

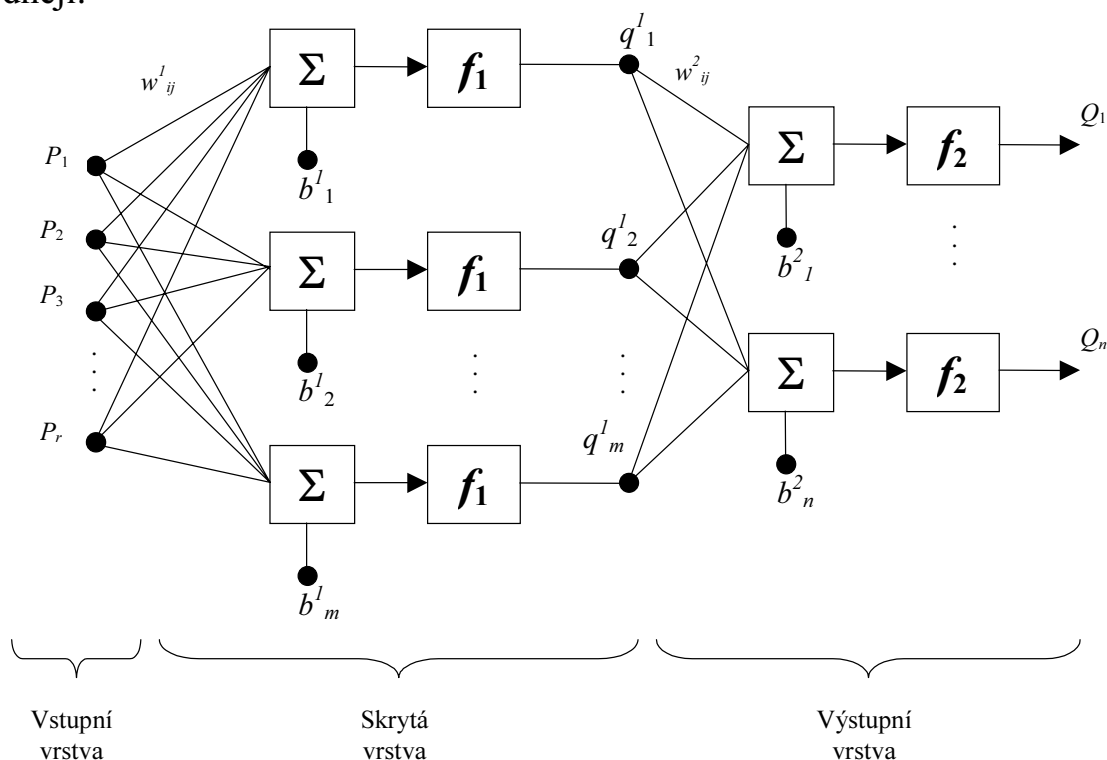
- Budicí napětí  $u'_f(t)$ , difference budicího napětí  $\Delta u'_f(t)$ .
- Zatěžovací moment  $m_z(t)$ , difference budicího napětí  $\Delta m_z(t)$ .
- Napětí  $u_d(t)$  a jeho difference  $\Delta u_d(t)$ , napětí  $u_q(t)$  a jeho difference  $\Delta u_q(t)$ .
- Proud  $i_d(t-1)$  a jeho difference  $\Delta i_d(t-1)$ , proud  $i_q(t-1)$  a jeho difference  $\Delta i_q(t-1)$ .

Výstupy neuronové sítě:

- Difference proudů  $\Delta i_d(t)$ ,  $\Delta i_q(t)$ .

Tuto síť je možno adaptovat pomocí algoritmu zpětného šíření, tzv. backpropagation.

Neuronový model popsáný v této kapitole zpracovává menší počet informací ze vstupů než neuronová síť v 4.4.1, ovšem na druhou stranu jsou vstupy zvoleny vhodněji.



Obr. 4.2 Detailní vnitřní struktura neuronového modelu

## 5 REALIZACE MODELOVÁNÍ

### 5.1 MĚŘENÍ NA SKUTEČNÉM STROJI

Základním měřením pro identifikaci parametrů obvodového modelu bylo měření frekvenční odezvy při zastaveném rotoru (SSFR test). Toto měření bylo doplněno o měření charakteristiky naprázdno za účelem získání dat potřebných pro identifikaci parametrů nelineárního modelu.

#### 5.1.1 Měření frekvenční odezvy synchronního stroje

Měření je možno provádět frekvenčním analyzátozem, případně jiným zařízením, které umožňuje měření amplitudy měřených signálů a dále vzájemný fázový posun obou signálů. Oscilátor, který je někdy součástí frekvenčního analyzátoru, je zdrojem měřeného signálu. Tento je poté zesílen ve výkonovém zesilovači, jež slouží pro napájení měřeného synchronního stroje. Výkonový zesilovač musí zajistit taková napětí a proudy statorového i budicího vinutí, aby byly měřitelné, avšak proud musí být dostatečně malý, aby nedocházelo ke změnám teplot vinutí, které by negativně ovlivnily výsledky měření.

#### *Metoda přímá*

Po nastavení magnetického pole statoru do osy  $d$  mohou být zjištěny parametry dvojbranu reprezentující model synchronního stroje v ose  $d$ :  $\dot{Z}_d(j\omega)$ ,  $\dot{Z}_{df}(j\omega)$ ,  $\dot{Z}_{fd}(j\omega)$  a  $\dot{Z}_f(j\omega)$ . Při všech měřeních je stanovena amplituda a fáze daných parametrů v celém frekvenčním rozsahu.

Frekvenční analyzátor byl nahrazen dvoukanálovým digitálním osciloskopem umožňujícím odečítání hodnot amplitud každého kanálu a dále pak umožňujícím odečet fázového posunu signálů obou kanálů. Jako výkonového zesilovače bylo užito integrovaného obvodu stabilizovaného napětí zapojeného jako zdroje proudu, který byl buzen generátorem sinusových kmitů.

Tato metoda měření SSFR byla ověřena na stroji výrobce MEZ Drásov následujících parametrů: Výkon  $S_n=8$  kVA, napětí svorkové  $U_n=400$ V, jmenovitá frekvence  $f_n=50$  Hz, počet pólů  $2p=4$ .

Z důvodu omezené časové základny osciloskopu bylo měření prováděno v rozsahu 0,5 Hz až 200 Hz. Úroveň stejnosměrného proudu, která ovlivňuje sycení magnetického obvodu, byla nastavena na hodnotu 0,5 A. Měřením při této hodnotě stejnosměrného proudu bylo zajištěno, že magnetický obvod nebyl ještě nasycen.

#### *Metoda nepřímá*

Jak statorové, tak i rotorové vinutí je připojeno k tyristorovému měniči. V jednom případě slouží měnič napájející stator jako zdroj a druhý měnič jako zátěž, v případě druhém měnič na straně statoru slouží jako zátěž a měnič na straně rotoru slouží jako napáječ. V obou případech je měřeno statorové i rotorové napětí a statorový i rotorový proud. Tyto hodnoty jsou filtrovány a pouze základní harmonická všech veličin je zaznamenána počítačem. Počítač taktéž zajišťuje správnou funkci obou

měníčů a řídí je. Z důvodu nedostatečného přístrojového vybavení nebylo toto měření prakticky provedeno a výsledky měření byly převzaty z [37] a dále sloužily pro identifikaci parametrů obvodového modelu daného synchronního stroje. Měření bylo prováděno na synchronním stroji s vyniklými póly následujících parametrů: Výkon  $S_n=20$  kVA, napětí svorkové  $U_n=380$  V, jmenovitá frekvence  $f_n=50$  Hz, počet pólů  $2p=4$ .

Z důvodu neznalosti převodového poměru  $N_s/N_f$  byly stanoveny frekvenční závislosti jednotlivých členů impedanční matice dvojbranu  $\mathbf{Z}_{non}$ , a to  $\dot{Z}_{dnon}(j\omega)$ ,  $\dot{Z}_{dfnon}(j\omega)$ ,  $\dot{Z}_{fdnon}(j\omega)$  a  $\dot{Z}_{fnon}(j\omega)$ . Tato impedanční matice je získána, pokud je uvažováno, že převodový poměr je roven 1. Impedanční matici  $\mathbf{Z}$  je možno při znalosti převodového poměru získat přepočtem.

Další postup při identifikaci obvodového modelu i stanovení modelu neuronového je vztažen na synchronní stroj s vyniklými póly výkonu  $S_n=20$  kVA, který byl užit pro stanovení frekvenčních charakteristik při zastaveném rotoru nepřímou metodou.

### 5.1.2 Charakteristika naprázdno

Měření bylo provedeno na stejném stroji, na němž bylo provedeno měření při zastaveném rotoru (SSFR) nepřímou metodou. Toto měření bylo převzato z [37] a slouží jako základ pro identifikaci parametrů nelineární charakteristiky hlavní indukčnosti  $L_{md}$ .

## 5.2 IDENTIFIKACE PARAMETRŮ LINEÁRNÍHO OBVODOVÉHO MODELU

Při identifikaci parametrů modelu je jedním z důležitých úkolů najít funkci více proměnných, tzv. kriteriální funkci, u níž hledáme extrém (zpravidla minimum) na dané oblasti. Problematika identifikace parametrů dynamického modelu je tedy transformována na problematiku hledání minima kriteriální funkce, kdy se frekvenční závislosti jednotlivých členů impedanční matice  $\mathbf{Z}$  stanovené na základě dynamického modelu blíží s dostatečnou přesností k charakteristikám naměřeným na skutečném stroji.

Jelikož frekvenční charakteristiky jsou komplexní povahy, pomocí měření byly získány následující charakteristiky:

- $Z_{d\text{ ampl}}(f)$ ,  $Z_{q\text{ ampl}}(f)$ ,  $Z_{df\text{ ampl}}(f)$ ,  $Z_{fd\text{ ampl}}(f)$ ,  $Z_{f\text{ ampl}}(f)$  - amplituda komplexní impedance v ose  $d$ ,  $q$ , přenosových impedancí a rotorové impedance naměřená.
- $Z_{d\text{ phase}}(f)$ ,  $Z_{q\text{ phase}}(f)$ ,  $Z_{df\text{ phase}}(f)$ ,  $Z_{fd\text{ phase}}(f)$ ,  $Z_{f\text{ phase}}(f)$  - fáze komplexní impedance v ose  $d$ ,  $q$ , přenosových impedancí a rotorové impedance naměřená.

Lze taktéž stanovit chování matematického modelu a to určením frekvenčních charakteristik z obvodového modelu:

- $Z'_{d\text{ ampl}}(f, \mathbf{P})$ ,  $Z'_{q\text{ ampl}}(f, \mathbf{P})$ ,  $Z'_{df\text{ ampl}}(f, \mathbf{P})$ ,  $Z'_{fd\text{ ampl}}(f, \mathbf{P})$ ,  $Z'_{f\text{ ampl}}(f, \mathbf{P})$  - amplituda komplexní impedance v ose  $d$ ,  $q$ , přenosových impedancí a rotorové impedance stanovená z obvodového modelu.



- $Z'_{d\ phase}(f, \mathbf{P})$ ,  $Z'_{q\ phase}(f, \mathbf{P})$ ,  $Z'_{df\ phase}(f, \mathbf{P})$ ,  $Z'_{fd\ phase}(f, \mathbf{P})$ ,  $Z'_{f\ phase}(f, \mathbf{P})$  - fáze komplexní impedance v ose  $d$ ,  $q$ , přenosových impedancí a rotorové impedance stanovená z obvodového modelu.

Pokud  $f_i$  značí frekvenci daného bodu měření,  $\mathbf{P}$  danou sadu identifikovaných parametrů modelu a  $n$  představuje počet bodů jednotlivých frekvenčních charakteristik můžeme kritériální funkci popsat jako:

$$\begin{aligned} \delta(\mathbf{P}) = \sum_{i=1}^n & \left( K_{ampl\ d} \left| \frac{Z'_{d\ ampl}(f_i, \mathbf{P}) - Z_{d\ ampl}(f_i)}{Z_{d\ ampl}(f_i)} \right| + K_{phase\ d} \left| Z'_{d\ phase}(f_i, \mathbf{P}) - Z_{d\ phase}(f_i) \right| + \right. \\ & + K_{ampl\ df} \left| \frac{Z'_{df\ ampl}(f_i, \mathbf{P}) - Z_{df\ ampl}(f_i)}{Z_{df\ ampl}(f_i)} \right| + K_{phase\ df} \left| Z'_{df\ phase}(f_i, \mathbf{P}) - Z_{df\ phase}(f_i) \right| + \\ & + K_{ampl\ fd} \left| \frac{Z'_{fd\ ampl}(f_i, \mathbf{P}) - Z_{fd\ f\ ampl}(f_i)}{Z_{fd\ f\ ampl}(f_i)} \right| + K_{phase\ fd} \left| Z'_{fd\ phase}(f_i, \mathbf{P}) - Z_{fd\ phase}(f_i) \right| + \\ & + K_{ampl\ f} \left| \frac{Z'_{f\ ampl}(f_i, \mathbf{P}) - Z_{f\ f\ ampl}(f_i)}{Z_{f\ f\ ampl}(f_i)} \right| + K_{phase\ f} \left| Z'_{f\ phase}(f_i, \mathbf{P}) - Z_{f\ phase}(f_i) \right| + \\ & \left. + K_{ampl\ q} \left| \frac{Z'_{q\ ampl}(f_i, \mathbf{P}) - Z_{q\ ampl}(f_i)}{Z_{q\ ampl}(f_i)} \right| + K_{phase\ q} \left| Z'_{q\ phase}(f_i, \mathbf{P}) - Z_{q\ phase}(f_i) \right| \right) \end{aligned}$$

Vzhledem k podobě frekvenčních charakteristik byla kritériální funkce stanovena tak, že jednotlivé odchylky naměřených a vypočtených amplitudových charakteristik jsou relativní, zatímco odchylky charakteristik fázových jsou určeny jako absolutní.

Pro zachování stejného vlivu jednotlivých komponent byla kritériální funkce rozšířena o další koeficienty  $K_{ampl}$ ,  $K_{phase}$ , které kompenzují rozdílné rozsahy každého z parametrů. Přes snahu o diferenciaci jednotlivých koeficientů bylo nakonec použito koeficientů stejných pro všechny amplitudové frekvenční závislosti a stejné pro všechny fázové frekvenční závislosti jednotlivých impedancí:  $K_{ampl}=1$ ,  $K_{phase}=1/90$ .

Pro hledání minima kritériální funkce bylo použito evolučních algoritmů. Je patrné, že při použití těchto algoritmů (genetický algoritmus, algoritmus simulovaného žíhání) je řešení inverzní úlohy transformováno do řešení mnoha úloh přímých. Výhodou je především to, že řešení přímé úlohy (tzn. zobrazení parametrů matematického modelu do množiny frekvenčních charakteristik) je matematicky snadno popsatelné a realizovatelné, zatímco řešení úlohy inverzní (tzn. přechod od frekvenčních charakteristik k parametrům obvodového modelu) naráží na nepřekonatelné překážky.

Vstupem pro každý krok identifikační úlohy jsou jednotlivé parametry obvodového modelu (viz. Obr. 4.1) v daném pořadí:  $R_s$ ,  $R'_{1d}$ ,  $R'_{2d}$ ,  $R'_f$ ,  $L_{s\sigma}$ ,  $L_{md}$ ,  $L_{f1\sigma}$ ,  $L'_{1d}$ ,  $L_{f2\sigma}$ ,  $L'_{2d}$ ,  $L_{f\sigma}$ ,  $R'_{1q}$ ,  $R'_{2q}$ ,  $R'_{3q}$ ,  $L_{mq}$ ,  $L'_{1q}$ ,  $L'_{2q}$ ,  $L'_{3q}$  a  $N_{sf}$ .

Z těchto hodnot jsou stanoveny amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky daného obvodového modelu. Dalším vstupem pro identifikaci jsou frekvenční charakteristiky naměřené na skutečném stroji. Součástí identifikační úlohy je kritériální funkce, která určuje míru úspěšnosti matematického modelu. Výstupem

jednoho kroku identifikačního algoritmu je hodnota kritériální funkce a na základě určité strategie (která je závislá na použitém algoritmu) je poté stanovena nová sada parametrů. Nalezení minima kritériální funkce (v ideálním případě hodnoty blíží se nule) a odpovídajících parametrů koresponduje s hledanými parametry obvodového modelu.

### **5.2.1 Genetický algoritmus**

Bylo použito genetického algoritmu bez kódování, rekombinace byla provedena na náhodných chromozomech a koeficient mutace byl stanoven na 0,1 (tzn. na 10% chromozomů byla aplikována mutace na náhodnou hodnotu). Populace byla tvořena 100 sadami parametrů obvodového modelu.

Identifikace parametrů obvodového modelu byla provedena na základě frekvenčních charakteristik změřených nepřímou metodou na stroji 20 kVA.

Při identifikaci bylo nalezeno minimum kritériální funkce. Hodnota kritériální funkce dosáhla po identifikaci hodnoty  $\delta=144,65$ . Časová náročnost výpočtu byla přes 17 hodin na PC (konfigurace: Intel Pentium 4, 1500 MHz, 512 MB RAM).

Srovnáním dosažené hodnoty kritériální funkce s hodnotou kritériální funkce ohodnocující parametry identifikované pomocí algoritmu simulovaného (viz dále) je zřejmé, že genetický algoritmus dosáhl neuspokojivých hodnot při identifikaci parametrů. Z tohoto důvodu ani výsledky získané pomocí genetického algoritmu nebyly dále použity.

### **5.2.2 Algoritmus simulovaného žihání**

Při identifikaci byla nalezeno minimum kritériální funkce a dosáhla hodnoty  $\delta=6,7$ . Bylo provedeno dvacet nezávislých výpočtů. Časová náročnost jednoho výpočtu byla 1,5 hodiny na PC (konfigurace: Intel Pentium 4, 1500 MHz, 512 MB RAM). Při každé identifikaci parametrů bylo ohodnoceno více než 11,5 milionu možných stavů.

Odchyly v amplitudových charakteristikách byly stanoveny jako relativní a odchyly ve fázi byly stanoveny jako absolutní ve stupních (v souladu s kritériální funkcí).

Střední a maximální odchyly frekvenčních charakteristik jsou shrnuty v Tab. 5.1.

Charakteristika		Střední odchylka	Maximální odchylka
$\dot{Z}_d$	Amplituda	0,6 %	2,1 %
	Fáze	0,7 °	5,2 °
$\dot{Z}_{df}$	Amplituda	1,9 %	9,1 %
	Fáze	0,8 °	9,4 °
$\dot{Z}_{fd}$	Amplituda	3,4%	8,7 %
	Fáze	1,3 °	8,0 °
$\dot{Z}_f$	Amplituda	1,2 %	3,3 %
	Fáze	0,8 °	5,7 °
$\dot{Z}_q$	Amplituda	0,4 %	1,8 %
	Fáze	0,3 °	1,1 °

Tab. 5.1 Střední a maximální odchylky frekvenčních charakteristik

### 5.3 URČENÍ NELINEÁRNÍHO OBVODOVÉHO MODELU

Z naměřené charakteristiky naprázdno synchronního stroje v každém změřeném bodě charakteristiky naprázdno spočítána hodnota hlavní magnetizační indukčnosti v ose  $d$ . Tato závislost indukčnosti na magnetizačním proudu sloužila jako vstup pro identifikační algoritmus. Bylo v podstatě hledáno analytické vyjádření závislosti indukčnosti  $L_{md}$  na magnetizačním proudu  $i_{md}$ , přičemž tvar hledané analytické funkce byl znám a byla provedena pouze identifikace jednotlivých koeficientů analytické funkce. Pro identifikaci koeficientů bylo užito algoritmu simulovaného žihání. Vstupem každého kroku algoritmu simulovaného žihání byly parametry nelineární indukčnosti  $L_{min}, L_0, I_x$ .

Kriteriální funkce identifikačního algoritmu měla následující tvar:

$$\delta = \sum_{i=1}^n \left| \frac{L_{md i} - L'_{md i}}{L'_{md i}} \right|$$

kde  $L_{md i}$  představuje  $i$ -tý bod indukčnosti  $L_{md}$  stanovené z analytické funkce,  $L'_{md i}$  je  $i$ -tý bod indukčnosti  $L'_{md}$  stanovené měřením a  $n$  představuje počet bodů indukčnosti  $L_{md}$  stanovené měřením. Výsledky identifikace parametrů nelineární indukčnosti jsou uvedeny v Tab. 5.2.

Užitá aproximační funkce	Střední hodnota odchylky	Max. hodnota odchylky
Druhého řádu	1,4 %	3,4 %
Čtvrtého řádu	0,6 %	3,0 %

Tab. 5.2 Výsledky identifikace aproximační funkce popisující nelinearitu  $L_{md}$

Z uvedených výsledků je patrné, že i přes velmi rozšířené používání aproximační funkce druhého řádu se jeví v tomto případě jako výhodnější užití aproximační funkce řádu čtvrtého.

## 5.4 DYNAMICKÉ CHOVÁNÍ OBVODOVÉHO MODELU

Provedení simulace chování dynamického modelu si kladlo za cíl:

- Ověřit možnosti dynamického obvodového modelu, jeho schopnosti a stanovení chování reálného synchronního stroje na základě simulací pomocí jeho dynamického obvodového modelu.
- Vytvořit sadu dat získaných simulací dynamických stavů elektromechanické soustavy. Tato data jsou dále použita jako vstup pro neuronovou síť, pomocí níž byla daná neuronová síť adaptována. Jiná sada dynamických dat sloužila pro ověření míry adaptace neuronové sítě.

Modelování dynamického chování bylo provedeno v programu SADYS, který umožňuje popis systému jak obvodovými prvky, tak i diferenciálními rovnicemi, čehož bylo s výhodou využito. Bylo použito obvodového modelu s parametry, jež byly zjištěny pomocí algoritmu simulovaného žihání. Implementace obvodového modelu a dalších rovnic do programu SADYS umožnila provedení simulace celého systému. V souvislosti se začleněním synchronního stroje do elektromechanické soustavy bylo třeba stanovit moment setrvačnosti všech rotujících částí. S ohledem na velikost stroje bylo stanoveno  $J=50 \text{ kgm}^2$ .

Pro získání tréninkových dat pro adaptaci neuronové sítě byly sledovány časové průběhy následujících veličin: Budicí napětí  $u_f(t)$ , zatěžovací moment  $m_z(t)$ , napětí v obou osách  $u_d, u_q$  a proud v obou osách  $i_d, i_q$ . Průběhy byly vzorkovány s frekvencí  $f_{vz}=100 \text{ Hz}$ , tedy časový krok mezi jednotlivými zaznamenanými hodnotami činil 10 ms.

Tréninková data by měla co nejlépe vystihovat jednotlivé možné stavy, které mohou nastat. Z tohoto důvodu byl simulován chod soustavy se synchronním generátorem v režimu, kdy se harmonicky měnilo budicí napětí  $u'_f$  a zároveň také zatěžovací moment  $m_z$ . Měnila se také frekvence těchto harmonických veličin. Matematicky lze tyto změny zapsat:

$$m_z(t) = -50 \left[ 1 + \sin \left( 2\pi \left( \frac{t-t_1}{100} \right) (t-t_1) \right) \right]$$

$$u'_f(t) = U'_{fn} \left[ 1 + 0,5 \sin \left( 2\pi \left( \frac{t-t_1}{110} \right) (t-t_1) \right) \right]$$

Zatímco zatěžovací moment  $m_z$  se měnil v rozsahu  $-100$  až  $0 \text{ Nm}$ , budicí napětí  $u'_f$  se měnilo v rozsahu  $0,5$  až  $1,5 U'_{fn}$ .

Celý průběh simulace lze popsat následujícími časovými body:

- Čas 0 s. Spuštění simulace s počátečními podmínkami: zátěžný úhel  $\theta=0$ , otáčky rovny synchronním otáčkám. Budicí napětí nastaveno na jmenovitou hodnotu  $U'_{fn}=2,46 \text{ V}$ .
- Čas 5 s. Připojení napětí na svorky synchronního stroje, tzn. nafázování stroje na síť.
- Čas  $t_1=10 \text{ s}$ . Změna zatěžovacího momentu  $m_z$  a změna budicího napětí  $u'_f$ .
- Čas 100 s. Ukončení simulace.

## 5.5 NEURONOVÝ MODEL SYNCHRONNÍHO STROJE

Pro získání tréninkové množiny potřebné pro adaptaci neuronové sítě bylo použito dynamického nelineárního modelu elektromechanické soustavy s využitím nelineárního obvodového modelu synchronního stroje. Data určená simulací byla před vlastním použitím pro adaptaci neuronové sítě normována lineární transformací.

### 5.5.1 Proces adaptace neuronové sítě

Pro adaptaci neuronového modelu bylo užito Levenberg-Marquardtova algoritmu.

Hodnoty dosažené při adaptaci obou neuronových modelů (NN I. pro predikci proudů a NN II. pro predikci proudových diferencí) je shrnuta v Tab. 5.3. Proces adaptace byl nastaven tak, aby byl ukončen po dosažení 1500 iteračních kroků či dosažení chyby dané součtem kvadrátů odchylek na hodnotu  $10^{-10}$ .

	NN I.	NN II.
Počet iteračních kroků	1450	1500
Chyba daná součtem kvadrátů odchylek	$9,98 \cdot 10^{-11}$	$4,32 \cdot 10^{-9}$

Tab. 5.3 Dosažené výsledky adaptace neuronových modelů

### 5.5.2 Testování míry adaptace neuronového modelu

Pro účely testování adaptace neuronového modelu byl stanoven cyklus, kdy byly měněny hodnoty zatěžovacího momentu a budícího napětí v závislosti na čase. Stroj byl náfázován na tvrdou síť. Byla sledována odezva neuronového modelu a srovnána s hodnotami, které byly stanoveny dynamickou simulací nelineárního modelu reprezentující elektromechanickou soustavu, jejíž součástí byl i obvodový model synchronního stroje.

Srovnání středních a maximálních odchylek výsledků získaných pomocí obou neuronových sítí je shrnuto v Tab. 5.4. Maximální hodnota odchylky proudu v procentech je vztažena k maximální hodnotě přírůstku proudu v celém časovém intervalu, tj. pro proud  $i_d$  je to hodnota 50,1 mA a pro  $i_q$  hodnota 112 mA.

		NN I.	NN II.
Odchylka proudu $i_d$	Střední hodnota, [mA]	9,90	1,96
	Maximální hodnota, [mA]	1,13	0,93
	Maximální hodnota, [%]	2,26	0,83
Odchylka proudu $i_q$	Střední hodnota, [mA]	2,02	1,5
	Maximální hodnota, [mA]	0,39	0,32
	Maximální hodnota, [%]	0,78	0,29

Tab. 5.4 Odchylky predikce proudu první a druhé neuronové sítě

I přesto, že první neuronový model získává více informací (informace ze tří časových okamžiků) než model druhý (informace pouze ze dvou časových okamžiků), je z Tab. 5.4 patrné, že metoda užívající jako vstupy a výstupy diference je pro daný typ problému vhodnější.

## 6 ZÁVĚR

Hlavní cíl disertační práce vytvořit dynamický model synchronního stroje s využitím umělé inteligence byl v plném rozsahu splněn.

Dynamický model byl realizován na synchronním stroji s vyniklými póly. Byla stanovena podoba dynamického obvodového modelu. Bylo užito modelu třetího řádu v transformovaných souřadnicích  $q, d$  (obvodový model v obou souřadnicích obsahoval tři příčné větve). Při měření frekvenčních charakteristik při zastaveném rotoru byla užita metoda vyznačující se menšími nároky na přístrojové vybavení. Bohužel, tato metoda se projevila jako nedostatečná a zatížená značnou chybou. Z tohoto důvodu bylo užito v dalších krocích výsledků získaných velmi sofistikovanou metodou s využitím frekvenčních měničů a počítače.

Identifikace jednotlivých parametrů obvodového modelu provedená algoritmem simulovaného žíhání ukázala, že je vhodná i pro řešení mnohorozměrných identifikačních úloh (19 parametrů), zatímco genetický algoritmus i přes svou univerzálnost nedokázal nalézt v tomto případě vyhovující řešení.

Program SADYS se ukázal jako vyhovující nástroj pro řešení diferenciálních rovnic, kde navíc s výhodou bylo využito možnosti implementace přímo obvodového modelu do celého elektromechanického systému, jehož chování bylo simulováno.

Prostředí MATLAB se projevilo jako velmi užitečný a účinný prostředek pro vytváření neuronového modelu. Byla využita knihovna zabývající se neuronovými sítěmi, takže nebylo třeba se zabývat vlastním „low-level“ programováním neuronového modelu. Při tvorbě neuronového modelu vyplynula skutečnost, že je třeba dbát na vhodnou volbu vstupních a výstupních veličin, jelikož tato volba přímo ovlivňuje (spolu s ostatními faktory) kvalitu adaptace neuronové sítě.

Přínosy disertační práce lze shrnout do následujících bodů:

- Identifikace parametrů lineárního obvodového modelu na základě měření frekvenční charakteristiky pomocí algoritmu simulovaného žíhání
- Začlenění nelinearity do obvodového modelu včetně jejich stanovení z charakteristiky naprázdno pomocí algoritmu simulovaného žíhání
- Stanovení neuronového modelu za pomoci simulace chování obvodového modelu.

Na základě dosažených výsledků je možné získané poznatky uplatnit v široké praxi. Obvodový model je možno použít při simulacích chování celé elektrizační soustavy, jejíž nedílnou součástí synchronní stroje bezesporu jsou. Obvodový model vystihující nasycení magnetického obvodu uvnitř stroje umožňuje simulace chování synchronního stroje nejen při provozních stavech, nýbrž i při stavech poruchových,

kdy dochází k několikanásobnému překročení provozních hodnot proudů či napětí a tomu odpovídajícímu většímu uplatnění nelinearit uvnitř stroje.

Naproti tomu neuronový model zřejmě najde uplatnění především v případech, kdy je vyžadována odezva modelu v reálném čase. Schopnost neuronového modelu predikovat chování synchronního stroje během zlomků sekundy vede k jeho potenciálnímu použití např. při konstrukci regulátorů sloužících k řízení synchronních strojů.

Práce ukazuje novou možnost pohledu na řešení problému modelování synchronního stroje. Při řešení se vyskytly oblasti, které by bylo možné dále podrobněji prozkoumat. Jedná se jednak o metodiku měření na skutečném stroji, kde by bylo žádoucí nalézt alternativní způsoby stanovení frekvenčních charakteristik, případně jiných závislostí, které by dostatečně popisovaly daný stroj a umožnily tak následnou identifikaci parametrů obvodového modelu. Nabízí se taktéž myšlenka provedení dynamického měření na skutečném stroji. Toto měření by ověřilo výsledky simulací obvodového modelu a dále by mohlo přímo sloužit jako vstup při adaptaci neuronového modelu. Odstranila by se tak nutnost znalosti obvodového modelu jako mezičlánku při tvorbě dynamických charakteristik potřebných při adaptaci neuronového modelu.

## 7 LITERATURA

### 7.1 SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] Ong, Chee-Mun. *Dynamic Simulation of Electric Machinery*. Prentice-Hall, New Jersey, 1998.
- [2] Klíma, M. *Modelování a řízení asynchronního elektromotoru pomocí neuronových sítí*. Diplomová práce, FSI VUT, Brno, 1996.
- [3] IEEE Standard 115. Guide: Test Procedures for Synchronous Machines. September 1983.
- [4] IEEE Standard 115A. Standard Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Frequency Response Testing. May 1987.
- [5] Marti, J. R.; Louie, K. W. A Phase-Domain Synchronous Generator Model Including Saturation Effects. *IEEE Trans. on Power Systems*, February 1997, Vol. 12, Issue 1, pp. 222-229.
- [6] IEEE Standard 1110. Guide for Synchronous Generator Modeling Practices in Stability Analysis. November 1991.
- [7] Pekarek, S. D.; Wasynczuk, O.; Hegner, H. J. An Efficient and Accurate Model for the Simulation and Analysis of Synchronous Machine/Converter Systems. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, March 1998, Vol. 13, Issue 1, pp. 42-48.

- [8] De Oliviera, S. E. M. Modelling of Synchronous Machines for Dynamic Studies with Different Mutual Couplings between Direct Axis Windings. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, December 1989, Vol. 4, Issue 4, pp. 591-599.
- [9] Levi, E. Saturation Modelling in D-Q Axis Models of Salient Pole Synchronous Machines. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, March 1999, Vol. 14, Issue 1, pp. 44-50.
- [10] Pekarek, S. D.; Walters, E. A.; Kuhn, B. T. An Efficient and Accurate Method of Representing Magnetic Saturation in Physical-Variable Models of Synchronous Machines. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, March 1999, Vol. 14, Issue 1, pp. 72-79.
- [11] Corzine, K. A.; Kuhn, B. T.; Sudhoff, S. D.; Hegner, H. J. An Improved Method for Incorporating Magnetic Saturation in the Q-D Synchronous Machine Model. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, September 1998, Vol. 13, Issue 3, pp. 270-275.
- [12] Xu, W. W.; Dommel, H. W.; Marti, J. R. A Synchronous Machine Model for Three-Phase Harmonic Analysis and EMTP Initialization. *IEEE Trans. on Power Systems*, November 1991, Vol. 6, Issue 4, pp. 1530-1538.
- [13] Bobon, A.; Kudla, J.; Zywiec, A. Determination of Spectral Transfer Functions of a Synchronous Machine by the Finite Element Method. *International workshop on electric machines*, Prague, September 1998.
- [14] Arjona, M. A.; Macdonald, D. C. A New Lumped Steady State Synchronous Machine Model Derived from Finite Element Analysis. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, March 1999, Vol. 14, Issue 1, pp. 1-7.
- [15] Ide, K.; Wakui, S.; Shima, K.; Takahashi, M.; Miyakawa, K.; Yagi, Y. Analysis of saturated synchronous reactances of large turbine generator by considering cross-magnetizing reactances using finite elements. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, March 1999, Vol. 14, Issue 1, pp. 66-71.
- [16] Escarela-Perez, R.; Niewierowicz, T.; Campero-Littlewood, E. Synchronous machine parameters from frequency-response finite-element simulations and genetic algorithms. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, June 2001, Vol. 16, Issue 2, pp. 198-203.
- [17] Shima, K.; Ide, K.; Takahashi, M. Finite-element calculation of leakage inductances of a saturated salient-pole synchronous machine with damper circuits. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, December 2002, Vol. 17, Issue 4, pp. 463-470.
- [18] Keyhani, A.; Tsai, H. Identification of High-Order Synchronous Generator Models from SSFR Test Data. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, September 1994, Vol. 9, Issue 3, pp. 593-603.
- [19] Keyhani, A.; Dayal, G. Maximum Likelihood Estimation of Solid-Rotor Synchronous Machine Parameters from SSFR Test Data. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, September 1989, Vol. 4, Issue 3, pp. 551-558.



- [20] Goldberg, D. *Genetic Algorithms in Searching, Optimisation and Machine Learning*. Reading, MA: Addison-Wesley, 1989.
- [21] Večerka, J. *Optimalizace modelu reluktančního motoru užitím nekonvenčních metod*. Diplomová práce, FEI VUT, Brno, 1996.
- [22] Štencl, Z. *Posouzení možnosti optimalizace jednotlivých konstrukčních částí asynchronního motoru*. Diplomová práce, FEI VUT, Brno, 1996.
- [23] Kvasnička, V., kol. *Úvod do teorie neuronových sítí*. IRIS, 1997.
- [24] Pillutla, S.; Keyhani, A. Neural network based saturation model for round rotor synchronous generator. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, December 1999, Vol. 14, Issue 4, pp. 1019-1025.
- [25] Pillutla, S.; Keyhani, A. Neural network based modeling of round rotor synchronous generator rotor body parameters from operating data. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, September 1999, Vol. 14, Issue 3, pp. 321-327.
- [26] Tsai, H.; Keyhani, A.; Demcko, J.A.; Selin, D.A. Development of a neural network based saturation model for synchronous generator analysis. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, December 1995, Vol. 10, Issue 4, pp. 617-624.
- [27] The Mathworks, Inc. *Neural Network Toolbox User's Guide*. 1998.
- [28] Seltenreich, M. *Neuronová síť jako simulátor dynamického chování elektromechanické soustavy*. Diplomová práce, FSI VUT, Brno, 1995.
- [29] Holland, J., H. *Adaptation in Natural and Artificial System*. Ann Arbor, MI: Univ. Michigan Press, 1975.
- [30] Michalewicz, Z. *Genetic Algorithm + Data Structure = Evolution Programs*. AI Series, Springer-Verlag, New York, 1994.
- [31] Goldberg, D. E. Sizing Populations for Serial and Parallel Genetic Algorithms. *The Proceedings of the Third International Conference on Genetic Algorithms*, San Mateo, USA, 1989.
- [32] Mahfoud, S. W.; Goldberg, D. E. Parallel Recombinative Simulated Annealing: A Genetic Algorithm. IlliGAL Report No. 93006, July 1993.
- [33] Grefenstette, J. J. Optimization of Control Parameters for Genetic Algorithms. *IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics*, 1986, Vol. 16, No. 1.
- [34] Deb, K.; Goldberg, D. A. A Messy Genetic Algorithm in C. IlliGAL Report No. 91008, September 1991.
- [35] Szu, H.; Hartley, R. Fast Simulated Annealing. *Physics Letters A*. June 1987, Vol. 122, No. 3,4.
- [36] Aarts, E.; Korst, J. *Simulated Annealing and Boltzmann Machines*. John Wiley&Sons, 1989.
- [37] Verbeeck, J.; Pintelon, R.; Lataire, P. Influence of Saturation on Estimated Synchronous Machine Parameters in Standstill Frequency Response Tests.

*IEEE Trans. on Energy Conversion*. September 2000, Vol. 15, Issue 3, pp. 277-283.

## 7.2 SEZNAM VLASTNÍCH PRACÍ

- [38] Krejčí, P.; Večerka, J. Optimizacija uzmerennogo toka transformatora s ispolzovaniem modeli otziga. *Sborník konference Dinamika nelinejnych diskretnych elektrotechniceskich i elektronnych system 99*. Čebokcary, Ruská federace, 1999, str. 140-141. ISBN5-7677-0356-6.
- [39] Krejčí, P.; Večerka, J. Optimization Measures Current Transformer Using Simulated Annealing Algorithm. *Sborník konference Nauka, tvorčestvo, informacia*. Čeboksary, Ruská federace, 1999, str. 120.
- [40] Krejčí, P.; Večerka, J.; Ondrůšek, Č. Užití metod umělé inteligence k optimalizaci a identifikaci parametrů elektrických strojů a přístrojů. *Sborník konference Vybrané problémy elektrických strojů a pohonů*. Svratka, květen 1999, str. 93-105.
- [41] Klíma, M.; Večerka, J. Neuron Models of Mechatronic Systems. *Sborník mezinárodní konference Inženýrská mechanika 2000*. Volume IV, Svratka, květen 2000, str. 145-150. ISBN 80-86246-03-5.
- [42] Večerka, J.; Klíma, M. Užití paralelního programování při řešení rozsáhlých optimalizačních problémů. *Sborník mezinárodní studentské konference Aplikovaná elektromechanika 2000*. Brno, duben 2000, str.132-137, ISBN 80-214-1576-2.
- [43] Klíma, M.; Večerka, J. Optimisation of Neural Networks Architecture. *Sborník mezinárodní studentské konference Aplikovaná elektromechanika 2000*. Brno, duben 2000, str.66-71. ISBN 80-214-1576-2.
- [44] Večerka, J.; Klíma, M. Neural Network as a Model of Induction Machine. *Sborník prací studentů a doktorandů 2000*. Brno, Česká republika, květen 2000, str. 500-502. ISBN 80-7204-155-X.
- [45] Večerka, J.; Klíma, M. Stanovení parametrů synchronního stroje na základě měření frekvenční odezvy a metod umělé inteligence. *Sborník semináře Vybrané problémy elektrických strojů a pohonů*. Hustopeče, Česká republika, 28. – 29. května 2001.
- [46] Klíma, M.; Večerka, J. Problematika identifikace parametrů náhradního obvodu asynchronního stroje. *Sborník semináře Vybrané problémy elektrických strojů a pohonů*. Hustopeče, Česká republika, 28. – 29. května 2001.

## **CURRICULUM VITAE**

**Jméno:** Ing. Jiří Večerka

**Narozen:** 27.5. 1973

**Kontakt:** jirivecerka@seznam.cz

### **Vzdělání**

1996 do současnosti Vysoké učení technické v Brně, fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Česká republika  
Postgraduální studium, obor Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

1991 – 1996 Vysoké učení technické v Brně, fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Česká republika  
Magisterské studium, obor Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

1987-1991 Střední průmyslová škola, Zlín, Česká republika  
obor Zařízení silnoproudé elektrotechniky

### **Praxe**

2001 do současnosti SMB, s.r.o., Brno  
Návrhy servomotorů s permanentními magnety

1999 ELEKTROMONT SERVIS BRNO, Česká republika  
Překlady technických specifikací (z angličtiny).

1997 – 1998 WESTINGHOUSE ELECTRIC COMPANY, Monroeville, PA, USA  
Inženýrská podpora projektu AP600 (nový typ nukleární elektrárny)

## ABSTRACT

The thesis deals with problems of synchronous machines modelling. An emphasis is insisted on new methods related to the referred topic. An introductory part of the thesis is focused on an analysis of the published literature and it contains a summary of the individual methods of the modelling. Main features of each method, its advantages and limitations are introduced. The goal of the thesis was determined on the basis of the literature analysis: To set up nonlinear circuit-based model of the third order, to identify the parameters of the model by means of a measurement and to use the identified circuit-based model for creating of neural model.

The approach and obtained results of the measurement called Standstill frequency response (SSFR) test are presented. Two methods of the SSFR test are shown. The measurement served for the parameter identification of the linear circuit-based model of the synchronous machine. The parameter identification was performed by means of the genetic algorithm and the algorithm of simulated annealing. The results of the parameter identification of the linear circuit-based model are presented. They include the deviation of the linear circuit-based model frequency characteristics from the frequency characteristics measured on the real machine.

The set up of the nonlinear circuit-based model on the basis of the no load measurement was next step. Two possible curve approximations of the nonlinear inductance were considered, i.e. the approximation by a function of the second and fourth order.

The nonlinear circuit-based model was implemented into electromechanical system. The simulations of the electromechanical system were performed consequently. The software called SADYS was used for simulation. It allows a direct incorporation of the circuit-based model into the system described by differential equations. One data set of the simulations was performed in order to verify the circuit-based model functionality and it served as a data source for the neural network adaptation. Another data set enabled to verify adaptation rate of the neural model on the behaviour of the circuit-based model.

Two representations of the neural model were used both as three layer neural network. The neural network was adapted on the basis of the data set obtained by the circuit-based model simulations by means of the Levenberg-Marquart backpropagation algorithm. The neural model was set up in the MATLAB.