

# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

## DYNAMICKÝ MODEL SYNCHRONNÍHO STROJE S VYUŽITÍM MAGNETICKÝCH EKVIVALENTNÍCH OBVODŮ

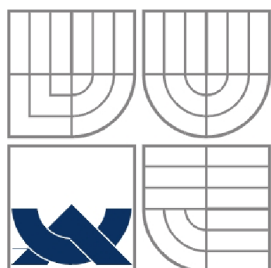
DIPLOMOVÁ PRÁCA

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

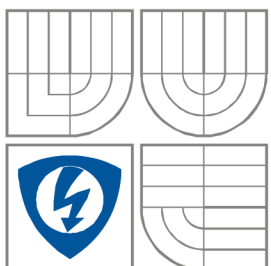
Bc. Martin Svetlák

BRNO 2011



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY  
A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC  
ENGINEERING

# DYNAMICKÝ MODEL SYNCHRONNÍHO STROJE S VYUŽITÍM MAGNETICKÝCH EKVIVALENTNÍCH OBVODŮ

DYNAMIC MODEL OF SYNCHRONOUS MACHINE WITH MAGNETIC EQUIVALENT CIRCUIT

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

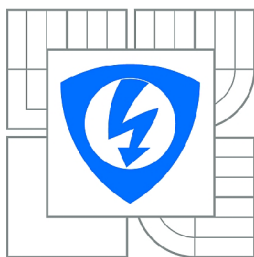
Bc. Martin Svetlík

VEDÚCI PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Čestmír Ondrůšek CSc.

BRNO, 2011



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

**Student:** Bc. Martin Svetlík

**ID:** 78316

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2010/2011

## NÁZEV TÉMATU:

**Dynamický model synchronního stroje s využitím magnetických ekvivalentních obvodů**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Proved'te literární rešerši.
2. Sestavte dynamický model daného synchronního stroje.
3. Vypoč'tete průběhy napětí kotvy naprázdno a při zatížení.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle pokynů vedoucího

**Termín zadání:** 23.9.2010

**Termín odevzdání:** 23.5.2011

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

**doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.**

*Předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **Abstrakt**

Práca popisuje tvorbu dynamického modelu synchronného generátora, s použitím náhradného magnetického ekvivalentného obvodu. Konštrukcia modelu vychádza zo znalosti geometrických rozmerov, magnetizačnej charakteristiky použitých materiálov a fyzického rozloženia vinutia jednotlivých fáz v drážkach. Výsledky výpočtov sú vzťahnuté na model generátora, vytvoreného metódou konečných prvkov.

## **Abstract**

The thesis focuses on constructing dynamic model - synchronous generator with using magnetic equivalent circuit diagrams. The model construction is based on knowledge of geometric parameters, magnetic characteristic of used material and fyzical deployment of windings placed in stator slots. Computed results are compared with results obtained from model created with finite element method.

## **Kľúčové slová**

Carterov činiteľ, Drážka, FEMM, Indukované napätie, Magnetický ekvivalentný obvod, Magnetický tok, Magnetická indukcia, PSpice, Rotor, Stator, Synchronný generátor, Vinutie, Vzduchová medzera, Zát'až

## **Keywords**

Air gap, Carter coefficient, FEMM, Induced voltage, Load, Magnetic equivalent circuit, Magnetic flux, Magnetic induction, PSpice, Rotor, Slot, Stator, Synchronous generator, Winding

## **Bibliografická citácia**

SVETLÍK, M. *Dynamický model synchronního stroje s využitím magnetických ekvivalentních obvodů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 55 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

## Prehlásenie

Prehlasujem, že svoju diplomovú prácu na tému „Dynamický model synchronného stroje s využitím magnetických ekvivalentných obvodů.“ som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho diplomovej práce a s použitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej diplomovej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto diplomovej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, predovšetkým som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovení § 11 a nasledujúceho autorského zákona č. 121/2000 Sb., vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovení § 152 trestného zákona č. 140/1961 Sb.

V Brne dňa .....

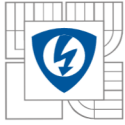
Podpis autora .....

## Pod'akovanie

Ďakujem vedúcemu diplomovej práce doc. Ing. Čestmírovi Ondruškovi Csc. za účinnú metodickú, pedagogickú a odbornú pomoc a ďalšie cenné rady pri spracovaní mojej diplomovej práce.

V Brne dňa .....

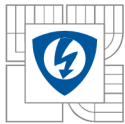
Podpis autora .....



## OBSAH:

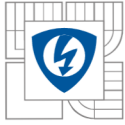
<b>ZOZNAM OBRÁZKOV</b> .....	<b>9</b>
<b>ZOZNAM TABULIEK</b> .....	<b>11</b>
<b>ZOZNAM SYMBOLOV A SKRATIEK</b> .....	<b>12</b>
<b>ÚVOD</b> .....	<b>13</b>
<b>1 LITERÁRNA REŠERŠ DIPLOMOVEJ PRÁCE</b> .....	<b>14</b>
<b>1.1 SÚČASNÝ STAV PROBLEMATIKY</b> .....	<b>14</b>
1.1.1 ROZLOŽENIE SIETE TYPU NODE .....	14
1.1.2 ROZLOŽENIE SIETE TYPU MESH .....	15
1.1.3 POUŽITIE .....	16
1.1.4 INTERAKCIA MEDZI RÔZNYMI TYPMI NÁHRADNÝCH OBVODOV.....	16
<b>1.2 CARTEROV ČINITEĽ</b> .....	<b>17</b>
<b>2 TEORETICKÝ ROZBOR PROBLÉMU</b> .....	<b>20</b>
<b>2.1 PARAMETRE MODELOVANÉHO STROJA</b> .....	<b>20</b>
<b>3 ZVOLENÁ METODIKA RIEŠENIA</b> .....	<b>23</b>
<b>3.1 POSTUP PRÁCE</b> .....	<b>23</b>
<b>3.2 ZÁKLADNÉ PREDPOKLADY RIEŠENIA MAGNETICKÝCH OBVODOV</b> .....	<b>23</b>
<b>3.3 STAVEBNÉ PRVKY NÁHRADNÉHO OBVODU</b> .....	<b>24</b>
<b>3.4 KONŠTRUKCIA STATORA A VZDUCHOVEJ MEDZERY</b> .....	<b>25</b>
<b>3.5 POUŽITIE NELINEÁRNEHO PRVKU</b> .....	<b>26</b>
<b>3.6 MAGNETO-MOTORICKÁ SILA</b> .....	<b>26</b>
<b>4 RIEŠENIE PROBLÉMU</b> .....	<b>27</b>
<b>4.1 TVORBA MAGNETICKÉHO NÁHRADNÉHO EKVIVALENTNÉHO OBVODU</b> .....	<b>27</b>
4.1.1 VÝPOČET MAGNETICKÉHO TOKU PRECHÁDZAJÚCEHO PÓLOM ( $\Phi_{11}$ ) POMOCOU CARTEROVHO ČINITEĽA .....	27
4.1.2 TVORBA MODELU POMOCOU NÁHRADNÝCH OBVODOV .....	29
4.1.2.1 Konštrukcia statora.....	29
4.1.2.2 Konštrukcia rotora .....	31
4.1.3 VÝSLEDKY VÝPOČTU .....	33
4.1.4 APLIKÁCIA CARTEROVHO ČINITEĽA .....	35
4.1.5 VÝSLEDKY VÝPOČTU .....	35
4.1.6 ZHODNOTENIE VÝSLEDKOV .....	36
<b>4.2 TVORBA NAPĚŤOVÉHO ZDROJA</b> .....	<b>37</b>
4.2.1 VÝPOČET INDUKOVANÉHO NAPĚTIA .....	37
4.2.2 NAPĚŤOVÝ ZDROJ V PROGRAME ORCAD PSPICE .....	40
4.2.2.1 Snímač magnetického toku.....	40
4.2.2.2 Obvod pre výpočet $\psi$ .....	41
4.2.2.3 Posuvný register .....	42
4.2.2.4 Prevod výstupu posuvného registra na $U_i$ .....	43
<b>4.3 REAKCIA KOTVY</b> .....	<b>45</b>





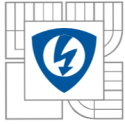
---

4.3.1	STATICÝ REŽIM.....	46
4.3.2	DYNAMICKÝ REŽIM .....	48
<b>5</b>	<b>ZÁVER.....</b>	<b>50</b>
<b>7</b>	<b>LITERATÚRA .....</b>	<b>51</b>
<b>8</b>	<b>PRÍLOHY .....</b>	<b>52</b>



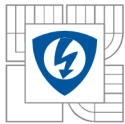
## ZOZNAM OBRÁZKOV

<i>Obr. č.1: Interpretácia priestoru pre výpočet magnetickej vodivosti pre sieť NODE [8] .....</i>	<i>14</i>
<i>Obr. č.2: Aplikácia topológie NODE na synchronný generátor [3].....</i>	<i>15</i>
<i>Obr. č.3 Interpretácia priestoru pre výpočet magnetickej vodivosti pre sieť MESH [8].....</i>	<i>15</i>
<i>Obr. č.4 Interpretácia synchronného motora s PM cez reluktančnú maticu .....</i>	<i>16</i>
<i>Obr. č.5 Prepojenie elektrického s náhradným mechanickým obvodom [11] .....</i>	<i>16</i>
<i>Obr. č. 6 Priebeg magnetickej indukcie nad drážkou .....</i>	<i>17</i>
<i>Obr. č. 7 Priebeg magnetickej indukcie nad drážkou .....</i>	<i>18</i>
<i>Obr. č. 8 Priebeg veličiny <math>\sigma</math> ako funkcie pomeru <math>o/\delta</math> .....</i>	<i>19</i>
<i>Obr. č. 9 Uloženie dvojvrstvého vinutia .....</i>	<i>20</i>
<i>Obr. č. 10 Prierez synchronným generátorom.....</i>	<i>21</i>
<i>Obr. č. 11 Detailné rozmery drážky a zuba statorovej časti stroja.....</i>	<i>22</i>
<i>Obr. č. 12 Rozloženie magnetického toku pre <math>0-90^\circ</math> .....</i>	<i>22</i>
<i>Obr. č. 13 Zobrazenie postupu tvorby modelu .....</i>	<i>23</i>
<i>Obr. č. 14 Jeden segment ekvivalentného náhradného obvodu .....</i>	<i>24</i>
<i>Obr. č. 15 Statorová časť náhradného obvodu .....</i>	<i>25</i>
<i>Obr. č. 16 Typ a priebeg súčiastky reprezentujúcej nelineárny odpor .....</i>	<i>26</i>
<i>Obr. č. 17 Spôsob zapojenia zdroja magnetického toku .....</i>	<i>26</i>
<i>Obr. č. 18 Zjednodušený model ekvivalentného obvodu.....</i>	<i>27</i>
<i>Obr. č. 19 Výsledok výpočtu zjednodušeného magnetického obvodu .....</i>	<i>28</i>
<i>Obr. č. 20 Konkrétne členenie statora synchronného generátora .....</i>	<i>29</i>
<i>Obr. č. 21 a)Rozmery statorovej časti b) Kónický tvar zubu .....</i>	<i>30</i>
<i>Obr. č. 22 Členenie rotorovej časti na homogénne oblasti.....</i>	<i>31</i>
<i>Obr. č. 23 Príklad výstupu výpočtu programu PSpice .....</i>	<i>33</i>
<i>Obr. č. 24 <math>B = f(\alpha)</math> metódami MEEC a FEMM .....</i>	<i>34</i>
<i>Obr. č. 25 <math>B = f(\alpha)</math> metódami MEEC a FEMM aplikovaním carterovho činiteľa.....</i>	<i>36</i>
<i>Obr. č.26 Dekompozícia vinutia na 6 cievok, posunutých o uhol <math>5^\circ</math>.....</i>	<i>37</i>
<i>Obr. č. 27 Zobrazenie priebehu spriahnutého magnetického toku <math>\psi_{Lu1} = f(\alpha)</math>.....</i>	<i>38</i>
<i>Obr. č. 28 Priebeg čiastkových magnetických tokov závitmi vinutia a ich súčet .....</i>	<i>38</i>
<i>Obr. č.29 Priebeg čiastkových indukovaných napätí na závitoch vinutia a ich súčet. ....</i>	<i>39</i>
<i>Obr. č. 30 Schéma zapojenia záťaže synchronného generátora. ....</i>	<i>40</i>
<i>Obr. č.31 Umiestnenie snímania magnetického toku v náhradnom magnetickom obvode.....</i>	<i>40</i>



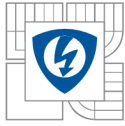
---

<i>Obr. č. 32 Sumačný blok.</i>	41
<i>Obr. č. 33 Princíp realizácie posuvného registra.</i>	42
<i>Obr. č. 34 Zdroj <math>U_i</math> pre jeden závit <math>Lu_1</math>.</i>	43
<i>Obr. č. 35 Priebeh čiastkových magnetických tokov závitmi vinutia a ich súčet, získané simuláciou v PSpice.</i>	44
<i>Obr. č. 36 Priebeh čiastkových indukovaných napätí na závitoch vinutia a ich súčet, získané simuláciou v PSpice.</i>	44
<i>Obr. č. 37 Principiálna schéma magnetického obvodu.</i>	45
<i>Obr. č. 38 Rozloženie magnetickej indukcie <math>B</math> pri odbere 100A.</i>	46
<i>Obr. č. 39 Prepočet závitov pre jednotlivé oblasti statorového JHA.</i>	47
<i>Obr. č. 40 Rozloženie <math>B</math> pri záťaži.</i>	47
<i>Obr. č. 41 Prepočet <math>U_m</math> pre implementáciu reakcie kotvy.</i>	48
<i>Obr. č. 42 Umiestnenie napäťových zdrojov medzi statorové JHO a zubovú vrstvu pre jednu fázu.</i>	48
<i>Obr. č. 43 Priebeh indukovaných napätí jednotlivých fáz pri odporovej záťaži.</i>	49
<i>Obr. č. 44 Rozloženie vinutia.</i>	52
<i>Obr. č. 45 Magnetizačná charakteristika použitého plechu.</i>	52
<i>Obr. č. 46 Schéma sumačného bloku.</i>	53
<i>Obr. č. 47 priebeh <math>U_i</math> všetkých fáz naprázdno.</i>	53
<i>Obr. č. 48 Rozloženie magnetickej indukcie pri uvažovanom zväčšení vzduchovej medzery a zanedbania drážkovania.</i>	54
<i>Obr. č. 49 Rozloženie magnetickej indukcie pri uvažovaní drážkovania.</i>	54
<i>Obr. č. 50 Priebehy napätí a prúdov pri induktívnej záťaži <math>\cos\varphi = 0,8</math>.</i>	55
<i>Obr. č. 51 Priebeh <math>U_i</math> pri konštantnom budení, v čase <math>t=0,02</math> zvýšená symetricky záťaž, v čase <math>t=0,07</math> výpadok fázy <math>V</math>.</i>	55



## **ZOZNAM TABULIEK**

<i>Tabuľka č.1 Mechanické rozmery synchronného generátora .....</i>	<i>21</i>
<i>Tabuľka č. 2 Výsledky výpočtu B .....</i>	<i>34</i>
<i>Tabuľka č. 3 Výsledky výpočtu B po aplikácii carterovho činiteľa .....</i>	<i>35</i>



## ZOZNAM SYMBOLOV A SKRATIEK

$R_m$	$[H^{-1}]$	magnetický odpor
$\alpha$	$[^\circ]$	mechanický uhol
$S$	$[mm]$	plocha
$S_g$	$[kVA]$	menovitý výkon generátora
$I$	$[A]$	prúd
$I_{10}$	$[A]$	budiaci prúd naprázdno
$M$	$[Nm]$	krútiaci moment
$N$	$[-]$	počet závitov
$n$	$[min^{-1}]$	menovité otáčky
$f$	$[Hz]$	frekvencia výstupného napätia
$\phi$	$[mWb]$	magnetický tok
$\phi_{11}$	$[mWb]$	magnetický tok pólom
$\Psi$	$[Wb]$	Spriahnutý magnetický tok
$I_m$	$[mA]$	prúd reprezentujúci magnetický tok
$I_x$	$[mA]$	prúd reprezentujúci magnetický tok osou x
$I_y$	$[mA]$	prúd reprezentujúci magnetický tok osou y
$\mu$	$[Hm^{-1}]$	permeabilita
$\mu_r$	$[Hm^{-1}]$	relatívna permeabilita
$l$	$[mm]$	dĺžka siločiar
$o$	$[mm]$	šírka drážky
$t_d$	$[mm]$	zubová rozteč
$t$	$[s]$	čas
$\delta$	$[mm]$	dĺžka vzduchovej medzery
$\delta'$	$[mm]$	prepočítaná vzduchová medzera
$k_c$	$[-]$	carterov činiteľ
$\gamma$	$[-]$	funkcia otvorenia drážky
$\beta$	$[-]$	funkcia otvorenia drážky
$\Delta\Phi$	$[Wb]$	zmena magnetického toku
$h$	$[mm]$	hĺbka drážky
$U_m$	$[V]$	magnetické napätie
$U_i$	$[V]$	Indukované napätie
$B_{max}$	$[T]$	maximálna hodnota magnetickej indukcie
$B_{min}$	$[T]$	minimálna hodnota magnetickej indukcie
$B_n$	$[T]$	pokles magnetickej indukcie
$B_{11}$	$[T]$	stredná hodnota magnetickej indukcie nad pólom
$\varepsilon_{\%}$	$[\%]$	percentuálna chyba
$k$	$[-]$	krok
$Z$	$[\Omega]$	impedancia
$L_{un}$	$[-]$	$n$ -tý závit vinutia fázy $u$
FEM		metóda konečných prvkov
MEEC		metóda magnetických ekvivalentných obvodov
SG		synchrónny generátor

## ÚVOD

Návrh a optimalizácia elektrických strojov v súčasnosti vyžaduje použitie presných a rýchlych metód analýzy rôznych typov fyzikálnych polí. Matematické modely elektrických točivých strojov sú z dôvodu rýchlosti výpočtu založené na konštantách, určených meraniami na konkrétnom stroji. V určitých situáciách, obzvlášť pri vývoji nového typu točivého stroja je potrebné vytvoriť model založený na geometrických rozmeroch navrhovaného zariadenia. Pre tieto podmienky boli vyvinuté metódy analýzy magnetických, tepelných, elektrostatických a iných polí. K zaužívaným metódam patria: metóda konečných prvkov (FEM), analytická metóda a jej modifikácie napr. metóda ekvivalentných obvodov (MEEC).

Metóde FEM bola preukázaná flexibilita, efektívnosť a spoľahlivosť pri analýze elektromagnetických a elektromechanických strojov. Súčasné moderné výpočtové programy dokážu poskytnúť komfortné užívateľské prostredie a teda komplexný riešiteľský nástroj bez nutnej detailnej znalosti aplikovanej matematiky. Hlavnou nevýhodou tejto metódy je značná výpočtová náročnosť, kladená na hardvér a zameranie na statickú analýzu obvodu. Pre správne pochopenie magnetických obvodov musia však konštruktéri ovládať aj výpočtovo náročnejšiu analytickú metódu. Aplikáciou tejto metódy a sérii zjednodušení bola vytvorená metóda náhradných ekvivalentných obvodov ako alternatíva k metóde FEM. Vývoj tejto metódy sa v súčasnosti zaoberá tvorbou efektívnej topológie obvodov a prispôbením algoritmov výpočtu priebehov dynamických veličín, ako aj spôsobmi analýzy interakcií rôznych typov polí ako funkčného celku.

Táto práca sa bližšie zaoberá aplikáciou metódy magnetických ekvivalentných obvodov pri určení priebehu magnetickej indukcie  $B$  vo vzduchovej medzere ako primárneho parametra pre konštrukciu točivého stroja. Ako modelovaný stroj bol zvolený existujúci synchronný generátor s vyniklými pólmi typu SG VUT 10/2010. V práci je uvedená metodika tvorby náhradného obvodu pre jednotlivé časti synchronného generátora a popis použitia Cartherovho činiteľa pri analýze tohto obvodu. Po vytvorení náhradného magnetického ekvivalentného obvodu sú výsledky výpočtu porovnané s modelom, vytvoreným v programe FEMM. Práca ďalej popisuje prevod statického modelu do časovo závislého výstupu, konštrukciou napäťového zdroja, ktorého výstupné napätie je závislé od typu použitého vinutia a rozložení magnetickej indukcie  $B$  v náhradnom magnetickom obvode. Na vytvorenom zdroji je demonštrovaná možnosť pripojenia ľubovoľnej záťaže s alternatívou analýzy prechodových javov. Výstup zdroja je ďalej zavedený ako spätná väzba do magnetického obvodu simulujúcej reakciu kotvy v statickom i dynamickom režime.

# 1 LITERÁRNA REŠERŠ DIPLOMOVEJ PRÁCE

Komplexnú publikáciu venujúcu sa aplikácii metódy MEEC na široké spektrum elektrických strojov sa nám pri prieskume informačných zdrojov nájsť nepodarilo. S ohľadom na tento fakt sme model tvorili na základe štúdia viacerých čiastkových odborných publikácií. Použité zdroje sú uvedené v zozname literatúry. Hlavné zameranie niektorých štúdií sa nemusí týkať konkrétne popisovanej metódy, všetky citované zdroje ju však v určitej miere využívajú pre dosiahnutie splnenia zadania.

## 1.1 Súčasný stav problematiky

Podstata metódy konečných prvkov spočíva v rozčlenení modelovanej časti stroja na dostatočné množstvo homogénnych oblastí. Pre dosiahnutie akceptovateľne presného výsledku je nutné zvoliť dostatočne „hustú“ sieť homogénnych oblastí. Tento fakt je príčinou v úvode spomenutých vysokých výpočtových nárokov. Efektívnym znižovaním počtu homogénnych oblastí sa v súčasnosti zaoberajú spôsoby aplikácie metódy ekvivalentných obvodov, ktoré za určitých podmienok predstavujú kompromis medzi rýchlosťou a presnosťou výpočtu.

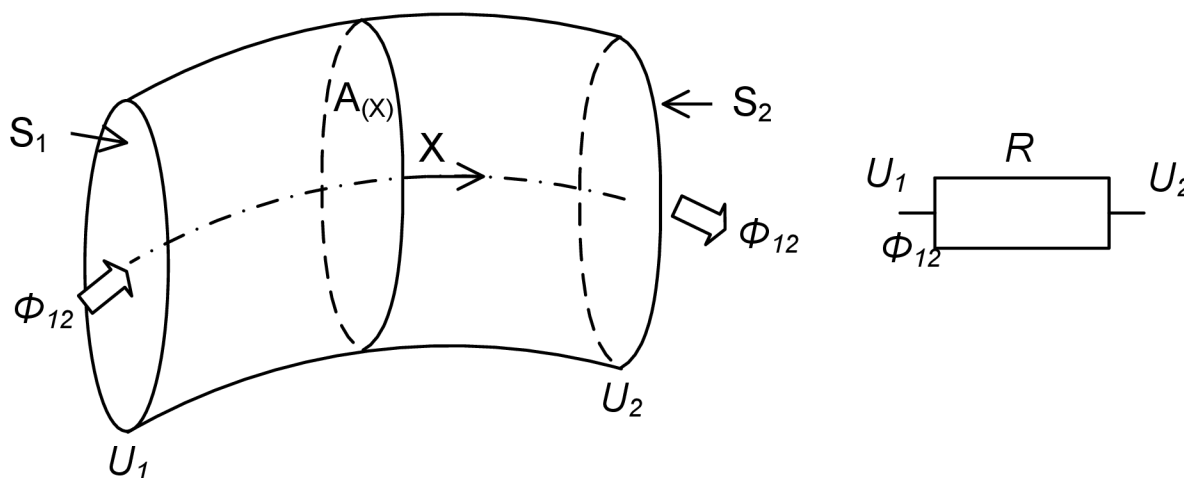
Dekompozícia štruktúry modelovaného stroja sa prevádza do tzv. „tokových kanálov“, reprezentovaných odpormi (prevrátenou hodnotou magnetickej vodivosti) a zdrojmi magnetickeho toku. [8]

Podľa spôsobu zapojenia týchto odporov rozlišujeme dva typy topológie:

- MESH
- NODE

### 1.1.1 Rozloženie siete typu NODE

Topológia magnetickej odporov typu NODE je konštruovaná s ohľadom na predpokladaný smer magnetickeho toku. Použité magneticke obvody reprezentujú časť modelovaného priestoru, v ktorom sa predpokladá totožný smer magnetickej siločiar a ich kolmosť na plochy  $S_1$  a  $S_2$  zobrazených na obrázku nižšie. [8]

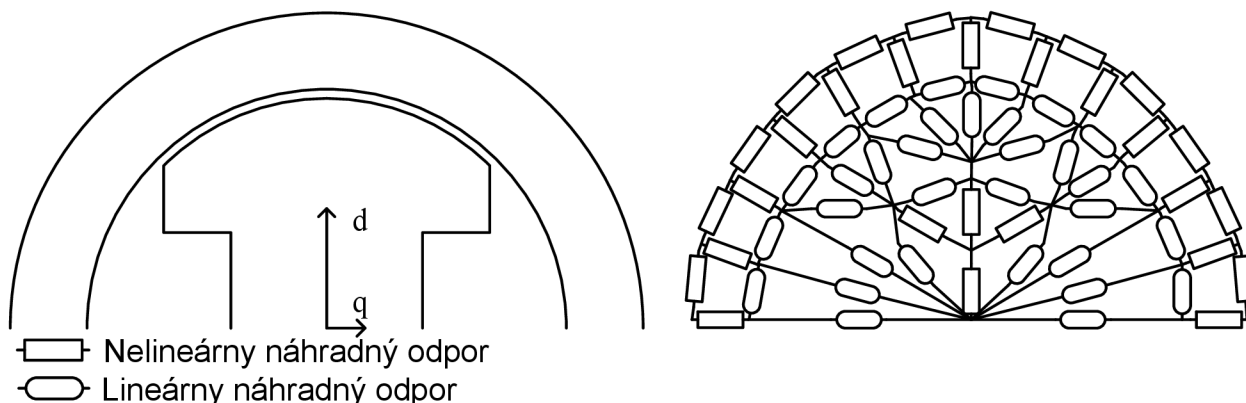


Obr. č.1: Interpretácia priestoru pre výpočet magnetickej vodivosti pre sieť NODE [8]

Ekvivalentný magnetický odpor rešpektujúc obr. č.1 je:

$$R = \int_0^L \frac{1}{\mu(x)S(x)} dx = \frac{U_2 - U_1}{\Phi_{12}} \quad (1.1.1.1)$$

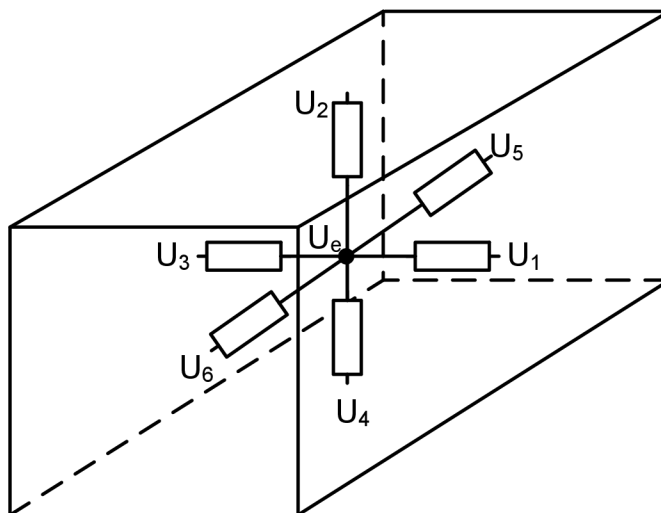
Predpokladaný magnetický tok závisí od typu modelovaného stroja. Ako príklad uvádzame aplikáciu siete NODE na synchronný generátor, ktorý bližšie popisuje publikácia [3]. Príklad použitej topológie je zobrazený na obrázku nižšie.



Obr. č.2: Aplikácia topológie NODE na synchronný generátor [3]

### 1.1.2 Rozloženie siete typu MESH

Rozloženie tohto typu prezentuje delenie modelovanej oblasti stroja príbuzné metóde FEM. Každá oblasť je reprezentovaná šiestimi náhradnými odporami pre 3D model, v prípade 2D modelu respektíve prierezu stroja štyrmi odporami. Hodnota permeability  $\mu$  je pre všetky odpory v oblasti rovnaká. [8]



Obr. č.3 Interpretácia priestoru pre výpočet magnetickej vodivosti pre sieť MESH [8]

Každú vetvu reprezentujú odpory a zdroje magneto-motorickej sily. Hodnoty jednotlivých odporov sú vypočítané pre každú vetvu zvlášť a ich veľkosť je vo vetve zhodná. Magnetický tok, tečúci vetvou je potom určený podľa nasledovného vzťahu:

$$\phi_b - \phi_{sb} = \frac{(U_e - U_b - F_{eb})}{R_b} \quad (1.1.2.1)$$

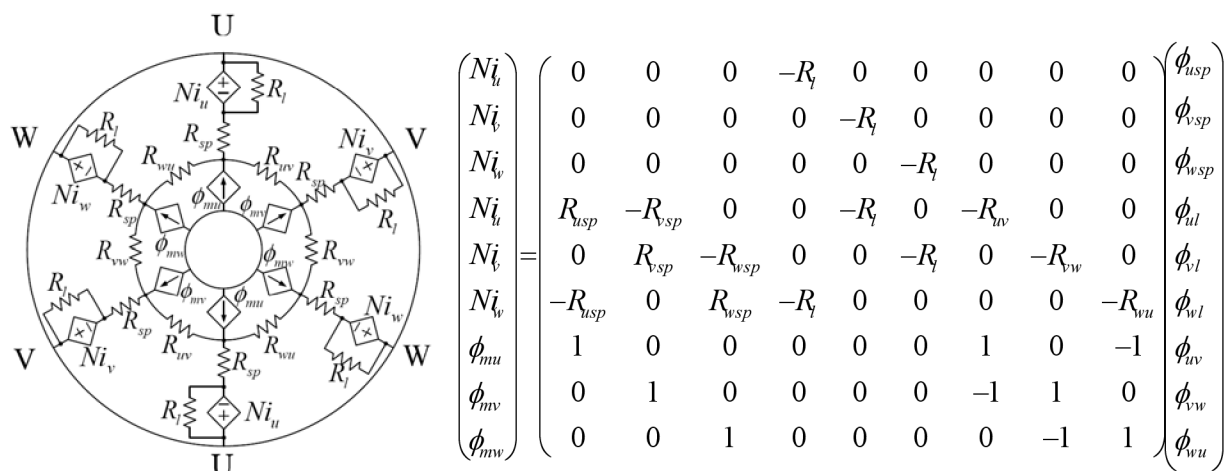


Kde  $b=1,2,3,4,5,6$  reprezentuje číslo uzlu,  $U_b$  potenciálový vektor v uzle „ $b$ “,  $R_b$  vodivosť vetvy „ $e-b$ “.  $\phi_{sb}$  reprezentuje zdroj magnetického toku a  $F_{eb}$  magneto-motorickú silu.[8]

### 1.1.3 Použitie

Nespornou výhodou metódy je možnosť kombinácií oboch typov sietí, a tým určovať presnosť výpočtu v žiadanej oblasti, ako aj možnosť kombinácie 2D a 3D náhradných obvodov. Spájanie týchto sietí pri rôznych typoch strojov sú bližšie popisované v publikáciách [4],[5],[8].

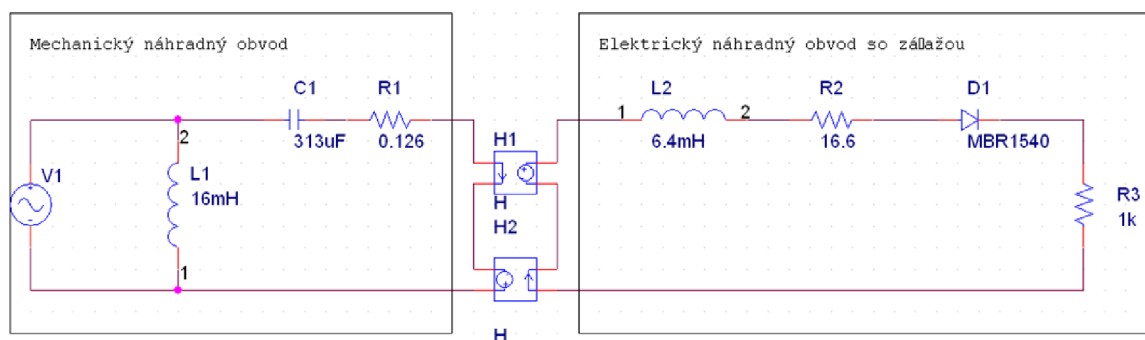
Pre použitie regulačných obvodov je v publikácii [10] demonštrovaná aplikácia siete NODE na synchronný motor s permanentnými magnetmi v interpretovaný reluktančnou maticou, ktorá je zobrazená na obrázku nižšie.



Obr. č.4 Interpretácia synchronného motora s PM cez reluktančnú maticu

### 1.1.4 Interakcia medzi rôznymi typmi náhradných obvodov

Pre riešenie náhradných obvodov je možné aplikovať programové vybavenie, používané pre analýzu elektrických obvodov, napríklad OrCad PSpice. Teoreticky môžeme náhradným obvodom analyzovať rôzne fyzikálne polia v ustálenom stave, prípadne dynamické javy mechanických sústav. Vzájomnú interakciu elektrického a mechanického náhradného obvodu bližšie popisuje publikácia [11], ktorá demonštruje prepojenie elektrického a magnetického náhradného obvodu napätovo závislými prúdovými zdrojmi v aplikácii na model malého vibračného generátora.

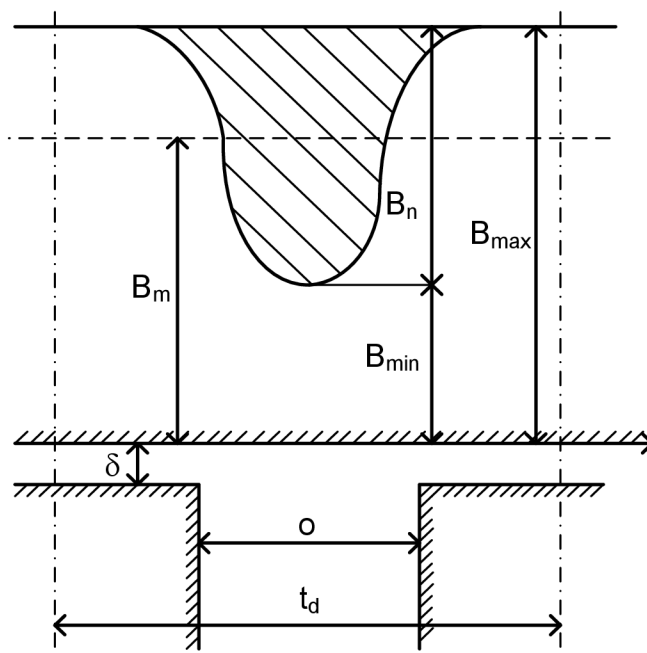


Obr. č.5 Prepojenie elektrického s náhradným mechanickým obvodom [11]

## 1.2 Carterov činiteľ

Priebeh poklesu magnetickej indukcie vo vzduchovej medzere je vhodné pre metódu MEEC popisovať carterovým činiteľom pre možnosť rýchlej kalkulácie celkového magnetického toku. Vzťahy a obrázky sú prevzaté z literatúry [1].

Nakoľko zjednodušené úvahy o magnetickom poli vo vzduchovej medzere vychádzajú z predstavy rotačného stroja, tvoreného dvoma sústrednými hladkými valcami, v skutočnosti je nutné sledovať stroj, v ktorom sú vytvorené drážky slúžiace k uloženiu vinutia. Predpokladajme najprv, že je oproti hladkému magnetickému pólu drážkovaná kotva. Ak mala hodnota magnetickej indukcie hodnotu  $B_{max}$ , klesla táto indukcia vo vzduchovej medzere pri rovnakej magnetomotorickej sile v ose drážky na hodnotu  $B_{min}$  (viď. obr. č. 6). Táto hodnota  $B_{min}$  je funkciou otvorenia drážky  $o$ , veľkosti pôvodnej vzduchovej medzery (teraz medzera nad zubom)  $\delta$  a drážkovej rozteče  $t_d$ . Stredná indukcia pri tom klesla z pôvodnej hodnoty  $B_{max}$  na hodnotu  $B_m$ . Tejto zmene strednej indukcie nad drážkovou roztečou bude teda zodpovedať fiktívne zväčšenie vzduchovej medzery nedrážkovaného obvodu z hodnoty  $\delta$  na hodnotu  $\delta'$ . Vzťah medzi týmito veličinami udáva rovnica (1.2.1).



Obr. č. 6 Priebeh magnetickej indukcie nad drážkou

$$\delta' = k_c \delta \quad (1.2.1)$$

Z ktorej tiež vyplýva vzťah (1.2.2)

$$B_s = \frac{1}{k_c} B_{max} \quad (1.2.2)$$

Výpočet carterovho činiteľa  $k_c$  ako prvý uskutočnil Carter zobrazením nekonečne hlbokoj drážky o nekonečnej rozteči  $t_d$  vytvorenej v materiále s nekonečnou permeabilitou ( $\mu = \infty$ ). Podľa spomenutého predpokladu platí:

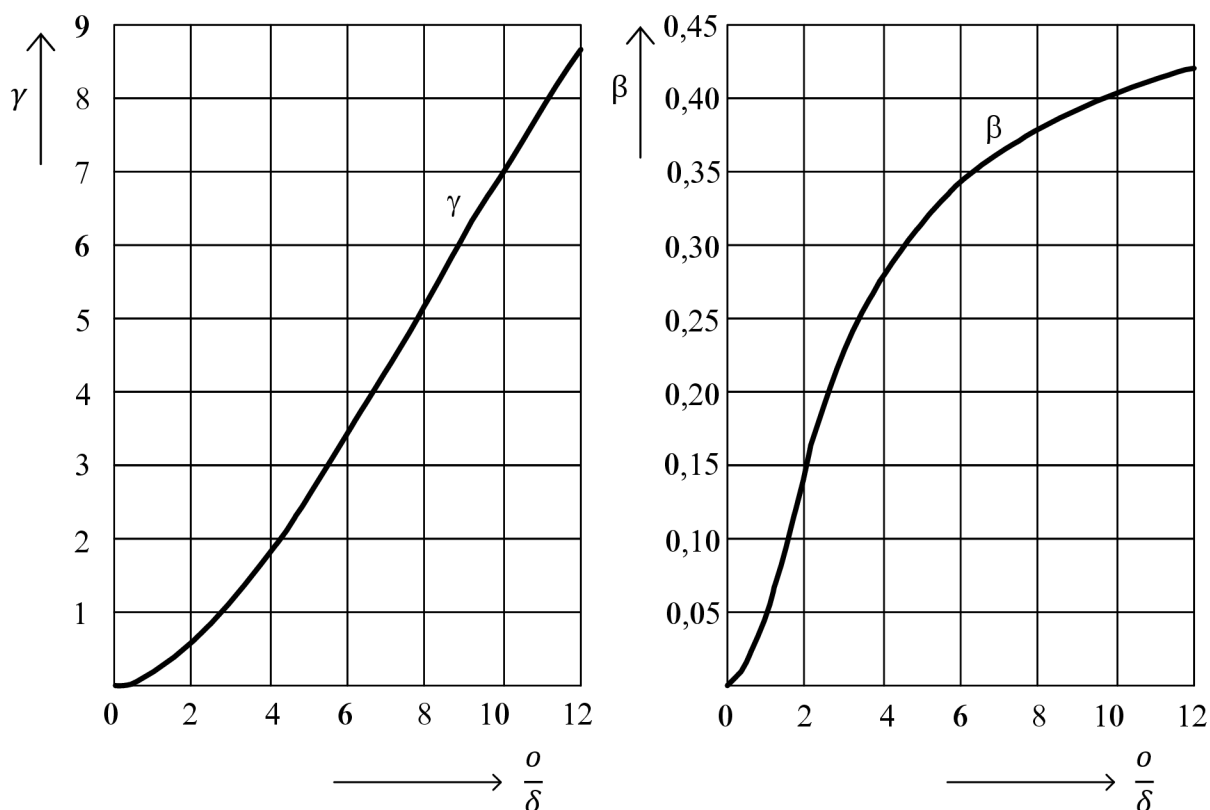
$$k_c = \frac{t_d}{t_d - \gamma \delta} \quad (1.2.3)$$

Kde  $\gamma$  je funkciou pomeru  $o/\delta$

$$\gamma = \frac{4}{\pi} \left\{ \frac{o}{2\delta} \tan^{-1} \frac{o}{2\delta} - \ln \sqrt{1 + \left( \frac{o}{2\delta} \right)^2} \right\} \quad (1.2.4)$$

Alebo približne (1.3.5)

$$\gamma = \frac{\left(\frac{o}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{o}{\delta}} \text{ pri } \frac{o}{\delta} > 1 \quad (1.2.5)$$



Obr. č. 7 Priebeh magnetickej indukcie nad drážkou

Amplitúda poklesu indukcie v ose drážky  $B_n$  je daná vzťahom (1.2.6).

$$B_n = 2\beta B_{max} \quad (1.2.6)$$

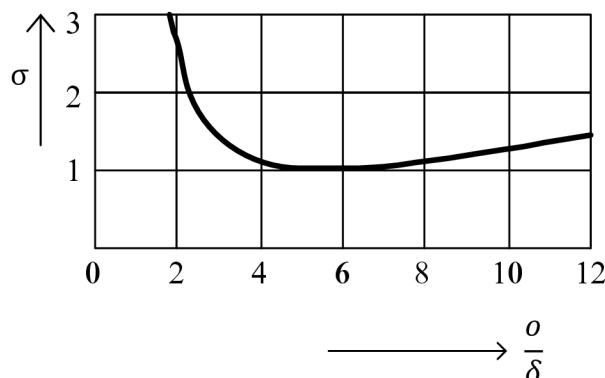
Vo vzťahu (1.2.6)  $\beta$  je tiež funkciou pomeru  $o/\delta$ .

S poklesom magnetickej indukcie nad drážkou súvisí pokles magnetického toku drážkovou roztečou, ktorý označujeme  $\Delta\Phi$ , pre ktoré platí rovnica (1.2.7).

$$\Delta\Phi = \sigma \frac{o}{2} B_n \quad (1.2.7)$$

Veličina  $\sigma$  je opäť funkciou pomeru  $o/\delta$  a jej priebeh je na obrázku č. 8. Výsledný magnetický tok drážkovou roztečou má potom na jednotku dĺžky stroja veľkosť (1.2.8).

$$\Phi = t_d B_{max} - \sigma \frac{o}{2} B_n = (t_d - \beta \sigma o) B_{max} \quad (1.2.8)$$



Obr. č. 8 Priebeh veličiny  $\sigma$  ako funkcie pomeru  $o/\delta$

Ak dosadíme do výrazu (1.2.8) vzťah  $\beta\sigma o = \delta\gamma$  platí pre strednú indukciu nad drážkou

$$B_s = \frac{\Phi}{t_d} = \frac{t_d - \gamma\delta}{t_d} B_{max} = \frac{1}{k_c} B_{max} \quad (1.2.9)$$

Za týchto predpokladov platí spomenutá rovnica (1.2.2).

Ako ukazuje bližší rozbor, je predpoklad nekonečnej hĺbky drážky prípustný. Naopak predpoklad nekonečnej rozteče môže v určitých situáciách vnášať značné chyby. Z tohto dôvodu sa v praxi zaviedli rôzne korekcie Carterovho činiteľa. Napríklad pre oblasť  $o/\delta < 12$  platí s dobrým priblížením vzťah

$$k_c \approx \frac{t_d}{t_d - \delta - \frac{3}{4}o} \quad (1.2.10)$$

Pri obojstrannom drážkovaní statora aj rotora, sú magnetické pomery veľmi nepriehľadné a závislé na okamžitej polohe oboch systémov drážok, takže výsledok výsledného Carterovho činiteľa je zložitý. Približne môžeme stanoviť výsledný Carterov činiteľ  $k_{c12}$  nasledovne:

Ak je pri jednostrannom drážkovaní napr. statora stredná indukcia vo vzduchovej medzere  $B_{s1}$ , je magnetický tok

$$\Phi_2 = (t_{d2} - \gamma_2\delta)B_{s1} = t_{d2} \frac{B_{s1}}{k_{c2}} \quad (1.2.11)$$

Kde

$$k_{c2} = \frac{t_d}{t_d - \gamma_2\delta} \quad (1.2.12)$$

Pre  $B_{s1}$  platí rovnica (1.1.13)

$$B_{s1} = \frac{\Phi_1}{t_{d1}} = \frac{B_{max}}{k_{c1}} \quad (1.2.13)$$

Výsledná stredná indukcia je potom daná vzťahom

$$B_s = \frac{\Phi_2}{t_{d2}} = \frac{B_{max}}{k_{c1}k_{c2}} \quad (1.2.14)$$

Výsledný Carterov činiteľ pri obojstrannom drážkovaní je potom

$$k_{c12} = k_{c1}k_{c2} \quad (1.2.15)$$

[1]

## 2 TEORETICKÝ ROZBOR PROBLÉMU

Kapitola obsahuje katalógové parametre spolu s geometrickými rozmermi stroja, zobrazenie rozloženia magnetického poľa ako východiskové ukazovatele, slúžiace správnej voľbe použitej metódy tvorby modelu.

### 2.1 Parametre modelovaného stroja

Na vytvorenie modelu bol zvolený synchronný generátor s vyniklými pólmi, vybavený dvojvrstvom vinutím.

$$S_g = 2000 \text{ kVA}$$

$$M = 10611 \text{ Nm}$$

$$n = 1800 \text{ min}^{-1}$$

$$2p = 4$$

$$U_{1s} = 450 \text{ V}$$

$$I_{1s} = 2566 \text{ A}$$

$$\cos\varphi = 0,8$$

$$f = 60 \text{ Hz}$$

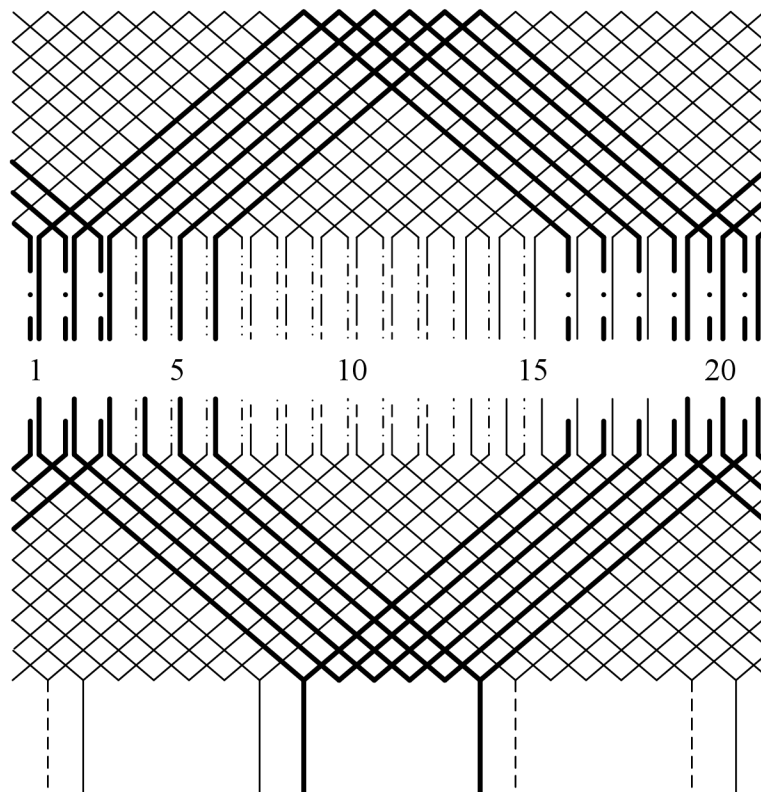
$$U_2 = 77,3 \text{ V}$$

$$I_2 = 77 \text{ A}$$

$$I_{10} = 26,1 \text{ A}$$

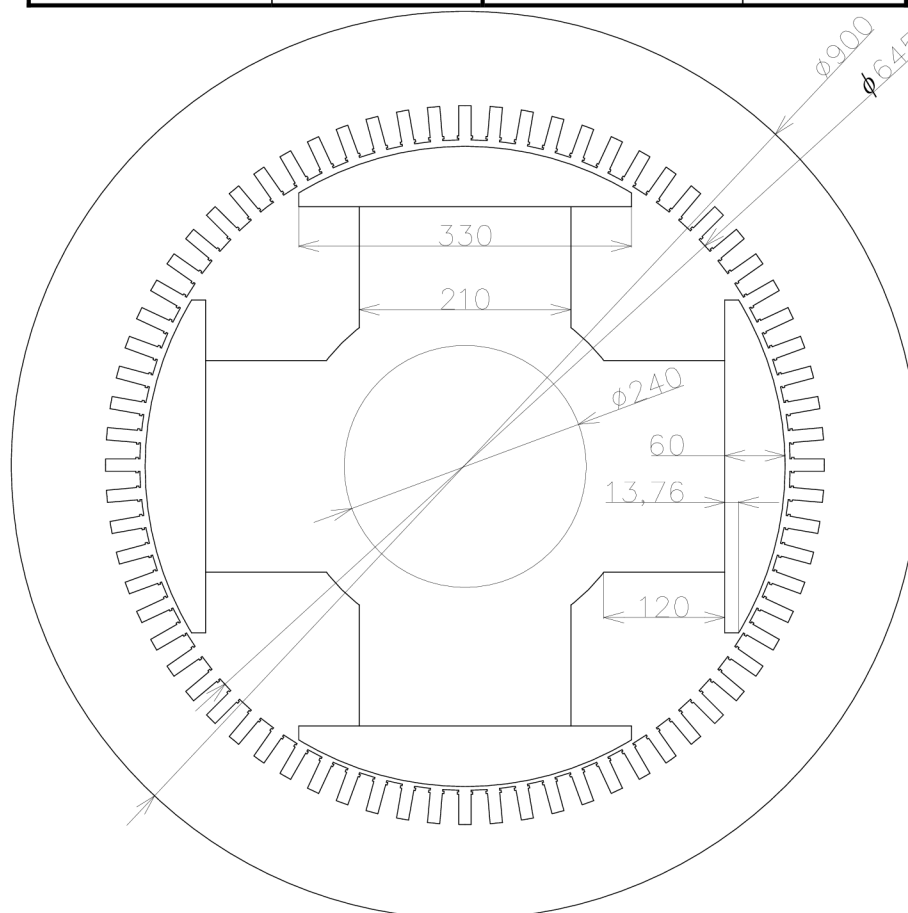
$$\Phi_{11} = 172,7 \text{ mWb}$$

$$B_{11} = 0,880 \text{ T}$$

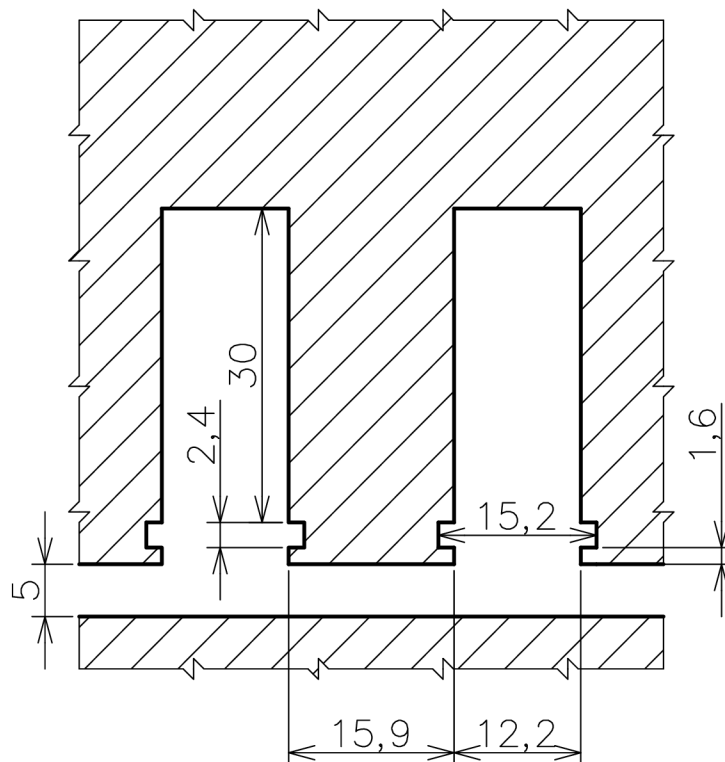


Obr. č. 9 Uloženie dvojvrstvom vinutia

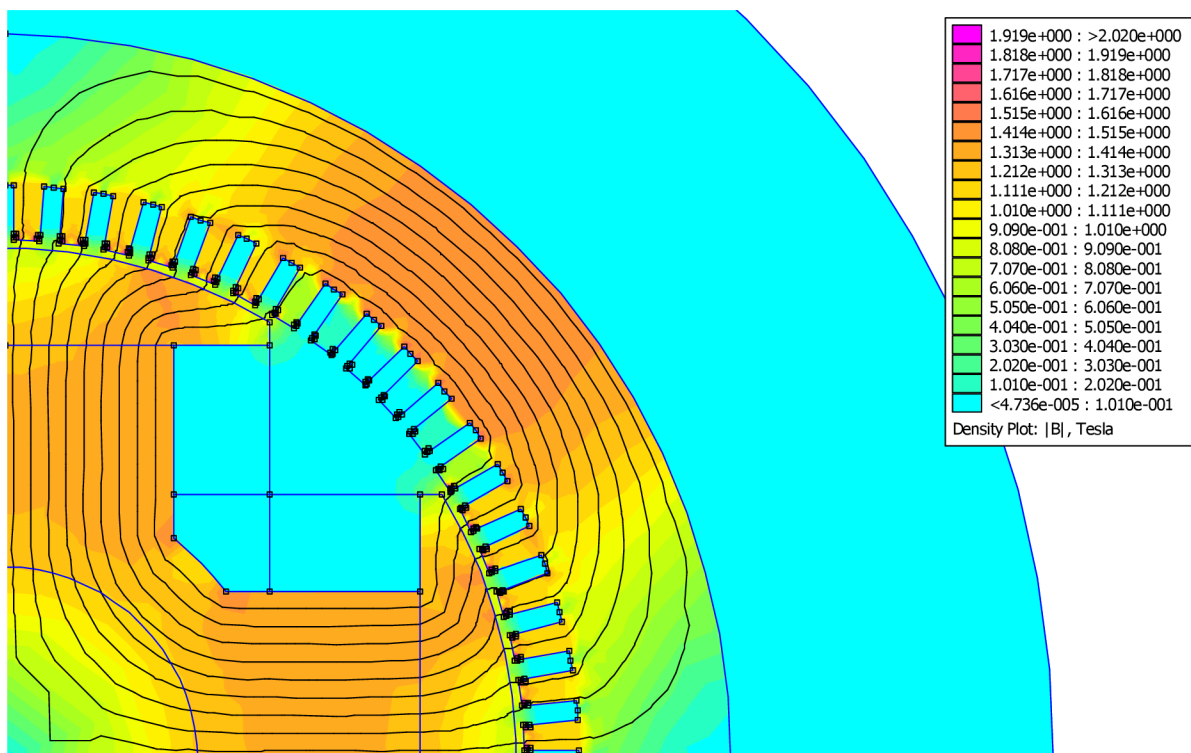
<i>Tabuľka č.1 Mechanické rozmery synchronného generátora</i>			
Parametre statora		Parametre rotora	
Vonkajší priemer	900mm	Počet pólov	4
Vnútorňý priemer	645mm	Výška pólu	120mm
Dĺžka železa	620mm	Šírka pólu	210mm
Rad. Kanály	12 x 8	Dĺžka pólu	726mm
Dĺžka zväzku	716mm	Výška nástavca	60mm
Počet drážiek	72	Šírka nástavca	330mm
Natočenie	28,1mm	Dĺžka nástavca	726mm
Akosť plechu	M530-65A	Akosť plechu	M530-65A
Vinutie		Vinutie pólov	
Počet vodičov	144	Počet cievok	4
Paralelných vetví	4	Závitov na pól	144
Paralelných drôtov	3	Paralelných vetví	1
Drôtov v drážke	6	Paralelných drôtov	1
Rozmer drôtu	9,6mm x 3,5mm	rozmer drôtu	8mm x 4mm
Druh vinutia	dvojvrstvové	Vzduchová medzera	5 mm
Spojenie fáz	Y		
Krok	z1.do16		
Skrátenie kroku	83,30%		



Obr. č. 10 Prierez synchronným generátorom



Obr. č. 11 Detailné rozmery drážky a zuba statorovej časti stroja



Obr. č. 12 Rozloženie magnetického toku pre 0-90°

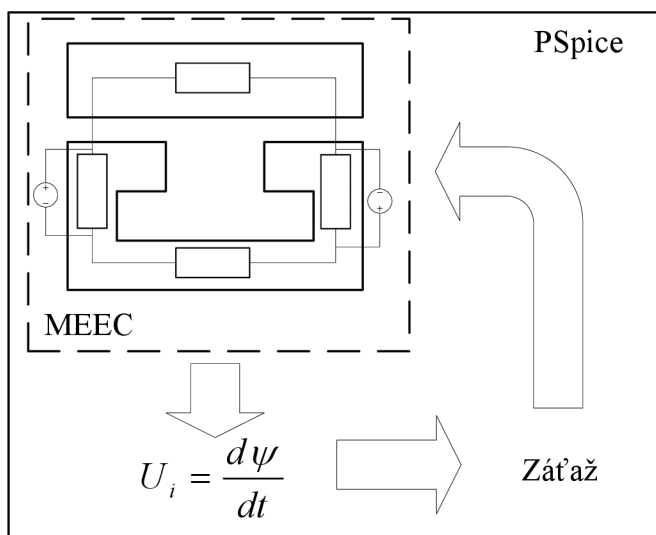
Tvorba modelu v programe FEMM, na základe geometrických rozmerov a tabuľkových parametrov, uvedených v tejto kapitole predchádzala voľbe metodiky riešenia. Na obrázku vyššie je zobrazený príklad grafického výstupu zhotoveného modelu pre stav naprázdno pri budiacom prúde  $I_{10} = 26,1A$ . Pri tomto stave bolo rozdelenie magnetického toku symetrické pre výsek 0-90°. Na tento fakt sme prihliadali pri samotnej tvorbe obvodu MEEC.

### 3 ZVOLENÁ METODIKA RIEŠENIA

Na základe prieskumu publikácií, zhrnutých v kapitole 1.1, sme pre tvorbu dynamického modelu zvolili program OrCad PSpice. Táto kapitola obsahuje popis zvoleného postupu, aplikované zjednodušenia a obecný spôsob tvorby statora s ohľadom na možnosti programového vybavenia.

#### 3.1 Postup práce

- Tvorba náhradného ekvivalentného obvodu metódou MESH pre rez stroja, vid'. obr. č. 10.
- Tvorba napäťového zdroja, ktorého výstup je závislý od magnetickej indukcie  $B$  vo vzduchovej medzere.
- Zavedenie reakcie kotvy podľa kapitoly 1.1.4 s použitím prúdovo závislých napäťových zdrojov ako spätnej väzby do magnetickeho náhradného ekvivalentného obvodu.



Obr. č. 13 Zobrazenie postupu tvorby modelu

#### 3.2 Základné predpoklady riešenia magnetických obvodov

Z dôvodu konštrukčnej zložitosti elektrického stroja je nutné pri tvorbe ekvivalentného obvodu modelovaného stroja zväžiť nasledujúce predpoklady a zjednodušenia.

- Elektrický stroj sa skladá z magnetických prvkov lineárne a nelineárne závislých.
- Keďže  $R_{mvzduch} \gg R_{mFe}$  je nutné dbať na vhodne zvolenú segmentáciu vzduchovej medzery.
- Správnosť umiestnenia zdrojov magneto-motorickej sily  $F_m$  rešpektujúc smer budiaceho prúdu
- Predpoklad konštantných mechanických otáčok
- Zanedbanie vplyvu tlmiaceho vinutia
- Zanedbanie hysteréznych, vírivých a ohmických strát

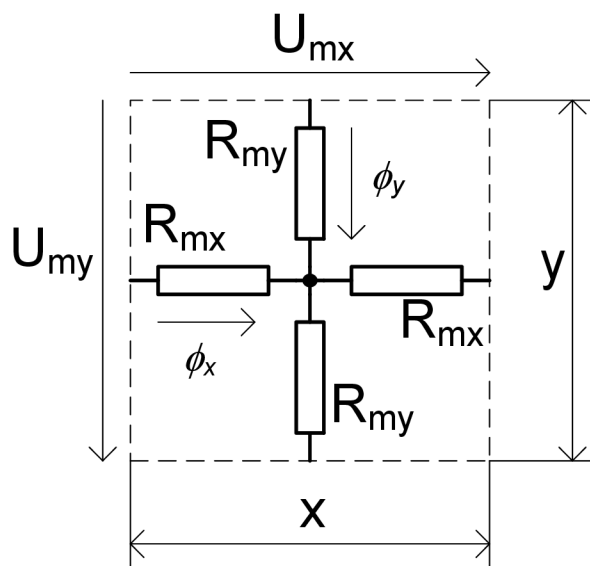


### 3.3 Stavebné prvky náhradného obvodu

Na základe kapitoly 1.1.2 sme pre tvorbu modelu zvolili topológiu typu MESH pre prierez stroja. Základným prvkom náhradného ekvivalentného obvodu vychádzajúc z integrálneho tvaru maxwellových rovníc je magnetická vodivosť  $\lambda$ . Pre potreby programu PSpice, použitého k riešeniu obvodov uvažujeme prevrátenú hodnotu magnetickej vodivosti reprezentujúcu magnetický odpor (3.3.1).

$$R_m = \frac{l}{\mu * \mu_r * S} \quad (3.3.1)$$

Pre uvažovanú homogénnu oblasť potom ekvivalentný náhradný obvod zodpovedá štvorcovému usporiadaniu odporov vid'. obr. č. 14, ďalej v texte označovaný ako segment ekvivalentného náhradného obvodu.



Obr. č. 14 Jeden segment ekvivalentného náhradného obvodu

Výpočet jednotlivých magnetických odporov  $R_m$  rešpektujúc obr. č. 14 a vzťah 3.3.1 je nasledovný:

$$R_{my} = \frac{\frac{y}{2}}{\mu * \mu_r * x * h} \quad (3.3.2)$$

$$R_{mx} = \frac{\frac{x}{2}}{\mu * \mu_r * y * h} \quad (3.3.3)$$

Z analýzy vyššie zobrazeného obvodu určíme prúdy  $I_x, I_y$ , vyvolané magnetickým napätím  $U_m$ . Hodnota týchto prúdov je identická magnetickým tokom  $\phi_x, \phi_y$ , nakoľko platia vzťahy (3.3.4) a (3.3.5).

$$U_m = R_m * \phi \Leftrightarrow U = R * I \quad (3.3.4)$$

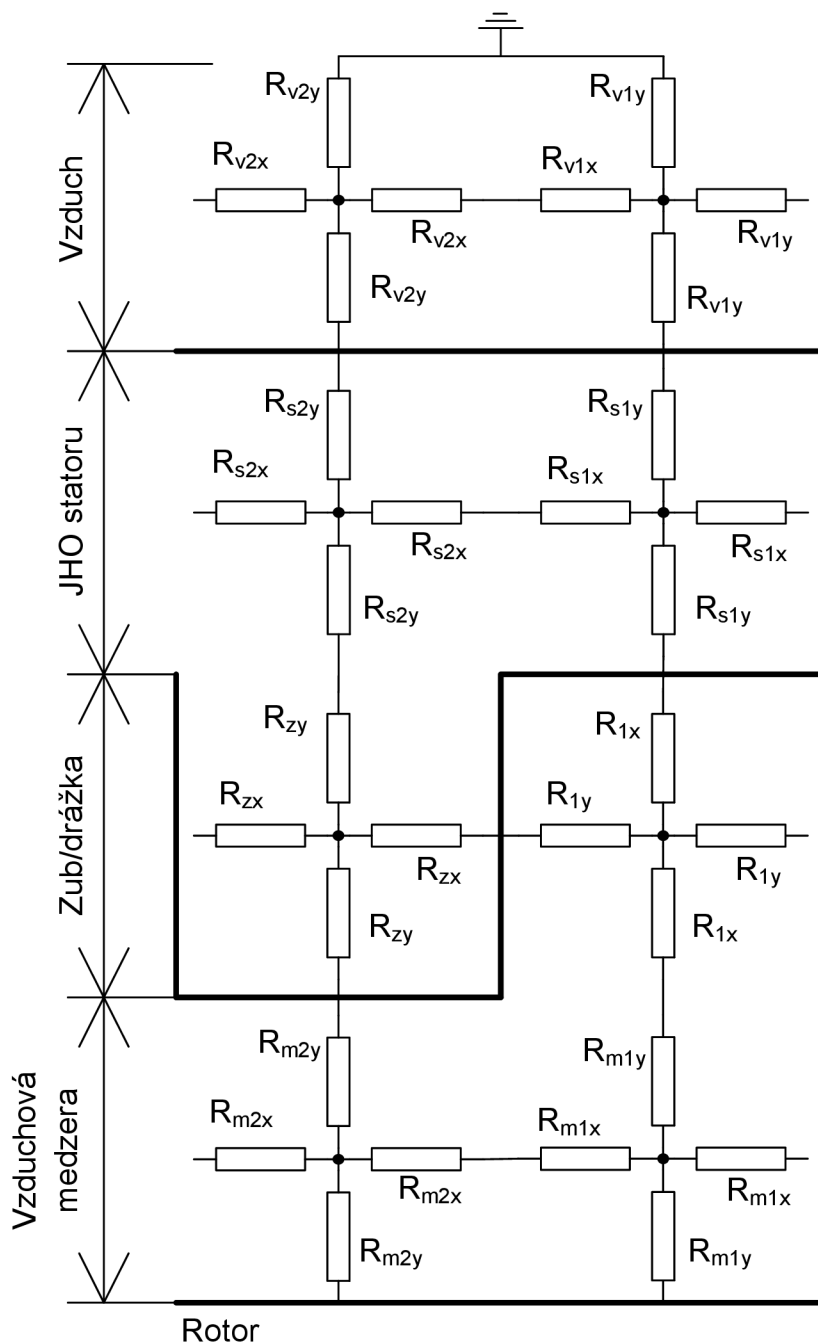
$$\phi = B * S \quad (3.3.5)$$

Pre výpočet napätia zdroja platí:

$$F_m = N * I = U_m \quad (3.3.6)$$

### 3.4 Konštrukcia statora a vzduchovej medzery

Z geometrického hľadiska je konštrukcia statorovej časti a vzduchovej medzery najmenej komplikovaná. Pre väčšinu elektrických točivých strojov vyšších výkonov je konštrukčne zhodná a budeme na nej demonštrovať tvorbu náhradného obvodu.



Obr. č. 15 Statorová časť náhradného obvodu

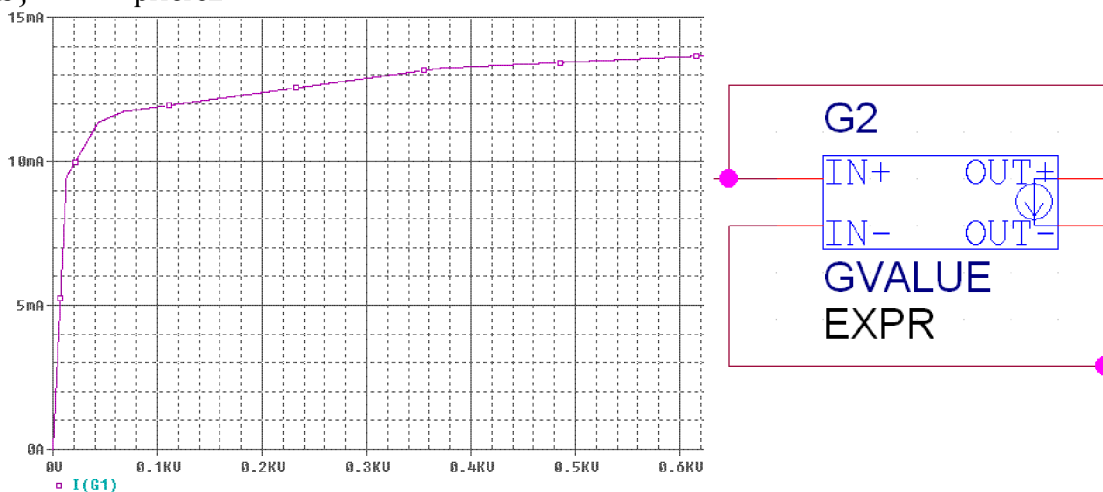
Na obr. č. 15 je uvedené rozdelenie jednotlivých častí statora na homogénne štvorcové oblasti, do ktorých sú umiestnené segmenty ekvivalentného náhradného obvodu. Toto členenie môžeme neskôr aplikovať pre väčšinu elektrických točivých strojov. Magnetické odpory  $R_z$ ,  $R_s$  nahradíme nelineárnymi odpormi podľa kapitoly 3.5, rešpektujúc magnetizačnú charakteristiku uvedenú v obrazovej prílohe na strane 52.

### 3.5 Použitie nelineárneho prvku

Pre časti stroja zhotovené z plechov je nutné segment náhradného ekvivalentného obvodu zostaviť z nelineárnych odporov, rešpektujúcich B-H krivku. Ako najvhodnejšia súčiastka bol zvolený napäťovo závislý prúdový zdroj. V programe PSpice súčiastka *Gvalue*.

Ako hodnota *EXPR* je použitý nasledujúci príkaz:  $((1/\{1\}) * V(\%IN+, \%IN-), + \{BH\}) * (\{S\})$

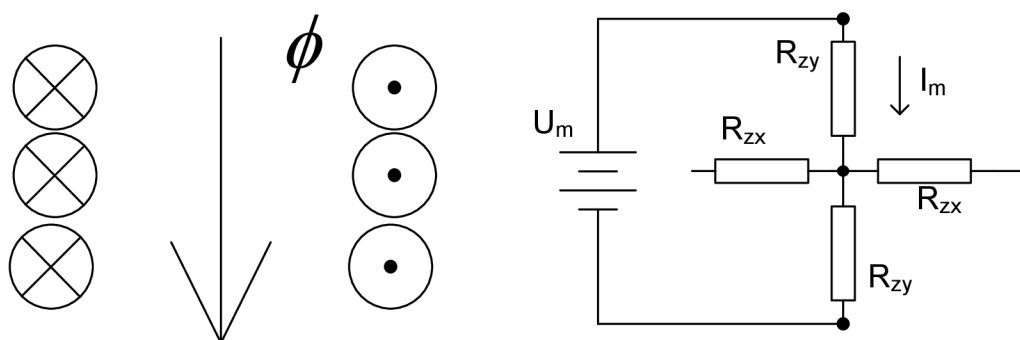
- {1} - dĺžka siločiar
- {BH} - hodnoty BH funkcie
- {S} - prierez



Obr. č. 16 Typ a priebeh súčiastky reprezentujúcej nelineárny odpor

### 3.6 Magneto-motorická sila

Ako zdroj magnetického toku  $\phi$  používame napäťový zdroj. Schéma zapojenia je zobrazená na obrázku nižšie. Zapojenie napäťového zdroja musí rešpektovať výsledný smer magnetického toku.



Obr. č. 17 Spôsob zapojenia zdroja magnetického toku

$U_m$  podľa rovnice (3.3.6) vyvolá  $I_m$  zhodné s magnetickým tokom  $\phi$ .

## 4 RIEŠENIE PROBLÉMU

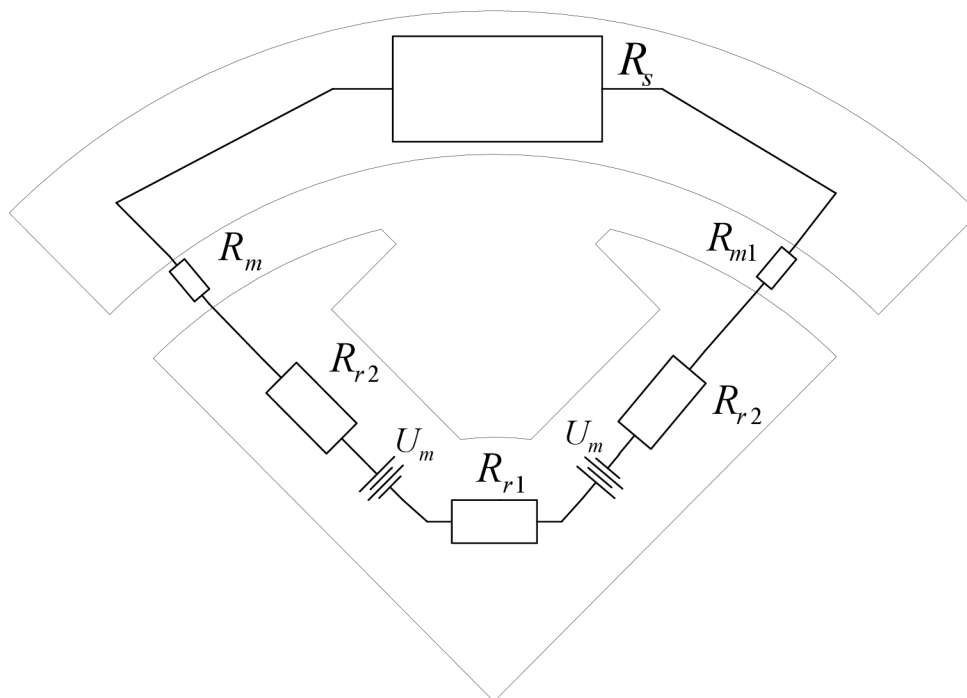
Kapitola obsahuje popis tvorby dynamického modelu v chronologickom poradí. Model sme tvorili postupom uvedeným v kapitole 3.1 od statického k dynamickému modelu.

### 4.1 Tvorba magnetického náhradného ekvivalentného obvodu

Nakoľko má motor 4 póly, je pre zistenie priebehu indukcie cez vzduchovú medzeru dostačujúce konštruovať model pre výsek 0-90°. Tomuto výseku zodpovedá 18 drážok a rovnaký počet zubov.

#### 4.1.1 Výpočet magnetického toku prechádzajúceho pólom ( $\Phi_{11}$ ) pomocou carterovho činiteľa

Vďaka použitiu carterovho činiteľa sme schopní vytvoriť jednoduchý náhradný model SG pomocou 6 komponentov vid'. obr. nižšie.



Obr. č. 18 Zjednodušený model ekvivalentného obvodu

Aby bolo možné skonštruovať náhradný obvod, zobrazený na obrázku vyššie, je nutné vypočítať carterov činiteľ pre vzduchovú medzeru podľa kapitoly 1.2, aby sme mohli nasledovne zanedbať statorové drážky.

$$\gamma = \frac{\left(\frac{o}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{o}{\delta}} = \frac{\left(\frac{12,2}{5}\right)^2}{5 + \frac{12,2}{5}} = 0,8$$

$$k_c = \frac{t_d}{t_d - \gamma \delta} = \frac{28,13}{28,13 - 0,8 * 5} = 1,17$$

Tomu zodpovedá zväčšenie vzduchovej medzery:

$$\delta' = k_c \delta = 1,17 * 5 = 5,85 \text{ mm}$$

Jednému pólovému nástavcu zodpovedá 6 zubov a 6,5 drážky potom:

$$R_m = \frac{\delta'}{\mu_0 * S} = \frac{5,85 * 10^{-3}}{\mu_0 * 174,7 * 620 * 10^{-6}} = 42979,5 H^{-1}$$

Ďalej pre  $U_m$  z parametrov motora uvedených v kapitole 2.1 je  $N = 144$  a  $I_{10} = 26,1$  platí:

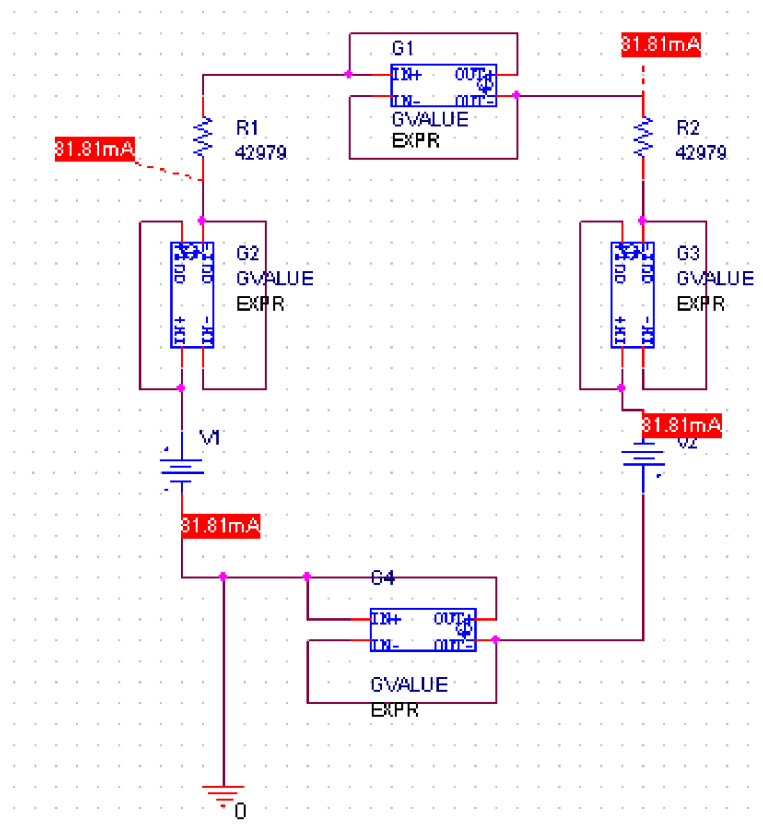
$$U_m = N * I = 144 * 26,1 = 3758,4 V$$

Komponenty  $R_{r1}, R_{r2}, R_s$  boli vytvorené pomocou súčiastky *GVALUE* preto uvádzame iba geometrické rozmery.

$$l_{R_s} = 607 \text{ mm}, S_{R_{r1}} = 93,5 * 620 = 57970 \text{ mm}^2$$

$$l_{R_{r1}} = 119 \text{ mm}, S_{R_{r1}} = 90 * 620 = 55800 \text{ mm}^2$$

$$l_{R_{r2}} = 180 \text{ mm}, S_{R_{r2}} = 105 * 620 = 65217,8 \text{ mm}^2$$



Obr. č. 19 Výsledok výpočtu zjednodušeného magnetického obvodu

Vypočítaný prúd v celom obvode reprezentuje magnetický tok polovicou pólu.

$$I_{vyp} = 81,81 \text{ mA} \Rightarrow \Phi_{11vyp} = 2 * I_{vyp} = 2 * 81,81 = 163,62 \text{ mWb}$$

$$\Phi_{11} = 172,7 \text{ mWb}$$

$$\Delta\Phi = \Phi_{11} - \Phi_{11vyp} = 172,7 - 163,62 = 9,08 \text{ mWb}$$

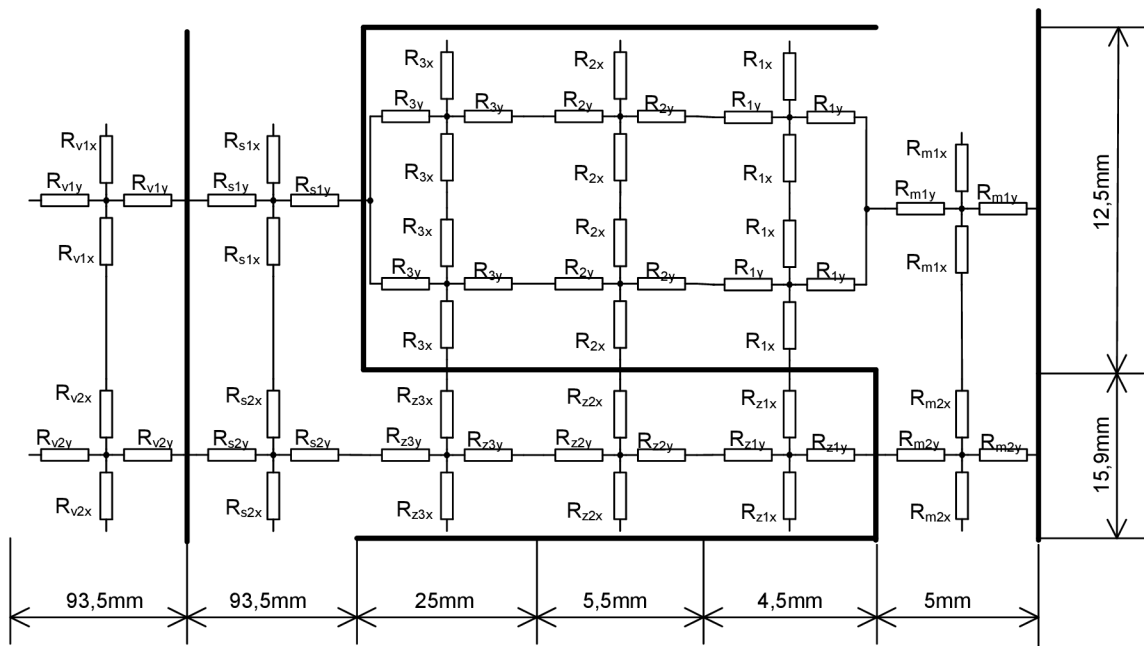
Rozdiel medzi tabuľkovým a vypočítaným magnetickým tokom je 5% .

Táto chyba je pravdepodobne spôsobená vyšším sýtením zuba, ktorý nie je krytý pólovým nástavcom, avšak z geometrického hľadiska je k nemu blízko. Tento zub nebol počítaný do celkového odporu vzduchovej medzery.

#### 4.1.2 Tvorba modelu pomocou náhradných obvodov

Podrobný model rešpektuje teoretické predpoklady, uvedené v kapitole 3.3. Pre značný výkon SG sme museli zvýšiť počet segmentov na oblasť zuba a vzduchovej drážky. Stator bol konštruovaný podľa kapitoly 3.4.

##### 4.1.2.1 Konštrukcia statora



Obr. č. 20 Konkrétne členenie statora synchronného generátora

Výpočet lineárnych odporov homogénnych oblastí:

$$R_{1x} = R_{2x} = \frac{l}{\mu_0 * S} = \frac{3,05 * 10^{-3}}{\mu_0 * (4,5 * 620 * 10^{-6})} = 869932,9 H^{-1}$$

$$R_{1y} = R_{2y} = \frac{2,25 * 10^{-3}}{\mu_0 * (6,1 * 620 * 10^{-6})} = 526026 H^{-1}$$

$$R_{3x} = \frac{3,05 * 10^{-3}}{\mu_0 * (25 * 620 * 10^{-6})} = 156587,9 H^{-1}$$

$$R_{3y} = \frac{12,5 * 10^{-3}}{\mu_0 * (6,1 * 620 * 10^{-6})} = 2630138 H^{-1}$$

$$R_{m1x} = \frac{6,1 * 10^{-3}}{\mu_0 * (5 * 620 * 10^{-6})} = 1565879 H^{-1}$$

$$R_{m1y} = \frac{2,5 * 10^{-3}}{\mu_0 * (12,2 * 620 * 10^{-6})} = 263013 H^{-1}$$

$$R_{m2x} = \frac{7,87 * 10^{-3}}{\mu_0 * (5 * 620 * 10^{-6})} = 2002271 H^{-1}$$

$$R_{m2y} = \frac{2,5 * 10^{-3}}{\mu_0 * (15,9 * 620 * 10^{-6})} = 201809 H^{-1}$$

$$R_{v1x} = \frac{8,5 * 10^{-3}}{\mu_0 * (93,5 * 620 * 10^{-6})} = 116682 H^{-1}$$

$$R_{v1y} = \frac{46,75 * 10^{-3}}{\mu_0 * (17 * 620 * 10^{-6})} = 3529645 H^{-1}$$

$$R_{v2x} = \frac{13,2 * 10^{-3}}{\mu_0 * (93,5 * 620 * 10^{-6})} = 181201 H^{-1}$$

$$R_{v2y} = \frac{56,75 * 10^{-3}}{\mu_0 * (26,35 * 620 * 10^{-6})} = 2764290 H^{-1}$$

Geometrické rozmery nelineárných prvkov rešpektujúc kónický tvar zubu:

$$l_{R_{z1y}} = 2,225mm, S_{R_{z1y}} = 16,1 * 620 * 10^{-6} = 0,01m^2$$

$$l_{R_{z1x}} = 8,07mm, S_{R_{z1x}} = 4,45 * 620 * 10^{-6} = 0,002759m^2$$

$$l_{R_{z2y}} = 2,25mm, S_{R_{z2y}} = * 620 * 10^{-6} = 0,01025m^2$$

$$l_{R_{z2x}} = 8,265mm, S_{R_{z2x}} = * 620 * 10^{-6} = 0,002778m^2$$

$$l_{R_{z3y}} = 12,49mm, S_{R_{z3y}} = * 620 * 10^{-6} = 0,0110m^2$$

$$l_{R_{z3x}} = 8,91mm, S_{R_{z3x}} = * 620 * 10^{-6} = 0,0155m^2$$

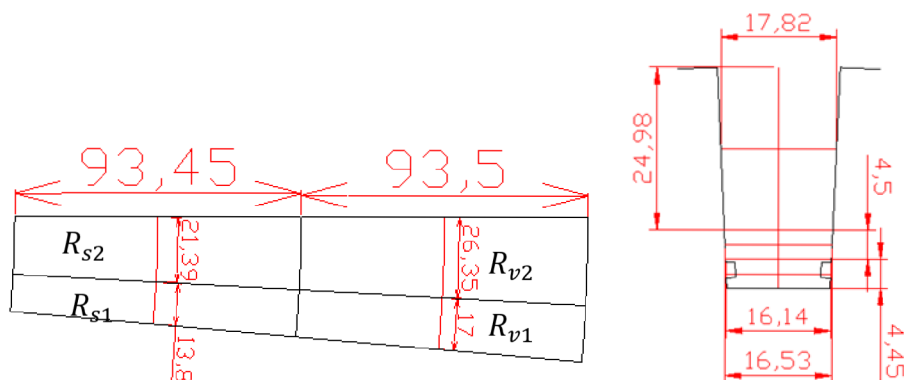
Geometrické rozmery nelineárných prvkov statorovej časti:

$$l_{R_{s1x}} = 6,9mm, S_{R_{s1x}} = 93,45 * 620 * 10^{-6} = 0,0579m^2$$

$$l_{R_{s1y}} = 46,72mm, S_{R_{s1y}} = 13,8 * 620 * 10^{-6} = 0,0085m^2$$

$$l_{R_{s2x}} = 10,7mm, S_{R_{s2x}} = 93,45 * 620 * 10^{-6} = 0,0579m^2$$

$$l_{R_{s2y}} = 46,72mm, S_{R_{s2y}} = 21,39 * 620 * 10^{-6} = 0,0132m^2$$

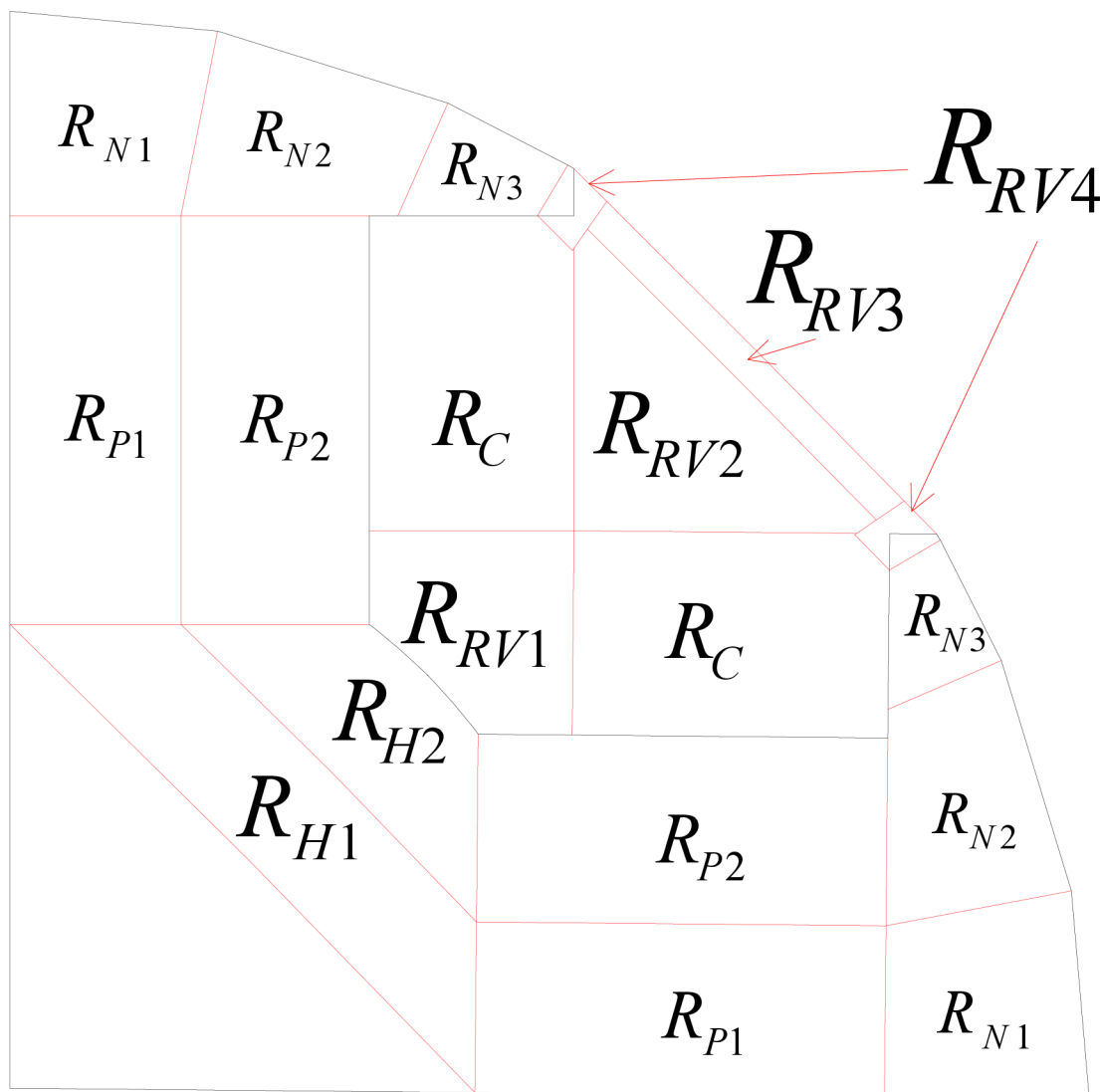


Obr. č. 21 a) Rozmery statorovej časti

b) Kónický tvar zubu

#### 4.1.2.2 Konštrukcia rotora

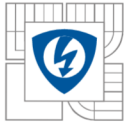
Z konštrukčného hľadiska je rotor zložitejší a je potrebné zvoliť správne delenie na homogénne oblasti. Na obr. č. 22 je znázornené rozdelenie rotorovej časti stroja na jednotlivé homogénne časti.



Obr. č. 22 Členenie rotorovej časti na homogénne oblasti

Konštrukcia magnetických odporov v rotorovej časti je mierne odlišná od konštrukcie v statore. V statorovej časti bolo možné jednotlivé homogénne časti rozdeliť na štyri navzájom symetrické vetvy. Vďaka tomuto predpokladu mali magnetické odpory, ležiace v jednej vetve totožné veľkosti. Ich výpočet bol spoločný, mali rovnakú hodnotu dĺžky siločiar  $l$  a hodnota prierezu  $S$  bola daná rozmerom ležiacim v strede homogénnej oblasti vid' obr. č. 21 a). Výpočet magnetického odporu pre rotorovú časť sme v našom prípade prevádzali pre strednú hodnotu prierezu  $S$ , ktorou siločiar v danej oblasti prechádza. Táto hodnota je pre jednotlivé odpory ležiace v jednej vetve odlišná. Zdroje magnetického toku boli umiestnené do časti  $R_{P1}$  a  $R_{P2}$  do série, rešpektujúc umiestnenie a smer cievok vid' obr. č. 17.





Geometrické rozměry nelineárních prvků rotoru:

$$l_{R_{n1y1}} = 27,08\text{mm} , S_{R_{n1y1}} = 58,56 * 620 * 10^{-6} = 0,0363\text{m}^2$$

$$l_{R_{n1y2}} = 27,08\text{mm} , S_{R_{n1y2}} = 52,74 * 620 * 10^{-6} = 0,0327\text{m}^2$$

$$l_{R_{n1x1}} = 27,71\text{mm} , S_{R_{n1x1}} = 59,71 * 620 * 10^{-6} = 0,0370\text{m}^2$$

$$l_{R_{n1x2}} = 27,71\text{mm} , S_{R_{n1x2}} = 57,29 * 620 * 10^{-6} = 0,0355\text{m}^2$$

$$l_{R_{n2y1}} = 22,84\text{mm} , S_{R_{n2y1}} = 68,15 * 620 * 10^{-6} = 0,0423\text{m}^2$$

$$l_{R_{n2y2}} = 22,84\text{mm} , S_{R_{n2y2}} = 63,06 * 620 * 10^{-6} = 0,0390\text{m}^2$$

$$l_{R_{n2x1}} = 32,74\text{mm} , S_{R_{n2x1}} = 32,74 * 620 * 10^{-6} = 0,0203\text{m}^2$$

$$l_{R_{n2x2}} = 32,74\text{mm} , S_{R_{n2x2}} = 40,15 * 620 * 10^{-6} = 0,0249\text{m}^2$$

$$l_{R_{n3y1}} = 13,48\text{mm} , S_{R_{n3y1}} = 38,68 * 620 * 10^{-6} = 0,0240\text{m}^2$$

$$l_{R_{n3y2}} = 13,48\text{mm} , S_{R_{n3y2}} = 31,59 * 620 * 10^{-6} = 0,0196\text{m}^2$$

$$l_{R_{n3x1}} = 18,19\text{mm} , S_{R_{n3x1}} = 36,18 * 620 * 10^{-6} = 0,0224\text{m}^2$$

$$l_{R_{n3x2}} = 18,19\text{mm} , S_{R_{n3x2}} = 21,84 * 620 * 10^{-6} = 0,0135\text{m}^2$$

$$l_{R_{p1y}} = 60\text{mm} , S_{R_{p1y}} = 50,06 * 620 * 10^{-6} = 0,0310\text{m}^2$$

$$l_{R_{p1x}} = 25,03\text{mm} , S_{R_{p1x}} = 120 * 620 * 10^{-6} = 0,0744\text{m}^2$$

$$l_{R_{p2y}} = 60\text{mm} , S_{R_{p2y}} = 55,12 * 620 * 10^{-6} = 0,0341\text{m}^2$$

$$l_{R_{p2x}} = 27,56\text{mm} , S_{R_{p2x}} = 120 * 620 * 10^{-6} = 0,0744\text{m}^2$$

$$l_{R_{H1y}} = 17,7\text{mm} , S_{R_{H1y}} = 139,74 * 620 * 10^{-6} = 0,0866\text{m}^2$$

$$l_{R_{H1x}} = 77,96\text{mm} , S_{R_{H1x}} = 43 * 620 * 10^{-6} = 0,026\text{m}^2$$

$$l_{R_{H2x}} = 42,2\text{mm} , S_{R_{H2y}} = 43 * 620 * 10^{-6} = 0,026\text{m}^2$$

$$l_{R_{H2y1}} = 21,4\text{mm} , S_{R_{H2x1}} = 65,8 * 620 * 10^{-6} = 0,0408\text{m}^2$$

$$l_{R_{H2y2}} = 18,5\text{mm} , S_{R_{H2x2}} = 102,1 * 620 * 10^{-6} = 0,0635\text{m}^2$$

Výpočet lineárních prvků statoru:

$$R_{Rv1y1} = \frac{30,17 * 10^{-3}}{\mu_0 * (30,17 * 620 * 10^{-6})} = 1283507\text{H}^{-1}$$

$$R_{Rv1y2} = \frac{30,11 * 10^{-3}}{\mu_0 * (53,15 * 620 * 10^{-6})} = 727119\text{H}^{-1}$$

$$R_{Rv1x} = \frac{830,17 * 10^{-3}}{\mu_0 * (46,31 * 620 * 10^{-6})} = 836178\text{H}^{-1}$$

$$R_{Rv2y1} = \frac{32,7 * 10^{-3}}{\mu_0 * (98,11 * 620 * 10^{-6})} = 427792\text{H}^{-1}$$

$$R_{Rv2y2} = \frac{32,7 * 10^{-3}}{\mu_0 * (32,7 * 620 * 10^{-6})} = 1283507 H^{-1}$$

$$R_{Rv2x} = \frac{32,7 * 10^{-3}}{\mu_0 * (49 * 620 * 10^{-6})} = 856544 H^{-1}$$

$$R_{Rv3y} = \frac{4,86 * 10^{-3}}{\mu_0 * (119,17 * 620 * 10^{-6})} = 52344 H^{-1}$$

$$R_{Rv3x} = \frac{59,585 * 10^{-3}}{\mu_0 * (9,72 * 620 * 10^{-6})} = 7868086 H^{-1}$$

$$R_{Cy} = \frac{46,25 * 10^{-3}}{\mu_0 * (60 * 620 * 10^{-6})} = 989370 H^{-1}$$

$$R_{Cx} = \frac{30 * 10^{-3}}{\mu_0 * (92,5 * 620 * 10^{-6})} = 416272 H^{-1}$$

Konštrukcia Rv4

Geometrické rozmery nelineárneho prvku:

$$l_{Rv4x1} = 8,83 \text{ mm} , S_{Rv4x1} = 17,7 * 620 * 10^{-6} = 0,010974 \text{ m}^2$$

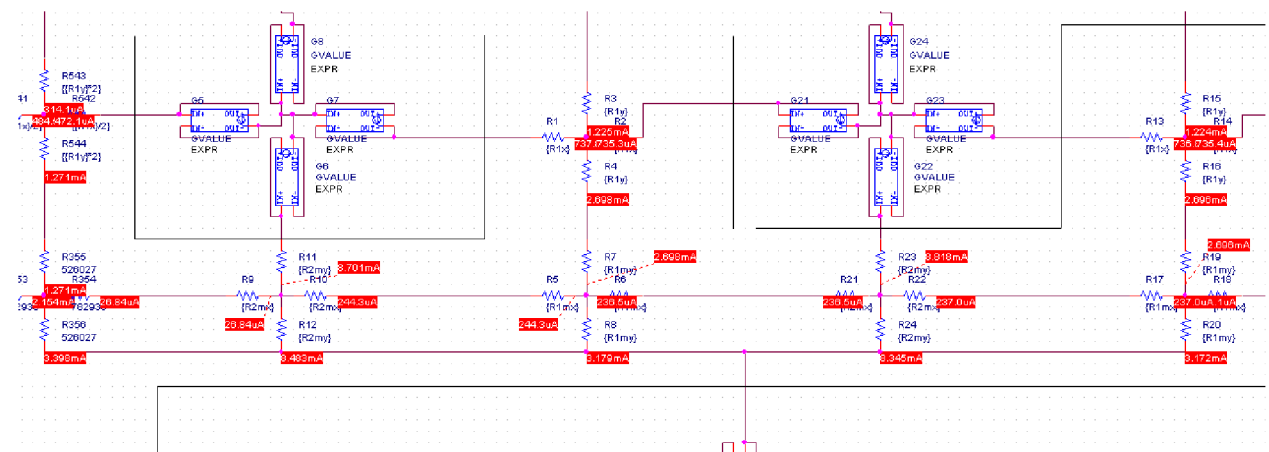
Výpočet lineárneho prvku:

$$R_{v4y} = \frac{8,84 * 10^{-3}}{\mu_0 * (17,66 * 620 * 10^{-6})} = 643207 H^{-1}$$

$$R_{v4x2} = \frac{8,82 * 10^{-3}}{\mu_0 * (60 * 620 * 10^{-6})} = 640303 H^{-1}$$

### 4.1.3 Výsledky výpočtu

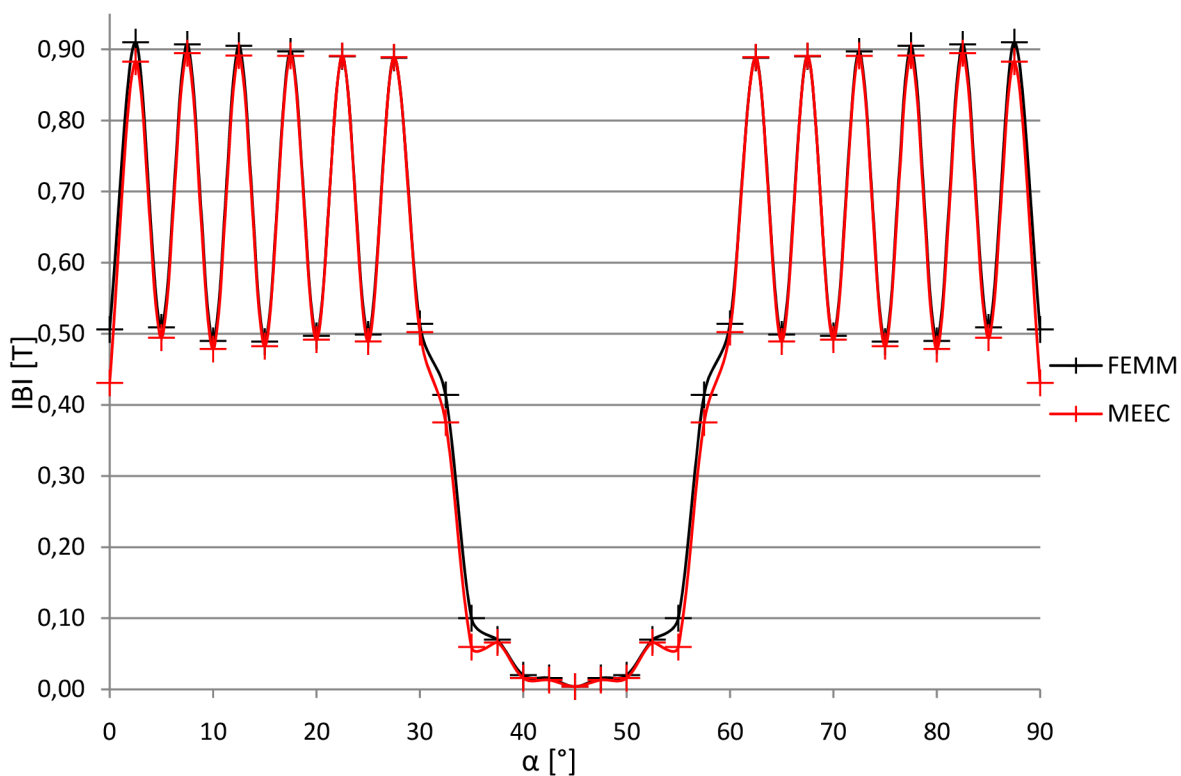
Výsledky uvádzame pre uhly 0-45°, nakoľko je absolútna hodnota magnetickej indukcie v tomto rozsahu symetrická. Z modelu v PSpice sme odčítali jednotlivé prúdy ekvivalentné magnetickým tokom, prepočítali na indukciu a porovnali s indukciou v strede vzduchovej medzery, odčítanej z modelu FEMM.



Obr. č. 23 Příklad výstupu výpočtu programu PSpice

*Tabulka č. 2 Výsledky výpočtu |B|*

n	uhol	FEMM		MEEC		chyba
	$\alpha$	$\phi$	B	$\phi$	B	$\varepsilon_{\%}$
	[°]	mwb	T	mwb	T	%
1	0	1,91	0,51	1,63	0,43	14,82
2	2,5	8,97	0,91	8,70	0,88	3,01
3	5	3,85	0,51	3,74	0,49	2,86
4	7,5	8,94	0,91	8,82	0,89	1,38
5	10	3,71	0,49	3,62	0,48	2,33
6	12,5	8,92	0,91	8,79	0,89	1,52
7	15	3,70	0,49	3,65	0,48	1,32
8	17,5	8,84	0,90	8,78	0,89	0,69
9	20	3,76	0,50	3,72	0,49	1,05
10	22,5	8,77	0,89	8,78	0,89	-0,08
11	25	3,77	0,50	3,70	0,49	1,97
12	27,5	8,75	0,89	8,76	0,89	-0,10
13	30	3,89	0,51	3,80	0,50	2,26
14	32,5	4,08	0,41	3,70	0,38	9,34
15	35	0,76	0,10	0,45	0,06	40,51
16	37,5	0,69	0,07	0,65	0,07	5,81
17	40	0,15	0,02	0,12	0,02	20,68
18	42,5	0,16	0,02	0,13	0,01	17,58
19	45	0,03	0,00	0,03	0,00	0,85



Obr. č. 24  $|B| = f(\alpha)$  metodami MEEC a FEMM

#### 4.1.4 Aplikácia carterovho činiteľa

Po zhotovení modelu metódou magnetických ekvivalentných obvodov sme aplikovali carterov činiteľ na tento model, z dôvodu zjednodušenia modelu. Vďaka tomu sme znížili počet segmentov, pokrývajúcich zub a drážku, menia sa však parametre  $R_{m1}$  a  $R_{m2}$ . Hodnoty magnetickej indukcie vo vzduchovej medzere po výpočte však zodpovedajú jej strednej hodnote.

Výpočet  $R_{m1}$  a  $R_{m2}$  po fiktívnom zväčšení vzduchovej medzery.

$$R_{m1y} = \frac{8,84 * 10^{-3}}{\mu_0 * (17,66 * 620 * 10^{-6})} = 643207H^{-1}$$

$$R_{m1x} = \frac{8,84 * 10^{-3}}{\mu_0 * (17,66 * 620 * 10^{-6})} = 643207H^{-1}$$

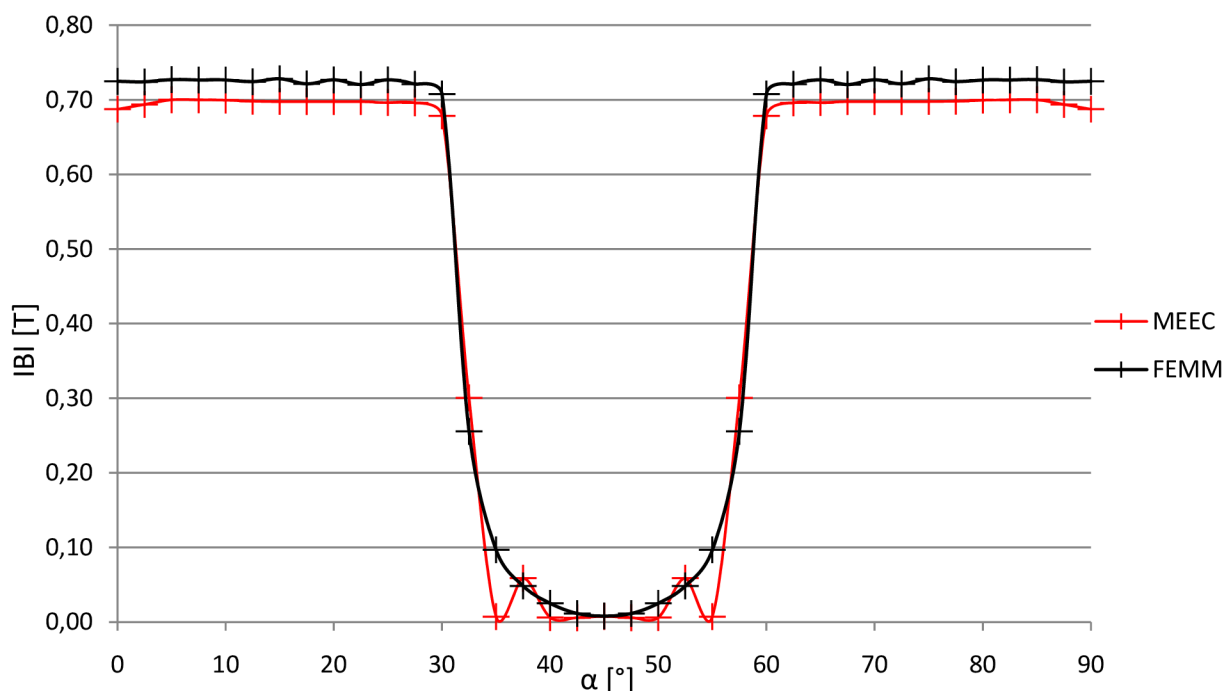
$$R_{m2y} = \frac{2,925 * 10^{-3}}{\mu_0 * (15,9 * 620 * 10^{-6})} = 236116H^{-1}$$

$$R_{m2x} = \frac{7,95 * 10^{-3}}{\mu_0 * (5,85 * 620 * 10^{-6})} = 1744253H^{-1}$$

#### 4.1.5 Výsledky výpočtu

*Tabuľka č. 3 Výsledky výpočtu |B| po aplikácii carterovho činiteľa*

n	uhol	FEMM		MEEC		chyba
	$\alpha$	$\phi$	B	$\phi$	B	$\varepsilon_{\%}$
	[°]	[mWb]	[T]	[mWb]	[T]	[%]
1	0	2,74	0,72	2,60	0,69	5,13
2	2,5	7,14	0,72	6,84	0,69	4,17
3	5	5,50	0,73	5,30	0,70	3,71
4	7,5	7,16	0,73	6,90	0,70	3,64
5	10	5,49	0,73	5,29	0,70	3,69
6	12,5	7,14	0,72	6,88	0,70	3,61
7	15	5,51	0,73	5,28	0,70	4,16
8	17,5	7,11	0,72	6,88	0,70	3,27
9	20	5,50	0,73	5,28	0,70	4,01
10	22,5	7,10	0,72	6,88	0,70	3,16
11	25	5,50	0,73	5,27	0,70	4,18
12	27,5	7,11	0,72	6,86	0,70	3,47
13	30	5,35	0,71	5,13	0,68	4,13
14	32,5	2,52	0,26	2,96	0,30	-17,59
15	35	0,73	0,10	0,06	0,01	92,45
16	37,5	0,48	0,05	0,58	0,06	-21,35
17	40	0,19	0,03	0,05	0,01	75,87
18	42,5	0,11	0,01	0,06	0,01	49,77
19	45	0,06	0,01	0,04	0,01	7,89



Obr. č. 25  $|B| = f(\alpha)$  metódami MEEC a FEMM aplikovaním carterovho činiteľa

#### 4.1.6 Zhodnotenie výsledkov

Tvorbe modelu popísaného v tejto kapitole predchádzala tvorba modelu v programe FEMM. Po určení hodnoty magnetického toku pólom, ktorá sa nám s tabuľkovou hodnotou synchronného generátora líšila  $\varepsilon_0 = 2,1\%$ , sme považovali tento model za správny aj z hľadiska priebehu magnetickej indukcie vzduchovou medzerou. Pre tento fakt sme výsledky výpočtu metódou MEEC vzťahovali k tomuto modelu.

Pre porovnanie možnosti aplikácie metódy ekvivalentných obvodov sme použitím carterovho činiteľa vypočítali hodnotu magnetického toku pólom v kapitole 4.1.1. Rozdiel oproti tabuľkovej hodnote predstavoval  $\varepsilon_0 = 5\%$ , čo potvrdilo aplikovateľnosť metódy MEEC na použitý stroj.

Počas tvorby celkového náhradného obvodu sme niekoľko krát museli zvyšovať počet segmentov siete, pokrývajúcej oblasť zubu a drážky. Na Obr. č. 24 sú zobrazené priebehy magnetickej indukcie  $|B|$  vzduchovou medzerou, určené metódami MEEC a FEM. Výsledky výpočtu sa pri poklese magnetickej indukcie líšia  $\varepsilon_{0max} = 14,82\%$  nad pólom. Táto chyba je spôsobená modelovaním výseku  $0-90^\circ$ , nakoľko magnetický tok je počítaný v tomto mieste pre polovičnú drážku a neskôr bola odstránená rozšírením modelu na rozsah  $0-180^\circ$ . Pre výpočet indukovaného napätia sú najdôležitejšie hodnoty indukcie nad pólovým nástavcom, kde sa chyba  $\varepsilon_0$  pohybovala v rozmedzí  $0,08-3,1\%$ . Vyššia chybovosť výpočtu sa prejavila až v priestore medzi pólovými nástavcami. Hodnoty indukcie v tomto priestore sú číselne nízke a nemajú zásadný vplyv na neskorší výpočet  $U_i$ .

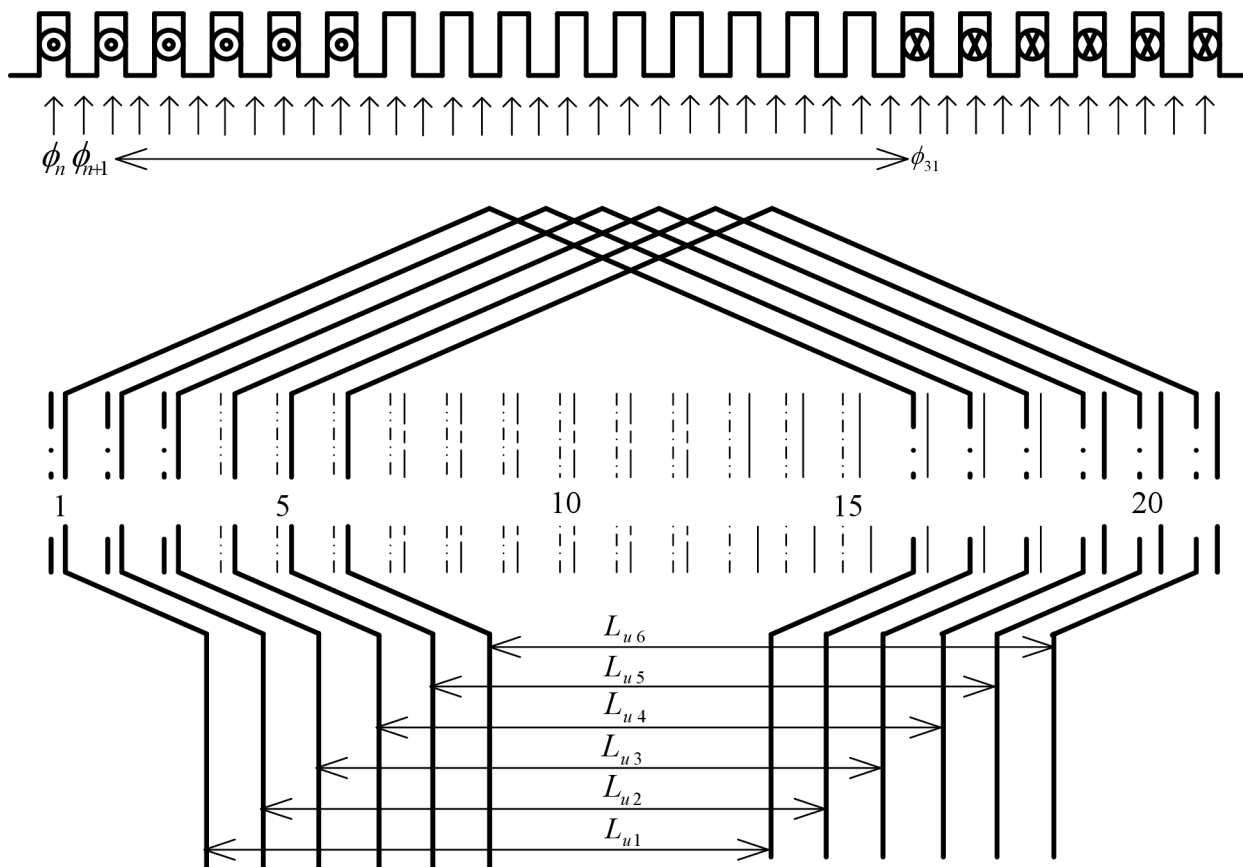
Pre vysoký počet segmentov sme aplikovali znova carterov činiteľ a model zjednodušili, pričom maximálna chyba dosahovala hodnoty  $\varepsilon_{0max} = 5,13\%$  pre indukciu nad pólom. Hodnoty týchto chýb sú konštantné nad pólovým nástavcom a sú vyššie ako pri modelovaní bez carterovho činiteľa. Preto sme pre neskorší výpočet  $U_i$  použili model so zubovou vrstvou.

## 4.2 Tvorba napětového zdroja

V nasledujúcej kapitole je popísaný spôsob tvorby napätového zdroja, ktorému predchádza numerický výpočet indukovaného napätia naprázdno. Výpočet sme prevádzali najskôr kalkuláciou priebehu spriahnutého magnetického toku  $\Psi$  jedným závitom vinutia, umiestneným do modelu FEMM za použitia LUA skriptu. Následne bol spriahnutý magnetický tok vypočítaný z modelu v programe PSpice. Priebehy boli porovnané a vyhodnotené ako akceptovateľné, vďaka tomuto faktoru sme indukované napätie vypočítali iba pre model v programe PSpice.

### 4.2.1 Výpočet indukovaného napätia

Po analýze spôsobu uloženia vinutia do drážok, zobrazených na obr. č. 9, sme zvolili dekompozíciu jednotlivých závitov na 6 nezávislých cievok  $L_{u1}$  až  $L_{u6}$ , zobrazených na obrázku nižšie.



Obr. č.26 Dekompozícia vinutia na 6 cievok, posunutých o uhol  $5^\circ$

Priebeh  $\psi_{L_{u1}}$  ako  $f(t)$  určujeme nasledovne, rešpektujúc zobrazený tvar vinutia:

$$\psi = N * \phi \Rightarrow N = 1 \Rightarrow \psi = \sum \phi \quad (4.2.1.1)$$

$$\psi_{L_{u1}}(t_n) = \frac{1}{2} \phi_n + \sum_{29}^{n+1} \phi + \frac{1}{2} \phi_{n+31} \quad (4.2.1.2)$$

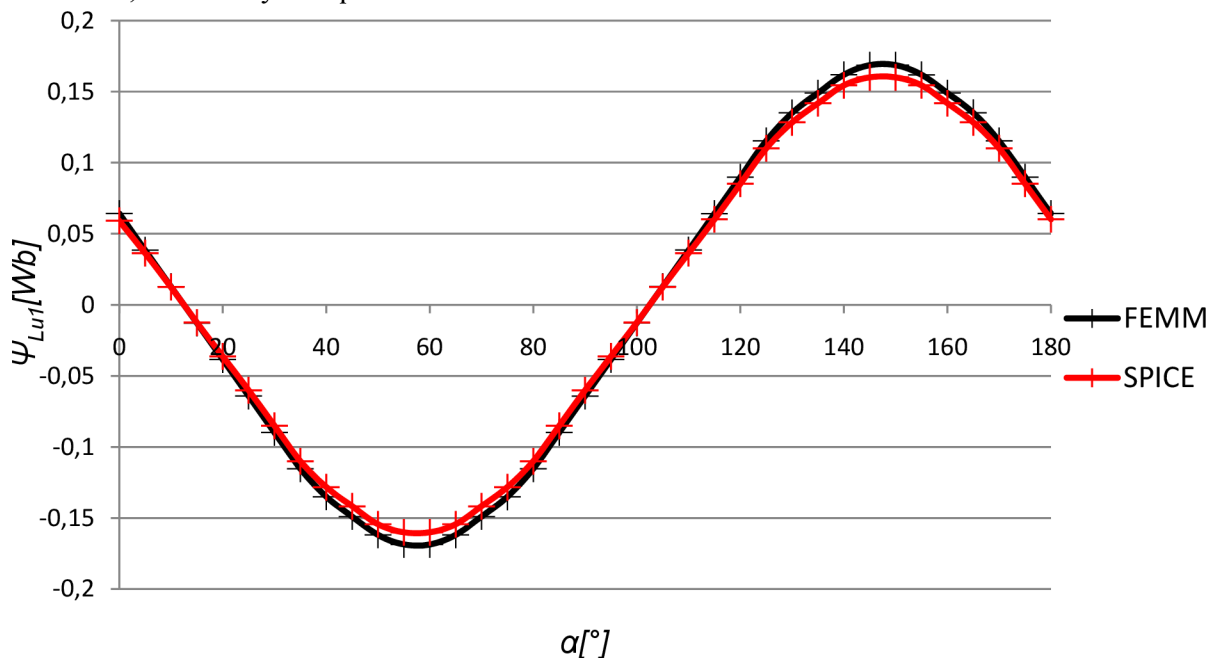
Indukované napätie na cievke  $L_{u1}$ :

$$u_{iL_{u1}} = \frac{d\psi_{L_{u1}}}{dt} = \frac{d\left\{\frac{1}{2}\phi_n + \sum_{30}^2 \phi + \frac{1}{2}\phi_{31}\right\}}{dt} \quad (4.2.1.3)$$

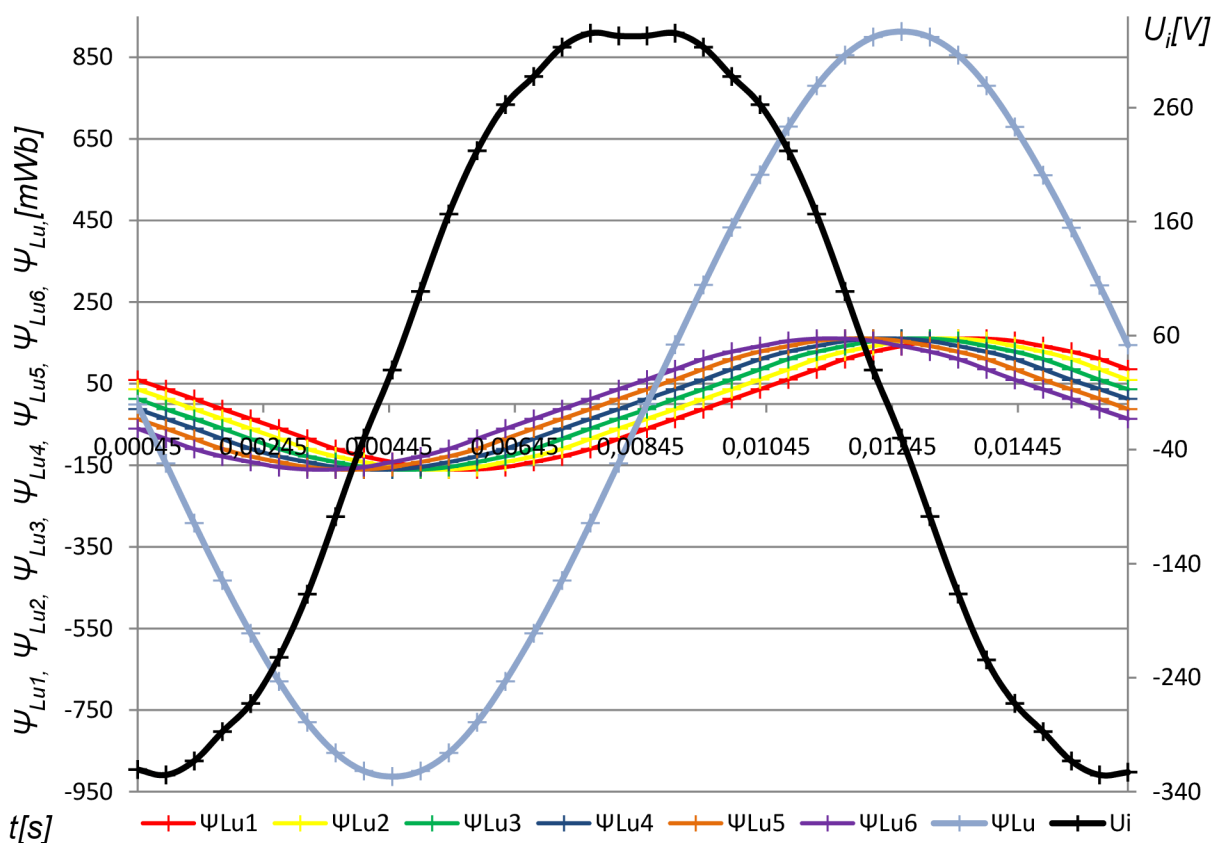
Indukované napätie fázy  $u$  potom zodpovedá súčtu čiastkových napätí:

$$u_{iL_u} = u_{iL_{u1}} + u_{iL_{u2}} + u_{iL_{u3}} + u_{iL_{u4}} + u_{iL_{u5}} + u_{iL_{u6}} \quad (4.2.1.4)$$

Spriahnutý magnetický tok potom určujeme z priebehu magnetickej indukcie vo vzduchovej medzere  $B$ , zobrazený v kapitole 4.1.3.



Obr. č. 27 Zobrazenie priebehu spriahnutého magnetického toku  $\psi_{Lu1} = f(\alpha)$



Obr. č. 28 Priebeh čiastkových magnetických tokov závitmi vinutia a ich súčet.

Na grafe zobrazenom na obr. č. 28 je zreteľne vidieť, že pri skrátenej vinutia je možné interpretovať indukované napätie vo fáze  $u$  ako súčet čiastkových indukovaných napätí.

Príklad výpočtu  $U_{iL_{u1}}(t_1)$ :

$$\psi_{L_{u1}}(t_1) = \frac{1}{2} \phi_1 + \sum_{29}^{n+1} \phi + \frac{1}{2} \phi_{31} = 0,059135Wb$$

$$\psi_{L_{u1}}(t_2) = \frac{1}{2} \phi_3 + \sum_{29}^{n+1} \phi + \frac{1}{2} \phi_{33} = 0,03634Wb$$

$$\psi_{L_{u2}}(t_1) = 0,03624Wb$$

$$\psi_{L_{u2}}(t_2) = 0,01253Wb$$

$$\psi_{L_{u3}}(t_1) = 0,01253Wb$$

$$\psi_{L_{u3}}(t_2) = -0,01247Wb$$

$$\psi_{L_{u4}}(t_1) = -0,01247Wb$$

$$\psi_{L_{u4}}(t_2) = -0,03628Wb$$

$$\psi_{L_{u5}}(t_1) = -0,03628Wb$$

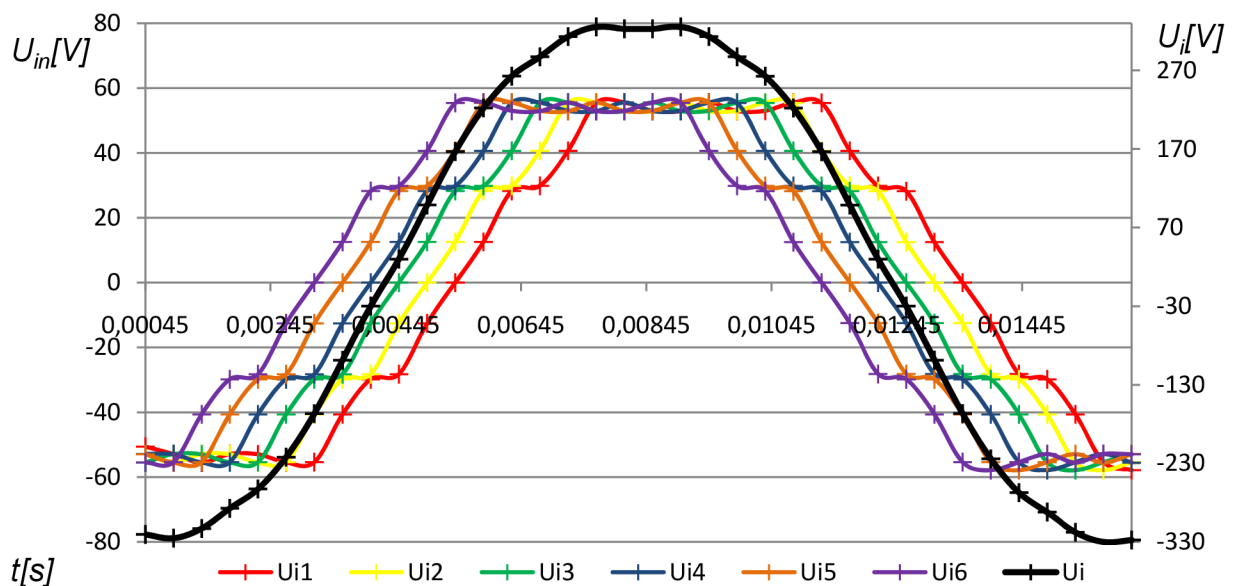
$$\psi_{L_{u5}}(t_2) = -0,06013Wb$$

$$\psi_{L_{u6}}(t_1) = -0,06013Wb$$

$$\psi_{L_{u6}}(t_2) = -0,08512Wb$$

$$\Delta t = \left(\frac{60}{n}\right)/pd = \left(\frac{60}{1800}\right)/72 = 0,00045s$$

$$U_{iu}(t_1) = \frac{\psi_{L_{u1}}(t_2) - \psi_{L_{u1}}(t_1)}{\Delta t} + \frac{\psi_{L_{u2}}(t_2) - \psi_{L_{u2}}(t_1)}{\Delta t} + \frac{\psi_{L_{u3}}(t_2) - \psi_{L_{u3}}(t_1)}{\Delta t} + \frac{\psi_{L_{u4}}(t_2) - \psi_{L_{u4}}(t_1)}{\Delta t} + \frac{\psi_{L_{u5}}(t_2) - \psi_{L_{u5}}(t_1)}{\Delta t} + \frac{\psi_{L_{u6}}(t_2) - \psi_{L_{u6}}(t_1)}{\Delta t} = -50,65 - 52,91 - 44,5 - 53 - 55,5 = \underline{\underline{-320,567V}}$$

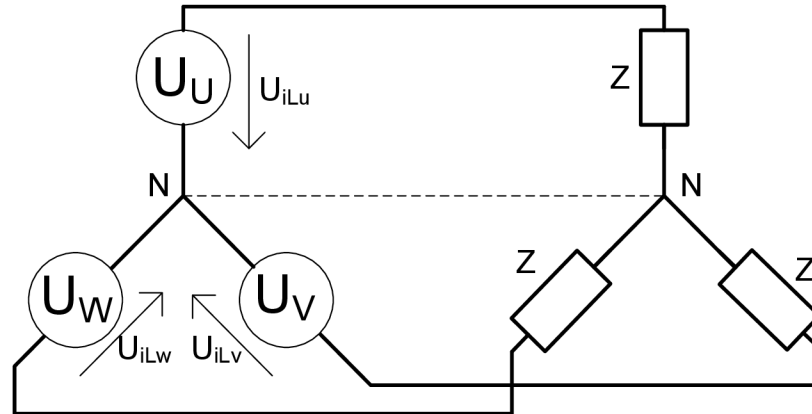


Obr. č.29 Priebeh čiastkových indukovaných napätí na závitoch vinutia a ich súčet.



### 4.2.2 Napät'ový zdroj v programe OrCad Pspice

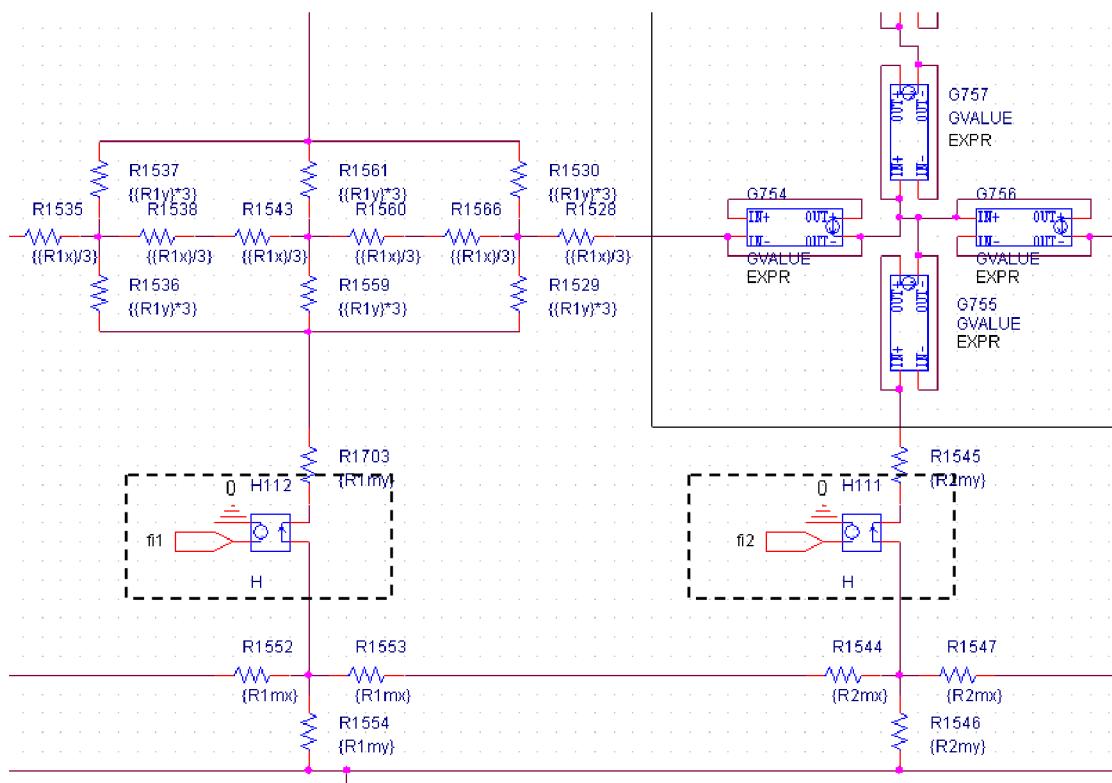
Na základe výsledkov prezentovaných v kapitole 4.2.1 a požiadavky na možnosti pripojenia ľubovoľnej záťaže, reprezentovanej elektrickou schémou v programe PSpice, sme vytvorili napät'ový zdroj, zodpovedajúci zapojeniu generátora na obrázku nižšie.



Obr. č. 30 Schéma zapojenia záťaže synchronného generátora.

#### 4.2.2.1 Snímač magnetického toku

Aby bolo možné snímať magnetický tok vo vzduchovej medzere, umiestnili sme do obvodu prúdovo závislý napät'ový zdroj. Na obrázku nižšie je znázornené umiestnenie snímača. Tento zdroj sa nachádza v knižnici *Design Cache*, jeho výstupom je napätie, úmerné magnetickému toku  $\phi_n$  v danom priestore vzduchovej medzery.



Obr. č.31 Umiestnenie snímania magnetického toku v náhradnom magnetickom obvode.

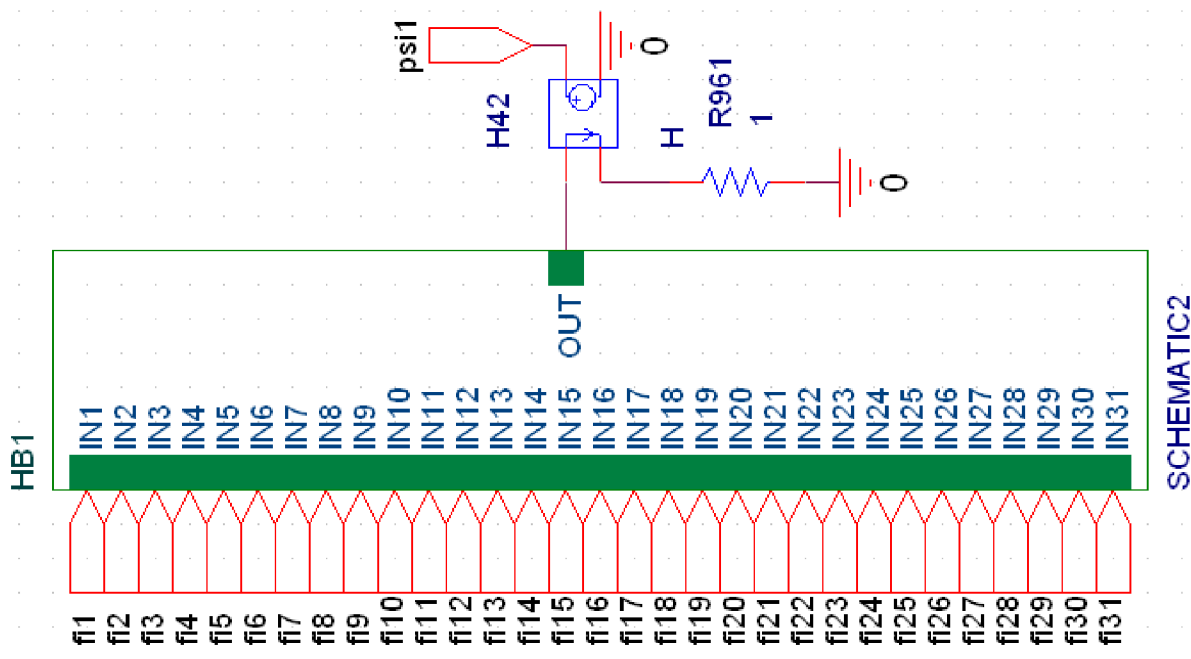
#### 4.2.2.2 Obvod pre výpočet $\psi$

Na základe postupu výpočtu združeného magnetického toku jedným závitom vinutia, uvedeným v kapitole 4.2.1, sme vytvorili súčtový obvod, zobrazený na obrázku nižšie. Rešpektujúc vzťah 4.2.1.2, má súčtový obvod 31 vstupov. Výstupom je napätie úmerné  $\psi_{L_{u1}}(t_1)$ . Odporom  $R_{961}=1\Omega$ , pretečie úmerný prúd, ktorý sníma prúdom riadený napäťový zdroj H42.

Kvôli kompletnému pokrytiu všetkých polôh natočenia rotora je pre výpočet jednej periódy  $U_{iL_{u1}}$  potrebné  $k$  množstvo súčtových obvodov kde:

$$k = \frac{\text{Počet drážiek}}{\text{Počet pol párov}} = \frac{72}{2} = 36$$

Vďaka tomuto faktoru sme schopní analyzovať priebehy indukovaného napätia z polovičného magnetického obvodu oproti modelu v programe FEMM. Tento fakt je možné využiť pri viacpólových strojoch, nakoľko na jednu mechanickú otáčku v našom prípade pripadajú dve periódy  $U_{iL_u}$ .



Obr. č. 32 Sumačný blok.

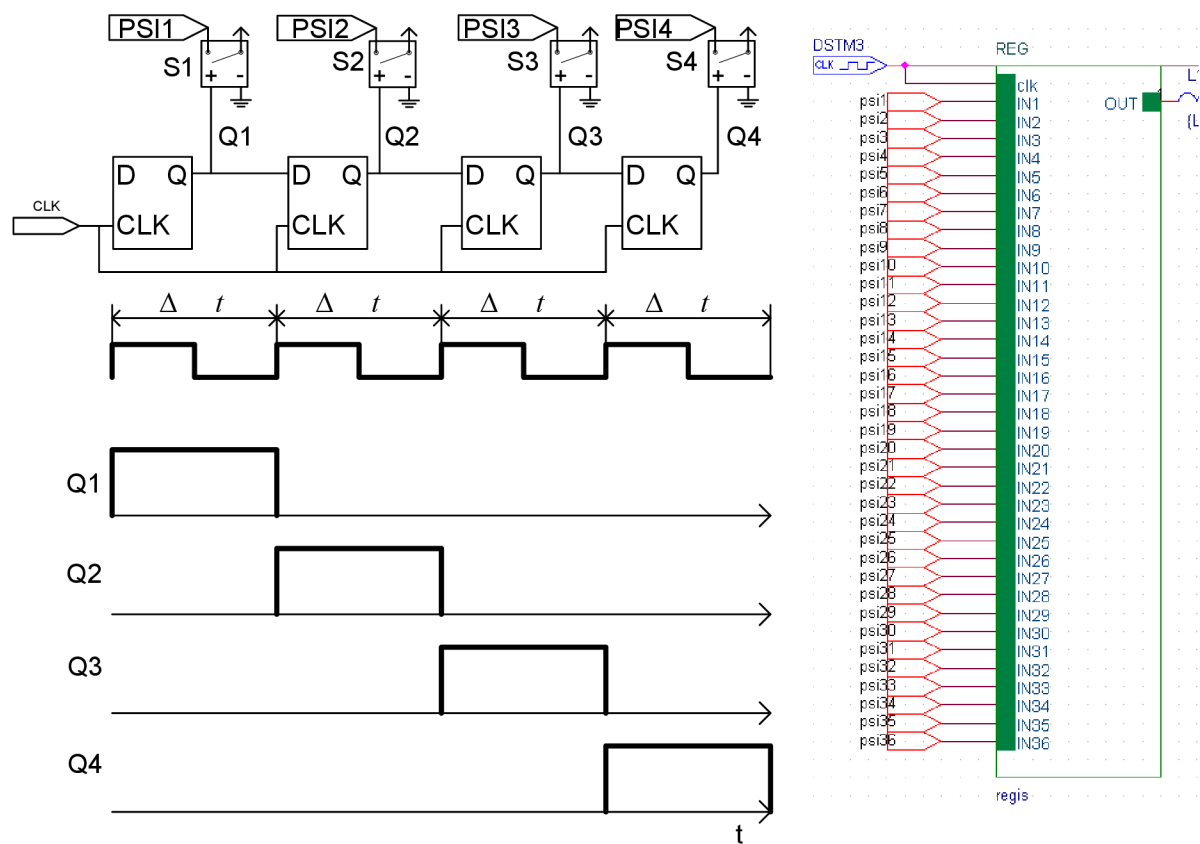
Kompletná schéma, reprezentujúca vzťah 4.2.1.2, je uvedená v obrazovej prílohe na strane 53. Výstup sumačných obvodov je prevádzaný v reálnom čase a je vhodným predpokladom pre výpočet indukovaných napätí, nakoľko objasňuje východiskové parametre pre každý závit vinutia, pri všetkých polohách rotora. Reálny čas snímania sme považovali za žiadaný aj z hľadiska zámeru ovplyvňovania rozloženia magnetickej indukcie pri pripojení záťaže ako reakcie kotvy.

Z dôvodu väčšieho množstva sumačných prvkov a vzájomného krytia vinutia je predpoklad, že jeden vstup  $f_{in}$  je spoločný pre viac sumačných prvkov. Preto boli na snímanie magnetického toku, viď. obr. č. 31, použité prúdom riadené napäťové zdroje. Prúdové zdroje nedokázali použité sumačné súčiastky spočítať.

### 4.2.2.3 Posuvný register

Doteraz popísané postupy viedli k výsledkom v statickom režime. Na prevedenie modelu do dynamického režimu je v programe PSpice potrebné „umelo“ vytvoriť časovo premennú funkciu združeného magnetického toku jedným závitom cievky  $\psi_{Lu1} = f(t)$ .

Pre túto funkciu sme vytvorili posuvný register zložený z DQ klopných obvodov z knižnice DFF/Design Cache a ideálnych spínačov  $S$  z knižnice S/Design Cache. Pre správnu funkciu klopných obvodov počas simulácie je v PSpice potrebné nastaviť inicializačný stav flip-flop súčastí. Toto nastavenie sa nachádza v *Simulation Profile/options/Gate-level Simulation/Initialize all flip-flop to:0*.

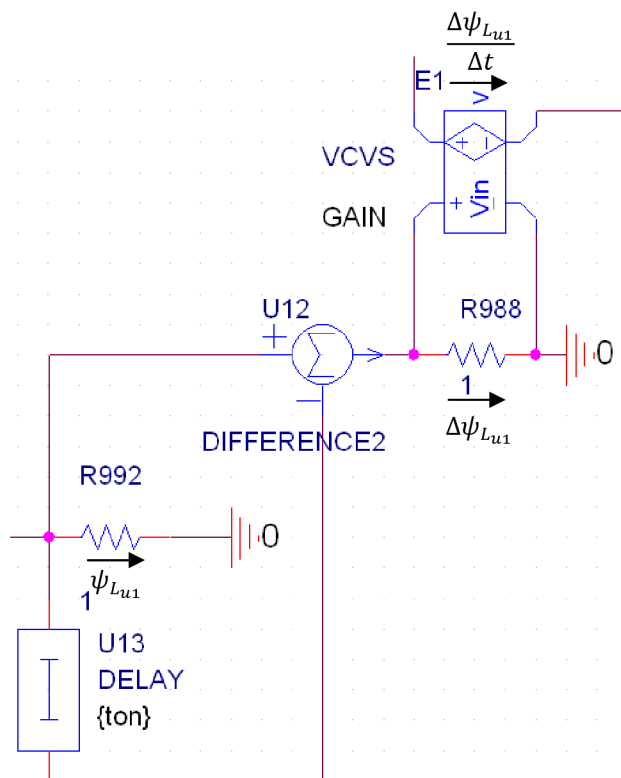


Obr. č. 33 Princíp realizácie posuvného registra.

Výstupom vytvorenej súčiastky REG je napätie ako funkcia času, ktoré je úmerné spriahnutému magnetickému toku, tečúcim cievkou  $L_{u1}$ . Počet vstupov je totožný s počtom  $k$  sumačných blokov, popísaných v kapitole 4.2.2.2. Toto množstvo vstupov simuluje každú pozíciu rotora voči statoru v rozsahu 0-180° s krokom 5°, v ktorom je motor symetrický. Na rozvinutie výstupu do časovej osi je určený vstup clk. Súčiastka ,generujúca časovú základňu, sa nachádza v knižnici *Source/DigClock* a nastavenie času pulzu zodpovedá menovateľu vzťahu 4.2.1.3. Použitie ideálne spínače  $S$  sa nachádzajú v knižnici *S/Design Cache*. Simuláciu celého vinutia jednej fázy ďalej dosiahneme kombináciou šiestich súčiastok REG, ktorých vstupy sú posunuté rešpektujúc geometrické rozloženie vinutia fázy, popísanej v kapitole 4.2.1, teda v našom prípade o 5°, čo predstavuje krok  $k + 1$ .

#### 4.2.2.4 Prevod výstupu posuvného registra na $U_i$

Výstup z posuvného registra, ktorého funkciu sme popísali v predošlej kapitole, teda môžeme interpretovať nasledovným vzťahom, rešpektujúc obrázok nižšie  $U_{R992} = \psi_{L_{u1}}$ . Pre dosiahnutie rozdielu napätí v čase  $U_{R992}(t_2) - U_{R992}(t_1)$  je jeden vstup diferenciálnej súčiastky oneskorený. Túto funkciu plní súčiastka *DELAY*, ktorá sa nachádza v knižnici *FUNCTION* a jej hodnota {ton} je totožná s krokom derivácie  $\Delta t$ . Výstupom diferenciálnej súčiastky, ktorá sa nachádza v knižnici *Design Cache/Difference*, je podľa obrázku nižšie napätie  $\Delta U_{R992}(t_2, t_1)$ . Toto napätie je snímané odporom R998 a napäťovo riadeným napäťovým zdrojom *VCVS* z knižnice *Design Cache*. Napätie je zhodné s  $\Delta \psi_{L_{u1}}(t_2, t_1)$ . Zosilnenie *GAIN* súčiastky *VCVS* zodpovedá hodnote  $1/\Delta t$  a jej výstupom je už priamo indukované napätie jedného závitú cievky  $U_{i1}$ . Kompletný napäťový zdroj jednej fázy generátora dosiahneme podľa vzťahu 4.2.1.4 sériovým radením šiestich zdrojov.



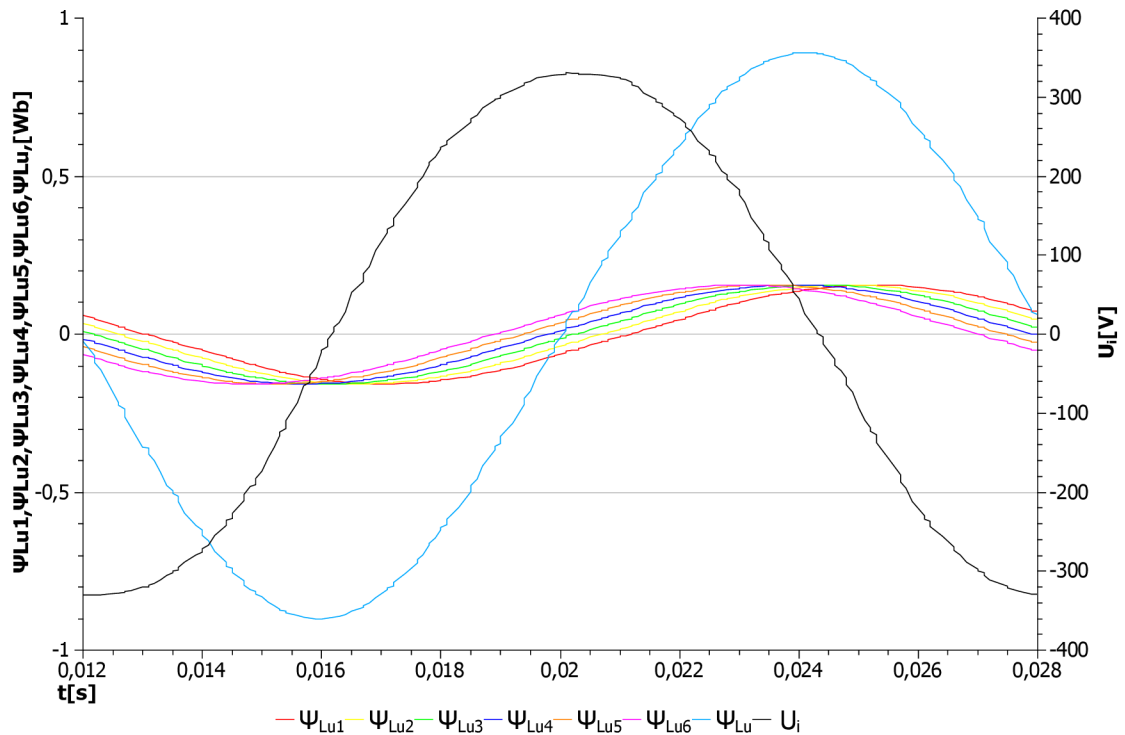
Obr. č. 34 Zdroj  $U_i$  pre jeden závit  $L_{u1}$ .

Výstup tohto zdroja je priamo závislý na parametroch snímaných v magnetickom náhradnom ekvivalentnom obvode, konkrétne na rozložení indukcie  $B$  vo vzduchovej medzere. Každá zmena rozmerov, použitých magnetických materiálov resp. budenia, sa priamo prejaví na  $U_i$ . Pre získanie  $U_i$  pre fázy V a W je potrebné zostrojiť dva kompletne zdroje, ktorých počiatkový tok  $k$  je:

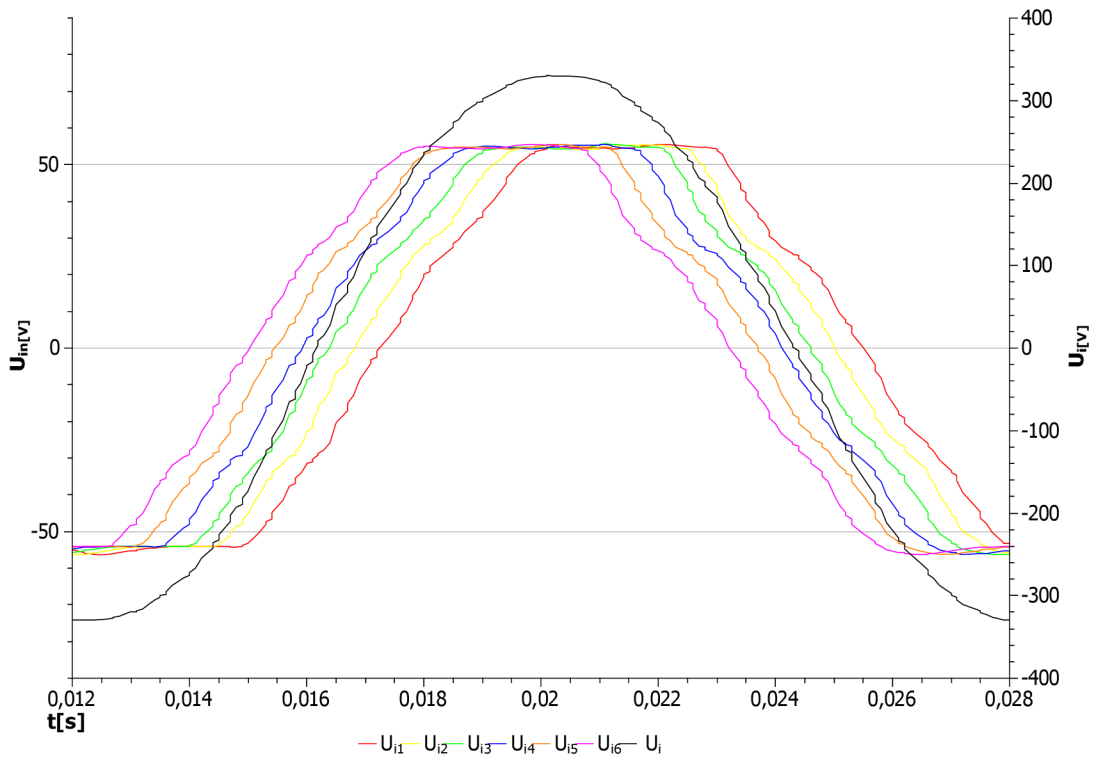
$$k_{v1} = (120/\alpha) + 1$$

$$k_{w1} = k + 1 - (120/\alpha)$$

Priebehy  $U_i$  pre všetky 3 fázy sú zobrazené v obrazovej prílohe na strane 53.



Obr. č. 35 Priebeh čiastkových magnetických tokov závitmi vinutia a ich súčet, získané simuláciou v PSpice.



Obr. č. 36 Priebeh čiastkových indukovaných napätí na závitoch vinutia a ich súčet, získané simuláciou v PSpice.

Na obr. č. 35 a obr. č. 36 sú zobrazené priebehy získané simuláciou v programe PSpice. Farebné značenie je totožné s priebehmi získanými numerickým výpočtom, popísaným v kapitole 4.2.1.

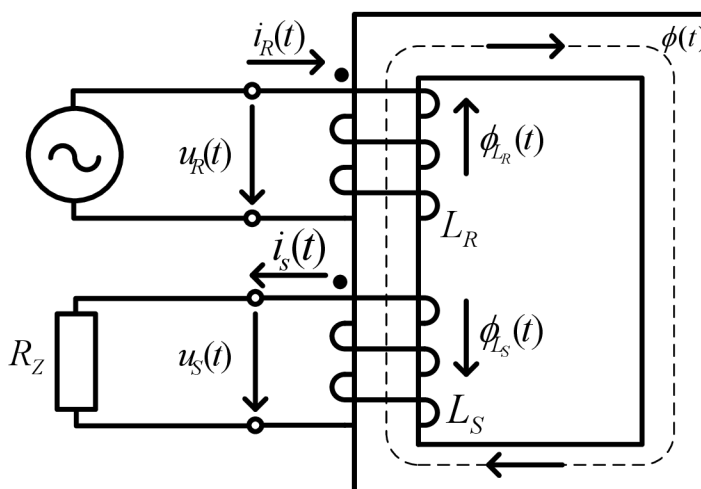
### 4.3 Reakcia kotvy

V predošlej kapitole sme sa venovali tvorbe napät'ového zdroja, ktorého výstup je závislý od rozloženia magnetickej indukcie  $B$  vo vzduchovej medzere náhradného ekvivalentného obvodu. V programe OrCad PSpice je možné na tento zdroj napojiť rôzne druhy záťaže a sledovať odoberané prúdy, na ktorých je tento zdroj nezávislý a chová sa ako „tvrdý napät'ový zdroj“. V skutočnosti však zapojená záťaž rôznych charakterov mení rozloženie magnetického toku v stroji a tým aj indukciu  $B$ , čo má nakoniec vplyv na amplitúdu a tvar funkcie indukovaného napätia. Priebeh indukovaných napätí, zobrazený na obr. č. 36, môžeme preto považovať za správne iba pri nezaťaženom stroji, teda pri chode naprázdno. Pre tento fakt je potrebné vhodné meniť rozloženie magnetického toku v náhradnom ekvivalentnom obvode, čím docielime závislosť stroja od prúdu tečúceho pripojenou záťažou.

Pre zjednodušenú predstavu je na obrázku nižšie zobrazený jednoduchý magnetický obvod s dvoma vinutiami, kde  $L_S$  predstavuje zjednodušené statorové vinutie a  $L_R$  zjednodušené budiace vinutie.  $L_R$  v našom prípade predstavuje cievku, pracujúcu v „zdrojovom“ režime a  $L_S$  predstavuje cievku, fungujúcu v „spotrebičovom“ režime. Výsledný magnetický tok tečúci magnetickým obvodom, je v tomto prípade daný *Lenzovým princípom*.

Lenzov princíp:

Prúd, indukovaný v uzavretej vodivej slučke, vyvolá magnetické pole, ktoré pôsobí vždy proti pôvodnému budiacemu poľu.



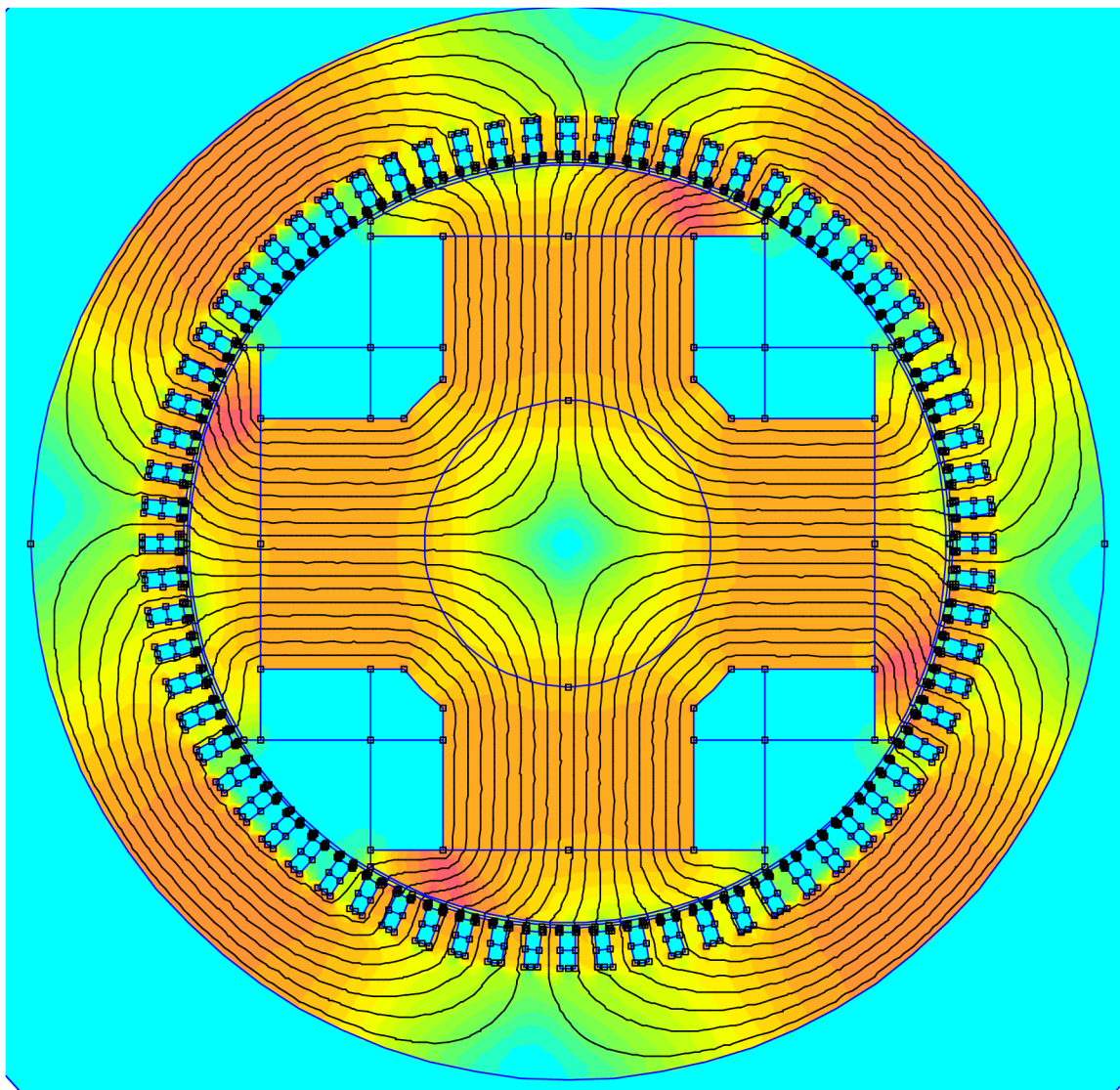
Obr. č. 37 Principiálna schéma magnetického obvodu.

Cievka  $L_R$  na obrázku vyššie v našom prípade predstavuje budiace vinutie, ktorého všetky parametre sú už vo vytvorenom náhradnom magnetickom obvode zahrnuté. Magnetický tok  $\phi_{L_R}$ <sup>1</sup> je v náhradnom modeli vyvolaný magneto-motorickým napätím  $U_m$ , určeným na strane 28. Pre zahrnutie toku  $\phi_{L_S}$  je potrebné do vytvoreného modelu umiestniť zdroje napätia  $U_m$ , závislé na hodnote odoberaného prúdu z fázy vinutia tak, aby platilo  $\phi = \phi_{L_R} - \phi_{L_S}$ , čomu sa venujú nasledujúce kapitoly.

<sup>1</sup> V našom prípade je tento tok budený konštantným prúdom a jeho časovú zmenu dosahujeme otáčaním hriadeľa rotora, preto je zobrazený magnetický tok na obrázku vyššie iba pre ozrejmienie metodiky implementácie reakcie kotvy.

### 4.3.1 Statický režim

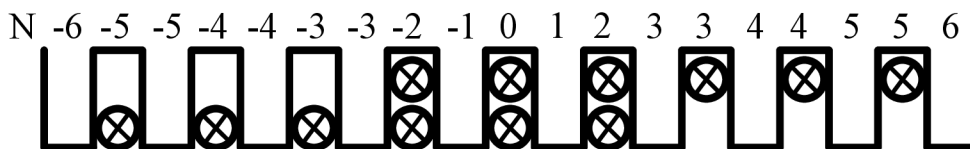
Pre určenie rozloženia  $B$  pri záťaži sme do vytvoreného modelu v programe FEMM vložili satorové vinutie jednej fázy. Ako modelovanú polohu rotora sme zvolili  $0^\circ$  tak, ako je zobrazené na obr. č. 44, nakoľko tejto polohe zodpovedá amplitúda indukovaného napätia na vinutí  $L_u$ . Zvolili sme amplitúdu odoberaného prúdu 100A ohmického charakteru  $\cos\varphi = 1$ .



Obr. č.38 Rozloženie magnetickej indukcie  $B$  pri odbere 100A

Na obrázku vyššie je vidieť reakciu kotvy a zmenu rozloženia magnetickej indukcie. Tvorbe náhradného obvodu v kapitole 4.1 predchádzal predpoklad symetricnosti stroja v rozsahu  $0-90^\circ$ , ktorý potvrdzuje obr. č. 49. Po pridání satorového vinutia fázy  $L_u$  je na obrázku vyššie viditeľná zmena symetricnosti, čo znamenalo nutnosť rozšírenia náhradného magnetickeho obvodu na rozsah  $0-180^\circ$ . Tento krok mal pozitivny vplyv na presnosť výpočtu magnetickej indukcie nad prvou drážkou, keďže v predchádzajúcom náhradnom obvode boli obe krajné drážky modelované len ako polovičné. Rozšírenie náhradného obvodu na  $180^\circ$  malo za následok, že krajné polovičné drážky majú rovnaký potenciál, a teda je možné ich navzájom prepojiť. Chyba výpočtu indukcie nad krajnými polovičnými drážkami sa zmenila z  $\varepsilon_{\%} = 13,82\%$  na  $\varepsilon_{\%} = 3,52\%$ .

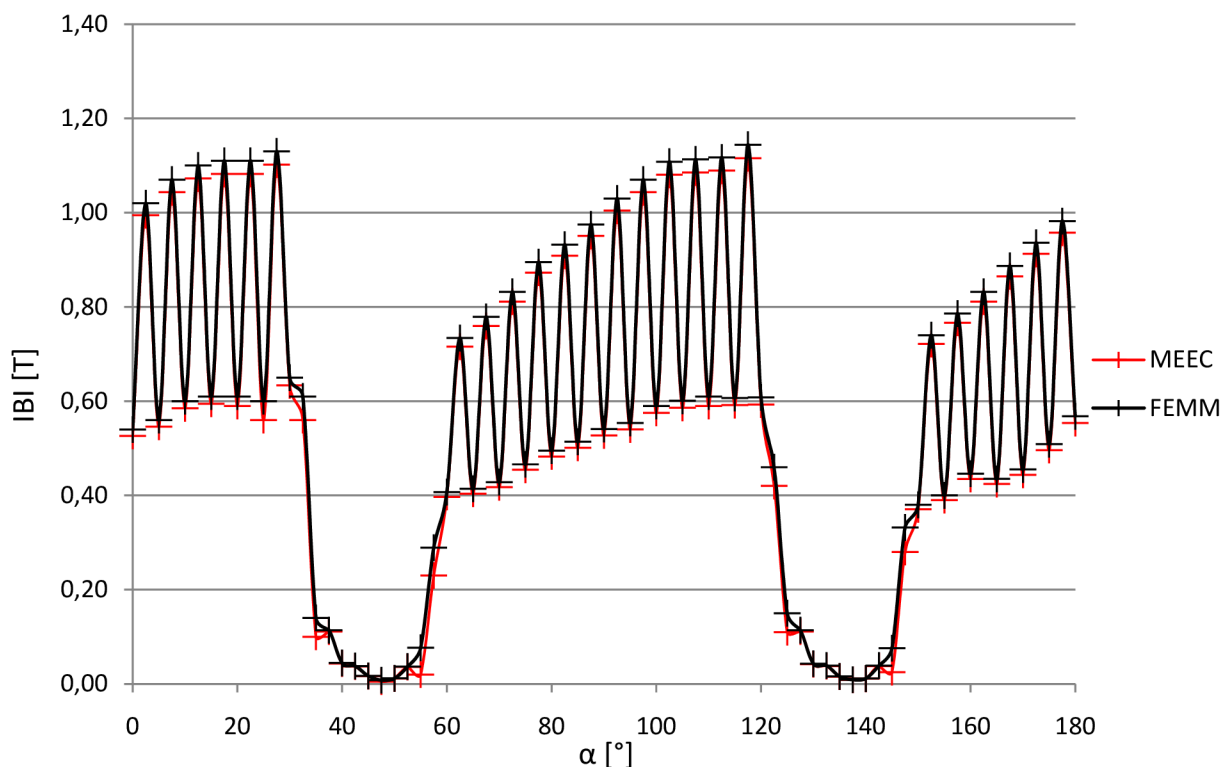
Pri tvorbe napäťového zdroja sme vinutie rozdelili na 6 nezávislých závitov. Pri výpočte zdrojov magnetického napätia prislúchajúcich statorovému vinutiu, je potrebné brať vinutie ako celok, nakoľko prúd, tečúci závitmi je pre celé vinutie rovnaký. Zdroje magnetického napätia sme vložili medzi JHO statora a oblasť zubovej vrstvy.



Obr. č. 39 Prepočet závitov pre jednotlivé oblasti statorového JHA.

Z charakteru rozloženia vinutia je potrebné pre každú oblasť vyjadriť počet závitov, ktoré prislúchajú konkrétnej statorovej oblasti. Záporné hodnoty prepočítaných počtov závitov zohľadňujú smer výsledného magnetického toku tvoreného vinutím. Hodnotu zdroja magnetického napätia pre vyššie zobrazené oblasti určíme známym vzťahom:

$$U_m = N * I \quad (4.3.1.1)$$



Obr. č. 40 Rozloženie  $|B|$  pri záťaži.

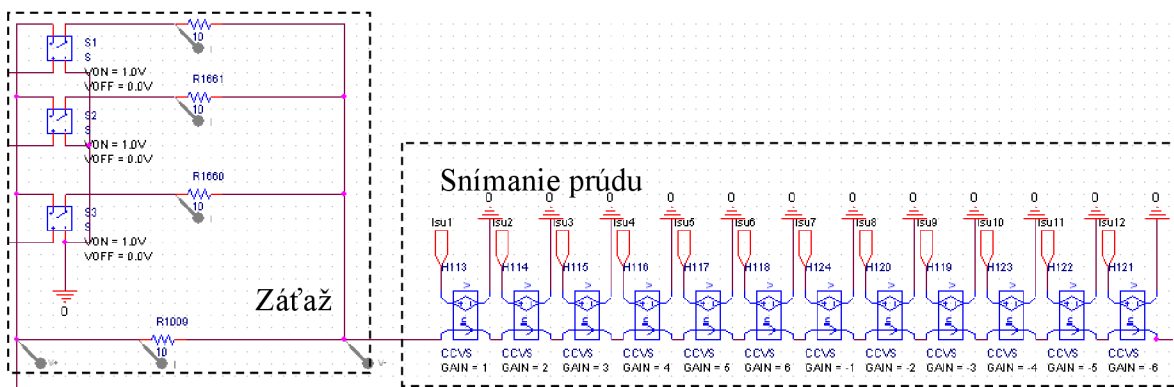
Z vyššie zobrazeného grafu je vidieť zmenu rozloženia magnetickej indukcie vo vzduchovej medzere pri záťaži, vyjadrená oboma metódami. Tieto výsledky z nášho hľadiska potvrdzujú správnosť umiestnenia zdrojov magnetického napätia medzi JHO statora a zubovú vrstvu. Z pohľadu vhodnosti použitia metódy MEEC je implementácia tohto typu vinutia značne nevýhodná, nakoľko je potrebné pre všetky fázy motora celkovo 36 rôznych zdrojov magnetického napätia umiestnených do JHA statora.



### 4.3.2 Dynamický režim

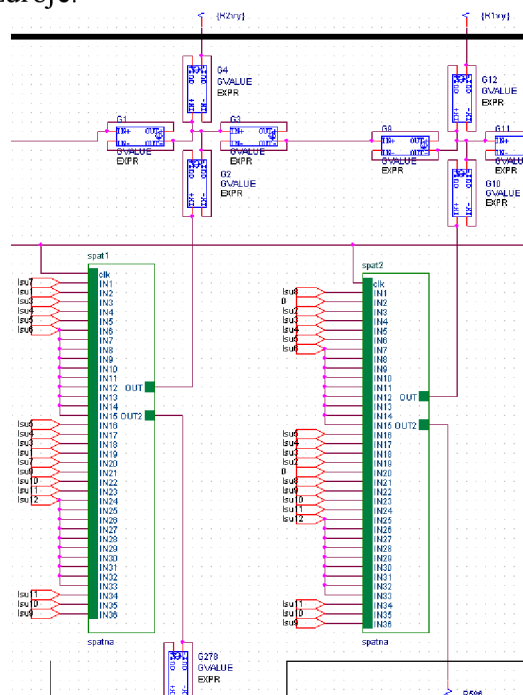
Po overení možnosti umiestnenia napät'ových zdrojov, simulujúcich reakciu kotvy v statickom režime, bolo potrebné vytvoriť zdroje, ktorých výstupné napätie je funkciou otočenia rotora. Rešpektujúc vzťah 4.3.1.1 pre výpočet magnetického napätia je potrebné pre určenie  $U_m$  poznať prúd tečúci záťažou. Preto sme ako snímače prúdu použili prúdovo riadené napät'ové zdroje a umiestnili ich do obvodu záťaže.

Na obrázku zobrazenom nižšie je vidieť použitie napät'ových zdrojov. Z analýzy vinutia, ktorú sme previedli v predošlej kapitole, vyplýva potrebné množstvo snímacích prvkov na jedno vinutie. Preto je na schéme prítomných 12 snímačov. Zosilnenie týchto zdrojov rešpektuje počet závitov vinutia  $N$ , zobrazených na obr. č. 39.



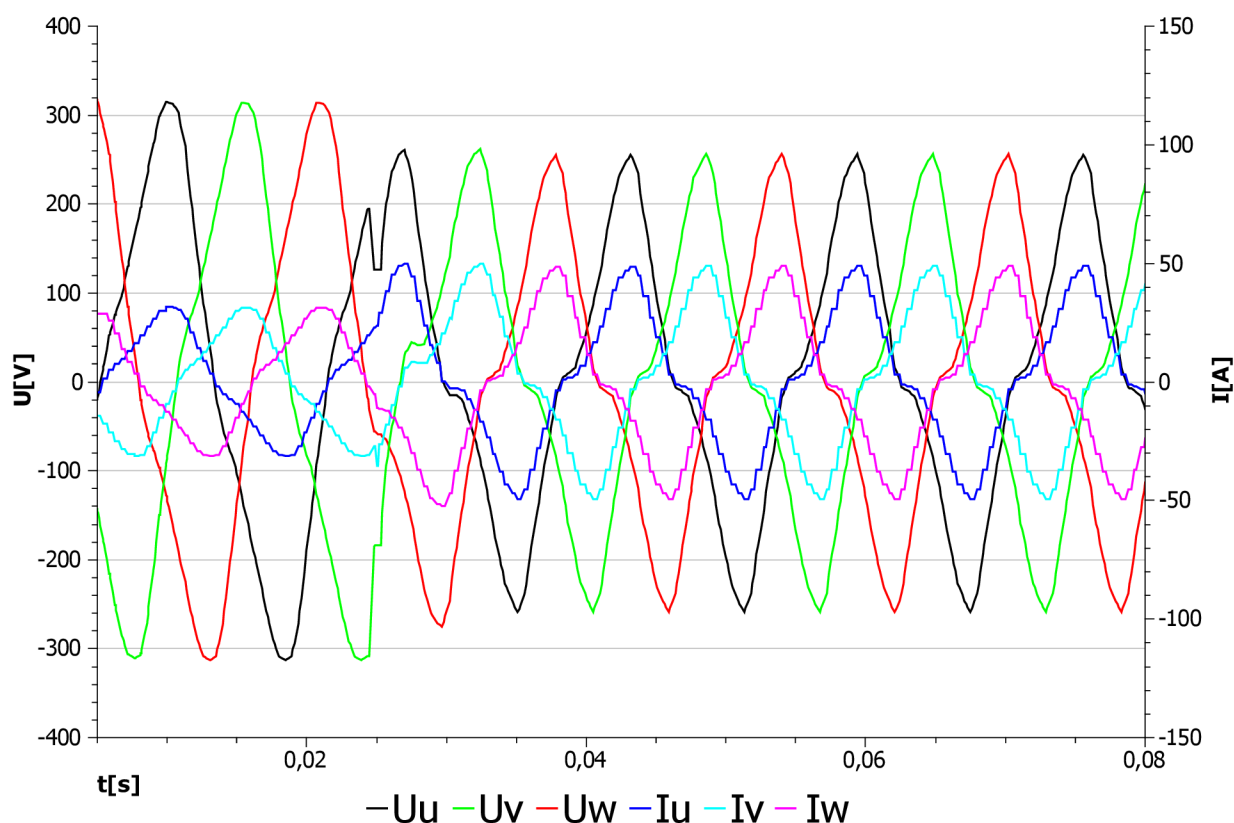
Obr. č. 41 Prepočet  $U_m$  pre implementáciu reakcie kotvy

Schéma magnetického ekvivalentného obvodu zo svojej podstaty neumožňuje potrebné „otáčanie rotora“. Z tohto dôvodu sme vložili do obvodu napät'ové zdroje, ktorých funkcia v podstate simuluje „rotáciu“ vinutia priamo v rotore. Výstupné napätia použitých snímačov predstavujú priamo magnetické napätia, prepočítané na počet závitov a slúžia ako vstupy pre nižšie zobrazené napät'ové zdroje.



Obr. č. 42 Umiestnenie napät'ových zdrojov medzi statorové JHO a zubovú vrstvu pre jednu fázu.

V predošlej kapitole spomenutá komplikovanosť implementácie reakcie kotvy z dôvodu rozloženia vinutia jednej fázy do statorových drážok sa prejavila pri samotnom vkladaní napäťových zdrojov, obr. č. 42. Náhradný magnetický obvod obsahuje celkom 72 vetiev, do ktorých je potrebné umiestniť zodpovedajúce množstvo zdrojov, nakoľko z charakteru vinutia nie je možné obvod zjednodušovať. Vysoký počet napäťových zdrojov znamenal značnú záťaž na výpočtový výkon. Inicializácia simulačnej sekvencie pri použití procesora AMD Turion 1,6 GHz trvala 30 minút. Samotný výpočet priebehov napätí trval 15 minút, kde sa prejavila ako nevýhodná vlastnosť programu PSpice nemožnosť nastavenia kroku derivácie.



Obr. č. 43 Priebeh indukovaných napätí jednotlivých fáz pri odporovej záťaži.

Z grafu, zobrazenom na obrázku vyššie, môžeme následne sledovať vypočítané priebehy odoberaných prúdov v jednotlivých fázach. Charakter záťaže sme zvolili čisto odporový, čo zodpovedá nulovému fázovému posuvu medzi fázovými prúdmi a napätiami. V čase 0,025s sme zvýšili záťaž vo všetkých fázach symetricky. V tomto čase je viditeľný prechodový jav a z priebehov je zreteľne vidieť pokles indukovaného napätia a zmena tvaru jeho priebehu.

Z charakteru modelu je možné následne simulovať ovplyvňovanie indukovaných napätí pri nesymetrickom zaťažení, respektíve výpadku jednej fázy. Ďalšie priebehy sú umiestnené v obrazovej prílohe.

## 5 ZÁVER

Priebeh tvorby modelu môžeme rozdeliť na dve polovice. V prvej polovici práce sme sa venovali možnostiam analýzy magnetického obvodu synchronného generátora. Tu sa ukázalo ako užitočné zjednodušenie modelu pomocou carterovho činiteľa vďaka ktorému sme schopní určiť celkový magnetický tok, tečúci pólom pri zadanom buzení. Tento parameter môže slúžiť pre vhodnú voľbu hustoty delenia vzduchovej medzery na homogénne celky, nakoľko suma čiastkových magnetických tokov sa má blížiť celkovému toku pólov rotora. V našom prípade sme však výsledky, dosiahnuté výpočtom pomocou náhradných obvodov, vzťahovali k modelu, vytvorenému metódou konečných prvkov.

Ako jednoduchšiu hodnotíme tvorbu modelu v programe FEMM, vďaka možnosti importu *.dxf* výkresu. V práci sme popísali tvorbu náhradného obvodu, ktorá sa ukázala ako časovo náročná, kvôli potrebe vhodne zvoliť rozdelenie na homogénne oblasti, obzvlášť pri obvode kotvy. Tvorba statorovej časti bola naopak nenáročná. Pre tento fakt ju v práci popisujeme ako všeobecné riešenie, aplikovateľné aj na iné typy točivých strojov s možnosťou automatizácie výpočtu parametrov náhradného obvodu. Z hľadiska zvoleného riešiteľského softvéru, konkrétne programu PSpice, sme v práci ukázali možnosť implementácie nelinearity magnetizačnej charakteristiky. Ako výhodu použitia metódy MEEC môžeme hodnotiť možnosť znižovať počet segmentov modelovaním výseku stroja, nakoľko na identifikáciu magnetickej indukcie nám postačoval model v rozsahu 0-180°, čo v programe FEMM pri zahrnutí reakcie kotvy nie je vhodné.

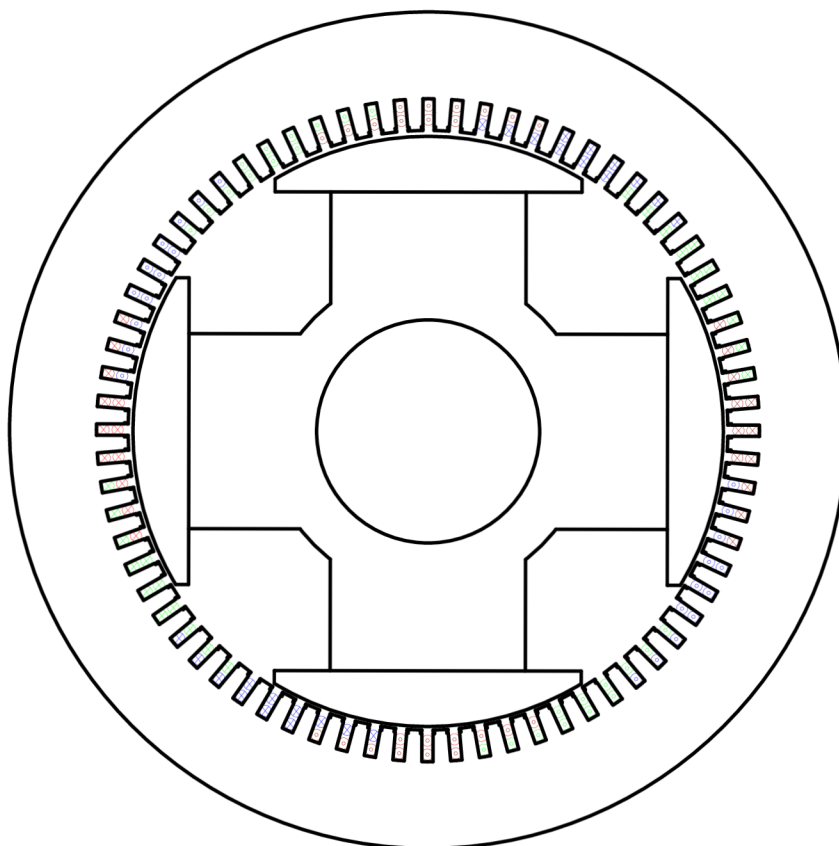
V druhej polovici práce sme sa venovali tvorbe napäťového zdroja, ktorého výstupné napätie je závislé na snímaných parametroch náhradného magnetického obvodu. Vychádzali sme z predpokladu využitia schopnosti programu PSpice riešiť prechodové deje analógových súčiastok a tým určiť priebehy prúdov v záťaži. Tvorbe zdroja predchádzala analýza priebehu spriahnutého magnetického toku jedným závitom vinutia naprázdno pri otáčaní rotora. Tento priebeh sme získali použitím LUA skriptu v programe FEMM. Tu sa ako nevýhoda prejavila skutočnosť, že sieť, deliaca model na homogénne oblasti, bola pri každom pootočení rotora programom FEMM prepočítaná. Z hľadiska stálosti geometrických rozmerov motora je táto vlastnosť pre našu aplikáciu nežiaduca. Pre tento fakt hodnotíme ako výhodnú vlastnosť stálej siete pri metóde MEEC, pri ktorej program PSpice vypočítal priebeh spriahnutého toku cez závit cievky rýchlejšie.

Pri aplikácii reakcie kotvy do ekvivalentného obvodu sa z dôvodu rozprestretia závitov vinutia v rotore ukázalo ako nevhodné použitie programu PSpice. Pri tvorbe schémy bolo použitých celkovo 250000 súčiastok, čo sa prejavilo na vysokom inicializačnom čase výpočtu až 30 minút. Ako nevýhodná sa ukázala tiež nemožnosť meniť krok výpočtu. Ako výhodu hodnotíme fakt, že dynamický model bolo možné vytvoriť bez potreby identifikácie indukčností jednotlivých fáz vinutia. Metóda MEEC sa ukázala ako aplikovateľná na tento typ stroja, avšak s odporúčaním použitia iného riešiteľského programového vybavenia.

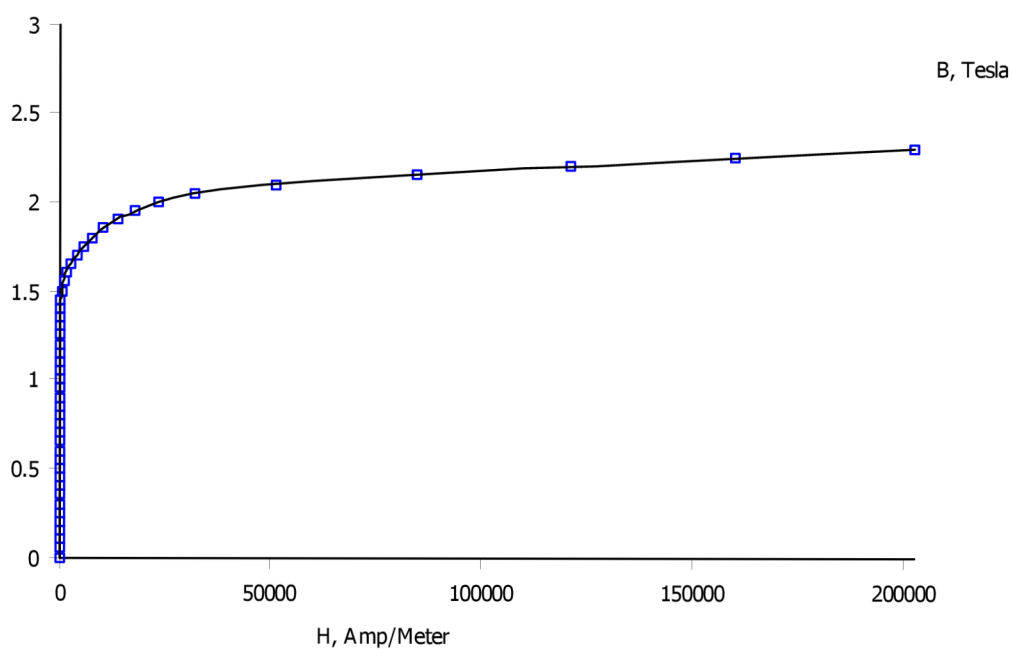
## 6 LITERATÚRA

- [1] Heller, B., Hamata, V.: *Přídavná pole, síly a ztráty v asynchronním stroji*, Československá akademie věd, Praha, 1961.
- [2] Cibulka, T., Ondrůšek, Č.: *Magnetic grooves of electrical rotary machines I.*, VUT Brno, FEKT, Ústav výkonové elektroniky a elektrotechniky, 2006.
- [3] Andriollo, M., Bertinocelli, T., Gerlando Di, A.: *A magnetic network approach to the transient analysis of synchronous machines*, Politecnico di Milano, Milano.
- [4] Ovacik, L., Alkan, S., Kemence, B.: *A method for time-domain analysis of permanent-magnet brushless motors using permeance network approach*, Istanbul Technical University, 2006.
- [5] Kuznetsov, V.A., Brochet, P.: *A general numerical modeling of electromagnetic process in electromechanical systems*.
- [6] Nakamura, K., Kimura, K., Ichinokura, O.: *Electromagnetic and motion-coupled analysis for switched reluctance motor based on reluctance network analysis*, Tohoku University, Japan, 2004.
- [7] Patočka, M.: *Vybrané statě z výkonové elektroniky svazek IV*, VUT Brno, 2008.
- [8] Nedjar, B., Hlioui, S., Vido, L., Gabsi, M., Amara, Y., Miraoui, A.: *Magnetic Equivalent Circuit applied to a unipolar PMSM*, XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, Rome, 2010.
- [9] Dajaku, G., Gerling, D.: *Determination of Air-Gap Flux Density due to Magnets using the New Analytical Model*, XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, Rome, 2010.
- [10] Goto, H., Ichinokura, O.: *A New Analytical Model of IPM Motor based on Magnetic Reluctance Matrix*, XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, Rome, 2010.
- [11] Cheng, S., Wang, N., Arnold, P., D.: *Modeling of magnetic vibrational energy harvesters using equivalent circuit representation*, Journal of micromechanics and microengineering, IOP publishing, 2007.

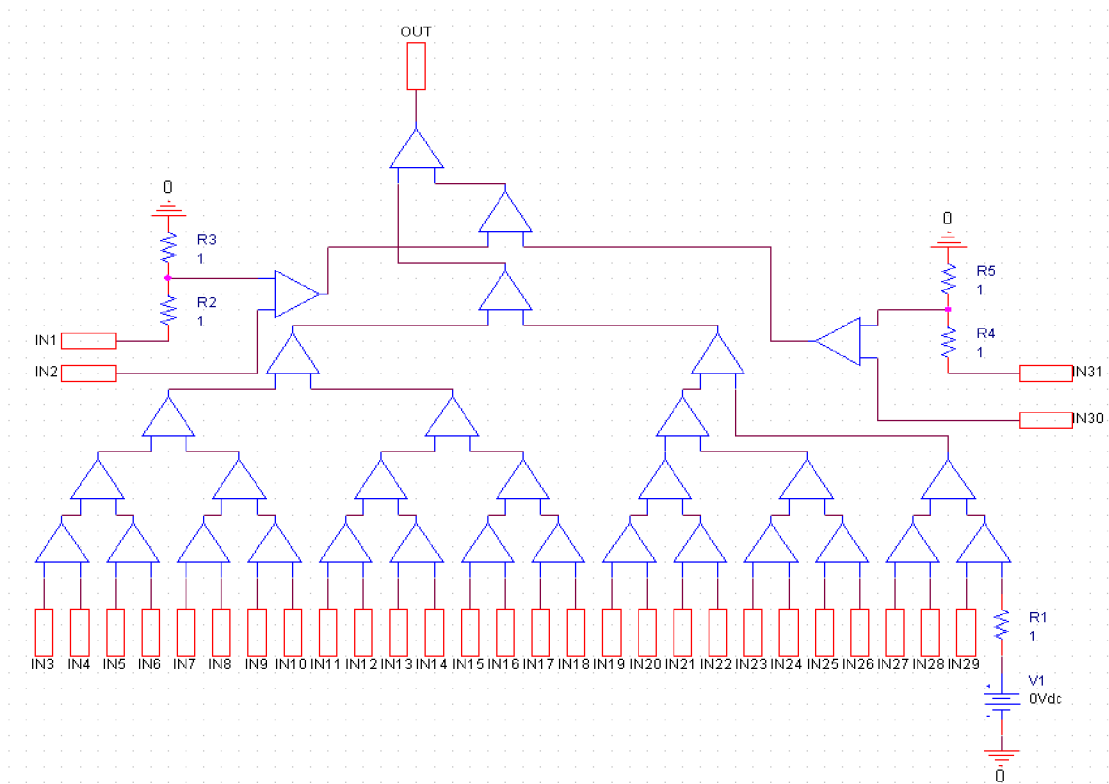
## 7 PRÍLOHY



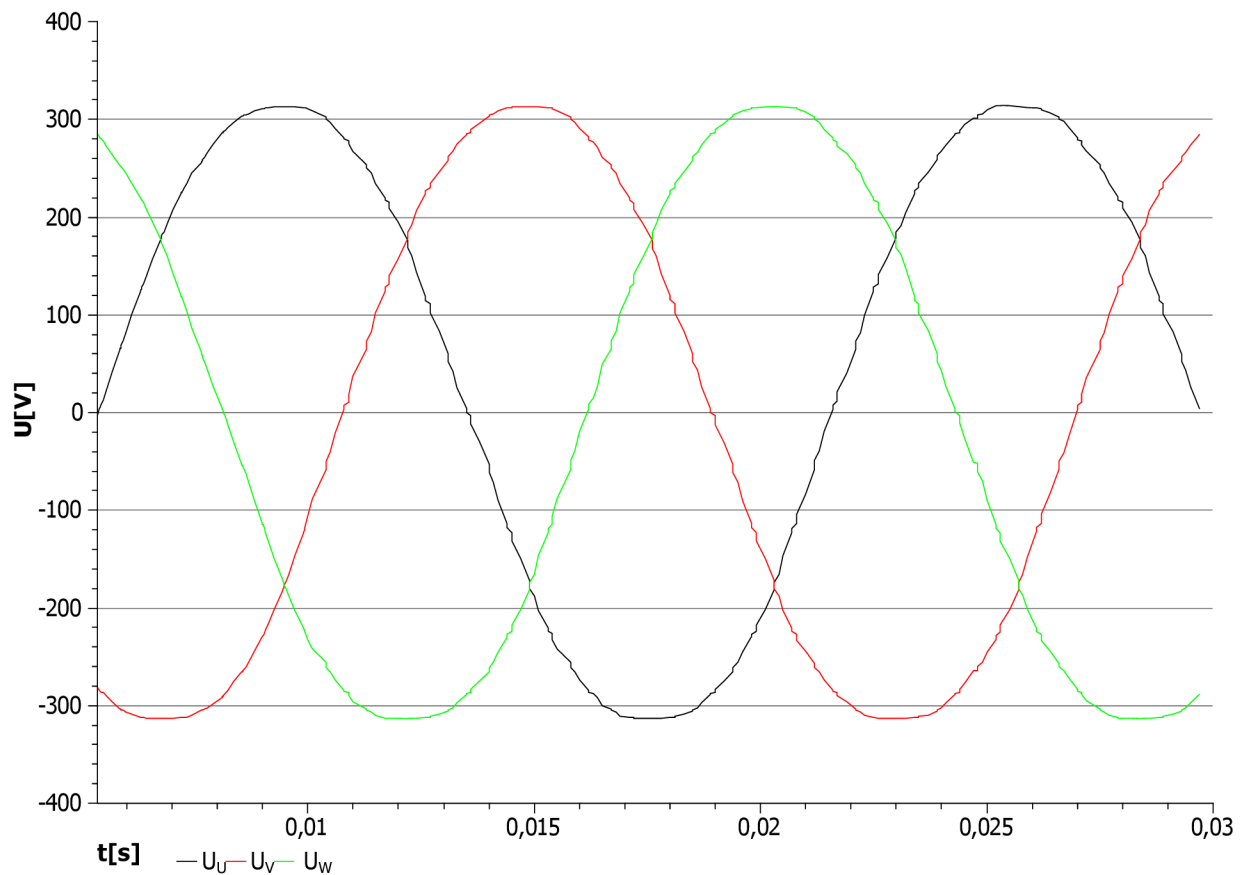
Obr. č. 44 Rozloženie vinutia



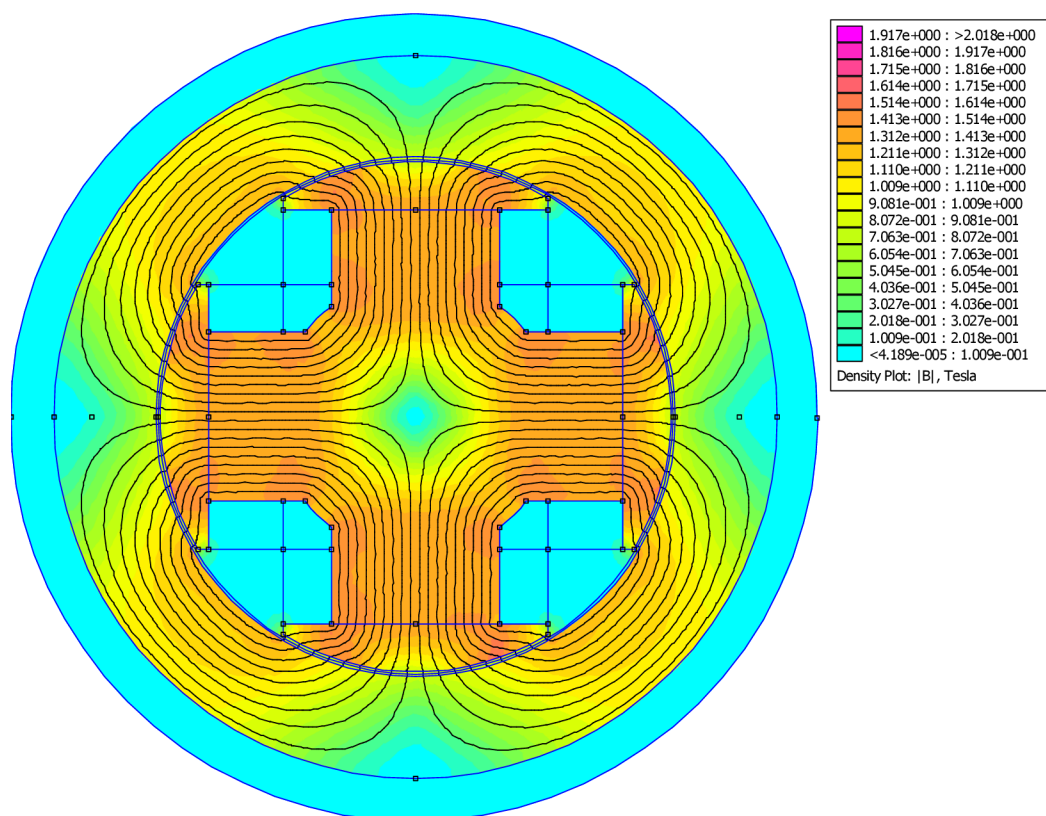
Obr. č. 45 Magnetizačná charakteristika použitého plechu



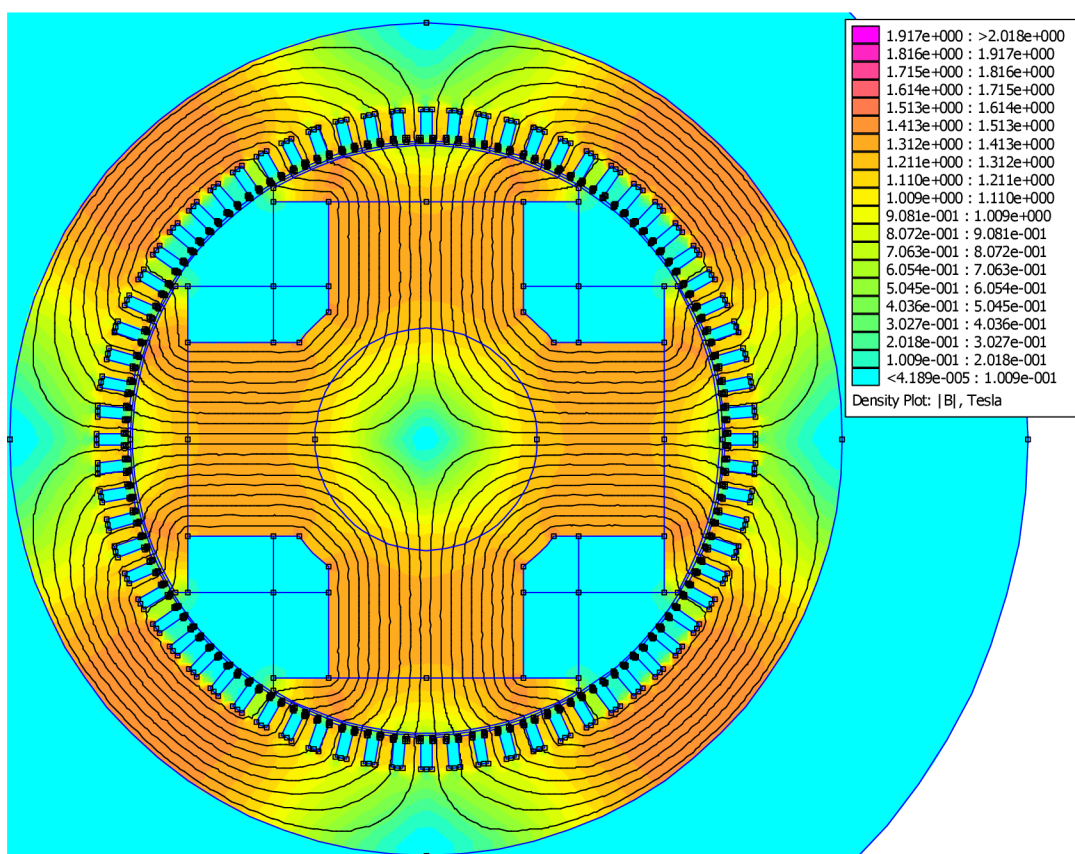
Obr. č. 46 Schéma sumačného bloku.



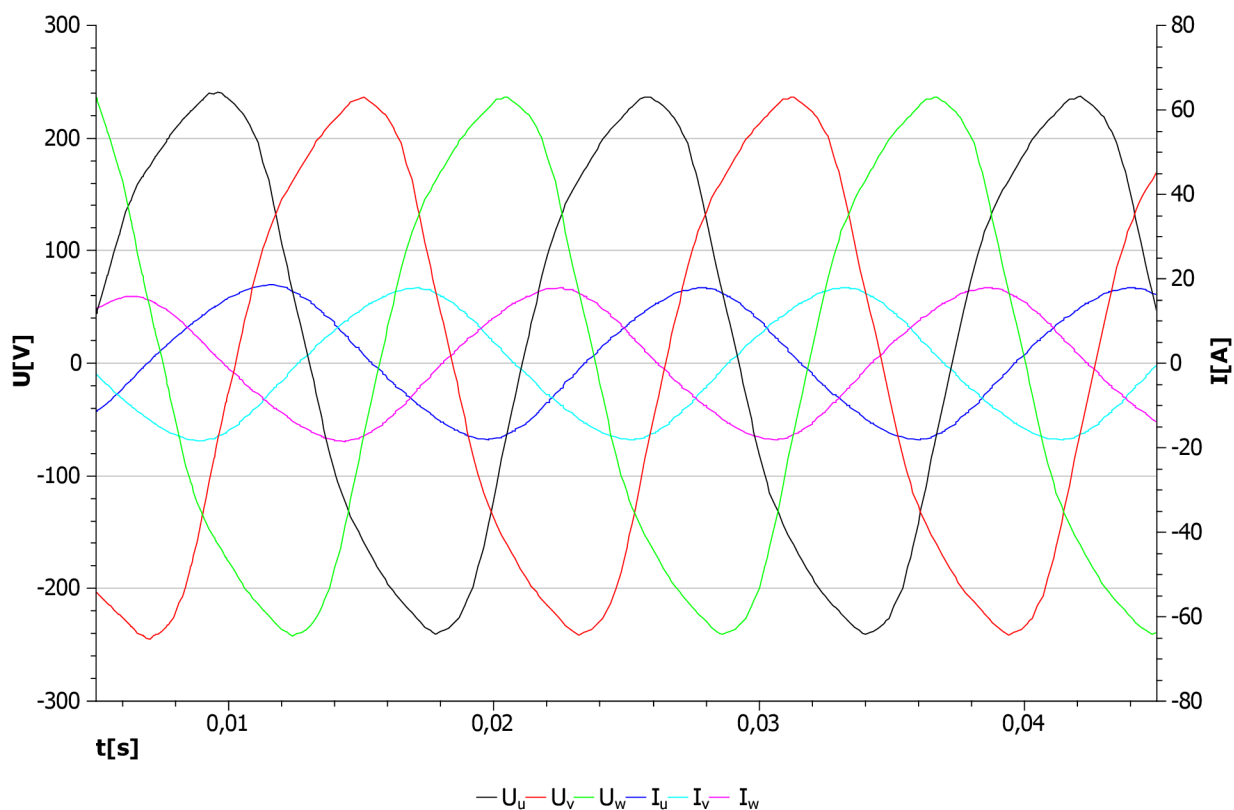
Obr. č. 47 priebeh  $U_i$  všetkých fáz naprázdno.



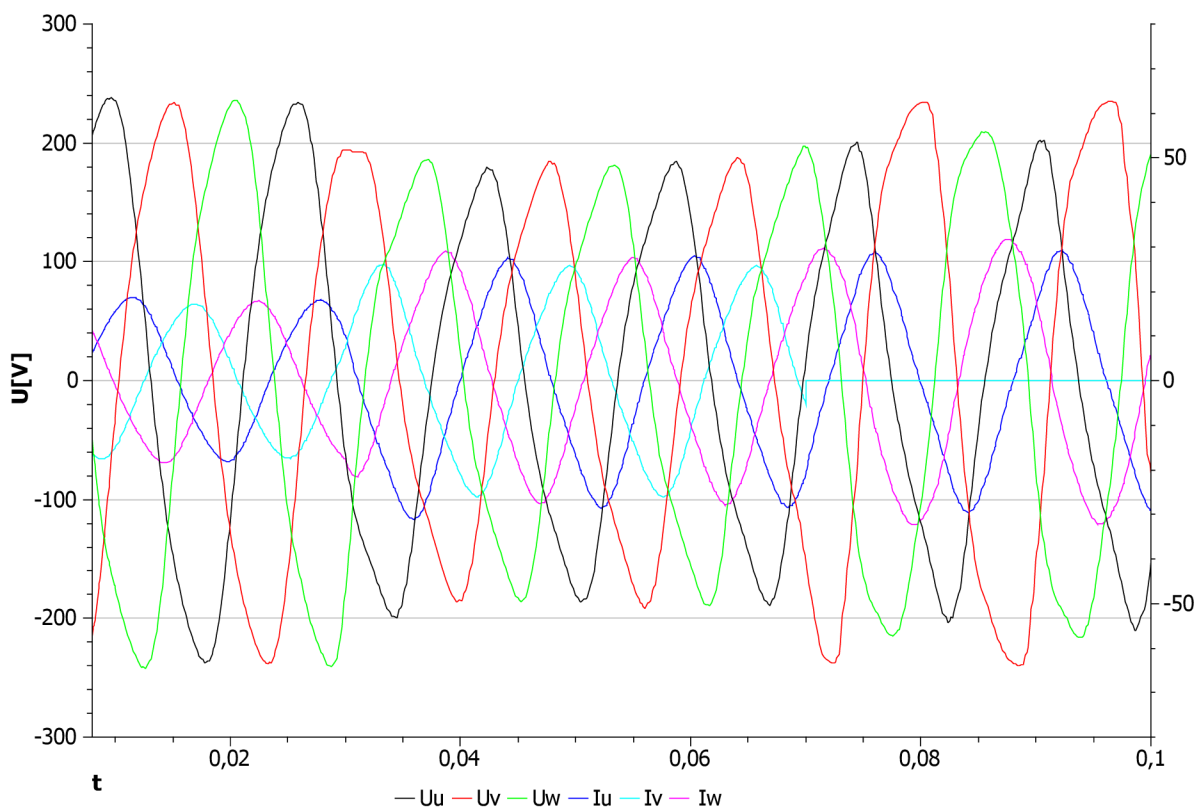
Obr. č. 48 Rozloženie magnetickej indukcie pri uvažovanom zväčšení vzduchovej medzery a zanedbania drážkovania



Obr. č. 49 Rozloženie magnetickej indukcie pri uvažovaní drážkovania.



Obr. č. 50 Priebehy napätí a prúdov pri induktívnej záťaži  $\cos\varphi = 0,8$ .



Obr. č. 51 Priebeh  $U_i$  pri konštantnom buzení, v čase  $t=0,02$  zvýšená symetricky záťaž, v čase  $t=0,07$  výpadok fázy  $V$