

UNIVERZITET U BEOGRADU
ELEKTROTEHNI^KI FAKULTET

PRO[IRENJE EKSPLOATACIONE KARAKTERISTIKE
POGONA SA PREKIDA^KIM RELUKTANTNIM MOTOROM
PRIMJENOM NESIMETRI^NE KONFIGURACIJE MOTORA I
POGONSKOG PRETVARA^A

- DOKTORSKA DISERTACIJA -

Mr Vladan Vuji~i}

BEOGRAD, MAJ 2000.

ABSTRACT

This Ph.D. dissertation deals with the possibility of enlarging the exploiting characteristics of the switched reluctance motor (SRM) by applying the original asymmetric topology of the motor and the asymmetric power converter as well. Due to the complexity of the problem and also to the necessity of examining the great number of variations of the motor parameters, computer simulation has been used in the designing process. The simulation is based on the previously developed, quick and precise SRM model. The proposed model can be equally used for design both asymmetric and symmetric configuration of the SRM drive, and its applicability has been proved by the experiment done on 6/4 three-phase motor.

This paper studies the design of the two types of asymmetric configurations. The first one has asymmetric number of turns per phase, and the other one, beside asymmetry in number of turns, has the unequal widths of stator poles. It has been shown that these configurations allow, to some extent, shaping of the exploiting characteristics of the motor with fixed external dimensions, without affecting the VA characteristics of the power converter. Also, it has been shown that it is possible to design asymmetric SRM drive which, if optimal control is provided, realizes wide range of constant power, much longer than the range of corresponding symmetric drive, with the same output power.

SADR@AJ

1. Uvod	1
2. Osobine SRM-a i projektni izazovi	6
2.1. Osnovne informacije o SRM-u	6
2.2. Projektovanje SRM-a	7
2.2.1. Broj polova rotora i statora i broj faza	7
2.2.2. Mehani-ka i termi-ka razmatranja	8
2.2.3. Talasnost momenta, buka i vibracije	9
2.3. Zaklju-ak	10
3. Principi konverzije energije SRM-a	11
3.1. Osnovni princip rada SRM-a	11
3.2. Odre ivanje trenutne vrijednosti momenta SRM-a	12
3.2.1. Izvo enje osnovnih jedna-ina pomo}u principa odr`anja energije.....	13
3.2.2. Izvo enje osnovnih jedna-ina pomo}u varijacionih principa	15
3.3. Zaklju-ak	17
4. Kontrola SRM-a.....	18
4.1. Kontrolne karakteristike SRM-a	18
4.2. Algoritmi za upravljanje SRM-om	20
4.3. Zahtjevi za senzorom pozicije SRM-a	24
4.4. Primjeri industrijske realizacije SRM kontrolera	26
4.5. Topologije pogonskih pretvara-a za kontrolu SRM-a	26
4.5.1. Klasi-ni pretvara-.....	27
4.5.2. Pretvara- za motor sa bifilarnim namotajima.....	28
4.5.3. Pretvara- sa "split" kondenzatorom.....	29
4.5.4. Miller-ovo kolo	29
4.5.5. C-dump pretvara-	30
4.5.6. Buck boost pretvara-	31
4.5.7. Sood-ov pretvara-	32
4.6. Zaklju-ak	32
5. Mogu}nosti pro{irenja opsega konstantne snage pogona sa SRM-om primjenom nesimetri-ne konfiguracije	34
5.1. Potreba za {irokim opsegom konstantne snage.....	34
5.2. Veza izme u konstrukcije SRM-a i njegovih izlaznih karakteristika.....	34
5.3. Nesimetri-ni SRM pogoni {irokog opsega konstantne snage.....	43
5.3.1. Konfiguracija sa nejednakim brojem navojaka po fazi motora	43
5.3.2. Konfiguracija sa nejednakom {irinom polova statora motora	44
5.4. Zaklju-ak	44

6. Nelinearni modeli za simulaciono utvrđivanje karakteristika SRM-a i razvoj pogodnog modela za projektovanje nesimetri-nog SRM pogona.....	46
6.1. Brzi modeli pogodni za projektovanje SRM-a.....	47
6.1.1. Analiti-ki model sa više vazdušnih putanja fluksa	47
6.1.2. Radun-ov analiti-ki model SRM-a.....	51
6.1.3. Miller-ov model.....	54
6.2. Razvoj pogodnog modela za projektovanje nesimetri-nog SRM pogona...	61
6.2.1. Potreba za razvojem novog modela.....	61
6.2.2. Razvoj osnovnih jedna-ina modela	61
6.2.3. Predstavljanje B-H krive, ra-unanje fluksa i struje	69
6.2.4. Ra-unanje elektromagnetnog momenta.....	73
6.2.5. Kratak osvrt na tok simulacije.....	74
6.3. Rezultati simulacije.....	76
6.3.1. Rezultati simulacije za Motor I na bazi Miller-ovog modela i novog modela.....	76
6.3.2. Rezultati simulacije za Motor II na bazi Miller-ovog modela i novog modela.....	84
6.3.3. Zaključci na osnovu rezultata simulacije	91
6.4. Poboljšanja novog modela.....	93
6.4.1. Poboljšanje talasnog oblika momenta i povećanje ta-nosti novog modela korekcijom funkcije $S_{\text{oek}}(\theta, \Psi=0)$	93
6.4.2. Poboljšanje modela povećanjem ta-nosti u predstavljanju reluktanse R_{fe}	96
6.4.3. Uklju-enje međusobnog uticaja istovremeno pobuđenih faza	98
6.4.4. Rezultati simulacije.....	103
6.4.5. Eksperimentalni rezultati	104
6.5. Zaključak	106
7. Upotreba razvijenog modela u projektovanju nesimetri-ne konfiguracije SRM pogona.....	108
7.1. Poređenje simetri-nog i nesimetri-nog pogona sa nejednakim brojem navojaka po fazama motora	109
7.1.1. Dobijanje $M-\omega$ karakteristika referentnog simetri-nog motora	109
7.1.2. Dobijanje $M-\omega$ karakteristike nesimetri-nog motora	111
7.1.3. Određivanje optimalne nesimetri-ne konfiguracije.....	117
7.2. Poređenje simetri-nog i nesimetri-nog pogona sa nejednakom širinom polova statora motora.....	121
7.2.1. Slučaj kada sve faze nesimetri-nog motora imaju isti broj navojaka	123
7.2.2. Slučaj kada faze nesimetri-nog motora imaju nejednak broj navojaka	127
7.3. Zaključak	132
8. Zaključak	134
8.1. Pregled rezultata rada.....	134
8.2. Nedostaci i ograničenja	135
8.3. Smjernice i predlozi za dalji rad.....	136
DODATAK A.....	137

A.1. Pribli`ni postupak za ra-unanje momenta na bazi razvijenog modela SRM-a	137
DODATAK B	143
B.1. Eksperimentalno utvr ivanje stati-kih Ψ -i zavisnosti SRM-a.....	143
B.2. Eksperimentalno utvr ivanje stati-kih $M-\theta$ karakteristika SRM-a	146
DODATAK C	148
C.1. Listing Matlab programa baziranog na Miller-ovom modelu SRM-a.....	148
C.2. Listing Matlab programa baziranog na razvijenom modelu SRM-a	153
Literatura	160

1. Uvod

Ovaj rad, naslova: "Pro{irenje eksploatacione karakteristike pogona sa prekida-kim reluktantnim motorom primjenom nesimetri-ne konfiguracije motora i pogonskog pretvara-a", bavi se mogu}nostima pro{irenja opsega konstantne snage pogona sa prekida-kim reluktantnim motorom (*Switched reluctance motor*) primjenom nesimetri-ne konfiguracije motora i pridru`enog mu pogonskog pretvara-a. Rad }e ponuditi matemati-ki model ovog motora pogodan za kori{}enje u fazi projektovanja nesimetri-nog pogona. Tako|e }e biti ponu|ena konkretna re{enja vezana za nesimetri-nu konfiguraciju i dati relevantni rezultati koji ukazuju da se njenom primjenom eksploatacione karakteristike pogona mogu zna-ajno pro{iriti.

Prva razmatranja vezana za prekida-ki reluktantni motor (SRM) javljaju se ve} u 19. vijeku, dok tek 60-70 - tih godina 20. vijeka prof. Ilija Obradovi} skre}e zna-ajnu pa`nju stru-ne javnosti na ovu vrstu motora. Ubrzo se pojavljuje veliki broj istra`ivanja u ovoj oblasti, me|u kojima su najzna-ajnija sprovedi: P. J. Lawerson [1], [2], J. M. Stephenson [2]-[4], J. ^orda [2]-[5], H. Baush [6], [7], J. V. Byrne [8] i dr.

Zbog karakteristika pogona sa SRM-om, kao i zbog sve ve}e potrebe za sistemima u kojima je mogu}e pode{avati brzinu i vr{iti servo kontrolu, javlja se veliki broj primjena pogona sa SRM-om. Neke od oblasti primjene pogona sa SRM-om su [9], [10]:

- industrijske aplikacije koje zahtijevaju kontrolu brzine i pozicioniranje sa funkcijama kao {to su start, stop, mijenjanje smjera, blokiranje i sl.
- u automobilskoj industriji, gdje se javlja potreba za elektri-nim motorima koji nijesu podlo`ni kvarovima,
- u doma}instvima zbog potrebe za pogonom kod kojeg je mogu}e regulisati brzinu i obezbijediti servo kretanje (npr. u ve{ ma{inama, usisiva-ima, fri`iderima, toplotnim pumpama, fenovima, procesorima hrane),
- u robotici gdje pogon sa SRM-om nudi preciznu kontrolu kretanja pri visokom momentu i maloj brzini elimini{u}i prenosnike,
- u ma{inskim alatima (zbog mogu}nosti postizanja visokih brzina i mogu}nosti regulacije brzine),
- u tekstilnoj industriji (potrebna promjenljiva brzina i servo kretanje),
- u avionskoj industriji, gdje dolaze do izra`aja smanjene dimenzije pogona, mogu}nost postizanja velikih brzina, nepostojanje magnetna, mogu}nost rada pri visokim i niskim temperaturama i sli-no.
- u elektronskim ure|ajima (pogon flopi i hard diska; pogon laserskog diska u {tampa-ima, kopir aparatima i faks ma{inama itd.).

Ovako zna-ajna primjena SRM-a je svakako posledica njegovih zna-ajnih prednosti u odnosu na druge vrste motora. Primarne prednosti pogona sa SRM-om

su [9], [10]:

- rotor ne sadrži namotaje niti stalne magnete,
- koristi se elektronski komutator, a ne mehanički (sa četkicama),
- robusna, prosta mašina, jednostavna za izradu,
- motor može da radi u širokom temperaturnom rangu bez degradacije u performansama (zahvaljujući nepostojanja magneta),
- visoka efikasnost motora i pretvarača,
- velika specifična izlazna snaga u odnosu na masu i zapreminu.

Za razliku od primarnih prednosti pogona sa SRM-om koje su same po sebi evidentne, postoje i sekundarne prednosti koje važe samo za konkretne aplikacije kod kojih se one mogu iskoristiti. To su:

- velike mogućnosti u pogledu brzine [10] - [12],
- visok startni momenat [10], [13],
- broj poluprovodničkih prekidača je isti ili manji nego kod pogona sa naizmeničnim motorom i istim brojem faza [9], [14], [15],
- veliki odnos momenat - inercija, što omogućava dobro ubrzanje i reversne karakteristike [10], [16], [17],
- moguće obezbijediti visok nivo tolerantnosti na pogrešna stanja u sistemu [18] - [21],
- radne karakteristike mogu biti lako programirane [9], [22], [23] i dr.

Nasuprot pozitivnim osobinama pogon sa SRM-om ima i niz negativnih osobina koje, u značajnoj mjeri, ograničavaju njegovu primjenu. Slijede neke od najznačajnijih negativnih osobina, zajedno sa pregledom literature koja se bavi prevazilaženjem problema koje one stvaraju:

- nemogućnost rada direktno iz naizmjenične mreže, već je neophodna upotreba neke vrste pretvarača i kontrolera [9], [10],
- veliki nivo buke proporcionalan brzini obrtanja [24] - [27],
- relativno velika talasnost momenta [28] - [31],
- zavisnost momenat - brzina je jako nelinearna [9], [32],
- potreban je jako mali vazdušni procjep radi postizanja visokog odnosa momenta i zapremine [9], [10], [33],
- neophodna je informacija o položaju rotora za ostvarivanje komutacije [34] - [46].

Glavne oblasti primjene SRM-a su električna vuča i oblast kućnih aparata, gdje je od neobičajne važnosti široka oblast rada u režimu konstantne snage. U ovoj oblasti značajno zavisi od izbora geometrije motora, tipa pogonskog pretvarača i prefinjenosti primijenjene kontrole. Istrazivanja izložena u [33] ukazuju da većini opseg konstantne snage ostvaruju pogoni kod kojih se koriste motori sa manjim brojem faza i manjim brojem i polovima. S druge strane, brojni su napori usmjereni ka pronalasku novih topologija pretvarača [14], [15], [47] - [51] koje omogućavaju efikasniju elektromehaničku konverziju. Međutim, iako se na taj način može obezbijediti proširenje eksploatacione karakteristike pogona, primjena

ovih topologija je otežana, najviše zbog pojedinih nedostataka i ograničenja ili značajnijih resursa koje one zahtijevaju [15], [52].

Razvoj elektronike omogućio je ostvarivanje znatno savršenije kontrole SRM-a. Na taj način, razvojem raznovrsnih tehnika kontrole [32], [53] - [59] moguće je maksimalno iskoristiti mogućnosti motora i pretvarača. S druge strane, primjenom kontrole koja maksimizira izlazne karakteristike pogona, snaga koju razvija pogon je nelinearna funkcija brzine, na čitavom svom dijelu [17]. Ovo znači da se opseg konstantne snage može ostvariti jedino na račun neiskorištenja maksimalnih potencijala pogona u tom opsegu brzine.

U ovoj disertaciji biće razmotren pristup projektovanju takvog nesimetričnog SRM pogona koji će, uz korištenje kontrole koja maksimizira njegove izlazne karakteristike, prirodno ostvarivati opseg konstantne snage. Ostvarivanjem tog cilja, može se očekivati da će nesimetrični pogon imati nešto širi opseg konstantne snage u odnosu na odgovarajući simetrični pogon. U radu će, takođe, biti razmotrena mogućnost projektovanja pogona koji ostvaruje takvu izlaznu karakteristiku koja najbolje odgovara konkretnoj aplikaciji. U tom cilju, neophodno je analitički projektovati originalnu nesimetričnu topologiju motora i pretvarača na način koji, uz optimalnu kontrolu, obezbjeđuje maksimiziranje unaprijed određenog kriterijuma performanse definisanog na dijagramu eksploatacionih karakteristika. Pretpostavka za ovakav pristup projektovanju je mogućnost da se unaprijed predvide i simuliraju statičke i dinamičke osobine motora i pretvarača, što podrazumijeva korištenje odgovarajućeg matematičkog modela.

Iako SRM spada u grupu najjednostavnijih motora, određivanje njegovih performansi je veoma teško zbog jako nelinearne veze između struje i momenta motora [2]. Nelinearnost je posledica činjenice da polje, u normalnom režimu rada motora, zalazi duboko u oblast zasićenja, kao i postojanja lokalnih saturacija u predjelima polova rotora i statora, u slučaju njihovog djelimičnog preklapanja. Principi elektromehaničke konverzije pokazuju da se precizno računanje momenta može ostvariti utvrđivanjem veze između fluksa, struje i položaja rotora motora. Zbog toga je najveći broj postojećih modela baziran na unaprijed utvrđenim magnetizirajućim (fluks - struja) zavisnostima pojedinih položaja rotora [60] - [62]. Zahtijevane magnetizirajuće karakteristike mogu biti dobijene mjerenjem na postojećem motoru ili utvrđene uz pomoć dovoljno preciznog numeričkog postupka računanja, kao što je metoda konačnih elemenata [63]-[66]. Ovakvi modeli, međutim, nijesu pogodni za projektovanje SRM-a, jer je potrebno veliko vrijeme za izračunavanje magnetizirajućih krivih za samo jednu varijaciju geometrije motora. Zbog toga se, u novije vrijeme, pojavljuju modeli koji obezbjeđuju utvrđivanje performansi motora na bazi iskustvenih relacija [67], [68] ili na bazi relacija dobijenih na osnovu magnetne teorije uz uvođenje niza pojednostavljenja [33], [69]. Ovi modeli najviše uzimaju u obzir nelinearnost, ali se kod njih javljaju problemi uglavnom vezani za nedovoljnu tačnost i nemogućnost dobijanja dinamičkih rezultata. Stoga je jedan od glavnih zadataka ovog rada razvoj dovoljno preciznog dinamičkog modela SRM-a koji uvažava

prelazne procese u elektri-nom i mehani-kom podsistemu pogona i uzima u obzir nelinaernost magnetnog materijala uz prostornu raspodjelu zasi}enja. Model mora biti takav da trajanje simulacija nije predugo, da se ne bi ugrozila njegova upotrebljivost, a po`eljno je da njegovi ulazni parametri budu samo geometrijske dimenzije motora, kako bi se obezbijedilo brzo i jednostavno analiziranje raznih nesimetri-nih konfiguracija.

Da bi se omogu}ilo ostvarenje postavljenog zadatka neophodno je razviti odgovaraju}i softverski alat zasnovan na razvijenom modelu koji }e u sebi uklju-ivati pogonski pretvara- i njegovu kontrolu. Valjanost razvijenog modela mora biti eksperimentalno verifikovana kako bi se, u fazi projektovanja nesimetri-nog SRM pogona, obezbijedila sigurnost rezultata i utvrdila vrijednost predlo`enog pristupa za pro{irenje eksploatacionih karakteristika motora. Krajnji cilj je da se, kori{enjem pouzdanog softversog alata, simulacijom do|e do potrebnih rezultata za utvr|ivanje optimalne nesimetri-ne konfiguracije SRM pogona koja u najboljoj mjeri podr`ava postavljene eksploatacione zahtjeve. Optimizaciju je potrebno izvr{iti u pogledu utvr|ivanja odnosa unutra{njih dimenzija motora, u pogledu konfiguracije pretvara-a kao i u pogledu primijenjene kontrole. Na kraju, ostvarene karakteristike nesimetri-nog pogona potrebno je porediti sa karakteristikama adekvatnog simetri-nog pogona, u cilju dono{enja kona-nog zaklju-ka o smislu uvo|enja nesimetri-ne konfiguracije.

U slede}oj glavi ovog rada date su osnovne informacije o SRM-u i ukazano je na pote{ko}e koje se javljaju u fazi projektovanja motora, kao {to su problemi termi-ke prirode, problem talasnosti momenta i problem pove}ane buke i vibracija. Opisani su, tako|e, i neki od postoje}ih na-ina za prevazila`enje ovih problema.

U tre}oj glavi obja{njen je osnovni princip rada SRM-a i ukazano na slo`enost procesa elektromehani-ke konverzije usled nelinearnih karakteristika motora. Izvedene su osnovne jedna-ine za odre|ivanje trenutne vrijednosti momenta SRM-a i formulisana njegova dinami-ka jedna-ina kretanja. Zbog nedovoljne zastupljenosti ovog problema u literaturi jedna-ine su izvedene na dva na-ina i to: na osnovu principa odr`anja energije i na osnovu varijacionih principa.

^etvrta glava bavi se problemom kontrole SRM-a. Opisane su kontrolne karakteristike SRM-a i dati neki od osnovnih algoritama upravljanja. Tako|e su razmotrene i osnovne topologije pogonskog pretvara-a.

U petoj glavi ustanovljena je veza izme|u geometrije i pojedinih parametara motora sa opsegom konstantne snage. Na osnovu toga utvr|eno je da su pogodne nesimetri-ne konfiguracije motora one koje imaju nesimetri-no raspore|en broj navojaka i nesimetri-no raspore|enu {irinu polova statora po fazama motora. Ukazano je, tako|e, na neophodne osobine koje bi trebalo da posjeduje matemati-ki model motora kako bi se, u tom pravcu, omogu}ilo sprovo|enje preciznijih istra`ivanja.

Nakon ove, slijedi glava u kojoj su opisani neki od poznatijih modela SRM-a, zajedno se razvijenim modelom koji zadovoljava postavljene zahtjeve. U cilju verifikacije razvijenog modela izvršeno je poređenje rezultata simulacije dobijenih na bazi razvijenog modela sa rezultatima dobijenim na bazi jednog od poznatijih modela. Tako je izvršeno poređenje rezultata simulacije sa eksperimentalnim rezultatima.

Na kraju, u sedmoj glavi, na konkretnom primjeru demonstriran je način projektovanja nesimetrične konfiguracije uz pomoć razvijenog modela. Poređene su izlazne karakteristike optimalnih nesimetričnih pogona i odgovarajućeg simetričnog pogona. Utvrđene su, tako je, pojedine opšte jednačine koje olakšavaju proces projektovanja nesimetričnog pogona.

2. Osobine SRM-a i projektni izazovi

2.1. Osnovne informacije o SRM-u

Reluktantni motor (*reluctance motor*) je vrsta elektri-nog motora kod koga se moment javlja kao rezultat te`nje njegovog pokretnog dijela (rotora) da zauzme polo`aj u odnosu na pobu|eni nepokretni dio (stator) kome je induktivnost pobu|ene faze maksimalna (odnosno minimalna reluktansa). Kretanje mo`e biti rotaciono ili linearno, a rotor mo`e biti unutra{nji ili spolja{nji. Namotaji su obi-no podijeljeni u odre|en broj elektri-no odvojenih kola tj. faza, pri -emu faze mogu biti pobu|ivane posebno ili zajedno. U motornom re`imu rada svaka faza se pobu|uje kada njena induktivnost raste, dok se faza isklju-uje kada induktivnost opada. Za generatorski re`im rada va`i obrnuto pravilo.

Reluktantni motori se mogu podijeliti u prekida-ke reluktantne motore (*switched reluctance motor*) i sinhrono reluktantne motore (*synchronous reluctance motor*).

Osnovne osobine prekida-kog reluktantnog motora su:

- stator i rotor imaju ispup-ene (istaknute) polove,
- namotaji statora su u vidu koncentri-no namotanih navojaka oko polova,
- pobuda je u vidu niza strujnih impulsa koji se primenjuju na faze u toku obrtanja,
- prilikom rotacije rotora obuhvatni fluks faze ima trougaoni ili testerasti talasni oblik.

Osnovne osobine sinhronog reluktantnog motora su:

- unutra{nost statora je glatka, izuzimaju}i slotove,
- namotaji statora su sinusoidalno raspodijeljeni,
- pobuda je niz vi{efazno balansiranih sinusoidalnih struja,
- sopstvena induktivnost faze varira sinusoidalno sa polo`ajem rotora.

Mo`e se re}i da je prekida-ki reluktantni motor (SRM) po konstrukciji najprostiji od svih elektri-nih ma{ina, {to obja{njava njegovu pojavu jo{ 1838. godine u [kotskoj, gdje je upotrijebljen za pokretanje lokomotive. Me|utim, i pored njegove jednostavnosti, SRM postaje aktuelan tek u novije vrijeme, sa intenzivnim razvojem poluprovodni-kih elemenata i elektronike uop{te. To je razumljivo, s obzirom da je rad SRM-a neraskidivo vezan sa energetskim pretvara-em i upravlja-kom logikom, {to je posljedica osnovne operacije sinhronizovanja strujnih impulsa kroz faze sa ugaonim polo`ajem rotora.

U svijetu su za SRM zastupljeni i neki drugi termini. Tako, u Sjedinjenim Ameri-kim Dr`avama -esto se koristi termin promjenljivi reluktantni motor

(*variable reluctance motor*), što može izazvati konfuziju s obzirom na postojanje promjenljivog reluktantnog kora-nog motora. Ponekad se koristi naziv reluktantni motor bez četkica (*brushless reluctance motor*), čime se čeli naglasiti da je motor bez četkica, kao i termin elektronski komutovani (*electronically commutated*) reluktantni motor koji je možda precizniji naziv nego SRM, jer je riječ "komutovani" korektniji od "prekida-ki".

SRM je najslabiji promjenljivom reluktantnom kora-nom motoru (VRSM). Oni su zapravo, u pogledu topologije i u elektromagnetnom smislu, identični. Glavna razlika je što SRM normalno radi sa povratnom spregom po položaju rotora radi sinhronizacije strujnih impulsa faza, čime se postiže efikasnija konverzija energije. S druge strane, VRSM radi u otvorenoj petlji tj. bez povratne sprege po položaju rotora i projektuje se da održi "kora-ni" integritet.

2.2. Projektovanje SRM-a

Projektovanje SRM-a je nezamislivo bez uzimanja u obzir neraskidive veze mašine, pogonskog pretvarača i kontrole. Takođe, projektovanje je najteže vezano za određenu aplikaciju, pri čemu izbor parametara motora i njegov detaljni dizajn zavisi od zahtijevanih karakteristika, metoda kontrole, topologije pretvarača i dr. U ovom poglavlju su dati neki od osnovnih smjernica za projektovanje SRM-a.

2.2.1. Broj polova rotora i statora i broj faza

Osnovni izbor prilikom projektovanja SRM-a je određivanje broja polova statora i rotora i , eventualno, broj zubaca po polu statora. Iako postoji veliki broj mogućnosti, moguće je definisati neka generalna pravila. Tako, u [2] i [9] su date relacije koje povezuju broj faza m i broj polova statora N_s i rotora N_r :

$$N_{ZS}(N_s, N_r) = m N_r, \quad (2.1)$$

$$N_{ZS}(N_s, N_r) > N_s > N_r, \quad (2.2)$$

gdje je NZS - najmanji zajednički sadržalac, $m > 2$, a N_r i N_s su parni. Takođe, prilikom određivanja uglova rotora β_r i statora β_s , treba voditi računa o sledećim nejednakostima [2], [9]:

$$\min(\beta_r, \beta_s) \geq \frac{2\pi}{mN_r}, \quad (2.3)$$

$$\beta_s < \frac{2\pi}{N_r} - \beta_r, \quad (2.4)$$

Uzimajući u obzir relacije (2.1) i (2.2), jasno je zašto su naj-e{e konfiguracije SRM-a: za trofazni 6/4 ($N_s=6$, $N_r=4$) i za četvorofazni 8/6. [irine polova ovih konfiguracija projektuju se tako da jedna-ine (2.3) i (2.4) budu zadovoljene, -ime se obezbe|uje startovanje motora iz bilo koje po-etne pozicije rotora, u bilo kom smjeru. Sa pove}anjem broja faza motora smanjuje se talasnost momenta, ali se pove}ava slo`enost izrade i rastu zahtjevi u pogledu pogonskog pretvara-a [70]. Pored osnovnih konfiguracija motora koje zadovoljavaju relacije (2.1) i (2.2) postoje i one kod kojih neka od njih nije zadovoljena. Jo{ neke od poznatih konfiguracija SRM-a su: trofaznog motora 6/2, 12/8, 6/8, 12/10, -etvorofaznog 8/10, petofaznog 10/8, sedmofaznog 14/12. Postoje i dvofazne [8], [71], pa -ak i jednofazne [72], [73] konstrukcije motora, projektovane naj-e{e sa nekom nesimetrijom, ali imaju odre|ene nedostatke, kao na primjer, nemogu}nost pokretanja iz stanja mirovanja (jednofazni) ili izbora smjera obrtanja (dvofazni).

Mo`e se primijetiti da ne postoje konfiguracije motora kod kojih je $N_s=N_r$. Ovakvi motori bi ostvarivali obrtni momenat samo u jednoj oblasti polo`aja rotora, a rotor bi se zaustavljao u polo`aju minimalne reluktanse (usagla{eni polo`aj) koji bi bio isti za sve faze motora.

2.2.2. Mehani-ka i termi-ka razmatranja

Da bi se ostvarilo uspje{no prakti-no projektovanje motora neophodno je da on ima dobar mehani-ki dizajn i da ima rije{en problem odvo|enja toplote. Relativno je jednostavno konstruisati SRM koji razvija dovoljan elektromagnetni momenat, ali je najve}i problem projektovati optimalni motor koji }e, pored toga {to razvija dovoljan momenat, imati minimalne dimenzije, a da pri tom temperatura, ni u kom trenutku, ne pre|e kriti-nu vrijednost.

Mehani-ki gledano SRM ima jednostavnu i robusnu konstrukciju. Odsustvo bilo kakvih elektri-nih provodnika na rotoru -ine ovu komponentu veoma jednostavnom i, istovremeno, veoma pogodnom za projektovanje motora koji razvijaju veliku brzinu. Rotor je sastavljen od limova koji se spajaju i pri-vr{}uju za osovinu. Konstrukcija statora je sastavljena od limova kao kod konvencionalnih ma{ina, a namotaji se navla-e na isturene polove. Pri tom, za izolaciju i impregnaciju upotrebljavaju se uobi-ajene tehnike kao i kod ostalih motora. Posebne prednosti ovakvih namotaja u odnosu na namotaje konvencionalnih ma{ina su {to nema njihovog preklapanja i {to spolja{nji krajevi namotaja zauzimaju manje prostora. [to se ti-e cjelokupnog ku}i{ta motora, ono mo`e biti klasi-no i odre|eno je tipom aplikacije.

Odvo|enje toplote je krucijalan problem prilikom projektovanja motora. Gubici u ma{ini poti-u od gubitaka u bakru i gubitaka u `eljezu. Jedna od pogodnosti SRM-a je {to se najve}i dio toplotnih gubitaka proizvodi na statoru (na rotoru nema gubitaka u bakru), odakle se relativno jednostavno otklanjaju.

Gubici u bakru se mogu izračunati kao i kod drugih motora po formuli I^2R za svaku fazu, gdje je R otpornost faze. Ova otpornost je, zbog površinskih efekata, nekoliko procenata veća od otpornosti pri jednosmjernoj struji i raste približno 20% svakih 50°C kod bakarnog provodnika. Skin efekt je naročito izražen kod motora koji razvijaju velike brzine, a imaju mali broj navojaka. U tom slučaju je neophodno koristiti trakaste provodnike ili istovremeno više kružnih provodnika manjeg poprečnog presjeka. Za datu mašinu gubici u bakru zavise od efektivne vrijednosti struje. S obzirom na to, gubici u bakru zavise od radne tačke motora tj. od momenta i brzine motora, ali i od kontrolne strategije, geometrija magnetnog kola i korištenih prekidačkih elemenata za pogon motora.

Gubici u željezu proporcionalni su upravljačkoj prekidačkoj frekvenciji, što znači da zavise od brzine obrtanja i od izbora konfiguracije motora (broj strujnih impulsa po obrtaju). Takođe, gubici u željezu zavise od proporcija magnetnog kola, kao i od vrste upotrijebljenog željeza. Talasni oblik fluksa je nesinusoidalni i različit je u različitim djelovima mašine [2], zbog čega je predviđanje gubitaka u željezu kompleksna. Najveći gubici javljaju se u ivicama polova. Naime, visok odnos moment / težina (gabarit) može se, na dosadašnjem nivou znanja, kod SRM-a ostvariti samo pri obliku polova i upravljanju koje rezultuje visokim vrijednostima indukcije u ivicama polova, pri začetku ili prestanku njihovog preklapanja. U radu [16] pokazano je da su gubici u željezu kod SRM-a relativno niski, mada je prekidačka frekvencija veća nego kod naizmjeničnih motora istih brzina i broja polova. Sa povećanjem brzine gubici u željezu brzo rastu, tako da u aplikacijama sa izuzetno velikim brzinama oni predstavljaju dominantnu komponentu gubitaka.

Na osnovu izloženog jasno je da gubici u bakru i željezu zavise, kao i kod konvencionalnih električnih mašina, od dimenzija i brzine obrtanja. Stoga je jasno da detaljan dizajn namotaja i magnetnog kola zavisi od specificirane brzine i dimenzija motora, kao i od specificiranog ventilacionog metoda.

2.2.3. Talasnost momenta, buka i vibracije

Poznato je da je jedan od problema vezanih za SRM postojanje talasnosti elektromagnetnog momenta u vidu uvala u trenucima komutacije tj. isključenja jedne, a uključivanja druge faze (vezano za usaglašeni odnosno neusaglašeni položaj rotora). Zbog toga se, prilikom projektovanja motora, mora voditi računa da je, i za najnepovoljniji položaj rotora, momenat veći od maksimalnog momenta opterećenja, kako bi se izbjegao problem pokretanja motora. Takođe, prilikom rada motora pri malim brzinama može doći, usled talasnosti momenta, do oscilacija u brzini, što je za mnoge aplikacije nedopustivo (na primjer kada se SRM projektuje kao servo motor). Zbog toga su mnogi radovi posvećeni smanjenju pulsacija momenta. Neki od njih [13], [74] - [76] primjenjuju tehniku modulacije struje u funkciji ugla, pri čemu se koriste unaprijed utvrđeni profili struja. U radovima [77] - [79] primijenjene su tehnike modelovanja za generisanje strujnih profila koji obezbjeđuju ugla-avanje momenta. Postoje i radovi [80] koji pokušavaju izborom geometrije magnetnog kola smanjiti pulsacije momenta. U

novije vrijeme javljaju se radovi za minimizaciju talasnosti momenta kori{enjem adaptivne "fuzzy" kontrole [28], kao i radovi za optimizaciju momenta kori{enjem neuralnih mre`a [57], [58].

Zbog neujedna-enog momenta kod SRM-a javljaju se neujedna-ene radijalne sile na rotor motora {to prouzrokuje mehani-ke vibracije i buku. Logi-no je da se, smanjenjem talasnosti momenta, prouzrokovana buka i vibracije smanjuju. Postoje, me|utim, i tehnike koje su direktno posve}ene smanjenju buke i vibracija [24], [25]. One se zasnivaju na poznavanju mehani-ke rezonantne u-estanosti statora kao faktora koji zavisi od samih dimenzija motora. Posebnim na-inom ostvarivanja komutacije faza posti`e se da produkovane mehani-ke oscilacije statora budu me|usobno u protivfazi, {to drasti-no smanjuje mehani-ke vibracije i buku pri radu motora.

2.3. Zaklju-ak

U ovoj glavi dati su osnovni podaci o nastanku, osobinama i konstrukcijama SRM-a. Tako|e, spomenuti su neki od problema koje je potrebno prevazi}i da bi se izvr{ilo uspje{no projektovanje SRM-a, kao {to su problem termi-ke prirode i problemi talasnosti momenta, buke i vibracija.

Zbog velikog broja superiornih osobina koje posjeduje, SRM zadobija pa`nju sve ve}eg broja istra`iva-a u svijetu. Zna-ajni naponi se ula`u da se pobolj{anom mehani-kom konstrukcijom i prihvatljivom kontrolnom strategijom uspje{no rije{e problemi vezani za projektovanje SRM-a. Mo`e se re}i da je ve}ina ovih problema, ve} sada, u znatnoj mjeri rije{ena.

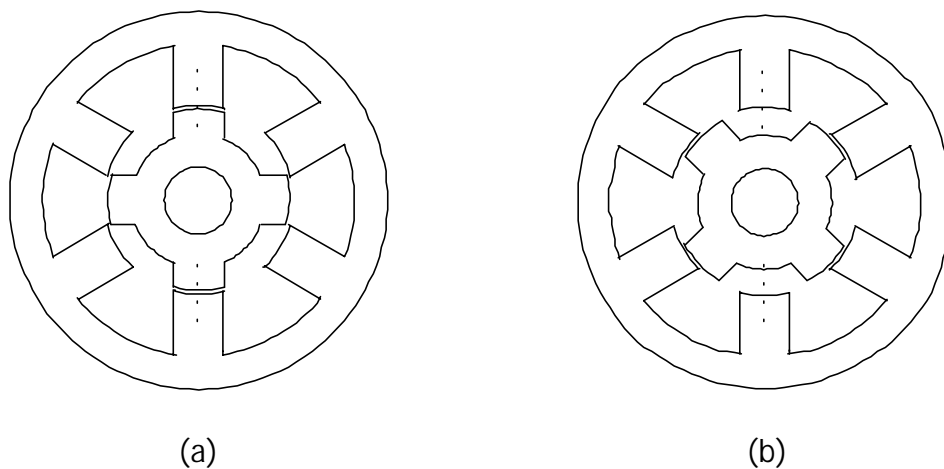
3. Principi konverzije energije SRM-a

U ovoj glavi objašnjen je, na primjeru 6/4 motora, osnovni princip rada SRM-a. Također, izvedene su osnovne jednačine koje definišu trenutnu vrijednost elektromagnetnog momenta, kao i jednačina kretanja koja definiše obrtanje rotora SRM-a.

3.1. Osnovni princip rada SRM-a

Na slici 3.1 prikazan je poprečni presjek cilindričnog 6/4 SRM-a. Oznaka 6/4 znači da motor ima 6 polova na statoru, a 4 na rotoru. Ovakav motor ima 3 faze. Svaku fazu čine dva namotaja koji se nalaze oko međusobno suprotnih polova statora i mogu biti povezani na red ili u paralelu.

Na slici 3.1 mogu se primijetiti dva ključna položaja rotora u odnosu na posmatrane polove statora (označeni isprekidanom linijom) i to usaglašeni položaj ("*aligned position*") prikazan na sl. 3.1(a) i neusaglašeni položaj ("*unaligned position*") prikazan na sl. 3.1(b).



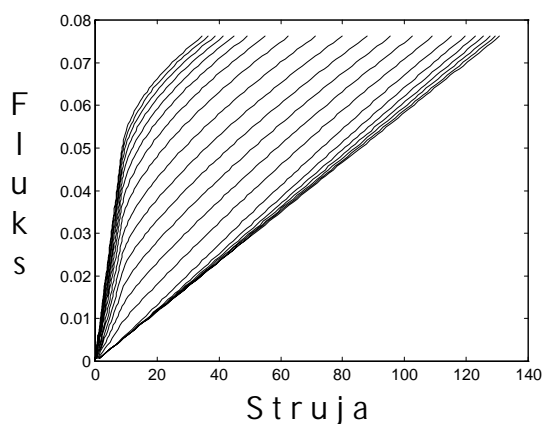
Slika 3.1. Trofazni 6/4 SRM: (a) usaglašeni položaj rotora i statora, (b) neusaglašeni položaj rotora i statora.

Kada se rotor nalazi u usaglašenom položaju, reluktansa putanje fluksa je minimalna (zbog najmanjeg vazdušnog procjepa između polova rotora i statora) tj. induktivnost faze kojoj pripadaju označeni polovi na sl. 3.1(a) je maksimalna. Zbog toga je za ovaj položaj rotora, u slučaju da struja protiče kroz pomenutu fazu, elektromagnetni momenat bitan jednak nuli. Ako se rotor izvede iz usaglašenog položaja, javiće se momenat koji će i da vrati rotor u prvobitno stanje tj. u položaj minimalne reluktanse.

Kada je osa između polova rotora usaglašena sa osom označenih polova, kao na sl. 3.1(b), radi se o neusaglašenju poziciji. U ovoj poziciji faza kojoj pripadaju označeni polovi statora ima minimalnu induktivnost, jer je to položaj sa maksimalnom reluktansom na putanji fluksa (zbog najvećeg vazdušnog procjepa između statora i rotora). Međutim, kada struja protječe kroz fazu pri neusaglašenju položaju, tako je, nema momenta koji će je da pokrene rotor. Razlog leži u tome što privlačna sila djeluje na dva susjedna pola rotora, što prouzrokuje rezultantni momenat jednak nuli. Kada se rotor izvede iz ovog položaja, javlja se momenat koji će je da dovede rotor u usaglašeni položaj.

Ako se rotor kreće od neusaglašenog ka usaglašenom položaju reluktansa se monotono smanjuje, što znači da je momenat u tom dijelu stalno istog znaka. U slučaju da se rotor kreće od usaglašenog ka neusaglašenom položaju momenat će biti suprotnog smjera od prethodno pomenutog. Ove osobine se koriste za postizanje motornog ili generatorskog režima rada. Naime, kada se strujni impulsi primjenjuju na fazu od neusaglašene do usaglašene pozicije postiže se motorni režim rada, dok u obrnutom slučaju generatorski. Pri tome, broj strujnih impulsa u toku jednog obrtaja kroz svaku fazu je jednak broju polova rotora N_r , a ugao od neusaglašenog do usaglašenog položaja $\tau = \pi/N_r$.

Karakteristike SRM-a odnosno jednačine koje ga opisuju su nelinearne, jer u normalnom režimu rada polje u željezu zalazi u oblast zasićenja. Tipične zavisnosti obuhvatnog fluksa " Ψ " od struje " I " za različite položaje rotora prikazane su na slici 3.2.



Slika 3.2. Tipične zavisnosti obuhvatnog fluksa od struje za različite položaje.

3.2. Određivanje trenutne vrijednosti momenta SRM-a

Za formulisanje dinamičkih jednačina kretanja elektromehaničkog sistema postoje tri osnovna metoda: teorija elektromagnetnog polja, princip održanja energije i variacioni principi [81], [82]. Do jednačine koja definiše trenutnu vrijednost elektromagnetnog momenta SRM-a, kao i do jednačine rotacionog kretanja, moguće je jednostavno doći primjenom principa održanja energije ili

primjenom variacionih principa. Zbog važnosti ovog problema biće demonstrirana oba metoda.

3.2.1. Izvođenje osnovnih jednačina pomoću principa održanja energije

Princip održanja energije vezan za SRM nalaže da je prirađtaj ulazne električne energije dW_e jednak zbiru prirađtaja magnetne energije dW_m (energija električnog polja zanemarivo mala) i prirađtaja mehaničkog rada dW_{meh} tj.:

$$dW_e = dW_m + dW_{meh}. \quad (3.1)$$

Pošto je:

$$dW_e = e \cdot i \cdot dt = \frac{d\Psi}{dt} \cdot i \cdot dt = i \cdot d\Psi,$$

gdje je: e - kontra elektromotorna sila, i - struja kroz posmatranu fazu, Ψ - obuhvatni fluks i t - vrijeme, a takođe:

$$dW_{meh} = M_e \cdot d\theta,$$

gdje je M_e elektromagnetni moment i θ - ugaoni pomjeraj, jednačina (3.1) se može napisati kao:

$$M_e \cdot d\theta = -dW_m + i \cdot d\Psi. \quad (3.2)$$

Ako se " i " i " θ " izaberu kao nezavisno promjenljive tj. da je $\Psi = \Psi(i, \theta)$ i $W_m = W_m(i, \theta)$, tada važi:

$$d\Psi = \frac{\partial \Psi}{\partial i} di + \frac{\partial \Psi}{\partial \theta} d\theta, \quad (3.3)$$

$$dW_m = \frac{\partial W_m}{\partial i} di + \frac{\partial W_m}{\partial \theta} d\theta. \quad (3.4)$$

Kada se jednačine (3.3) i (3.4) uvrste u jednačinu (3.2) dobija se:

$$M_e d\theta = \left(-\frac{\partial W_m}{\partial \theta} + i \frac{\partial \Psi}{\partial \theta}\right) d\theta + \left(-\frac{\partial W_m}{\partial i} + i \frac{\partial \Psi}{\partial i}\right) di. \quad (3.5)$$

Ako se uzme u obzir da je za određeni položaj rotora:

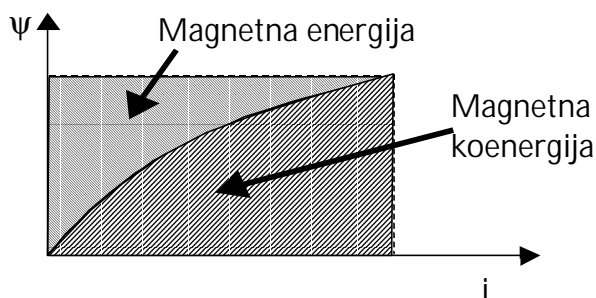
$$W_m = \int i d\Psi, \quad (3.6)$$

$$W_m' = \int \Psi di, \quad (3.7)$$

gdje je W_m' magnetna koenergija, lako se dolazi do sledeće jednakosti:

$$W_m = \int i d\Psi = \Psi i - \int \Psi di = \Psi i - W_m', \quad (3.8)$$

{to je grafi-ki prikazano na slici 3.3.



Slika 3.3. Magnetna energija i koenergija u SRM-u.

Za razmatrani slu-aj, gdje su " θ " i " i " nezavisne promjenljive, na osnovu jedna-ine (3.8) dobija se:

$$\frac{\partial W_m}{\partial i} = i \frac{\partial \Psi}{\partial i} + \Psi \frac{\partial i}{\partial i} - \frac{\partial W_m'}{\partial i} = i \frac{\partial \Psi}{\partial i} + \Psi - \Psi = i \frac{\partial \Psi}{\partial i}. \quad (3.9)$$

Ako se rezultat jedna-ine (3.9) uvrsti u jedna-inu (3.5) dobija se izraz za trenutnu vrijednost momenta:

$$M_e(i, \theta) = -\frac{\partial W_m(i, \theta)}{\partial \theta} + i \frac{\partial \Psi(i, \theta)}{\partial \theta}, \quad (3.10)$$

a zatim, kombinovanjem jedna-ina (3.9) i (3.10), i analogan izraz u kojem figuri-je magnetna koenergija:

$$M_e(i, \theta) = \frac{\partial W_m'(i, \theta)}{\partial \theta}. \quad (3.11)$$

Izraz za elektromagnetni momenat M_e mo`e se dobiti i u funkciji $M_e(\Psi, \theta)$, pri -emu " Ψ " i " θ " predstavljaju nezavisne promjenljive tj. potrebno je koristiti sledeće zavisnosti: $i = i(\Psi, \theta)$, $W_m = W_m(\Psi, \theta)$ i $W_m' = W_m'(\Psi, \theta)$. Po{to je u ovom slu-aju:

$$dW_m = \frac{\partial W_m}{\partial \Psi} d\Psi + \frac{\partial W_m}{\partial \theta} d\theta, \quad (3.12)$$

zamjenom jedna-ina (3.12) u (3.2) dobija se:

$$M_e d\theta = -\frac{\partial W_m}{\partial \Psi} d\Psi - \frac{\partial W_m}{\partial \theta} d\theta + i d\Psi. \quad (3.13)$$

S obzirom da je:

$$\frac{\partial W_m}{\partial \Psi} d\Psi = \frac{\partial(\int i d\Psi)}{\partial \Psi} d\Psi = i d\Psi,$$

jedna-ina (3.13) se svodi na:

$$M_e(\Psi, \theta) = -\frac{\partial W_m(\Psi, \theta)}{\partial \theta}. \quad (3.14)$$

Na osnovu jedna-ine (3.8) dobija se:

$$\frac{\partial W_m(\Psi, \theta)}{\partial \theta} = \Psi \frac{\partial i(\Psi, \theta)}{\partial \theta} - \frac{\partial W_m'(\Psi, \theta)}{\partial \theta},$$

{to zna-i da se izraz za momenat (3.14) mo`e napisati kao:

$$M_e(\Psi, \theta) = \frac{\partial W_m'(\Psi, \theta)}{\partial \theta} - \Psi \frac{\partial i(\Psi, \theta)}{\partial \theta}. \quad (3.15)$$

Izrazi (3.14) i (3.15) predstavljaju ravnopravne izraze za ra-unanje momenta, pri -emu se figurisana energija ili koenergija magnetnog polja ra-una respektivno iz relacije (3.6) ili (3.7).

Ako se, s druge strane, zna da elektromagnetni momenat M_e raspore|uje na savla|ivanje momenta optere}enja motora M_{opt} , momenta trenja i momenta inercije rotora, mo`e se dobiti jedna-ina koja defini}e dinamiku motora:

$$M_e = M_{opt} + k \theta' + I \theta'', \quad (3.16)$$

gdje je k - koeficijent trenja, I - moment inercije rotora, a θ' i θ'' predstavljaju prvi i drugi izvod θ po vremenu (ugaona brzina i ubrzanje).

3.2.2. Izvo|enje osnovnih jedna-ina pomo}u variacionih principa

Do izraza (3.10), (3.11), (3.13) i (3.14) koji defini}u momenat kao i do jedna-ine kretanja (3.16) mo`e se do}i kori}enjem variacionih principa. Klju-razvoja variacionog metoda, kao metoda koji se primjenjuje na dinami-ke sisteme, je koncept generalisanih koordinata [81], [82]. Uvo|enjem generalisanih koordinata i na osnovu Hamilton-ovog principa [82] mogu}e je dobiti generalnu Lagrange-ovu jedna-inu koja uzima u obzir disipativne elemente [81], [82]:

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial L(\xi', \xi, \theta)}{\partial \xi'_k} \right] - \frac{\partial L(\xi', \xi, \theta)}{\partial \xi_k} + \frac{\partial F(\xi')}{\partial \xi'_k} = Q_k, \quad k=1,2,\dots,n \quad (3.17)$$

gdje je L - Lagranžijan sistema, F - Rayleigh-eva disipativna funkcija, Q_k - uzima u obzir nekonzervativne spoljne sile, ξ - predstavlja generalisani set mehani-kih i elektri-nih koordinata. Lagranžijan sistema jednak je razlici totalne koenergije J' i totalne energije V sistema tj.:

$$L = J' - V. \quad (3.18)$$

Totalna koenergija elektromehani-kog sistema jednaka je zbiru kineti-ke koenergije T' i elektri-ne koenergije, dok je totalna energija sistema jednaka zbiru mehani-ke potencijalne energije V i elektri-ne energije.

Ako se za formulaciju jedna-ina vezanih za SRM uzme generalisani set koordinata $\xi = (\theta, q)$, gdje " q " predstavlja naelektrisanje, sistem se formuliše preko kontura. Jedna-ine za totalnu koenergiju i energiju tada imaju oblik:

$$J'(\theta', \theta, q', t) = T'(\theta', \theta, t) + W_m'(\theta, q'), \quad (3.19)$$

$$V(\theta, q, t) = V(\theta, t) + W_e(q, \theta), \quad (3.20)$$

gdje su W_m' - magnetna koenergija, V - potencijalna mehani-ka energija, W_e - elektri-na energija i $q' = i$. Ako se sada jedna-ine (3.19) i (3.20) uvrste u jedna-inu (3.18), a onda (3.18) u jedna-inu (3.17), dobija se za izabrano $\xi_k = \theta$:

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial T'(\theta', \theta, t)}{\partial \theta'} \right] - \frac{\partial T'(\theta', \theta, t)}{\partial \theta} + \frac{\partial V(\theta, t)}{\partial \theta} - \frac{\partial W_m'(q', \theta)}{\partial \theta} + \frac{\partial F(\theta', q')}{\partial \theta} = -M_{opt}. \quad (3.21)$$

Ako se sistem formuliše preko -vorova tj. ako se za generalisane koordinate izabere set $\xi = (\theta, \Psi)$, važi da je:

$$J'(\theta', \theta, \Psi', t) = T'(\theta', \theta, t) + W_e'(\theta, \Psi'), \quad (3.22)$$

$$V(\theta, \Psi, t) = V(\theta, t) + W_m(\Psi, \theta), \quad (3.23)$$

gdje je W_e' - elektri-na koenergija, W_m - magnetna energija. Uvrštenjem jedna-ina (3.22) i (3.23) u (3.18), a potom (3.18) u (3.17) dobija se, za izabrano $\xi_k = \theta$, sledeća jedna-ina:

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial T'(\theta', \theta, t)}{\partial \theta'} \right] - \frac{\partial T'(\theta', \theta, t)}{\partial \theta} + \frac{\partial V(\theta, t)}{\partial \theta} + \frac{\partial W_m(\Psi, \theta)}{\partial \theta} + \frac{\partial F(\theta', \Psi')}{\partial \theta} = -M_{opt}. \quad (3.24)$$

Ako se zna da za SRM važi:

$$T'(\theta') = \frac{I\theta'^2}{2},$$

$$V(\theta, \dot{\theta}) = 0,$$

$$T(\theta') = \int_0^{\theta'} k\theta' d\theta' = \frac{k\theta'^2}{2},$$

gdje je I - moment inercije rotora i k - koeficijent trenja, jedna-ine (3.21) i (3.24) svode se na:

$$\frac{\partial W_m'(i, \theta)}{\partial \theta} = M_{opt} + k\theta' + I\theta'' , \quad (3.25)$$

$$-\frac{\partial W_m(\Psi, \theta)}{\partial \theta} = M_{opt} + k\theta' + I\theta'' . \quad (3.26)$$

O-igledno je da izrazi sa lijeve strane jednakosti jedna-ina (3.25) i (3.26) predstavljaju izraze za elektromagnetni momenat. Ako se ovi izrazi uporede sa (3.11) , (3.14) i (3.16) mo`e se ustanoviti njihova me|usobna podudarnost.

3.3. Zaklju-ak

Kao posledica izra`enih nelinearnih karakteristika SRM-a odre|ivanje trenutne vrijednosti momenta, a time i odre|ivanje dinamike motora, nije ni malo jednostavan zadatak. U ovoj glavi pokazano je da se trenutna vrijednost momenta mo`e utvrditi ako se defini`e magnetna energija odnosno magnetna koenergija u funkciji struje i polo`aja ili u funkciji fluksa i polo`aja rotora. Me|utim, da bi se iz definisanih izraza utvrdila vrijednost magnetne energije odnosno koenergije, neophodno je poznavati zavisnost struje u funkciji fluksa i polo`aja ili zavisnost fluksa u funkciji struje i polo`aja rotora. Zbog toga je definisanje veze izme|u fluksa, struje i polo`aja rotora glavni problem u modelovanju SRM-a.

4. Kontrola SRM-a

Jedan od nedostataka SRM-a je nemogućnost rada direktno iz mrežnog napajanja. Za njegovo pokretanje neophodno je postojanje pogonskog pretvarača. Pored toga, izlazna karakteristika ovog motora jako zavisi od primijenjene tehnike upravljanja. Zbog toga su u ovoj glavi opisane osnovne kontrolne karakteristike SRM-a i dati neki od osnovnih algoritama upravljanja. Također, izložene su najvažnije topologije pogonskog pretvarača i ukazano je na prednosti i nedostatke pojedinih topologija.

4.1. Kontrolne karakteristike SRM-a

Korisno je pri diskusiji kontrole SRM-a najprije razmotriti njegove prirodne karakteristike, tj. one koje se javljaju pri fiksnom naponu napajanja i fiksnom prekidačkom uglu. Linearna analiza pokazuje da je kriva moment-brzina, u tom slučaju, istog oblika kao i kod jednosmjernog serijskog motora [5], [83]. Ovo slijedi iz činjenice da se vrijeme za koje se pobuđuje jedna faza obrnuto proporcionalno povećava sa smanjenjem brzine, a time i vrijednost fluksa. Kako je momenat proporcionalan kvadratu fluksa, to je rezultatna momenat-brzina kriva definisana količnikom konstante k i kvadrata ugaone brzine obrtanja ω :

$$M = k / \omega^2, \quad (4.1)$$

a snaga je definisana sa:

$$P = k / \omega. \quad (4.2)$$

Analogno kao kod jednosmjerne serijske mašine postoji mogućnost naponskog ili strujnog napajanja SRM-a. Kod SRM-a postoje još dva važna parametra, a to su ugao uključivanja θ_U i ugao isključivanja θ_{IS} , odnosno, njihov ekvivalent, ugao provođenja $\theta_p = \theta_{IS} - \theta_U$. Podešavanjem kontrolnih uglova θ_U i θ_{IS} može se postići veoma širok rang performansi i kontrolnih mogućnosti. U praksi se ovi kontrolni parametri biraju tako da se ostvare optimalne performanse celog sistema (npr. minimalna struja, maksimalni stepen iskorišćenja) ili da se postignu posebne karakteristike. Treba napomenuti da ugao provođenja θ_p predstavlja interval u kome se vrši magnetizacija faze u toku jednog ciklusa. Struja kroz fazu protiče i nakon toga intervala, ali je u tom dijelu vrši demagnetizacija faze, tj. primjenjuje se napon suprotnog polariteta. Ova struja se često naziva struja repa.

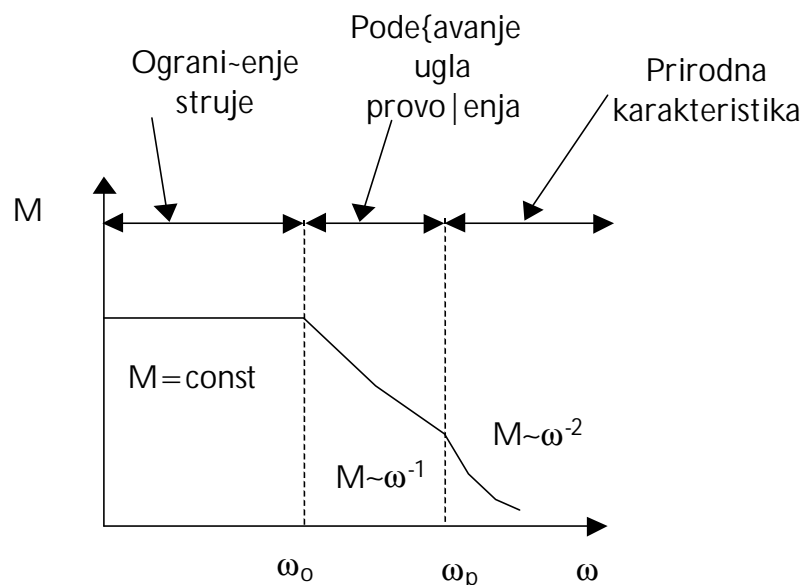
Pri malim brzinama motora ne može se primjenjivati nominalni magnetizirajući napon za vrijeme koje odgovara uglu provođenja θ_p . To je iz razloga što je vrijeme koje odgovara uglu θ_p dovoljno dugačko da struja dostigne isuviše veliku vrijednost, pa se ona mora ograničiti u cilju zadovoljenja termalnog limita motora ili limita koji postavljaju poluprovodnički prekidački elementi. Pri

tom, ograničenje se postiže primjenom neke od tehnika naponske (irinsko impulsne modulacije ili strujne regulacije). Ograničavanjem struje ograničava se i vrijednost momenta motora. Kada se brzina poveća do vrijednosti pri kojoj se maksimalna struja postiže za primijenjeni napon nominalne vrijednosti, pri fiksnim uglovima θ_u i θ_{is} , riječ je o osnovnoj brzini ω_o . Do osnovne brzine srednji momenat približno ima konstantnu vrijednost, struju je potrebno ograničavati, a uglovi θ_u i θ_{is} su konstantni.

Za brzine iznad ω_o , snagu je moguće održavati konstantnom (momenat je $\sim 1/\omega$) pomjeranjem kontrolnih uglova θ_u i θ_{is} , odnosno povećavanjem ugla provođenja θ_p . Naime, ako bi se držali konstantni parametri θ_u i θ_{is} , vrijeme koje odgovara uglu provođenja bilo bi obrnuto proporcionalno brzini, pa bi fluks, također, bio obrnuto proporcionalan brzini (fluks ϕ je pri određenoj brzini proporcionalan primijenjenom naponu U i vremenu provođenja t_p tj. $\phi \approx \int U dt = Ut_p$, $t_p = \theta_p \omega^{-1}$), a time bi momenat opadao sa kvadratom brzine. Povećavanjem ugla provođenja θ_p povećava se i vrijeme t_p , a time se gubi zavisnost $\phi \sim \omega^{-1}$. Postizanje karakteristike sa konstantnom snagom je od posebnog interesa, pa se u cilju toga ugao provođenja podežava tako da se dobije zavisnost $\phi \sim \omega^{-1/2}$ tj. produkovani momenat M je obrnuto proporcionalan brzini ($M \sim \omega^{-1}$). Ovakvo podežavanje, povećavanjem ugla provođenja, moguće je samo do neke brzine ω_p pri kojoj ugao provođenja dostigne vrijednost jednaku polovini polnog koraka rotora (polovina elektri-nog ciklusa). Ako bi θ_p bilo veće od pomenute vrijednosti, onda se fluks, odnosno struja ne bi u toku demagnetizacije vratili na nulu (pretpostavka da su primijenjeni magnetizirajući i demagnetizirajući naponi jednaki), što bi rezultiralo u njihovom stalnom rastu.

Kada brzina postane veća od maksimalne brzine za ređim konstantne snage ω_p , podežavanje ugla provođenja više nije moguće, pa motor prelazi na ranije pomenutu prirodnu karakteristiku gdje je momenat $M \sim \omega^{-2}$, a snaga $P \sim \omega^{-1}$. Eventualno održavanje konstante snage bilo bi jedino moguće povećanjem napona napajanja U .

Shodno izloženom, zavisnost momenta u funkciji brzine izgleda kao na slici 4.1 i može se svrstati u tri regiona: 1) $\omega < \omega_o$, $M = \text{const}$, 2) $\omega_o < \omega < \omega_p$, $M \sim \omega^{-1}$ 3) $\omega > \omega_p$, $M \sim \omega^{-2}$. U regionu $\omega < \omega_o$ vrši se ograničavanje struje, u regionu $\omega_o < \omega < \omega_p$ podežavanje ugla provođenja, a u regionu $\omega > \omega_p$ se razvijaju prirodne karakteristike.



Slika 4.1. Karakteristika momentat-brzina SRM-a.

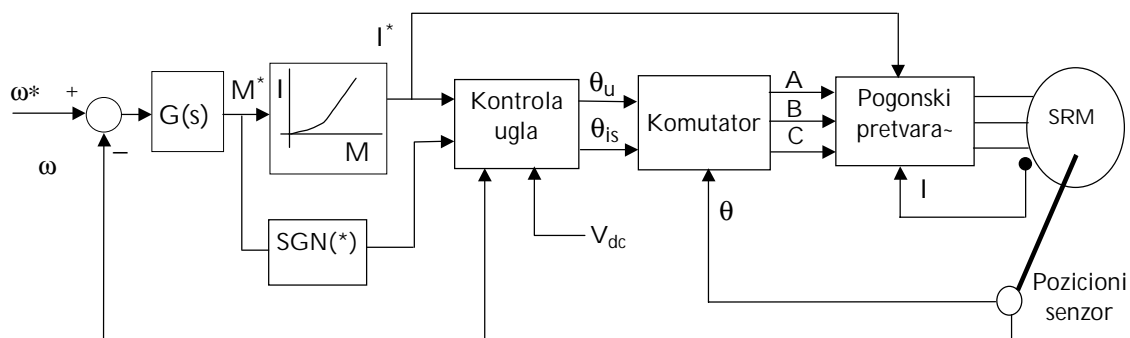
4.2. Algoritmi za upravljanje SRM-om

Na osnovu prethodne diskusije o-igledno je da je za kontrolu SRM-a potrebno vr{iti strujnu ili naponsku kontrolu, pri -emu je potrebno propisno pozicionirati strujni impuls, a pri ve}im brzinama potrebno je, radi ostvarenja dovoljnog momenta, pomjerati unaprijed uglove uklju~enja θ_u i isklju~enja θ_{is} . Pri malim i srednjim brzinama struju je neophodno ograni-iti tako da ne pre|e odre|en nivo. To se posti`e regulacijom struje ili kontrolom srednje vrijednosti napona faze tj. naponskom {irinsko impulsnom modulacijom (*Pulse Width Modulation* = PWM).

Naponska PWM-a mo`e biti meka (*soft*) i tvrda (*hard*) [9]. Meka je ona kod koje napon na fazi, u trenucima $\theta_u < \theta < \theta_{is}$, periodi-no uzima vrijednost jednaku naponu napajanja ili nuli. Tvrda je ona kod koje napon na fazi, u trenucima $\theta_u < \theta < \theta_{is}$, periodi-no ima neku od \pm vrijednosti napona napajanja. Pri tome, srednja vrijednost napona je odre|ena faktorom popunjenosti $D = t_{on} / T$. Analogno naponskoj regulaciji postoji meka i tvrda strujna regulacija [9], pri -emu prosti histeresisni kontroler dr`i struju izme|u ni`e i vi{e granice.

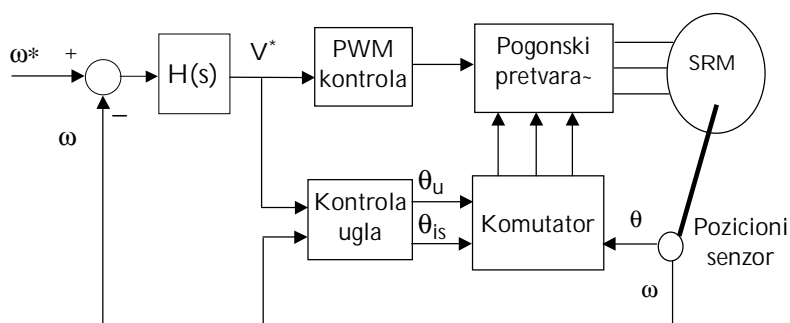
Ako je pogon predvi|en da bude pogon sa kontrolisanim momentom ili servo sa visokim performansama, onda se primjenjuje kontrola sa strujnom regulacijom. Blok dijagram jednog ovakvog pogona, sa kontrolom ugla, prikazan je na slici 4.2. Kod ovog pogona unutra{nja kontrolna petlja je petlja strujne regulacije. Odgovaraju}a struja se tipi-no setuje na osnovu komandnog momenta M^* i zavisnosti struja-momentat. Ovakva kontrola dopu{ta brzu varijaciju struje kroz fazu motora, a time i momenta motora. Ovo je mogu}e zato {to je puni napon napajanja trenutno dostupan za forsiranje brze promjene struje. Iz ovog razloga se strujno kontrolisani pogoni tipi-no koriste kada se zahtijeva brzi odziv motora.

Oni, tako |e, obezbje|uju konstantni momenat u {irokom opsegu brzina, pri ~emu je neophodna dodatna petlja povratne sprege da bi se postigla precizna regulacija brzine. Strujno kontrolisani pogon zahtijeva za svaku fazu motora po jedan strujni senzor. Za motore koji imaju vi{e od tri faze, mogu}e je iskoristiti jedan strujni senzor za dobijanje informacije o struji sa dvije nesusjedne faze, po{to se njihovi strujni impulsi, pri ve}ini algoritama upravljanja, ne preklapaju.



Slika 4.2. Blok {ema upravljanja SRM-om primjenom strujne regulacije.

Za aplikacije sa niskim performansama koristi se kontrolni algoritmi sa naponskom PWM-om. Kao {to se mo}e zaklju-iti na osnovu slike 4.3 ovaj na-in kontrole je po`eljniji od onog kod koga se primjenjuje strujna regulacija. Iako obezbje|uje ni`e performanse kontrola sa naponskom PWM-om ima pogodnost u vidu karakteristike sa prirodnom regulacijom brzine. Naponski kontrolisani pogon, tako |e, zahtijeva strujni senzor radi za{tite od strujnog prekora-enja u pretvara-u. Ovaj senzor se tipi-no postavlja u ni`oj DC grani napajanja.



Slika 4.3. Blok {ema upravljanja SRM-om primjenom naponske PWM-e.

Sa pove}anjem brzine motora neophodno je vr{iti pomjeranje okidnih impulsa unaprijed (u smislu prednja-enja) da bi produkovana struja u fazi dostigla `eljenu vrijednost u trenutku kada po-inje preklapanje polova rotora i statora (aktivne faze), jer od tog polo`aja kontra elektromotorna sila naglo poraste. Tako |e, neophodno je, prije usagla{enog polo`aja, struju znatno smanjiti kako se ne bi stvorio zna-ajan momenat ko-enja. Zbog toga je kriti-ni element kontrole SRM-a algoritam prednja-enja ugla koji utvr |uje koliko se uglovi θ_u i θ_{is} pomjeraju unaprijed za datu brzinu i optere}enje. U radu [53] aproksimativno je utvr |ena ova zavisnost, pri ~emu je zanemaren pad napona usled otpornosti faze R_i i kontra

elektromotorna sila za region prije po-etka preklapanja polova rotora i statora (θ_{prek} - ugao po-etka preklapanja). Tako, s obzirom da je obuhvatni fluks Ψ jednak proizvodu induktivnosti faze L i struje i , jedna-ina:

$$U = d\Psi / dt + Ri, \quad (4.3)$$

svodi se na :

$$U = L di / dt + i dL / dt + Ri, \quad (4.4)$$

a jedna-ina (4.4), uz navedene pretpostavke, na:

$$U \approx L di / dt \approx L \omega \Delta I / \Delta \theta. \quad (4.5)$$

Ako se sada definiše ugao prednja-enja θ_{pred} kao: $\theta_{pred} = \Delta \theta = \theta_{prek} - \theta_u$, tada se, da bi se postigla zahtijevana struja I_{ref} u momentu $\theta = \theta_{prek}$, ovaj ugao mo`e izra-unati kao:

$$\theta_{pred} = k L_u \omega I_{ref} / U, \quad (4.6)$$

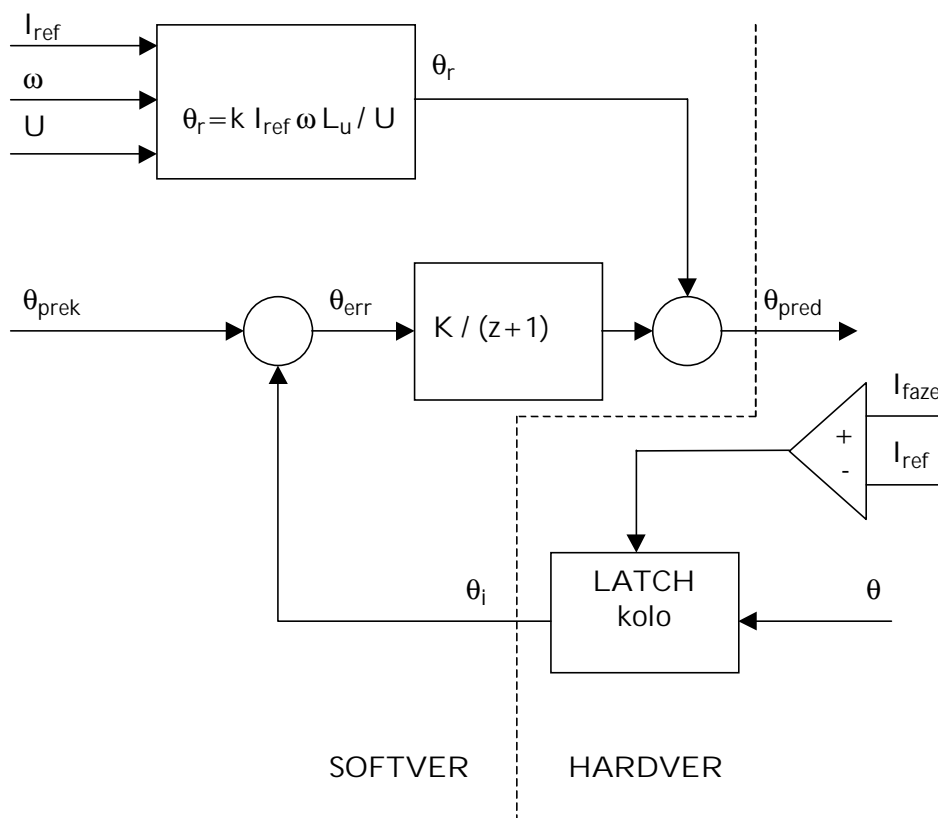
gdje je ω ugaona brzina motora, L_u induktivnost faze za neusagla{eni polo`aj rotora, a $k > 1$ uzima u obzir neta-nost usled zanemarenja otpornosti faze, kontra-elektromotorne sile za $\theta < \theta_{prek}$, itd.

Zbog pomenutih aproksimacija jedna-ina (4.6) ne mo`e dati preciznu vrijednost ugla prednja-enja θ_{pred} . Da bi se obezbijedila korektna vrijednost ugla θ_{pred} pri bilo kojim stanjima razvijen je algoritam zatvorene petlje [54] koji obezbje|uje da struja uvijek dostigne vrijednost I_{ref} u momentu po-etka preklapanja θ_{prek} . Ovaj regulator ugla prednja-enja zasniva se na mjerenju faznog ugla θ_i u momentu kada struja dostigne zadatu vrijednost I_{ref} . Ugao prednja-enja se tada pode{ava tako da gre{ka izme|u mjenog i `eljenog ugla bude jednaka nuli. Blok dijagram ovog regulatora je prikazan na slici 4.4. U regulator je ugra|en metod ra-unanja ugla prednja-enja iz relacije (4.6) radi postizanja {to br`eg vremenskog odziva. Regulator prednja-enja ugla nije mogu|e primjenljivati pri izuzetno velikim brzinama kada se momenat kontroli{e variranjem ugla provo|enja.

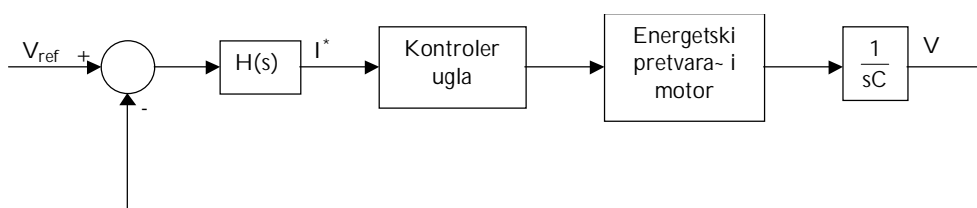
Rad SRM-a u generatorskom ili ko-ionom re`imu posti`e se pomjeranjem strujnih impulsa na region u kome induktivnost opada tj. na interval od usagla{enog do neusagla{enog polo`aja rotora. Ako se ma{ina koristi u sistemu sa kontrolom brzine, kontrolna konfiguracija je identi-na onoj na slici 4.2 gdje znak kontrolnog momenta (blok SGN(*)) indicira kontroleru ugla da li se radi o generatorskom ili motornom re`imu.

U slu-aju da se SRM koristi kao generator kontrolni blok dijagram je prikazan na sl. 4.5. Ovdje je objekat upravljanja regulisanje jednosmjernog izlaznog napona na zadatu vrijednost V_{ref} . U radu [54] opisan je kontroler za generatorski

sistem velikih brzina. U ovom sistemu kontroler jednosmjernog izlaznog napona je prosti proporcionalno-integralni (PI) regulator, -iji izlaz je u osnovi komanda za nivo izlazne jednosmjerne struje. Kontroler ugla je programiran da obezbijedi linearnu vezu između ulazne komandne i izlazne jednosmjerne struje. Ovaj sistem ima dobre karakteristike u {irokom opsegu brzina i strujnog optere}enja.



Slika 4.4. Blok dijagram regulatora ugla prednja-enja.



Slika 4.5. Kontrolni blok dijagram za rad SRM-a kao generatora.

U aplikacijama gdje je opseg brzina ograni-en mogu}e je koristiti naprednije kontrolne strategije da bi se postigle pobolj{ane performanse u pogledu dinami-kog odziva, minimizacije talasnosti momenta ili maksimizaciji momenta, kao i u pogledu smanjenja buke i vibracija. Neke od referenci koje se bave ovom problematikom navedene su u poglavlju 2.2.3.

4.3. Zahtjevi za senzorom pozicije SRM-a

Kao što je ranije spomenuto karakteristike pogona sa SRM-om jako zavise od pozicije strujnih impulsa faze u odnosu na ugaoni položaj rotora, što zahtijeva, u cilju postizanja maksimalnih performansi, postojanje senzora pozicije. Pri manjim brzinama preciznost pozicije strujnih impulsa nije kritična zbog toga što je, usled male kontra-elektromotorne sile, vrijeme porasta struje do zadate vrijednosti malo u odnosu na promjenu položaja rotora, pa greška od nekoliko stepeni ugla uključenja θ_U relativno malo utiče na vrijednost produkovanog momenta. Pri većim brzinama kontra-elektromotorna sila za vrijeme preklapanja polova postaje značajna u odnosu na primijenjeni napon, a pri brzinama većim od osnovne brzine ω_b postaje veća od primijenjenog napona, usled čega struja opada. Da bi se dobio dovoljan nivo struje potrebno je pomjeriti ugao uključenja θ_U čak i do dijela preklapanja sa prethodnim polom (kada je negativan momenat), a mala varijacija ugla značajno utiče na vrijednost produkovanog momenta.

Kada se motor koristi u pozicionim servo sistemima moguće je iskoristiti senzor servo sistema, jer on zadovoljava sve zahtjeve koje treba da ima senzor za komutaciju motora. Međutim, u tipičnim aplikacijama sa kontrolom brzine takve pogodnosti ne postoje, pa je potrebno koristiti neki od dva ugaonog položaja kao što su apsolutni rotacioni pozicioni enkoder (*absolute rotary position encoder*) odnosno risolver (*resolver*). Moguće je koristiti i jednostavni senzor koji daje promjene stanja samo u trenucima komutacije, što znači i fiksne okidne uglove, dok se pri većim brzinama koristi fazna petlja (*phase-locked loop*) radi sinhronizacije visoko frekventnih signala sa signalom senzora, čime se dobija informacija o trenutnom položaju rotora i obezbjeđuje fleksibilno pomjeranje okidnih uglova [53].

Brojni se napori ulažu u cilju eliminacije pozicionog senzora kod SRM-a, što bi doprinijelo povećanju robustnosti, pojednostavljenju, smanjenju veličine i primjeni u okruženju visokih temperatura i vibracija.

Postoje tehnike za eliminaciju senzora pozicije na bazi rada SRM-a u otvorenoj kontrolnoj petlji, sa nekim vidom dodatne stabilizacije, gdje se ne vrši bilo kakvo mjerenje pozicije. Ovdje se kontroliše ugao provođenja θ_p , ali, zbog ne postojanja senzora, nema sinhronizacije uglova θ_U i θ_{is} sa položajem rotora. Umjesto toga kontroliše se samo frekvencija komutacije, tako da se, u normalnom režimu rada, motor okreće sinhronom brzinom kao u slučaju koračnog motora. Stabilizaciono kolo se koristi da bi se detektovao bilo kakav izlazak iz stabilnog stanja i izvršila odgovarajuća korekcija. Tako, na primjer, u radu [34] vrši se stabilizacija kontrolera povećanjem ugla provođenja θ_p kada struja iznenada poraste, što utiče na povećanje momenta i obrnuto. Ovakva kontrola ima prednosti zbog svoje jednostavnosti, ali zahtijeva posebno podešavanje za individualne aplikacije i ne može se koristiti u slučajevima kada su velike varijacije momenta opterećenja.

SRM ima dvije karakteristike koje -ine mogu}im indirektno utvr|ivanje polo`aja i to: visok stepen nezavisnosti faza i zna-ajna varijacija induktivnosti faze u funkciji polo`aja rotora. Kori{enjem ovih osobina razvijene su tehnike za indirektno utvr|ivanje polo`aja rotora. Ove tehnike se mogu podijeliti na aktivne i pasivne.

Kod aktivnih tehnika naj-e{}e se faza pobu|uje serijom kratkotrajnih naponskih impulsa radi utvr|ivanja trenutne induktivnosti, a time i polo`aja rotora. Ako je vremenski interval ΔT dovoljno kratak induktivnost faze $L(\theta)$ se mo`e smatrati konstantnom, pa va`i pribli`na formula [84]:

$$U \approx L(\theta) \Delta I / \Delta T. \quad (4.7)$$

Pri tom, mo`e se uzimati konstantna vrijednost intervala ΔT ili konstantan prag struje ΔI . U oba slu-aja mjeri se nepoznata varijabla ΔI odnosno ΔT , pa se na osnovu (4.7), utvr|uje vrijednost $L(\theta)$, a time i detektuje polo`aj rotora. Po{to je potrebno utvrditi polo`aj rotora samo za momente komutacije, to se naj-e{}e iduktivnost utvr|uje kada faza nije pobu|ena. Za konstantno ΔT vrijednost ΔI predstavlja pik struje, a kada ona opadne ispod zadanog praga potrebno je vr{iti uklju-enje faze. Primjeri ovih tehnika mogu se na}i u radovima [84], [35]. One se mogu primjenjivati u {irokom dijapazonu brzina, jer se pomjeranje ugla provo|enja mo`e pode{avati promjenom zadanog praga struje. Ipak, pri ve}im brzinama ovu tehniku nije mogu}e primijeniti zbog ograni-enosti trajanja intervala ΔT . Naime, u nekoj ta-ki regiona konstantne snage, usled kratkog intervala ΔT , pik probne struje je mali, pa se ne mo`e izvr{iti pouzdano mjerenje zbog uticaja vrtlo`nih struja `eljeza [84].

Pasivne tehnike za indirektnu detekciju polo`aja rotora naj-e{}e se odnose na pra}enje oblika i amplitude struje kroz fazu. Tako su u radovima [85], [86] pra}ene nagle promjene, lokalni minimumi ili maksimumi struje, da bi se na osnovu toga zaklju-ilo kada je usagla{ena a kada neusagla{ena pozicija rotora. U radu [36] pozicija se odre|uje na osnovu pore|enja po-etnog nagiba struje i srednje vrijednosti struje koja se vra}a u pretvara- preko dioda sa prethodno snimljenim vrijednostima. Na osnovu pore|enja utvr|uje se gre{ka u primijenjenom uglu provo|enja i vr{i ispravka u slede}em komutacionom intervalu. Ova re{enja se ne mogu primijeniti ispod odre|ene minimalne brzine, {to zna-i da motor, do postizanje te brzine, mora raditi u otvorenoj petlji sa pove}anom vrijedno{}u amplitude struje. Postoje sistemi [87] koji, na osnovu matemati-kog modela SRM-a, vr{}e simulaciju u paraleli sa radom motora. Pore|enjem stvarne i simulirane struje dobijaju se precizne informacije o polo`aju i brzini. Ovakvi sistemi se mogu koristiti jedino pri malim brzinama zbog zahtjeva za ra-unanjem u realnom vremenu. Za utvr|ivanje polo`aja rotora u novije vrijeme je prisutno kori{}enje u-enja magnetiziraju}ih krivih SRM-a, kao npr. u radu [37] gdje se prethodno snima fluks - struja zavisnost za usagla{enu poziciju, pa se procjenom vrijednosti fluksa i mjerenjem struje dobija informacija za usagla{eni

polo`aj, dok se u radu [38] prikupljanjem podataka i treniranjem vje{ta-ke neuralne mre`e formira mapa zavisnosti $\theta=f(\Psi, l)$.

4.4. Primjeri industrijske realizacije SRM kontrolera

Za ve}inu aplikacija kontrolni pogoni SRM-a dovoljno su prosti da bi se mogli ugraditi u mikroprocesore i mikrokontrolere op{tih namjena [35], [88]. Ipak, razvijeno je nekoliko posebnih integralnih kola radi pojednostavljenja prilikom projektovanja kontrolnog sistema SRM-a.

U radu [89] predstavljen je -ip za kontrolisanje VRSM-a (primjenljivo i na SRM) koji ima u sebi ugra|eni i algoritam za indirektno utvr|ivanje polo`aja rotora na bazi mjerenja vremena uspona ili pada struje u "choping" intervalu. Kada to vrijeme postane manje od unaprijed postavljenog praga donosi se odluka o uklju-enju slede}e faze. Mana ovog kola je fiksni komutacioni ugao, {to onemogu}ava ostvarenje prednja-enja ugla uklju-enja pri ve}im brzinama.

Integralno kolo LMB1008 [90] sadr`i svu logiku za kontrolu trofaznog SRM-a uklju-uju}i i komutaciju faza i kontrolu brzine. Ovaj -ip primjenjuje naponsku PWM rutinu sa povratnom spregom po brzini radi postizanja precizne kontrole brzine. ^ip radi sa tri diskretna senzora pozicije i ima odre|ene mogu}nosti pomjeranja prekida-kih uglova pri ve}im brzinama. U -ipu je, tako|e, ugra|en komparator koji obezbje|uje prekostrujnu za{titu.

"Texas instruments" je razvio seriju DSP (*Digital Signal Processing*) kontrolera od kojih je familija TMS320C24x posebno razvijena za digitalnu kontrolu motora, a kontroler TMS320C240 naro-ito je pogodan za ostvarenje kontrole SRM-a sa samo jednim -ipom [91]. Kori{}enjem DSP kontrolera mogu}e je postiji visoku efikasnost, dobro dinami-ko pona{anje, velike brzine i nizak nivo akusti-kog {uma, a tako|e je mogu}e primijeniti neki od algoritama kontrole bez dava-a polo`aja.

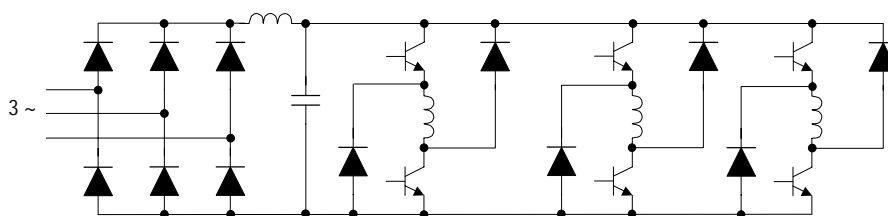
4.5. Topologije pogonskih pretvara-a za kontrolu SRM-a

Zbog toga {to struja kroz fazu protie samo u jednom smjeru, kao i zbog me|usobne elektri-ne izolovanosti faza, mogu}e je primijeniti vi{e razli-utih konfiguracija pogonskih pretvara-a. S obzirom da pogonski pretvara-i znatno uti-u na tro{kove izrade pogona sa SRM-om, veliki su naponi ulo`eni u cilju razvijanja {to prostije konfiguracije tj. konfiguracije sa minimalnim brojem poluprovodni-kih prekida-a. Na tro{kove izrade pretvara-a znatno uti-u ukupne volt-amperske (VA) karakteristike poluprovodni-kih prekida-a, broj prekida-a u gornjem dijelu mosta, nivo prisutnosti pasivnih komponenti, postojanje snaber kola (*snubbers*), senzora, kao i ukupan broj komponenti u sistemu. Pri projektovanju pretvara-a tako|e je potrebno voditi ra-una o pouzdanosti i kontrolnoj fleksibilnosti. Tako, ako se `eli

da sistem koristi pretvara- sa ograni-enom kontrolnom fleksibilno{}u naj-e{}e je, za datu aplikaciju, neophodno izvr{iti predimenzionisanje motora i invertora. [to se ti-e pouzdanosti, zbog konstrukcionih osobina motora i na-ina pobu|ivanja faza, pretvara-i su u velikoj mjeri tolerantni na pogre{na stanja na komponentama ili u fazi motora [18], [19]. Ipak, pretvara-i sa redukovanim brojem prekida-a su znatno manje tolerantni u pogledu pogre{nih stanja, {to je i razumljivo po{to imaju manje mogu}nosti u izolaciji neregularnih stanja. Naj-e{}e kori{}ene konfiguracije pretvara-a su [9], [14], [92]: klasi-ni pretvara-, bifilarni pretvara-, pretvara- sa kondenzatorom sa srednjom ta-kom, Miller-ovo kolo, *C-dump* pretvara-, Sood-ov pretvara- i *buck-boost* pretvara-.

4.5.1. Klasi-ni pretvara-

Klasi-ni (mostni) pretvara-, prikazan na slici 4.6, je osnovi tip kola sa kojim se naj-e{}e porede sve ostale konfiguracije. Mostno kolo koristi dva energetska prekida-a po fazi motora i dvije diode koje vra}aju akumulisanu magnetsku energiju motora nazad u elektri-no napajanje. U procesu magnetizacije uklju-uju se oba poluprovodni-ka prekida-a, -ime se dovodi na krajeve faze napon napajanja U , {to doprinosi forsiranju struje kroz fazu. Kada je potrebno izvr{iti demagnetizaciju tj. zaustaviti proticanje struje kroz fazu, neophodno je isklju-iti oba prekida-a, tako da struja proti-e kroz diode, a napon na krajevima faze je $-U$. Kada se `eli posti}i sporije opadanje struje (ranije pomenuta meka strujna regulacija) potrebno je jedan prekida- isklju-iti tako da struja cirkuli}e kroz drugi prekida- i jednu od dioda, -ime se ostvaruje pribli`no nulti napon na fazi.



Slika 4.6. Klasi-ni pretvara- za trofazni motor.

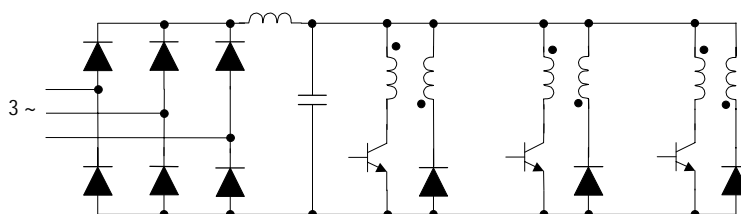
Klasi-ni pretvara- ima nekoliko prednosti u odnosu na sva ostala kola. Najva`nija je ta {to dva prekida-a po fazi omogu}avaju kompletnu kontrolu faza u bilo kom trenutku, bez obzira na stanje u ostalim fazama. Ova osobina je naro-ito va`na kada se primjenjuje preklapanje u provo|enju faza radi pove}ane produkcije momenta. Druga va`na pogodnost ovog kola je {to, zahvaljuju}i sposobnosti da obezbijedi slobodno proticanje struje kroz fazu za vrijeme PWM rutine, omogu}ava smanjenje prekida-kih gubitaka i talasne struje kroz kondenzator, a i dalje zadr`ava mogu}nost brzog zaustavljanja struje kroz fazu na kraju impulsa. Tako|e, mnoge {eme za indirektno odre|ivanje polo`aja rotora zahtijevaju, u cilju ostvarenja maksimalnih performansi motora, kontrolnu fleksibilnost koju posjeduje ovaj pretvara-. Poluprovodni-ki prekida-i kod klasi-nog pretvara-a do`ivljavaju najmanji mogu}i stres u pogledu napona i struje,

{to dopu{ta da se koriste prekida-i sa minimalnim karakteristikama za datu snagu pretvara-a. Totalne volt-amperske (VA) karakteristike N faznog pretvara-a iznose $2NVI$. Klasi-ni pretvara- je, tako |e, najtolerantniji od svih poznatih konfiguracija u pogledu pogre{nih stanja. Totalna nezavisnost faza i dva prekida-a po fazi motora obezbje|uju da pogon mo`e nastaviti sa radom (sa smanjenim performansama) u slu-aju pogre{nog stanja bilo koje komponente ili faze motora.

Klasi-ni pretvara- posjeduje i odre|en broj nedostataka. Osnovni nedostatak je {to posjeduje dva prekida-a po fazi motora, zajedno sa njihovim okidnim kolima. U pogonima sa ve}im vrijednostima napona napajanja mora se vr{iti galvansko razdvajanje gornjih prekida-a od kontrolne logike primjenom opto izolacije, impulsnih transformatora ili visokonaponskih integrisanih kola, {to doprinosi uslo`njavanju pogona.

4.5.2. Pretvara- za motor sa bifilarnim namotajima

[ema ovog pretvara-a prikazana je na slici 4.7. On sadr`i samo jedan prekida- po fazi i mo`e se upotrijebiti u slu-aju kada su faze motora sa-injene od dva, bifilarno namotana, namotaja. U procesu magnetizacije prekida- je uklju-en tako da se na fazu dovodi napon napajanja, prouzrokuju}i struju u njoj. Kada se `eli izvr{iti demagnetizacija isklju-uje se prekida-, pa vrijednost struje u glavnom namotaju pada na nulu, dok se akumulirana energija vra}a izvoru kroz pomo}ni namotaj i diodu. Odnos navojaka glavnog i pomo}nog (bifilarnog) namotaja naj-e{}e je 1:1, mada je mogu}e koristiti i druga-iji odnos kada su magnetiziraju}i i demagnetiziraju}i naponi razli-itog nivoa.

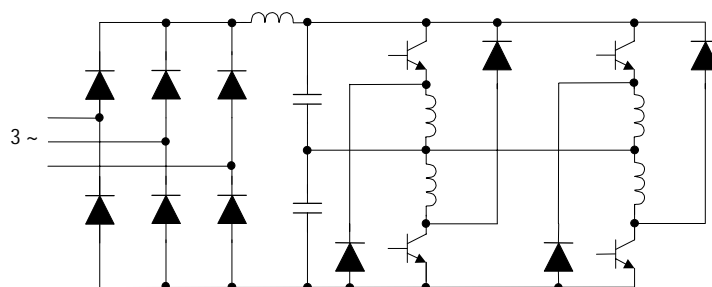


Slika 4.7. Pretvara- za trofazni SRM sa bifilarnim namotajima.

Prednosti ovakvog pogona su {to pretvara- sadr`i samo jedan prekida- po fazi motora, kao i to {to nema potrebe za galvanskim razdvajanjem kontrolne logike od visokog napona. Primarni nedostatak ove konfiguracije je {to kori{}enje bifilarnih namotaja rezultira ve}im gubicima u motoru, pri -emu se, u odre|enim slu-ajevima, zna-ajno smanjuje efikasnost sistema [93]. Poluprovodni-ki prekida-i moraju biti takvi da podnose struju $1 \cdot I$ i napon ne{to vi{i od $2 \cdot V$ (zbog neidealne magnetne uparenosti bifilarnih namotaja), pa su totalne volt-amperske karakteristike pribli`no $2NVI$ tj. iste kao kod klasi-nog pretvara-a. Dodatni nedostatak ovog kola je {to se jedan kraj napajanja direktno ve`e za faze motora, tako da u slu-aju kratkog spoja mo`e do}i do totalnog uni{tenja sistema.

4.5.3. Pretvarač sa "split" kondenzatorom

Pretvarač sa "split" kondenzatorom, prikazan na slici 4.8, predstavlja još jedan pretvarač sa samo jednim poluprovodni-kim prekidačem po fazi motora. Magnetizacija faze se vrši tako što se aktivira prekidač koji je u seriji sa njom, tako da se na fazu dovodi napon $V/2$. Strujno kolo se zatvara kroz fazu i kroz kondenzator koji je u paralelnoj vezi sa njom. Kada se prekidač isključi, struja kroz fazu nastavlja da protiče, ali se sada strujni krug zatvara kroz drugi kondenzator i diodu, pa sada napon na fazi, s obzirom da je napon u zajedničkoj tački kondenzatora $V/2$, iznosi $-V/2$. Maksimalni napon na prekidaču je V . Imajući u vidu da je magnetizirajući napon na krajevima faza $V/2$, za ostvarivanje iste moment-brzina karakteristike u porijeklu sa drugim pretvaračima, neophodno je da struja dostigne vrijednost $2 \cdot I$ i da faze imaju dva puta manji broj navojaka. Odatle slijedi da ukupne VA karakteristike pretvarača iznose $N \cdot V/2 \cdot I = 2NV I$.



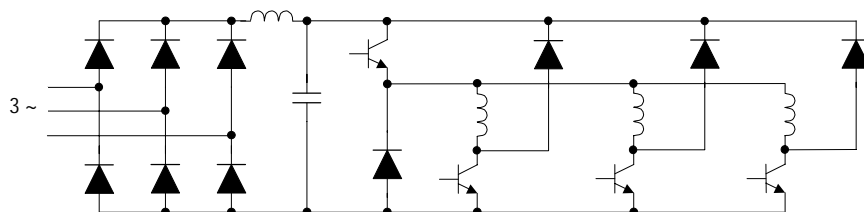
Slika 4.8. Pretvarač sa "split" kondenzatorom (trofazni).

Nasuprot prednosti u malom broju prekidača pretvarač sa "split" kondenzatorom ima niz nedostataka. Kao prvo, ovaj pretvarač se može koristiti samo za napajanje motora sa parnim brojem faza. Struja u namotajima mora biti dobro izbalansirana da bi se izbjeglo povećanje ili smanjenje napona u zajedničkoj tački kondenzatora. Također, s obzirom da se struja faza uvijek zatvara kroz kondenzatore, postoji problem upotrebe kondenzatora sa visokim karakteristikama u pogledu talasnosti struje. Još jedan nedostatak ove konfiguracije je što ne podržava korištenje meke naponske PWM-e, kao ni meke strujne regulacije.

4.5.4. Miller-ovo kolo

Miller-ovo kolo [94], prikazano na slici 4.9, koristi $N+1$ poluprovodni-kim prekidača za N fazni motor. Pobudivanje faze se vrši aktiviranjem prekidača u seriji sa fazom i "zajednički" prekidačem vezanim za pozitivni pol izvora. Ova konfiguracija podržava tvrdu i meku strujnu regulaciju ili naponsku PWM-u. Tako, ako se samo jedan prekidač isključi, struja nastavlja slobodno da protiče kroz drugi prekidač i diodu, a ako se oba prekidača isključe struja se preko dioda vraća u izvor (demagnetizacija), pa je napon na fazi $-V$. Totalne VA karakteristike ovog pretvarača su $(N+1) \cdot VI$ (to je manje nego kod drugih pretvarača. Ipak, sa termalne tačke gledišta gubici u ovom pretvaraču su identični kao kod ostalih pretvarača.

Razlog leži u tome što gornji prekidač kontinualno provodi struju, dok ostali imaju približno faktor popunjenosti $1/N$. Zbog toga je potrebno obezbijediti da gornji prekidač bude snažniji ili da se obezbijedi njegovo bolje hlađenje, s obzirom da su gubici u njemu N puta veći u odnosu na druge prekidače. Ista diskusija važi i za diodu u donjem dijelu pretvarača.



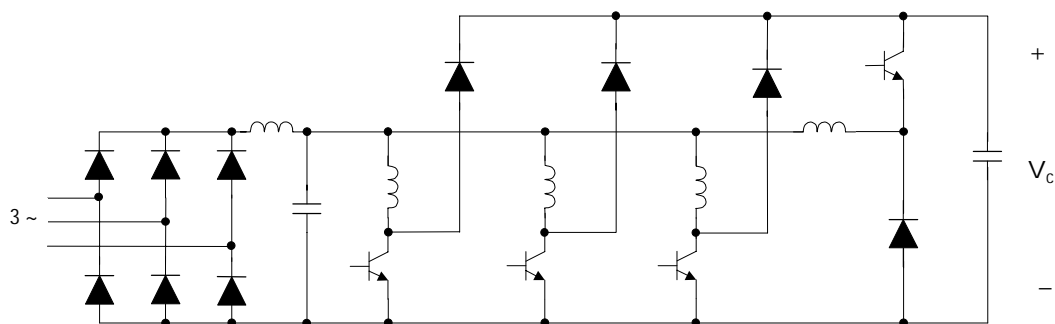
Slika 4.9. Miller-ovo kolo.

Miller-ovo kolo je pogodno za aplikacije gdje nema preklapanja u provođenju faza. Ovo kolo pored prednosti što ima samo $N+1$ prekidača, ima prednost što je samo na jednom prekidaču potrebno galvanski razdvajati okidno kolo (u slučaju viših napona). S druge strane, osnovni nedostatak ovog pretvarača je što ne obezbjeđuje punu nezavisnost kontrole svih faza. Ako dva namotaja provode istovremeno (preklapanje u provođenju faza), što je neophodno za dobijanje dobrih performansi motora pri većim brzinama, nemoguće je istovremeno dovesti na jednu fazu pozitivan, a na drugu negativan napon. Zbog toga su performanse ovog kola u režimu visokih brzina ograničene. Takođe, ovo kolo ima malu tolerantnost na pogrešna stanja, pošto neispravnost bilo koje komponente rezultira u značajnom smanjenju performansi pogona.

4.5.5. C-dump pretvarač

U *C-dump* pretvaraču [15], prikazanom na slici 4.10, koristi se jedan prekidač po fazi motora, uz dodatni prekidač, kondenzator i kalem koji služe za vraćanje akumulirane magnetske energije nazad u jednosmjerni izvor. Po principu rada kolo je slično bifilarnom pretvaraču, s tom razlikom što se akumulirana magnetska energija ne vraća pomoću bifilarnog namotaja, već se vraća uz pomoć dodatnog kondenzatora, prekidača, diode i kalema. Napon na kondenzatoru ima veću vrijednost od napona napajanja, a njegov nivo se kontrolira aktiviranjem dodatnog prekidača, tako da se višak energije, preko kalema, vraća izvoru.

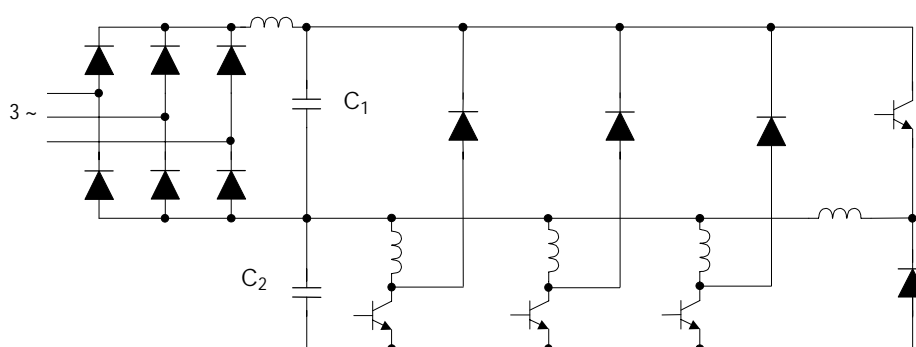
U poređenju sa klasičnim pretvaračem *C-dump* kolo koristi manji broj prekidača ($N+1$) od kojih je samo za jedan, eventualno, potrebno vršiti galvansko razdvajanje okidnog kola. Pozitivna osobina ovog kola je i što, za razliku npr. od Miller-ovog kola, ima sposobnost rada u uslovima preklapanja ugla provođenja faza. Totalne VA karakteristike ovog kola zavise od veličine napona V_C na kondenzatoru i struje I_{chop} kroz dodatni tranzistor. Totalne VA karakteristike za dati napon V_C iznose: $N \cdot V_C \cdot I + V_C \cdot I_{chop}$. S obzirom da se napon V_C najčešće izabira u opsegu 1.5 do $2 \cdot V$ može se reći da su totalne VA karakteristike približno $2N \cdot V \cdot I$.

Slika 4.10. *C-dump* pretvara-

Kondenzator u *C-dump* kolu je izložen znatnom opterećenju u vidu talasne struje, što je naročito izraženo kada se radi o generatorskom sistemu ili sistemu koji radi u svim četiri kvadranta. Kroz ovaj kondenzator i kalem javljaju se dodatni gubici koji nisu prisutni kod ostalih konfiguracija, što čini *C-dump* kolo manje efikasnim od drugih. Takođe, zbog dijela kola koje služi za vraćanje energije izvoru, ovaj pretvarač je manje pouzdan, jer kvarovi na kondenzatoru, dodatnom prekidaču ili kalemu dovode do totalnog kvara sistema.

4.5.6. Buck boost pretvarač

Buck-boost pretvarač [14], prikazan na slici 4.11, je još jedan pretvarač sa $(N+1)$ -nim poluprovodničkim prekidačem. On nudi dodatnu fleksibilnost u kontroli motora, jer su podijeljeni magnetizirajući V_{c2} i demagnetizirajući V_{c1} napon. Magnetizacija se vrši kada se uključi prekidač koji je na red sa fazom, a kada je prekidač isključen nastaje proces demagnetizacije. Napon na kondenzatoru C_1 podešava se pomoću prekidača u gornjem dijelu kola, induktivnosti i diode u vidu *buck-boost* operacije.

Slika 4.11. *Buck-boost* pretvarač.

Glavne prednosti buck-boost pretvarača su što dozvoljava fleksibilnost u kontroli, postoji mogućnost podešavanja magnetizirajućeg napona V_{c2} , čime se izbjegava upotreba PWM kontrole na donjim prekidačima i nezavisnost u kontroli faza. Mane su mu povećane totalne VA karakteristike (za $V_{c1} = V_{c2} = V$ najmanje

U glavi su opisani osnovni algoritmi upravljanja radom SRM-a. Pokazano je da je za uspješno upravljanje neophodno precizno utvrditi vrijednosti kontrolnih parametara (ugao uključenja θ_u , ugao isključenja θ_{is} , i, u režimu ispod osnovne brzine, referentna struja I_{ref}) u funkciji brzine ω , eventualno, zahtijevane vrijednosti elektromagnetnog momenta. Pored toga, da bi se kontrola uspješno primijenila neophodno je posjedovanje informacije o položaju rotora, što zahtijeva postojanje odgovarajućeg senzora pozicije. Zbog toga se ulažu značajni napor i ka eliminisanju potrebe za senzorom primjenom raznih tehnika koje već daju značajne rezultate.

Efikasnost kontrole zavisi i od topologije pogonskog pretvarača tj. od fleksibilnosti koju on omogućava u procesu upravljanja. U ovom poglavlju opisane su najvažnije topologije pretvarača i spomenute njihove najvažnije pozitivne i negativne osobine, a takođe date i njihove približne VA karakteristike. Sve pomenute topologije nalaze svoju primjenu, a odluka o tome koji će se pretvarač primijeniti u određenom SRM pogonu zavisi od tipa konkretne aplikacije. Do danas je, ipak, najviše zastupljen klasični pretvarač.

5. Mogu}nosti pro{irenja opsega konstantne snage pogona sa SRM-om primjenom nesimetri-ne konfiguracije

U ovoj glavi izlo`ena su dosada{nja saznanja o vezi izme|u vrste konstrukcije SRM-a i izlaznih karakteristika pogona. Uz pomo} tih saznanja, uo-ene su dvije osnovne konfiguracije nesimetri-nog motora koje mogu obezbijediti {irok opseg konstantne snage.

5.1. Potreba za {irokim opsegom konstantne snage

Potreba za kori{}enjem elektri-nog pogona koji razvija konstantnu snagu u {irokom dijapazonu brzina javlja se u velikom broju razli-utih primjena. Najtipi-niji primjer potrebe za ovakvim pogonom je u oblasti elektri-ne vu-e. Tako, na primjer, kod drumskih vozila potrebno je obezbijediti {irok opseg konstantne snage, kako bi se omogu}ilo postizanje potrebnih brzina i ubrzanja, a da se pri tom izbjegne upotreba vi{estepenih mehani-kih prenosnika. Motori sa unutra{njim sagorijevanjem, u tom smislu, imaju lo{e karakteristike, pa se, kao alternativa, name}e upotreba pogodnog elektri-nog, odnosno hibridnog pogona. Drugi primjer potrebe za {irokim opsegom konstantne snage tj. {irokim opsegom brzina je kod ure|aja u doma}instvu, kao {to su mikser, usisiva- ili ve{ ma{ina sa brzim centrifugiranjem koja omogu}ava su{enje ve{a.

Pogon sa SRM-om je veoma pogodan za upotrebu gdje se javljaju zahtjevi za velikim opsegom brzina. SRM je jednostavne i robustne konstrukcije, a njegov rotor, napravljen od `eljeza i bez namotaja, ima mali moment inercije i dozvoljava veliku brzinu obrtanja bez bojazni od raspadanja. Pa`ljivim projektovanjem motora i energetskog pretvara-a mogu}e je, uz odgovaraju}u optimizovanu kontrolu, postiji {irok opseg konstantne snage pogona sa SRM-om, odnosno obezbijediti {irok dijapazon brzina bez upotrebe prenosnika. Kako je pokazano u [17] optimizacijom kontrole mogu}e je postiji -ak ne{to ve}u snagu (teorijski i do 40%) u oblasti iznad osnovne brzine ω_o (slika 4.1). Jedna od prednosti SRM-a je, tako|e, {to mo`e podnijeti velika kratkotrajna preoptere}enja, {to je npr. u pogledu vu-e izuzetno zna-ajno.

5.2. Veza izme|u konstrukcije SRM-a i njegovih izlaznih karakteristika

Kakva }e biti konstrukcija SRM-a zavisi od potreba aplikacije za koju je on namijenjen. Specifikacija u procesu projektovanja sastoji se od zahtjeva (npr. potrebni moment, brzina i dr.) i ograni-enja (npr. napon napajanja, dimenzije motora, porast temperature). Proces projektovanja -ini utvr|ivanje parametara koji defini}u motor i kontroler, uklju-uju}i specifikaciju materijala i proces izrade. Specifikacija ponekad uklju-uje zahtjeve u pogledu dimenzija (spolja{nje

dimenzije) motora, ali i kada to nije slučaj jedan od prvih zadataka prilikom projektovanja je početno utvrđivanje spoljašnjih dimenzija SRM-a. Kada su poznate spoljašnje dimenzije (gabariti) motora, utvrđivanje unutrašnjih dimenzija se vrši na osnovu uobičajenih proporcija.

Posle početnog dimenzionisanja sledi proces podešavanja tj. optimizacija jednog po jednog parametra motora -ime se značajno poboljšavaju performanse i kvalitet. U procesu podešavanja neophodno je koristiti podršku odgovarajućeg kompjuterskog softvera, vršiti testiranje na prototipu, kao i koristiti dosadašnje akumulirano iskustvo.

Konfiguracija motora. U sklopu utvrđivanja unutrašnjih dimenzija motora potrebno je prvo utvrditi konfiguraciju motora, tačnije, broj polova i faza. Koja će se konfiguracija motora koristiti zavisi od postavljenih zahtjeva. Naime, motori sa većim brojem pari polova mogu razviti relativno veći momenat i imaju manje pulsacije momenta, dok su motori sa manjim brojem pari polova pogodniji u slučaju kada se zahtijevaju velike brzine. Motori sa većim brojem pari polova imaju manji fluks kroz polove, ali imaju mogućnost aktiviranja više faza istovremeno što omogućava razvijanje većeg momenta, kao i, uz odgovarajuću kontrolu, minimalnu talasnost momenta. S druge strane, motori sa manjim brojem polova imaju znatno veći odnos maksimalne i minimalne induktivnosti, kao i znatno dužu oblast sa niskim vrijednostima induktivnosti faze, što značajno povećava prostor za pomjeranje ugla provođenja, a time i opseg konstantne snage. Motori sa manjim brojem polova, također, rade na nižim učestanosti, što znači da imaju manje gubitke u magnetnom kolu kao i manje zahtjeve u pogledu brzine prekidačkih elemenata.

U radu [17] poređene su osobine četvorofazne 8/6 i trofazne 6/4 konfiguracije motora kao dva najpovoljnija kandidata za vozila na električni ili hibridni pogon. Utvrđeno je da 6/4 motor ima veći opseg konstantne snage, a također da može podnijeti veće kratkotrajno preopterećenje. S druge strane, 8/6 motor razvija veći momenat i snagu (za iste spoljašnje dimenzije), a također ima veći stepen iskorištenja i faktor snage. Faktor snage λ kod SRM-a se, pri tom, definiše kao odnos snage na osovini motora i efektivne vrijednosti volt-amperske karakteristike tj.

$$\lambda = \text{snaga na osovini motora} / \text{efektivna VA karakteristika}$$

U Tabeli 5.1 dati su rezultati [17] poređenja nekoliko konstrukcija SRM-a, istih spoljašnjih dimenzija, u pogledu ubrzanja, snage i VA karakteristika. Radi poređenja date su potrebne snage i VA karakteristika konkurentskih motora za postizanje istog ubrzanja (IM-indukcioni motor, BLDC - jednosmjerni motor bez četkica). Iz Tabele 5.1 vidi se da je SRM superiorniji od IM i BLDC motora. Također, može se vidjeti da 8/6 motor u odnosu na 6/4 motor razvija veću snagu i, kao posledica razvijanja većeg momenta, postiže bolja ubrzanja.

Tabela 5.1. (a) Pore |enje nekoliko SRM konstrukcija namijenjenih za vozila na elektri-ni pogon i odgovaraju}e potrebne karakteristike IM i BLDC motora za postizanje istog ubrzanja. (b) Konfiguracija, ugao pola rotora i ugao pola statora za 10 konstrukcija SRM-a koji imaju iste spolja{nje dimenzije.

(a)

Oznaka konstrukcije SRM-a	Vrijeme ubrzanja od 0 do 100km/h (s)	Snaga SRM-a (KW)	KVA potrebe SRM-a	Snaga IM-a (KW)	KVA potrebe IM-a	Snaga BLDC-a (KW)	KVA potrebe BLCD-a
1	13	42.1	69.8	57.88	72.35	75.5	83.9
2	13.25	42.56	69.86	56.9	71.13	74.43	82.7
3	13.48	42.61	69.9	56	70	73.27	81.41
4	13.58	45.88	69.85	55.68	69.6	72.78	80.86
5	13.85	39.1	64.76	54.7	68.38	71.46	79.4
6	14.78	34.6	59.35	51.68	64.6	67.39	74.88
7	14.1	38.98	64.68	53.85	67.3	70.34	78.15
8	15.01	35.38	59.32	50.1	62.6	66.4	73.77
9	10.1	68.12	101.4	72.7	90.88	95.67	106.3
10	8.74	69.95	109.3	83.04	103.8	109.6	121.8

(b)

Konstrukcija SRM-a	Konfiguracija SRM-a	Ugao pola rotora (°)	Ugao pola statora (°)	Visina pola rotora h_r
1	6/4	30.31	30.31	h_{r1}
2	6/4	31.5	30.31	$h_{r2} = h_{r1}$
3	6/4	34	30.31	$h_{r3} = h_{r1}$
4	6/4	36	30.31	$h_{r4} = h_{r1}$
5	6/4	31.5	30.31	$h_{r5} = 1.1 \cdot h_{r1}$
6	6/4	31.5	30.31	$h_{r6} = 1.2 \cdot h_{r1}$
7	6/4	34	30.31	$h_{r7} = 1.1 \cdot h_{r1}$
8	6/4	34	30.31	$h_{r8} = 1.2 \cdot h_{r1}$
9	8/6	23	21	h_{r9}
10	8/6	21	19	$h_{r10} = h_{r9}$

Dimenzionisanje rotora i izlazna jedna-ina. Projektovanje elektri-nog motora tradicionalno po- inje sa izlaznom jedna-inom koja kod SRM-a, u najjednostavnijoj formi, ima oblik:

$$M = K D_r^2 L_{stk} , \quad (5.1)$$

gdje je K konstanta, a D_r i L_{stk} pre-nik rotora i aksijalna du`ina magnetnog kola, respektivno. Koeficijent K proporcionalan je proizvodu magnetomotorne sile i srednje vrijednosti magnetnog polja, {to je detaljno opisano u literaturi [9], [16]. Tipi-ne vrijednosti koeficijenta K , za razli-ite tipove primjena, date su u Tabeli 5.2.

Pored ovih, u Tabeli 5.2, date su i odgovaraju}e tipi-ne vrijednosti za momenat po jedinici zapremine TRV . Ovaj koeficijent se, tako |e, veoma -esto koristi, a defini}e se kao:

$$TRV = \frac{M}{\pi D_r^2 L_{stk} / 4}. \quad (5.2)$$

Na osnovu (5.1) i (5.2) veza izme |u koeficijenata K i TRV data je kao:

$$TRV = \frac{4}{\pi} K. \quad (5.3)$$

Tabela 5.2. Tipi-ne vrijednosti koeficijenta izlaza (K) i momenta po jedinici zapremine rotora (TRV).

	K (kNm/m ³)	TRV (kNm/m ³)
Mali totalno zatvoreni motori	1.2 - 5.5	1.5 - 7
Integralni industrijski motori	5.5 - 25	7 - 30
Servomotori visokih performansi	12 - 40	15 - 50
Ma{ine u vazdu{nim letilicama	25 - 60	30 - 75
Velike ma{ine hla ene te-no}u	80 - 200	100 - 250

Spolja{nje dimenzije motora. Spolja{nje dimenzije motora -ine spolja{nji pre-nik statorovih limova D_s i aksijalna du`ina L_e koja pored aksijalne du`ine magnetnog kola L_{stk} uzima u obzir i najisturenije krajeve namotaja. Zapremina valjka definisanog pre-nikom D_s i du`inom L_e -ini bruto elektromagnetnu zapreminu, dok zapremina valjka definisana parametrima D_s i L_{stk} -ini neto elektromagnetnu zapreminu.

Spolja{nje dimenzije motora, u slu-aju kada nijesu specificirane, mogu}e je pribli`no utvrditi na osnovu parametara D_r i L_{stk} . Naime, u po-etnoj fazi projektovanja motora, naj-e}e se pretpostavlja tipi-an odnos $L_{stk} / D_r = 1$, tako da se, uz zadati momenat i pretpostavljenu vrijednost koeficijenta K , na osnovu jedna-ine (5.1) dobijaju vrijednosti D_r i L_{stk} . Vrijednost za D_s se zatim dobija tako |e na osnovu tipi-nog odnosa D_r / D_s . Ovaj odnos se mo`e kretati u {irokom opsegu od 0.4 do 0.7, ali za najve}i broj konstrukcija iznosi od 0.5 do 0.55. On zavisi od broja polova rotora i statora, kao i od radnih zahtjeva. Po pravilu, {to je ve}i broj polova, ve}i je odnos D_r / D_s . Du`ina L_e se pribli`no dobija kao:

$$L_e \approx L_{stk} + 2.4 t_s, \quad (5.4)$$

gdje je t_s {irina pola statora.

Odnos D_r / D_s je jedan od glavnih faktora koji je potrebno pa`ljivo odrediti prilikom projektovanja motora, jer njegove male varijacije mogu znatno uticati na

karakteristike motora. U literaturi [33] je pokazano da srednji momenat raste sa porastom ovog odnosa pri razli- itim vrijednostima magnetomotorne sile. S druge strane, maksimalni odnos izme|u srednjeg momenta i omskih gubitaka pojavljuje se u dijapazonu $0.42 < D_r/D_s < 0.50$ (sve je ra|eno za 6/4 motor za slu-aj kada je odnos {irine pola i polnog koraka $\lambda = 0.35$). Kako se prostor za namotaje mijenja u zavisnosti od odnosa D_r/D_s analizirano je razvijanje momenta i odnosa momenat / omski gubici u zavisnosti od D_r/D_s pri konstantnoj gustini struje i pri konstantnim omskim gubicima. Na osnovu ovih kriterijuma utvr|eno je da je optimalni odnos D_r/D_s izme|u 0.57 i 0.63, kao i da postoje veoma male promjene optimalne vrijednosti u zavisnosti od radnog re`ima.

Du`ina vazdu{nog procjepa. Vazdu{ni procjep kod SRM-a mora biti uniforman da bi se balansirale struje faza i minimizirala akusti-na buka. Tako|e, potrebno je da vazdu{ni procjep bude {to manji, kako bi se maksimizirao specifi-ni momenat i minimizirale volt-amperske potrebe u kontroleru. Fizi-ki, minimalno je mogu}e postiji debljinu procjepa oko 0.1mm. Mada je ova vrijednost regularna kod kora-nih motora, ovako mali vazdu{ni procjep susrije}e se samo kod specijalnih izvedbi SRM-a.

Kod ve}ine SR motora veli-ina procjepa, za slu-aj kada je odnos $L_{stk}/D_r=1$, naj-e}e iznosi oko 0.5% pre-nika rotora. Sa pove}anjem ovog odnosa proporcionalno raste i veli-ina vazdu{nog procjepa.

Uglovi polova rotora i statora. Ugao pola statora β_s i ugao pola rotora β_r podle`u ograni-enjima datim jedna-inama (2.3) i (2.4) iz poglavlja 2.2. Pored toga, naj-e}e se uzima $\beta_r > \beta_s$, {to je razumljivo s obzirom da se te`i da prostor za namotaje bude {to je mogu}e ve}i.

Jedna-ina (2.3) ukazuje na minimalne mogu}e vrijednosti uglova β_s i β_r u idealizovanom slu-aju kada se uzima u obzir da se momenat produkuje samo od momenta kada po-inje fizi-ko preklapanje polova rotora i statora, pa do momenta kada pol rotora u potpunosti natkrije pol statora ($\beta_r > \beta_s$). Me|utim, kod realnog motora pozitivan momenat, mada znatno ni`i, javlja se i u ostalim pozicijama rotora od neusagla{enog pa do usagla{enog polo`aja rotora. Zato se mogu sresti i izvedbe motora i sa ne{to manjim uglom npr. statora, mada je u tim slu-ajevima talasnost momenta znatno izra`ena, a tako|e se mo`e javiti problem pokretanja ma{ine.

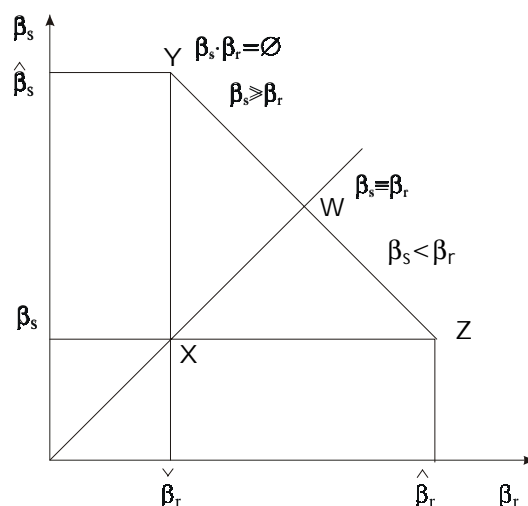
Jedna-ina (2.4) obezbje|uje da za neusagla{eni polo`aj nema preklapanja polova statora i rotora, da bi se obezbijedila {to manja induktivnost za taj polo`aj. Na slici 5.1 trougao XYZ ukazuje na mogu}e kombinacije uglova β_s i β_r . Za naj-e}i slu-aj kada je $\beta_s < \beta_r$ mogu}e kombinacije se svode na trougao XZW.

Analogne veli-ine uglovima β_s i β_r su {irina pola rotora t_r i {irina pola statora t_s , a mogu se izra-unati kao:

$$t_s = 2 (r_1 + \delta) \sin(\beta_s/2), \quad (5.5)$$

$$t_r = 2 r_1 \sin(\beta_r/2), \quad (5.6)$$

gdje je $r_1 = D_r/2$, a δ du`ina vazdu{nog procjepa.

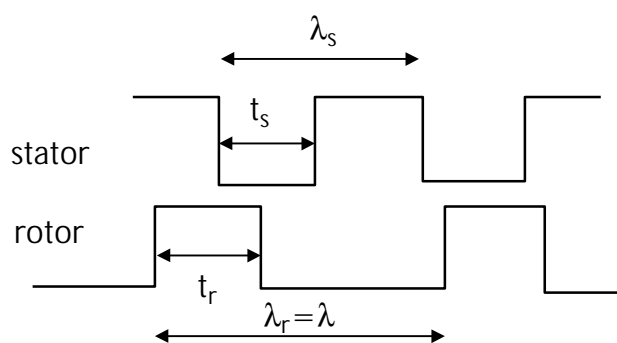


Slika 5.1. Mogu}e vrijednosti uglova rotora i statora (idealizovano posmatrano).

Prilikom projektovanja motora utvr|ivanje uglova β_s i β_r je izuzetno va`no, jer njihovo variranje zna-ajno uti-e na performanse motora. U [17] je analizirano nekoliko varijacija 6/4 motora (konstrukcije 1, 2, 3 i 4 u Tabeli 5.1) koji se razlikuju jedino po {irini pola rotora. Analiziranjem ovih motora, pomo}u metode kona-nih elemenata, do{lo se do zaklju-ka da motori sa u`im polom rotora imaju {iri opseg konstantne snage, dok motori sa {irim polom rotora razvijaju ve}e vrijednosti momenta. Pokazano je da je, kod analiziranih motora, opseg konstantne snage od 4.7 (konstrukcija 4) do 5.7 (konstrukcija 1) puta ve}i od opsega konstantnog momenta. Iako se kod motora sa {irim plovima rotora razvija ve}i momenat iz Tabele 5.1 mo`e se vidjeti da su, u slu-aju vozila na elektri-ni pogon, bolja ubrzanja postiguta kod motora sa u`im polovima. Ovo je postignuto na ra-un toga {to se, optimalnom kontrolom, posti`e znatno ve}a snaga od snage pri osnovnoj brzini u {irokom dijelu opsega konstantne snage, a ovo pove}anje snage izra`enije je kod konfiguracija sa u`im polovima rotora (maksimalna postignuta snaga za konstrukciju 1 iz Tabele 5.1 je 40% vi{a od snage pri osnovnoj brzini). Ovakvo pove}anje snage je posledica znatno ve}eg faktora snage na brzinama iznad osnovne (ide i preko 0.8), tako da se ne prevazilazi nominalna struja, -ak se, iznad odre|ene brzine, maksimalna snaga posti`e pri struji manjoj od nominalne.

U [17] su analizirane i dvije 8/6 konfiguracije (konstrukcije 9 i 10 u Tabeli 5.1). Rezultati su bili u saglasnosti sa onim kod 6/4 motora. Tako, motor konstrukcije 9 koji ima {ire polove produkovao je ve}i momenat. S druge strane, motor konstrukcije 10 ima opseg konstantne snage {irine 4.125, dok motor konstrukcije 9 svega 3.2 osnovne brzine ω_o , {to ukazuje na to da konfiguracije sa {irim polovima razvijaju ve}i momenat, ali imaju manji opseg konstantne snage.

U [33] analizirane su karakteristike 6/4 motora u zavisnosti od ovih uglova, ta-nije u zavisnosti odnosa t/λ (uzeto $t=t_r=t_s$ i $\lambda=\lambda_r$, gdje je λ_r polni korak rotora definisan na slici 5.2). Analiza je izvr{ena po vi{e kriterijuma, a zaklju-eno je da, zavisno od va`eg kriterijuma, optimalan odnos t/λ mo`e i}i od 0.27 do 0.43. U pogledu maksimizacije momenta pokazano je da je optimum odnosa t/λ od 0.42 do 0.47. Pokazano je da generalno sa pove}anjem magnetomotorne sile maksimalni momenat se dobija u u`em opsegu odnosa t/λ . Kada su uzeti u obzir rezultati dobijeni za konstantnu gustinu struje i konstantne omske gubitke dobijen je realisti-niji opseg vrijednosti t/λ od 0.33 do 0.40. S druge strane, optimalni odnos t/λ u pogledu maksimizacije odnosa momenat / omski gubici dobijen je u opsegu od 0.27 do 0.30. Tako |e je analizirana efikasnost motora u zavisnosti od t/λ i utvr |eno da se optimum posti`e u opsegu od 0.25 do 0.35. Kada su svi ovi kriterijumi uzeti u obzir do{lo se do optimalnog odnosa t/λ od 0.33 do 0.40 (ovo odgovara za npr. 6/4 konfiguraciju uglova polova od 30 do 36 stepeni).



Slika 5.2. Definisiranje polnog koraka rotora λ_r i statora λ_s .

Visina pola rotora. Visina pola rotora h_r odre |ena je jedna-inom:

$$h_r = r_1 - r_0, \quad (5.7)$$

gdje je r_1 (ve}i) polupre-nik rotora, a r_0 manji polupre-nik rotora (ne uklju-uje polove). Da bi se obezbijedila dovoljno mala induktivnost za neusagla{eni polo`aj, neophodno je da visina h_r bude najmanje 20 do 30 puta ve}a od du`ine vazdu{nog procjepa δ [9], a koristan pokazatelj je da ova visina bude oko polovine {irine pola statora t_s , tj.

$$h_r = t_s / 2. \quad (5.8)$$

Ekstremno pove}anje visine h_r ne}e doprinijeti znatnom smanjenju neusagla{ene induktivnosti (L_{un}), zbog toga {to sa pove}anjem visine pola rotora raste udio fluksa koji prolazi bo-no kroz polove rotora (a mali dio fluksa direktno prema jarmu rotora). S druge strane visina h_r je ograni-ena potrebom da debljina jarma rotora bude dovoljna da i pri maksimalnom fluksu ne do |e do zasi}enja, kao i potrebom da pre-nik osovine bude {to je mogu}e ve}i.

U radu [69] je pokazano da sa povećanjem odnosa h_r/l_1 opada vrijednost neusagla{ene induktivnosti, gdje je l_1 rastojanje između ivica polova rotora i statora u neusagla{enom položaju. Međutim, pokazano je da je optimalan odnos h_r/l_1 od 1.5 do 2, jer sa daljim povećanjem ovog odnosa neznatno opada vrijednost neusagla{ene induktivnosti.

U radu [17] analizirane su karakteristike SRM-a za nekoliko varijacija visine pola rotora h_r (konstrukcije 2, 5 i 6, kao i konstrukcije 3, 7 i 8 u Tabeli 5.1). Pokazano je da se povećanjem visine h_r smanjuje nominalna vrijednost momenta motora, ali se povećava opseg konstantne snage. Tako, motor sa naju{im polovima rotora i najve{om visinom h_r (konstrukcija 6) razvija najmanji momenat, ali posti{e najve{i opseg konstantne snage (7.75 osnovne brzine). Tako{e, ovaj motor ima najbolje karakteristike u pogledu kratkotrajnog preoptere{enja (preoptere{enje od skoro 7 puta ve{e od nominalne snage). Motor sa {irim polovima rotora i najmanjom visinom h_r (konstrukcija 3) razvija najve{i nominalni momenat, ali ima najmanji opseg konstantne snage (5.1-nu osnovnu brzinu).

Debljina jarma rotora. Debljina jarma rotora y_r trebalo bi da, kao {to je pomenuto, bude dovoljna da `eljezo ne ode u zasi{enje ni pri maksimalnom fluksu. S obzirom da se fluks kod SRM-a simetri-no dijeli u dva jednaka dijela kroz obje strane jarma, to je minimalna debljina jarma rotora $t_s/2$. Međutim, naj-e{e se uzima 20-40% vi{a od toga [9] kako bi se obezbijedilo da i u slu-aju faznog preklapanja ne do{e do zasi{enja.

Debljina jarma statora. Debljina jarma statora y_s podle{e ograni-enjima sli-no debljini y_r tj. potrebno je da bude zadovoljen uslov $y_s > t_s/2$. S obzirom na znatnu du{inu sekcije jarma statora, posebno je va`no da debljina y_s bude 20-40% ve{a od $t_s/2$. Drugi razlog za pove{anje debljine y_s je maksimiziranje ~vrstine statora, kako bi se uticaj radialnih sila koje te{e ovalizaciji statora sveo na minimum, a time redukovao nivo buke u toku rada motora. S druge strane, pove{anje debljine y_s uti-e na smanjenje prostora za namotaje.

U radu [33] analizirane su karakteristike 6/4 motora u zavisnosti od odnosa $y_s/(t_s/2)$ za razne vrijednosti magnetomotorne sile. Kriterijum za optimizaciju je bila vrijednost momenta koju motor razvija, kao i odnos momenat / omski gubici. Utvr|eno je da je za 6/4 konfiguraciju optimalan odnos $y_s/(t_s/2)$ u opsegu od 1.1 do 1.3.

Visina pola statora. Razumljivo je da je potrebno da visina pola statora h_s bude {to ve{a, kako bi se obezbijedio {to je mogu{e ve{i prostor za namotaje kako bi se minimizirali omski gubici, a obezbijedila potrebna magnetomotorna sila. Ovo je naro-ito va`no kod totalno zatvorenih ma{ina.

Kada su utvr|ene ranije spomenute dimenzije D_r , D_s , δ i y_s , visina h_s je odre|ena jedna-inom:

$$h_s = (D_s - D_r - 2(\delta + y_s)) / 2. \quad (5.9)$$

Procjena broja navojaka. Gruba procjena broja navojaka po fazi motora N mo`e se utvrditi pretpostavljaju}i da, za neku specificiranu brzinu, ugao provo|enja ima odre|enu vrijednost θ_p . Ako nema -opovanja struje pik obuhvatnog fluksa iznosi:

$$\psi_m = U \theta_p / \omega, \quad (5.10)$$

gdje je U vrijednost jednosmjernog napona napajanja, a ω ugaona brzina. Pri punoj brzini fluks dosti`e vrijednost ψ_m prije usagla{ene pozicije, tipi-no kada preklopljenost polova rotora i statora iznosi oko dvije tre}ine ugla pola statora. Pretpostavlja se da postoji dovoljna magnetomotorna sila Ni da, u tom trenutku, indukcija u polu statora dostigne vrijednost zasi}enja B_s (tipi-no $B_s=1.7T$). Tada je:

$$\psi_m = t_s L_{stk} B_s N. \quad (5.11)$$

Ako se uzme da ugao θ_p pribli`no iznosi $1/m$ (m -broj faza motora) od polnog koraka rotora ($2\pi/N$), onda se kombinovanjem jedna-ina (5.10) i (5.11) dobija:

$$N = U 2\pi / (\omega m N_r t_s L_{stk} B_s) = 60 U / (n m N_r t_s L_{stk} B_s). \quad (5.12)$$

Volt amperske potrebe. Pribli`ne volt-amperske (VA) karakteristike za ve}inu pretvara-a date su u poglavlju 4.5. Preciznije jedna-ine VA karakteristika mogu se na}i u [14]. Tipi-na vrijedenost VA karakteristike za SRM iznosi pribli`no kao i kod indukcionog motora oko 10kVA/kW. VA karakteristike se naj-e}e ra-unaju na bazi maksimalnih struja i napona tranzistora (kao u poglavlju 4.5), ali se ponekad daju i efektivne VA karakteristike gdje se umjesto pika struje uzima efektivna vrijednost struje kroz tranzistore.

Ako se pretpostavi da su, za projektovani motor, utvr|ene sve dimenzije onda se mo`e analizirati uticaj `eljene pune brzine na VA karakteristike. Ovo se mo`e vidjeti ako se jedna-ina (5.12) napi}e kao:

$$\omega = U 2\pi / (N m N_r t_s L_{stk} B_s). \quad (5.13)$$

Na osnovu (5.13) vidi se da karakteristike motora u pogledu brzine direktno zavise od vrijednosti jednosmjernog napona. Sa pove}anjem napona pove}ava se i brzina, ali, s obzirom na konstatacije iz poglavlja 4.5, to uti-e na pove}anje VA karakteristika. Tako|e, na osnovu (5.13) vidi se da smanjenje broja navojaka N uti-ne na pobolj{anje karakteristika motora u pogledu brzine. Ako se pretpostavi da se maksimalno Ni odr`ava konstantnim, onda smanjenje N uti-e na pove}anje struje, {to tako|e doprinosi pove}anju VA karakteristike.

5.3. Nesimetri-ni SRM pogoni {irokog opsega konstantne snage

Kao {to je pomenuto u poglavlju 5.1, istra`ivanja pokazuju da se, optimalnom kontrolom kod simetri-nog SRM pogona, mo`e posti}i da snaga motora zna-ajno poraste nakon osnovne brzine ω_o . Ovo zna-i da se opseg konstantne snage, na nivou snage pri osnovnoj brzini ω_o , mo`e ostvariti jedino na ra-un neiskori{jenja maksimalnih potencijala pogona u tom opsegu brzine. Iz tog saznanja proisteklo je i pitanje: da li je mogu}e projektovati takav nesimetri-ni SRM pogon koji }e, primjenom kontrole koja maksimizira njegovu izlaznu karakteristiku, prirodno imati opseg pribli`no konstantne snage, a da taj opseg bude {iri od opsega koji bi ostvarivao odgovaraju}i (referentni) simetri-ni pogon, pri istom nivou izlazne snage? Pri tome, podrazumijeva se da nesimetri-ni motor ima iste spolja{nje dimenzije kao i referentni simetri-ni, kao i da nesimetri-ni pretvara- ima iste maksimalne VA karakteristike kao i pretvara- referentnog simetri-nog pogona.

5.3.1. Konfiguracija sa nejednakim brojem navojaka po fazi motora

Iz jedna-ine (5.13) slijedi da pove}anje broja navojaka N po fazi motora uti-e na smanjenje maksimalne brzine, dok smanjenje broja navojaka uti-e na pove}anje maksimalne brzine SRM pogona. Pove}anje N ustvari uti-e na "sa`imanje" momenat - brzina ($M-\omega$) karakteristike, dok smanjenje N uti-e na "rastezanje" $M-\omega$ karakteristike motora. S druge strane, pove}anje broja navojaka N odra`ava se na smanjenje, a smanjenje N odra`ava se na pove}anje struje u fazama, {to direktno uti-e na smanjenje odnosno pove}anje VA karakteristike pretvara-a. Generalno uzev{i, ako se broj navojaka N referentnog motora pove}a (smanji) k puta, za toliko puta }e se "sa`eti" ("rastegnuti") $M-\omega$ karakteristika motora, ali }e se za isto toliko puta smanjiti (pove}ati) VA karakteristika pogonskog pretvara-a.

Ako se projektuje trofazni 6/4 SRM takav da jedna faza ima manji broj navojaka $N_1 < N$, a druge dvije ve}i broj navojaka $N_2 > N$ u odnosu na faze referentnog simetri-nog motora, njegova $M-\omega$ karakteristika razlikova}e se od $M-\omega$ karakteristike referentnog simetri-nog motora. Pri tome, smanjeni broj navojaka N_1 u jednoj fazi utica}e na pobolj{anje $M-\omega$ karakteristike, ali i na pove}anje VA karakteristike pretvara-a. S druge strane, pove}an broj navojaka N_2 kod dvije faze utica}e na br`e slabljenje $M-\omega$ karakteristike, ali i na smanjenje VA karakteristike pogonskog pretvara-a. Adekvatnim izborom N_1 i N_2 mogu}e je posti}i da VA karakteristika nesimetri-nog pretvara-a bude ista kao i VA karakteristika pretvara-a referentnog simetri-nog pogona. Tako, na primjer, u slu-aju klasi-nog trofaznog pretvara-a potrebno je zadovoljiti uslov: $6NVI = 2N_1VI_1 + 4N_2VI_2$, gdje su I , I_1 i I_2 struje u odgovaraju}im fazama sa N , N_1 i N_2 navojaka, respektivno.

Da bi se utvrdilo da li postoji optimalan odnos izme|u N_1 i N_2 koji obezbje|uje da nesimetri-na konfiguracija motor - pretvara- obezbijede, pri

optimalnoj kontroli, konstantnu snagu u {irokom opsegu brzine ({irem od onog koji bi se ostvario referentnim simetri-nim pogonom), neophodno je razmotriti veliki broj kombinacija navojaka N_1 i N_2 . Stoga se prirodno name}e potreba za razvojem softverskog alata koji omogu}ava relativno brzo i precizno dobijanje $M-\omega$ karakteristike SRM pogona.

5.3.2. Konfiguracija sa nejednakom {irinom polova statora motora

Druga mogu}a varijanta nesimetri-nog SRM pogona je da faze nesimetri-niog motora imaju razli-ite {irine polova statora. Naime, kako je pokazano u poglavlju 5.2, pove}anje opsega konstantne snage posti}e se smanjenjem {irine polova statora. Tako|e, {iri opseg konstantne snage posti}e se kod motora sa manjim brojem polova, pa je u tom smislu favorizovan trofazni 6/4 motor. Me|utim, kod 6/4 motora {irina polova ne mo}e biti u`a od one koja odgovara uglu $\beta_s=30^\circ$, jer bi do{lo do pojave zna-ajnih "uvala" momenta, -ime bi se dovelo u pitanje startovanje motora. S druge strane, projektovanjem nesimetri-nog motora sa nejednakom {irinom polova mogu}e je obezbijediti da polovi jedne faze imaju $\beta_{s1}<30^\circ$, a da ne do|e do zna-ajnih uvala polaznog momenta. Ovo se mo}e posti}i na ra-un pove}anja {irine polova preostale dvije faze (uglovi β_{s2}), ako se ostvari uslov $(\beta_{s1}+2\beta_{s2})/3 \geq 30^\circ$ i ako se obezbijedi odgovaraju}i prostorni raspored polova faza. Faza sa su`enim polovima ima}e ve}i, a faze sa pro{irenim polovima manji opseg razvijanja konstantne snage u odnosu na faze referentnog simetri-nog motora. U cilju obezbje|ivanja $M-\omega$ karakteristike nesimetri-nog pogona takve da se postigne konstantna snaga u {irokom opsegu brzine mogu}e je i ovdje uvesti nejednak broj navojaka po fazama motora kao i u prethodnom slu-aju gdje su {irine polova nesimetri-nog motora jednake.

Da bi se do{lo do optimalnog nesimetri-nog pogona sa nejednakom {irinom polova po fazama motora koji obezbje|uje konstantnu snagu u {irokom opsegu brzine neophodno je, za samo jednu kombinaciju β_{s1} i β_{s2} , ispitati veliki broj kombinacija u broju navojaka N_1 i N_2 . Zbog toga je i u ovom slu-aju potrebno obezbijediti brz i pouzdan softverski alat koji }e omogu}iti simuliranje rada motora. U tom cilju, najpodesnije bi bilo obezbijediti softver, baziran na podesnom modelu, -iji bi jedni od ulaznih parametara bili broj navojaka faze i {irina pola statora motora.

5.4. Zaklju-ak

Kori{}enjem dosada{njih iskustava i saznanja o uticaju vrste konstrukcije SRM-a na izlazne karakteristike koje SRM pogon mo}e ostvariti, ustanovljene su dvije osnovne nesimetri-ne 6/4 konfiguracije motora koje mogu pru`iti {irok opseg konstantne snage. Jedna konfiguracija ima nejednak broj navojaka po fazama motora, a druga nejednaku {irinu polova statora koji pripadaju razli-itim fazama. Tako|e, mogu}e je kombinovati osobine pomenute dvije konfiguracije, u cilju

dobijanja optimalne konfiguracije koja bi u najve}oj mjeri podr`ala postavljene zahtjeve u pogledu izlaznih karakteristika pogona.

Da bi se ispitalo da li nesimetri-ne konfiguracije posjeduju prednost u odnosu na simetri-ne, u pogledu {irine opsega konstantne snage, neophodno je uporediti karakteristike nesimetri-nog sa odgovaraju}im simetri-nim pogonom (koji ima iste spolja{nje dimenzije motora i istu VA karakteristiku pretvara-a). U tom cilju, neophodno je obezbijediti pouzdan softverski alat koji }e omogu}iti ispitivanje karakteristika i simulaciju rada nesimetri-nog SRM-a. Njegove osobine moraju biti takve da omogu}avaju relativno brzo dobijanje rezultata, s obzirom da je neophodno ispitati veliki broj nesimetri-nih SRM pogona u cilju pronala`enja optimalne konfiguracije. Da bi se do{lo do takvog softverskog alata potrebno je obezbijediti pogodan matemati-ki model nesimetri-nog SRM-a.

6. Nelinearni modeli za simulaciono utvrđivanje karakteristika SRM-a i razvoj pogodnog modela za projektovanje nesimetri-nog SRM pogona

SRM spada u grupu motora sa izraženim nelinearnim karakteristikama, jer magnetni materijal, u toku rada motora, zalazi duboko u zasićenje. Zbog toga se precizno određivanje karakteristika SRM-a ne može ostvariti simulacijom na bazi linearnih modela, već je neophodno koristiti nelinearan model. Do danas je razvijen veliki broj nelinearnih SRM modela, ali je njihova primjena, u fazi projektovanja SRM pogona, ograničena usled njihovih nedostataka, kao što su: nedovoljna tačnost rezultata koji obezbjeđuju, nemogućnost dobijanja dinamičkih rezultata, teškoća utvrđivanja velikog broja parametara koji model zahtijeva itd. S druge strane, uz pomoć analize konačnih elemenata (FE = *finite element*) moguće je izvršiti dovoljno tačan proračun polja u SRM-u, uz uvažavanje distribuiranih lokalnih zasićenja koja su bitna za rad motora. Mana FE metoda je, međutim, što je on prespor za dinamičku simulaciju, a ona je neophodna za projektovanje SRM pogona.

Ova glava posvećena je razvoju nelinearnog modela SRM-a koji će omogućiti jednostavno, dovoljno precizno i brzo dobijanje dinamičkih rezultata, a čije ulazne parametre će biti jednostavno utvrditi. Osnovna ideja je da se magnetno kolo motora podijeli na nekoliko oblasti sa različitim reluktansama koje se, međusobno, vežu na red ili paralelu. Glavni problem je, međutim, kako adekvatno izvršiti podjelu i kako izračunati vrijednosti pojedinih reluktansi. U cilju rešavanja ovog problema i dobijanja modela pogodnog za projektovanje nesimetri-nog SRM pogona, neophodno je iskoristiti dosadašnja teorijska i empirijska znanja, a tako će se sprovesti i niz sopstvenih istraživanja.

Do sada je razvijen veliki broj nelinearnih modela SRM-a koji se mogu generalno podijeliti u tri grupe. U prvu grupu spadaju modeli na bazi metoda konačnih elemenata (FE), [63]-[66]. Ovi modeli obezbjeđuju visok stepen preciznosti (naročito oni na bazi trodimenzionalnog metoda FE, [66]). Mana im je, međutim, složenost primjene i neophodnost velikog broja izračunavanja što ih, zbog sporosti, čini nepodesnim za projektovanje SRM-a, gdje je potrebno vršiti proračune za veliki broj varijacija konstrukcionih parametara motora.

Kod druge grupe modela statičke karakteristike SRM-a, tj. veze između struje, položaja rotora, fluksa i momenta, određuju se relativno jednostavnim matematičkim formulama. Ovi modeli, pored toga što omogućavaju brza izračunavanja, mogu postići zadovoljavajuću preciznost, [60]-[62]. Oni, međutim, zahtijevaju utvrđivanje odnosno određivanje relativno velikog broja parametara na osnovu prethodno utvrđenih (izmjerenih ili izračunatih FE metodom) statičkih karakteristika SRM-a, a to je najteže veza između fluksa, struje za određeni broj položaja rotora. Zbog toga ovi modeli nijesu pogodni za projektovanje SRM-a, već

se mogu koristiti u optimizaciji kontrole pogona sa SRM-om, kao i u edukativne svrhe.

Treća vrsta modela obezbjeđuje utvrđivanje karakteristika SRM-a bez ili sa svega nekoliko prethodno utvrđenih vrijednosti statičke karakteristike SRM-a (najčešće se FE metodom utvrde nekoliko kritičnih tačaka: fluks - struja - položaj rotora), [33], [67]-[69], [96], [97]. Očigledno je da su ovi modeli veoma pogodni za razvijenih simulacionog alata u fazi projektovanja SRM-a. Kod razvoja većine ovih modela polazi se od fizičkih jednačina, pri čemu se uvodi veliki broj pojednostavljenja i zanemarenja, [69], [96]. Neki modeli, međutim, zasnovani su na empirijskim zavisnostima, dobijenim na osnovu utvrđenih zajedničkih karakteristika većine SRM-a, tako da je potrebno utvrditi samo nekoliko parametara motora na osnovu kritičnih vrijednosti statičke karakteristike SRM-a, [67], [68]. Modeli koji pripadaju ovoj grupi veoma su atraktivni za korišćenje ne samo u fazi projektovanja SRM-a, već i cjelokupnog SRM pogona, a takođe i u optimizaciji kontrolnih parametara. Međutim, ovi modeli uglavnom posjeduju određena ograničenja, kao što su: nedovoljna preciznosti, teškoće izračunavanja momenta, nemogućnost dobijanja dinamičkih rezultata i sl.

6.1. Brzi modeli pogodni za projektovanje SRM-a

6.1.1. Analitički model sa više vazdušnih putanja fluksa

Model polazi od podjele magnetnog kola motora na više sekcija, kao i pretpostavke da magnetno polje protiče duž nekoliko kontura, a obezbjeđuje dobijanje trenutne vrijednosti struje. Njegovi ulazni parametri su samo dimenzije motora i karakteristika magnetnog materijala.

U [96] je opisan jedan od analitičkih modela za utvrđivanje induktivnosti faza SRM-a za različite vrijednosti struje i različite položaje rotora. Ovaj model polazi od pretpostavke da fluks u vazdušnom procjepu između rotora i statora prolazi duž više paralelnih putanja različitih dužina i površina poprečnih presjeka. Dužine i površine poprečnih presjeka svih putanja mijenjaju se jedino u funkciji položaja rotora. Pri tom se definiše šest putanja za položaj rotora od neusaglašene pozicije do pozicije početka preklapanja sa polom statora, dok se za pozicije gdje postoji preklapanje definiše pet putanja. Putanje za oba slučaja prikazane su na slici 6.1.

Prilikom uspostavljanja modela polaze se od sledećih pretpostavki:

1. Linije fluksa protiču kroz vazdušni procjep po putanji u vidu koncentričnog kruga ili prave linije.
2. Linije fluksa prilikom ulaska ili izlaska iz žljeza normalne su na površinu žljeza.
3. Linije fluksa protiču kroz polove rotora i statora paralelno osi polova.

4. Linije fluksa su koncentrične u željeznom jarmu statora i rotora.
5. Osovina je sasvim nemagnetna.
6. Odnos između ugla pola i polnog koraka je 0.4, mada je i za ostale vrijednosti tačnost prihvatljiva.
7. Namotaji na polovima su cilindrični; statorov interpolarni prostor je samo djelimično popunjen sa namotajima.

Za identifikaciju putanja i utvrđivanje njihovih dužina i površina poprečnih presjeka korišteno je iskustvo stečeno kroz FE analizu. Razlika između putanja je u različitim dužinama i oblicima vazdušnih sekcija. Svaka putanja fluksa sastoji se od sekcije u željezu i dvije nejednake vazdušne sekcije. Prema tome magnetomotorna sila F_j za putanju 'j' data je izrazom:

$$F_j = F_{o1} + F_{o2} + F_{fe}, \quad (6.1)$$

gdje je F_{o1} pad magnetomotorne sile na vazdušnom dijelu između gornjih polova rotora i statora, F_{o2} pad magnetomotorne sile na vazdušnom dijelu između donjih polova rotora i statora, a F_{fe} pad magnetomotorne sile u željezu. Jednina (6.1) može se izraziti preko obuhvatnih flukseva i dimenzija motora kao:

$$F_j = \sum \left(\frac{\Psi_{jk} I_{jk}}{N_j \mu S_{jk}} \right), \quad (6.2)$$

gdje je Ψ_{jk} obuhvatni fluks na putanji 'j' u sekciji 'k', S_{jk} površina poprečnog presjeka sekcije 'k' normalna na putanju 'j', N_j - broj navojaka po fazi koji obuhvata putanju 'j', I_{jk} - dužina putanje 'j' u sekciji 'k' motora i μ - permeabilnost koja je u vazdušnim sekcijama $\mu = \mu_0$, a u željezu nelinearna funkcija pobude.

U [96] su dati izrazi za izražavanje dužina i površina poprečnih presjeka sekcija svih putanja u funkciji položaja rotora. Da bi se dobila veza između vrijednosti obuhvatnog fluksa za određenu pobudnu struju i dati položaj rotora neophodan je iterativni postupak. Potrebno je izražavati veliki broj takozvanih Ψ -i- θ da bi se dobijeni statički rezultati mogli koristiti u modelima [61], [62] koji omogućavaju simulaciju dinamičkih procesa. Mada se, po riječima autora [96], uz pomoć ovog modela mogu dobiti statički rezultati nešto bolji nego isti dobijeni dvodimenzionalnom FE analizom, može se reći da ovaj model nije pogodan za brzo i jednostavno nalaženje optimalne konfiguracije motora u fazi projektovanja.

Međutim, ako se izvrše još neka zanemarenja, ovaj model se može pojednostaviti tako da se dobije jednostavna veza između struje, fluksa i položaja rotora. Tako, ako se zanemari putanja 1 na slici 6.1 i zanemari efekat ivičnog zasićenja polja na polovima, jednina (6.2) može se približno napisati kao:

$$F_j = \sum_{kfe} H_{kfe} I_{kfe} + \sum_{ko} \frac{\Psi_j I_{jko}}{N_j \mu_o S_{jko}}, \quad (6.3)$$

gdje prvi sabirak odgovara padu magnetomotorne sile na željezu (k_{fe} odgovara djelovima željeza sa različitim poprečnim presjekom odnosno fluksom), a drugi sabirak odgovara padu magnetomotorne sile na vazdušnom dijelu putanje j (vazdušni dio se sastoji od dvije različite sekcije, pa je $k_o=1, 2$). Ako se zna da je $F_j = N_j i$, kao i $\Psi_j = N_j \phi_j$, onda se iz (6.3) dobija:

$$\phi = \sum_{j=2}^n \phi_j = \sum_{j=2}^n \left[\frac{\left(F_j - \sum_{k_{fe}} H_{k_{fe}} I_{k_{fe}} \right)}{\left(\sum_{k_o} \frac{I_{j k_o}}{S_{j k_o} \mu_0} \right)} \right], \quad n=5 \text{ ili } 6, \quad (6.4)$$

odnosno iz (6.4):

$$i = \frac{\phi + \sum_j \frac{\sum_{k_{fe}}}{\sum_{k_o}}}{\sum_j \frac{N_j}{\sum_{k_o}}}, \quad (6.5)$$

gdje je:

$$\sum_{k_{fe}} = \sum_{k_{fe}} H_{k_{fe}} I_{k_{fe}},$$

$$\sum_{k_o} = \sum_{k_o} \frac{I_{j k_o}}{S_{j k_o} \mu_0}.$$

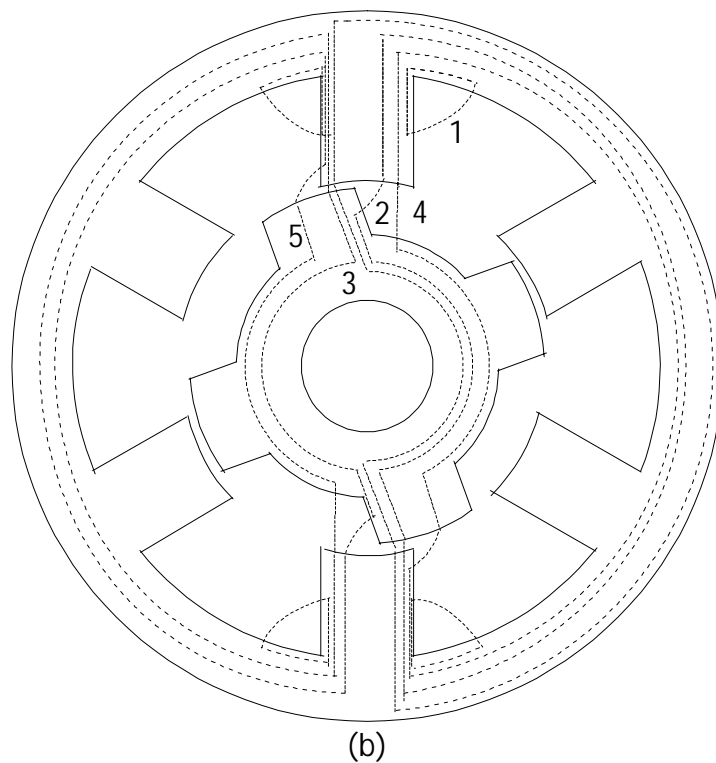
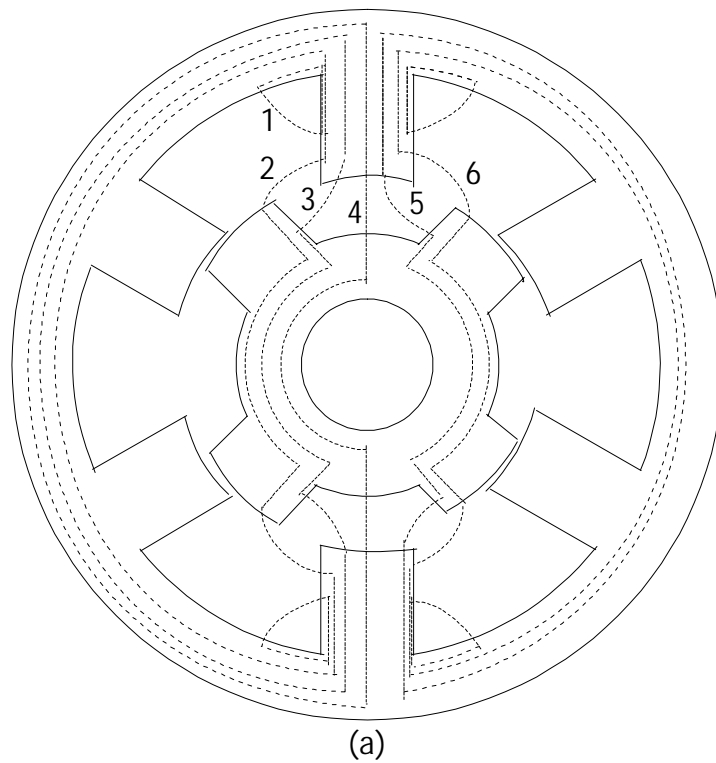
U izrazu za struju (6.5) parametri $I_{k_{fe}}$ i N_j su konstante, dok parametri $I_{j k_o}$ i $S_{j k_o}$ zavise od položaja rotora. Jačina polja u sekciji željeza $H_{k_{fe}}$ može se približno odrediti definisanjem B-H zavisnosti po *Frolich*-ovoj krivoj:

$$B = H l (aH + b).$$

Tako, s obzirom da je indukcija u željezu $B_{k_{fe}} = \phi / S_{k_{fe}}$, dobija se:

$$H_{k_{fe}} = b \phi l (S_{k_{fe}} - a \phi), \quad (6.6)$$

ime se kompletira jednačina (6.5). Pri tom, parametri a i b definišu B-H krivu.



Slika 6.1. Pretpostavljene putanje fluksa; (a) Neusaglašeni položaj rotora;
(b) Djelimično preklapljenu poziciju rotora i statora.

Kada se uvrsti jednačina (6.6) u (6.5) dobija se analitički izraz za struju kao funkcija fluksa ϕ i površina u vazduhu S_{jko} -ija je zavisnost od položaja rotora data u [96]. Na ovaj način moguće je vrlo jednostavno dobiti trenutnu vrijednost struje,

{to zna-i da se mogu dobiti talasni oblici struja kako u stacionarnom re`imu tako i u re`imu prelaznih procesa. Ovakav dinami-ki model, me|utim, pored te{ko}e ra-unanja momenta, ima nedostatak u nedovoljnoj preciznosti za svrhe projektovanja motora. Ova nepreciznost je posledica zanemarenja u samom modelu vi{e putanja, zatim zanemarenja putanje 1 ovog modela, nedovoljne preciznosti B-H zavisnosti, a najve}im dijelom zbog zanemarenja efekta lokalnog zasi}enja polja na polovima koji zna-ajno uti-e na ψ -i karakteristike motora.

6.1.2. Radun-ov analiti-ki model SRM-a

Ovaj model tretira SRM kao slo`eno magnetno kolo, a utvrđivanje njegovih parametara je jednostavno zahvaljuju}i odre|enom broju primijenjenih aproksimacija i pojednostavljenja. Pogodan je za utvrđivanje stati-kih, ali ne i dinami-kih karakteristika motora.

Radun je prezentovao u [69] analiti-ki model SRM-a koji uklju-uje efekte zasi}enja `eljeza i zahtijeva samo geometriju motora i karakteristike materijala kao ulaz. Jedna-ine koje sa-injavaju model su kompleksne, ali obezbje|uju dobijanje relevantnih krivih kao {to su Ψ -i zavisnosti za razli-ite pozicije rotora i stati-ki momenat u funkciji polo`aja rotora za razli-ite struje. Model je, tako|e, pogodan za simulaciju performansi SRM-a, a u [69] se mogu na}i odre|eni rezultati korisni pri projektovanju i dimenzionisanju SRM-a.

Radun-ov model SRM-a predstavljen je razli-itim jedna-inama za dva regiona polo`aja rotora: kada kod polova rotora i statora nema preklapanja i kada postoji preklapanje polova. Za slu-aj kada nema preklapanja polova razvijena je relacija za izra-unavanje induktivnosti:

$$L = 8\mu_o N^2 I_{stk} l \sum_{n-\text{neparno}} \frac{\frac{\sin[n\pi l_1 / l]}{l_1} + \frac{\sin[n\pi l_2 / l]}{l_2}}{(\pi n)^2 \tanh[n\pi h / l]}, \quad (6.7)$$

gdje je: N - broj navojaka po polu, I_{stk} - du`ina steka motora, μ_o - permeabilnost vakuuma, a h , l , l_1 i l_2 su definisane na slici 6.2. Jedna-ina (6.7) ne uklju-uje uticaj krajeva namotaja (zanemaren bo-ni fluks) na vrijednost induktivnosti. Ira-unata induktivnost za neusagla{eni polo`aj rotora bila je za 23% manja od one dobijene dvodimenzionalnom FE analizom, {to ne predstavlja veliku gre{ku, s obzirom na komplikovanost preciznog izra-unavanja ove induktivnosti.

Za slu-aj kada postoji preklapanje polova Radun je odre|ivao vrijednost obuhvatnog fluksa kao zbir flukseva kroz dvije paralelne putanje, {to je prikazano na slici 6.3. Jedna putanja fluksa je kroz povr{inu preklopljenog dijela polova rotora i statora (vrijednost povr{ine popre-nog presjeka je $S_1 = I_{stk} R_s \theta_p$, gdje je R_s - najmanji polupre-nik statora i θ_p - ugao preklopljenosti) i sastoji se od segmenta u vazduhu du`ine δ i segmenata u `eljezu polova rotora i statora. Druga putanja se

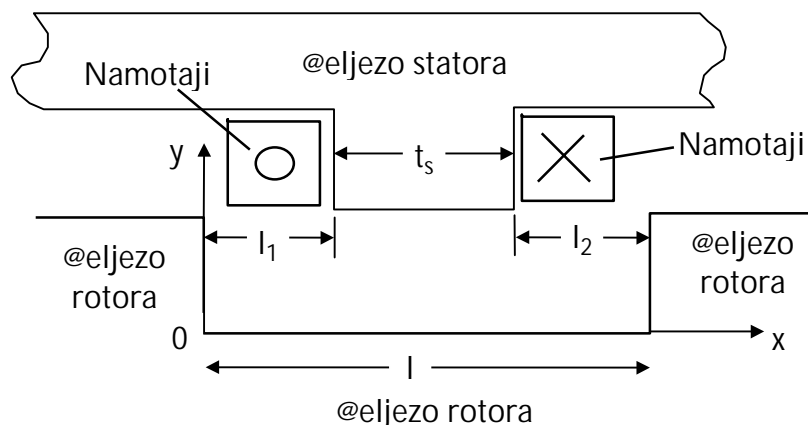
sastoji, tako je, od jednog segmenta u vazduhu i dva u polovima rotora i statora, ali je dužina u vazduhu znatno veća u odnosu na prvu putanju i iznosi:

$$\delta_2 = \delta + \delta_0 (1 - R_s \theta_p / t_s).$$

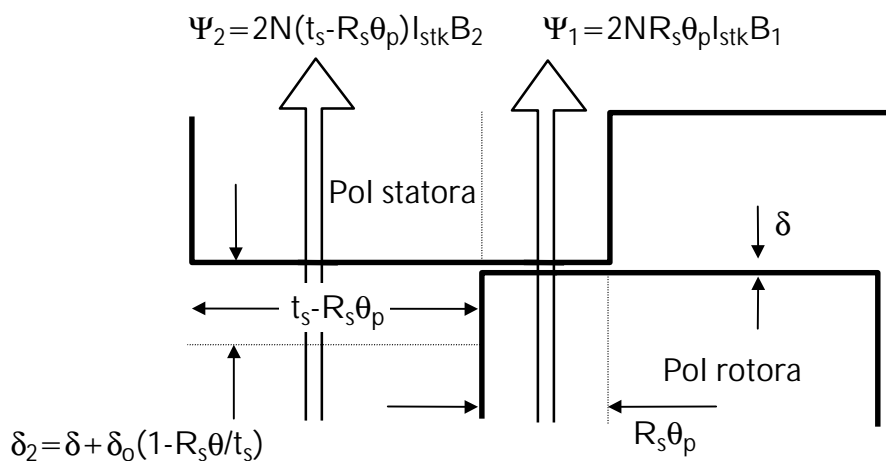
Površina poprečnog presjeka svih segmenata druge putanje iznosi:

$$S_2 = l_{stk} (t_s - R_s \theta_p).$$

Dužina segmenata u željezu l_{fe} odgovara visinama polova rotora i statora kod obje putanje.



Slika 6.2. Dimenzije l , l_1 i l_2 u jednačini (6.7).



Slika 6.3. Dvije putanje za slučaj kad postoji preklapanje polova.

Radun je izračunao vrijednost fluksa kroz prvu putanju na osnovu jednačine:

$$Ni = H_\delta \delta + H_{fe} l_{fe}, \quad (6.8)$$

pri čemu je veza između indukcije B_1 i jačine polja H_δ u vazduhu data kao:

$$B_1 = \mu_0 H_\delta, \quad (6.9)$$

dok je veza u željezu data konvencionalnom jednačinom:

$$B_1(H_{fe}) = \frac{\mu H_{fe}}{1 + \mu H_{fe} / B_{sat}} + \mu_0 H_{fe}. \quad (6.10)$$

Na osnovu jednačina (6.8) do (6.10) dobijena je vrijednost obuhvatnog fluksa prve putanje:

$$\Psi_1 = \Psi_0 \frac{R_g \theta}{\delta} \left[\frac{Nl \left(\frac{1}{2} + \frac{\delta}{l_{fe}} \right)}{1 + \frac{\delta}{l_{fe}}} + \frac{l_1 B_{sat}}{2\mu} - \sqrt{\frac{l_1^2 B_{sat}^2}{4\mu^2} + \frac{\left(l_{fe} - \frac{l_1}{2} \right) Nl B_{sat}}{\left(1 + \frac{\delta}{l_{fe}} \right) \mu} + \frac{N^2 l^2}{4 \left(1 + \frac{\delta}{l_{fe}} \right)^2}} \right], \quad (6.11)$$

gdje su:

$$\Psi_0 = 2 \cdot \mu_0 N l_{stk} stf,$$

$$l_1 = l_{fe} + \frac{\mu \delta}{\mu_0 \left(1 + \delta / l_{fe} \right)},$$

pri čemu je stf - faktor popunjenosti željeza.

Slijedećim postupkom dobijena je relacija za drugu putanju:

$$\Psi_2 = \Psi_0 \frac{t_s - R_g \theta}{\delta_2} \left[Nl \left(\frac{1}{2} + \frac{\delta_2}{l_{fe}} \right) + \frac{l_2 B_{sat}}{2\mu} - \sqrt{\frac{l_2^2 B_{sat}^2}{4\mu^2} + \frac{\left(l_{fe} - \frac{l_2}{2} \right) Nl B_{sat}}{\mu} + \frac{N^2 l^2}{4}} \right], \quad (6.12)$$

gdje je

$$l_2 = l_{fe} + \mu \delta_2 / \mu_0.$$

Ukupni obuhvatni fluks Ψ dobija se kao zbir oba fluksa tj.

$$\Psi = \Psi_1 + \Psi_2.$$

Radunov model, opisan jednačinama (6.7), (6.11) i (6.12), dao je dobre rezultate u odnosu na eksperimentalne za slučaj kada su odabrani parametri $B_{sat} = 2.5T$, $stf = 0.9$ i relativna permeabilnost željeza $\mu_r = 5000$. Rezultati za Ψ -i krive i statički momenat dati u [69] ukazuju da je ovaj model sasvim prihvatljiv za inženjerske svrhe. Međutim, značajni problemi kod ovog modela javljaju se za položaj rotora kada preklapanje polova upravo počinje. Uzrok tome je

zanemarenje efekta zasićenja polja za položaje kada nema preklapanja polova rotora i statora. Tako je, jedna od mana ovog modela je nemogućnost izražavanja struje u funkciji fluksa i položaja iz jednačina (6.11) i (6.12) (to onemogućava dobijanje trenutnih vrijednosti struje analitičkim putem prilikom simulacije, već jedino numeričkim postupcima. Struju je potrebno izraziti u funkciju fluksa Ψ i položaja θ , jer se u analizi prelaznih procesa fluks izražava integraljenjem primijenjenog napona u tj. :

$$\Psi(t) = \int u(t) dt,$$

pa se tek onda struja izražava na osnovu trenutnih vrijednosti fluksa Ψ i položaja θ .

6.1.3. Miller-ov model

Ovaj model, baziran na iskustvenim jednačinama, zahtijeva mali broj ulaznih parametara i omogućava analizu dinamike, uz uključenje svih važnijih efekata lokalnog zasićenja u magnetnom kolu motora.

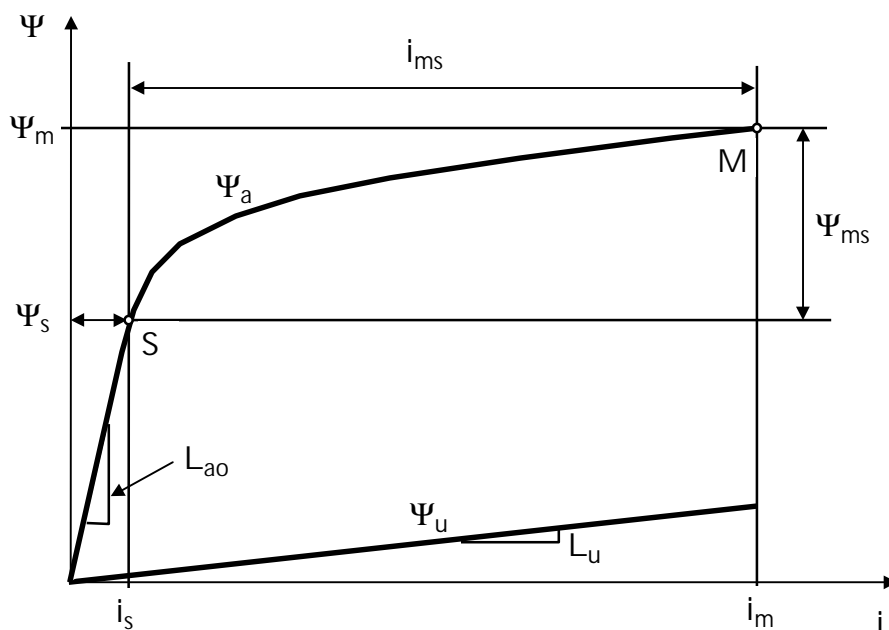
Miller je razvio nelinearni model SRM-a [67] u kome su krive magnetjenja modelovane kombinacijom funkcija prvog i drugog reda. Krive magnetjenja su date u vidu zavisnosti obuhvatnog fluksa Ψ od položaja rotora θ , pri čemu struja i predstavlja neodređeni parametar. Ovaj model, zasnovan velikim dijelom na empirijskim znanjima, predstavlja osnovu za kompjuterski paket PC-SRD [98] namijenjen kao podrška za projektovanje i simulaciju rada SRM pogona.

Autor je u određivanju modela počeo od definisanja Ψ - i krivih za neusaglašeni i usaglašeni položaj rotora. Krivu za neusaglašeni položaj aproksimirao je linearnom funkcijom, dok je krivu za usaglašeni položaj rotora aproksimirao kombinacijom linearne funkcije (za $\Psi < \Psi_s$) i parabole (za $\Psi > \Psi_s$), (to je prikazano na slici 6.4. Da bi se na ovaj način definisale pomenute dvije krive neophodno je poznavati tri specifične tačke ovih krivih. Potrebna je jedna Ψ - i tačka za neusaglašeni položaj radi utvrđivanja približno konstantne induktivnosti L_u u ovom položaju. Za definisanje Ψ - i krive za usaglašeni položaj potrebno je utvrditi vrijednost fluksa Ψ_m pri maksimalnoj struji i_m , kao i vrijednost fluksa Ψ_s i struje i_s pri kojima induktivnost prestaje da bude približno konstantna tj. kad počinju snažnije da utiču efekti zasićenja polja (vrijednost Ψ_s tipično odgovara vrijednosti indukcije od 1.2T u polu statora). Pomenute tri tačke moguće je utvrditi mjerenjem (na postojećem motoru) ili računski npr. putem FE analize.

Matematički predstavljena definisana Ψ - i kriva magnetjenja za neusaglašeni položaj rotora ima sledeći oblik:

$$\Psi_u = L_u i, \quad (6.13)$$

gdje je L_u konstantna induktivnost faze za neusaglašeni položaj.



Slika 6.4. Definisiranje krivih magnetenja za usagla{eni i neusagla{eni polo`aj.

Matemati-ki predstavljena zavisnost fluksa Ψ_a za usagla{eni polo`aj u funkciji pobudne struje i ima slede}i oblik:

$$\begin{aligned}\Psi_a &= L_{a0} i, \text{ za } i < i_s \\ (\Psi_a - \Psi_{s0})^2 &= 4 a (i - i_{s0}), \text{ za } i > i_s\end{aligned}\quad (6.14)$$

gdje su:

$$i_{s0} = i_s - a / L_{a0}^2, \quad (6.15)$$

$$\Psi_{s0} = \Psi_s - 2 a / L_{a0}, \quad (6.16)$$

$$a = \frac{\Psi_{ms}^2}{4(i_{ms} - \Psi_{ms} / L_{a0})}, \quad (6.17)$$

pri ~emu je:

$$i_{ms} = i_m - i_s,$$

$$\Psi_{ms} = \Psi_m - \Psi_s.$$

Parametri parabole (6.15)-(6.17) utvr|eni su na osnovu poznatih ta~aka M i S (njihove koordinate su (Ψ_m, i_m) i (Ψ_s, i_s) , respektivno) kroz koje parabola prolazi i na osnovu zahtjeva da njen prvi izvod u ta-ki S mora biti jednak induktivnosti L_{a0} tj. da va`i:

$$L_{a0} = \Psi_s / i_s.$$

Da bi na osnovu poznatih dobio Ψ -i krive za ostale polo`aje rotora Miller je izvršio predstavljanje krivih magnećenja u vidu zavisnosti fluksa u funkciji polo`aja $\Psi(\theta)$ za konstantnu vrijednost struje i . Sagledavajući eksperimentalne rezultate izvršene na velikom broju SRM-a primijetio je da Ψ - θ zavisnosti imaju približno isti oblik za bilo koju vrijednost struje i da se ta zavisnost približno može predstaviti sledećim setom funkcija:

$$\Psi(\theta) = \begin{cases} \Psi_1 + \frac{A(\theta - \theta_1)}{B - (\theta - \theta_1)} & \text{za } \theta_u < \theta < \theta_1 \\ \Psi_u + k_a(\theta - \theta_o) & \text{za } \theta_1 \leq \theta \leq \theta_2 \\ \Psi_2 + \frac{A_1(\theta - \theta_2)}{B_1 + (\theta - \theta_2)} & \text{za } \theta_2 < \theta < \theta_a \end{cases} \quad (6.18)$$

U jedna-ini (6.18) zavisnost $\Psi(\theta)$ predstavljena je različitim funkcijama za tri regiona polo`aja rotora. U regionu I ($\theta_u < \theta < \theta_1$) i regionu III ($\theta_2 < \theta < \theta_a$) predstavljena je *Frohlich*-ovim krivima, dok je u regionu II ($\theta_1 < \theta < \theta_2$) predstavljena linearnom funkcijom. Region I obuhvata polo`aje rotora od neusaglašene pozicije θ_u pa do početka preklapanja polova rotora i statora θ_1 , region II obuhvata polo`aje rotora od početka preklapanja θ_1 pa do polo`aja θ_2 u kome rotor prekriva polovinu površine pola statora, a region III preostali dio polo`aja rotora od pozicije θ_2 pa do usaglašene pozicije θ_a . Izgled rezultujuće krive prikazan je na slici 6.5. Parametar k_a u jedna-ini (6.18) definiše se kao:

$$k_a = (\Psi_a - \Psi_u) / (\theta_3 - \theta_1), \quad (6.19)$$

gdje su Ψ_a i Ψ_u vrijednosti obuhvatnih flukseva koje se javljaju kod usaglašenog i neusaglašenog polo`aja pri zadatoj struji i računaju se pomoću jedna-ina (6.13) i (6.14), a θ_3 je polo`aj u kome pol rotora u potpunosti prekrije površinu pola statora tj.

$$\theta_3 = \theta_a - (\beta_r - \beta_s) / 2,$$

gdje su β_r i β_s uglovi polova rotora i statora, respektivno. Preostali neodređeni parametar za definisanje regiona II, ugao θ_o , nije konstantan već se mijenja u zavisnosti od vrijednosti struje odnosno fluksa. Miller je utvrdio približnu eksperimentalnu zavisnost:

$$\theta_o = \theta_1 - \Psi \theta_a / (12 \Psi_m).$$

Parametri A , B , A_1 i B_1 u (6.18) mogu se odrediti na osnovu osobine da je $\Psi(\theta_u) = \Psi_u$ i $\Psi(\theta_a) = \Psi_a$, kao i zahtjevom da kriva bude neprekidna i diferencijabilna u tačkama $\theta = \theta_1$ i $\theta = \theta_2$ tj. da za funkciju koja odgovara regionu I važi $\Psi(\theta_1) = \Psi_1$ i $d\Psi(\theta_1)/d\theta = k_a$, a za funkciju koja odgovara regionu III $\Psi(\theta_2) = \Psi_2$

i $d\Psi(\theta_2)/d\theta = k_a$. Na taj način dobija se sistem jednačina iz kojeg se dobijaju sledeće vrijednosti:

$$B = \Psi_{1u} \theta_{1u} / (k_a \theta_{1u} - \Psi_{1u}),$$

$$A = k_a B,$$

$$B_1 = \Psi_{a2} \theta_{a2} / (k_a \theta_{a2} - \Psi_{a2}),$$

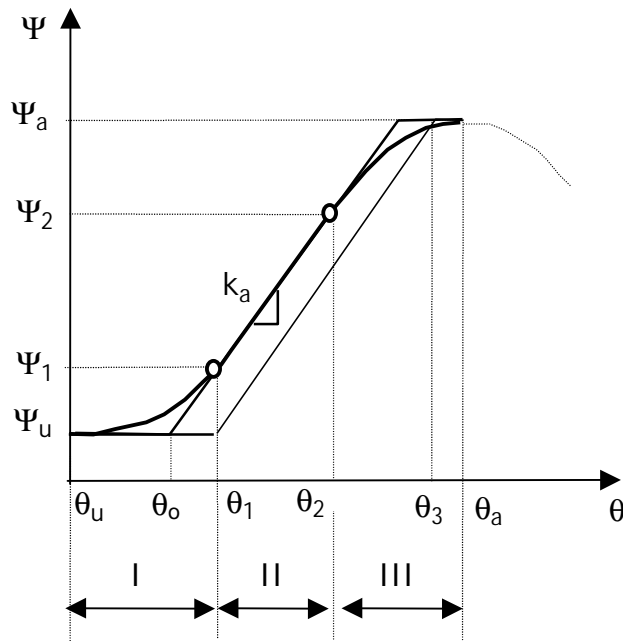
$$A_1 = k_a B_1, \tag{6.20}$$

pri čemu je: $\Psi_{1u} = \Psi_1 - \Psi_u$, $\theta_{1u} = \theta_1 - \theta_u$, $\Psi_{a2} = \Psi_a - \Psi_2$ i $\theta_{a2} = \theta_a - \theta_2$, a vrijednosti Ψ_1 i Ψ_2 moguće je odrediti na osnovu funkcije za region II u (6.18).

Da bi se vršila dinamička simulacija neophodno je dobiti struju u funkciji fluksa Ψ i položaja θ , jer se u svakom vremenskom koraku prvo računava obuhvatni fluks Ψ i položaj θ , pa se tek na osnovu poznate vrijednosti fluksa Ψ i položaja θ određuje vrijednost struje i . Trenutna vrijednost obuhvatnog fluksa tj. vrijednost fluksa u jednom vremenskom koraku računava se na osnovu izraza:

$$\Psi = \int [u - Ri] dt, \tag{6.21}$$

gdje je u - trenutna vrijednost primijenjenog napona na razmatranu fazu motora, R - otpornost faze, a za struju i se uzima njena vrijednost računata u prethodnom vremenskom koraku. Položaj θ se određuje integraljenjem ugaone brzine ω :



Slika 6.5. Oblik Ψ - θ krive za konstantnu struju.

$$\theta = \int \omega dt, \quad (6.22)$$

dok se ugaona brzina ω u toku prelaznih procesa razna iz jednačine (3.16). S obzirom da je $d\theta = \omega dt$ moguće je prilikom simulacije vršiti inkrementiranje položaja $\Delta\theta$ za pogodnu vrijednost, a potom utvrditi vremenski inkrement kao $\Delta t = \Delta\theta/\omega$.

Kombinovanjem relacija (6.13), (6.14) i (6.18) moguće je dobiti relativno jednostavnu relaciju za region II koja povezuje fluks Ψ i struju i :

$$\Psi = \begin{cases} [L_u(1 - kL_{a0})]i & \text{za } i \leq i_{s0} \\ L_u(1 - k)i + k[\Psi_{s0} + 2\sqrt{a(i - i_{s0})}] & \text{za } i > i_{s0} \end{cases}, \quad (6.23)$$

gdje je $k = (\theta - \theta_0)/(\theta_2 - \theta_1)$. Na osnovu (6.23) moguće je izraziti struju u funkciji fluksa Ψ i položaja θ . Za ostala dva regiona dobija se složen izraz iz kojeg nije moguće analitičkim putem dobiti vrijednost struje u funkciji fluksa i položaja. Miller je, međutim, razvio približni numerički metod za izračunavanje struje u ova dva regiona korištenjem vrijednosti pojedinih varijabli i parametara razunate u prethodnom vremenskom koraku simulacije. Tako, u regionu I za izračunavanje struje u tekućem koraku koristi jednačinu (6.13) i dobija relaciju:

$$i = (\Psi_1 - [\Psi_{1u}]) / L_u, \quad (6.24)$$

gdje $[\Psi_{1u}]$ predstavlja vrijednost promjenljive Ψ_{1u} razunate za prethodni vremenski korak simulacije. Vrijednost za $[\Psi_{1u}]$ može se tačno izračunati na osnovu (6.18) iz sledeće jednačine:

$$[\Psi_1] = [\Psi_u] + [k_a](\theta_1 + [\theta_{01}]), \quad (6.25)$$

gdje parametri u zagradama $[-]$ označavaju vrijednosti razunate u prethodnom vremenskom koraku simulacije. Vrijednost fluksa Ψ_1 u tekućem koraku razuna se pomoću jednačine (6.18) za region I korištenjem tekuće (trenutne) vrijednosti fluksa Ψ i vrijednosti parametara A i B razunatih u prethodnom koraku, tj. :

$$\Psi_1 = \Psi - \frac{[A](\theta - \theta_1)}{[B] - (\theta - \theta_1)}. \quad (6.26)$$

Vrijednost struje za tekući vremenski korak u regionu III razuna se iz relacije (6.14), pri čemu se fluks Ψ_a izračunava po sledećoj približnoj formuli

$$\Psi_a = \Psi + [A_1] \left[\frac{\theta_{a2}}{B_1 + \theta_{a2}} - \frac{\theta_2}{[B_1 + \theta_2]} \right], \quad (6.27)$$

koja je izvedena iz relacije (6.18) za region III ($\theta_2 < \theta < \theta_a$) na način {to su uvrštene vrijednosti θ i $\theta = \theta_a$, pa dobijene jednačine oduzete. Vrijednosti $[A_1]$ i $[B_1]$ u (6.27) računaju se iz (6.20) korištenjem vrijednosti za k_a i Ψ_a posljednje prethodno računate vrijednosti, dok se vrijednost za Ψ_2 koja odgovara prethodnom vremenskom koraku računava po istoj formuli iz (6.18) za region II:

$$[\Psi_2] = L_u [i] + [k_a] (\theta_2 - [\theta_0]) , \quad (6.28)$$

gdje su $[i]$, $[k_a]$ i $[\theta_0]$ posljednje prethodno računate vrijednosti.

Miller je na osnovu relacija (3.7) i (3.11) izveo približan analitički izraz za izračunavanje trenutne vrijednosti elektromagnetnog momenta M :

$$M = \begin{cases} \frac{AB}{[B - (\theta - \theta_1)]^2} i & \theta_u \leq \theta < \theta_1 \\ k_a i & \theta_1 \leq \theta \leq \theta_2 \\ \frac{A_1 B_1}{[B_1 + (\theta - \theta_2)]^2} i & \theta_2 < \theta \leq \theta_a \end{cases} . \quad (6.29)$$

Jednačina (6.29) izvedena je pod pretpostavkom da važi jednakost:

$$\frac{\partial}{\partial \theta} \left(\int \Psi(i, \theta) di \right) = \int \frac{\partial \Psi(i, \theta)}{\partial \theta} di ,$$

koja je jedino tačna u slučaju kada se fluks $\Psi(\theta, i)$ može izraziti kao proizvod dvije posebne funkcije f_1 i f_2 , od kojih je jedna (f_1) funkcija samo položaja a druga (f_2) samo struje tj. da važi:

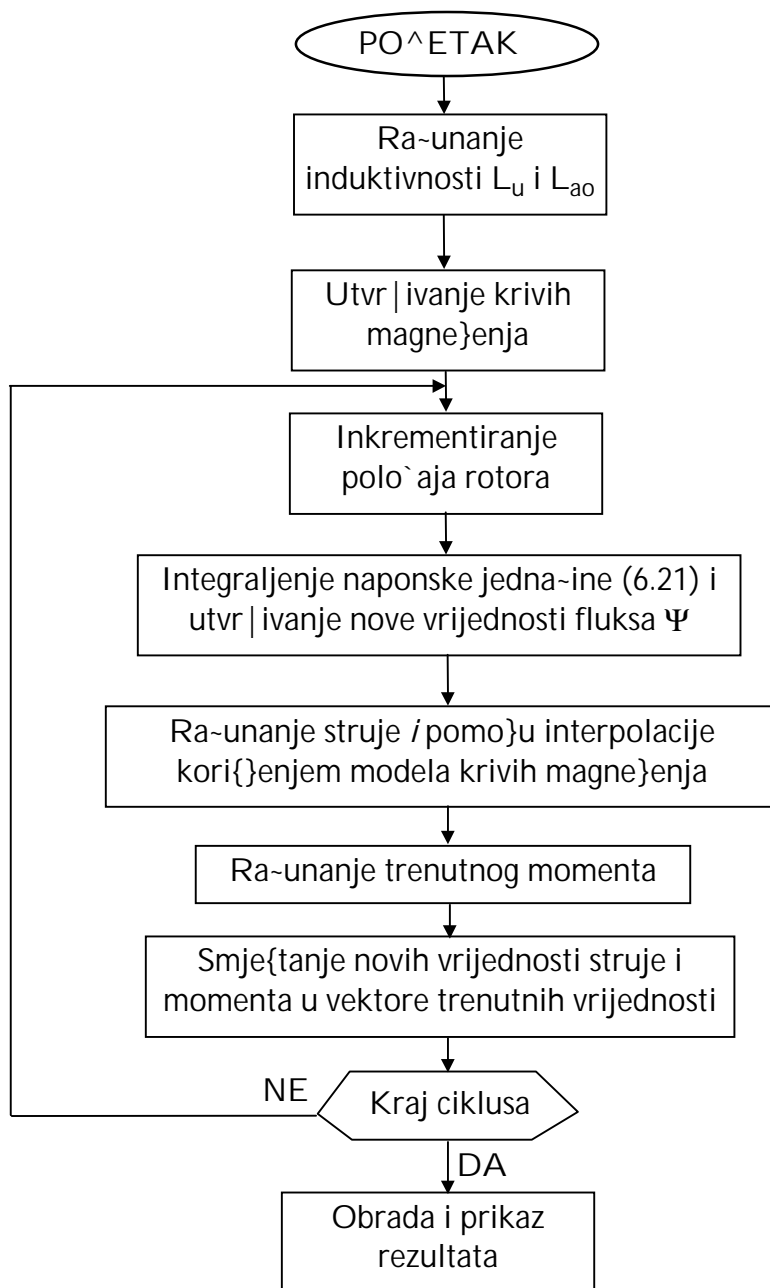
$$\Psi(\theta, i) = f_1(\theta) \cdot f_2(i) .$$

Ipak, relacija (6.29) u većini slučajeva obezbjeđuje dovoljno tačne rezultate.

Algoritam toka simulacije pomoću Miller-ovog modela prikazan je na slici 6.6.

Opisani model obezbjeđuje, pored statičkih, dobijanje i dinamičkih rezultata tj. dobijanje talasnih oblika struje i elektromagnetnog momenta. Pored toga, pozitivna osobina ovog modela ogleda se u njegovoj brzini. Zbog toga je ovaj model podesno koristiti pri projektovanju SRM-a pomoću računara. Model uključuje uticaj lokalnog zasićenja polja u svim položajima rotora (od usaglašene do neusaglašene pozicije) i dovoljno je dobar za većinu projektnih, ali ne i previše egzaktnih, specifikacija. Jedna od mana modela je neophodnost prethodnog izračunavanja ili mjerenja tri karakteristične Ψ -i tačke da bi se dobile kompletne

Ψ -i krive. U toku projektovanja motora za svaku varijaciju bilo koje njegove dimenzije neophodno je ponovo utvrditi ove tri tačke. Mana modela je, također, što nema mogućnost za uzimanje u obzir uticaja međusobne induktivnosti faza, što je bitno kod razmatranja četvero, petoro ili više-faznih motora. Kao posledica korišćenja približne formule za izračunavanje elektromagnetnog momenta motora moguće su pojave znatne greške u njegovoj vrijednosti kod pojedinih dinamičkih režimima rada (npr. pri malim brzinama motora kada se primenjuje naponska PWM ili režim strujnog ograničenja).



Slika 6.6. Algoritam toka simulacije baziranoj na Miller-ovom modelu.

6.2. Razvoj pogodnog modela za projektovanje nesimetri-nog SRM pogona

6.2.1. Potreba za razvojem novog modela

Modeli opisani u 6.1.1., 6.1.2. i 6.1.3. nijesu pogodni za razvoj softverskog alata namijenjenog projektovanju nesimetri-ne konfiguracije SRM pogona. Glavna mana modela opisanog u 6.1.1., u projektovanju simetri-nog ili nesimetri-nog SRM pogona, je što ne obezbjeđuje dovoljnu tačnost rezultata. S druge strane, model opisan u 6.1.2. obezbjeđuje znatno veću tačnost, ali je njegova osnovna mana što direktno ne obezbjeđuje dobijanje dinami-kih rezultata za struju i momenat, a time ni izlazne karakteristike momenat-brzina. Dinami-ke rezultate moguće je dobiti razvijanjem numeri-kog metoda ili upotrebom nekih modela koji kao ulaz zahtijevaju Ψ -i karakteristike, a koje se mogu dobiti pomoću modela iz 6.1.2. Ovim bi se, međutim, prilikom projektovanja nesimetri-nog SRM pogona izgubilo znatno vrijeme u analizi razli-čitih varijacija motora. Ovo vrijeme bi za nesimetri-nu konfiguraciju bilo znatno duže u odnosu na simetri-nu konfiguraciju SRM pogona, jer je kod nesimetri-ne konfiguracije potrebno, pored varijacije standardnih dimenzionih parametara motora i broja navojaka faze, analizirati i kombinacije pojedinih parametara nemodifikovane i modifikovane faze (npr. broj pola, broj navojaka). Treći model, opisan u 6.1.3., osim što obezbjeđuje zadovoljavajuću tačnost, omogućava dobijanje i dinami-kih rezultata. Međutim, za svaku varijaciju parametara SRM-a neophodno je, za izra-unavanje karakteristi-nih Ψ -i ta-aka, koristiti FE analizu, što, opet, zahtijeva znatno vrijeme, naro-ito kod projektovanja asimetri-nog SRM pogona.

Prilikom projektovanja nesimetri-nog SRM pogona korišćenjem softverskog alata na bazi nekog od poznatih modela naišlo bi se na znatne poteškoće, a naro-ito poteškoće vremenskog karaktera. Zbog toga se nameće potreba razvijanja modela SRM-a koji je pogodan za svrhu projektovanja nesimetri-nog SRM pogona.

6.2.2. Razvoj osnovnih jedna-ina modela

U potrazi za pogodnim modelom počelo se od pretpostavke da se magnetno kolo SRM-a može ekvivalentirati sa dva redno vezana magnetna otpora (reluktanse). Jedan od njih R_{fe} obuhvata cjelokupnu reluktansu željeza rotora i statora isključujući uske djelove uz površine gdje se polovi rotora i statora preklapaju, a koji dolaze u zasjeenje znatno ranije od ostalih djelova željeza (lokalno zasjeenje). Drugi magnetni otpor R_{oek} obuhvata reluktansu vazdušnih dijelova između polova rotora i statora aktivne faze kroz koje prolazi fluks, zajedno sa uskim željeznim djelovima podlošnim zasjeenju.

Magnetni otpor R_{fe} približno se može izra-unati kao:

$$R_{fe} = l_{fe} / (\mu S_{fe}) , \quad (6.30)$$

gdje je μ trenutna vrijednost magnetne permeabilnosti željeza, a l_{fe} i S_{fe} su efektivna dužina i efektivna površina poprečnog presjeka željeza, respektivno. S obzirom da se kroz polove statora zatvara cjelokupni fluks i da vrijednost magnetne indukcije dostiže najveću vrijednost u polovima statora aktivne faze [9], logično je da se za efektivnu površinu S_{fe} uzme vrijednost površine poprečnog presjeka statora, tj.

$$S_{fe} = t_s L_s , \quad (6.31)$$

gdje su: t_s - širina pola statora i L_s - dužina jarma statora. Pri tom, ako je poznat ugao pola statora β_s , širina pola statora t_s može se izračunati kao:

$$t_s = 2 (r_r + g) \sin(\beta_s / 2) , \quad (6.32)$$

gdje su: r_r - poluprečnik (veći) rotora i g - dužina vazdušnog procjepa. Efektivna dužina l_{fe} približno se može izračunati kao zbir poluobima jarma statora l_{feok} , dvostruke vrijednosti visine pola statora l_{fes} i prečnika rotora l_{fer} , tj. :

$$l_{fe} = l_{fes} + l_{feok} + l_{fer} , \quad (6.33)$$

gdje su:

$$l_{feok} = \pi (r_{ss} + r_{us}) / 2 ,$$

$$l_{fes} = 2 (r_{us} - r_r) ,$$

$$l_{fer} = 2 r_r ,$$

pri čemu su r_{ss} i r_{us} respektivno spoljašnji i unutrašnji poluprečnik jarma statora.

Magnetna otpornost R_{oek} može se izraziti kao:

$$R_{oek} = l_{oek} / (\mu_{oek} S_{oek}) , \quad (6.35)$$

gdje su l_{oek} , S_{oek} i μ_{oek} ekvivalentna (efektivna) dužina, površina i permeabilnost, respektivno. S obzirom da reluktansu R_{oek} čine dijelovi u vazduhu i željezu sa neravnomjerno raspoređenim fluksom, jasno je da se parametri l_{oek} , S_{oek} i μ_{oek} ne mogu analitičkim putem jednoznačno odrediti. Dužina l_{oek} i površina S_{oek} variraju u funkciji položaja rotora, dok permeabilnost μ_{oek} varira sa promjenom vrijednosti magnetne indukcije odnosno fluksa. Ovo znači da na vrijednost reluktanse R_{oek} utiče položaj rotora i vrijednost fluksa tj. $R_{oek} = R_{oek}(\phi, \theta)$. Shodno tome, izraz (6.35) moguće je svesti na samo jednu promjenljivu, na primjer površinu $S_{oek} = S_{oek}(\theta, \phi)$, dok se ostale dvije l_{oek} i μ_{oek} mogu uzeti kao konstante. Ako se izabere da je $l_{oek} = 2\delta$ i $\mu_{oek} = \mu_0$, gdje je δ minimalna širina vazdušnog procjepa i μ_0 permeabilnost vakuuma, jednačina (6.35) dobija oblik:

$$R_{oek} = 2 \delta / (\mu_o S_{oek}). \quad (6.36)$$

Uvrštene vrijednosti za I_{oek} i μ_{oek} u (6.36) mogu se smatrati približno ta-nim jedino u slu-ajevima kada postoji preklapanje između polova rotora i statora, a vrijednost fluksa dovoljno mala da ne dolazi do pojave lokalnog zasićenja na polovima.

U slu-aju da je poznato $S_{oek} = S_{oek}(\phi, \theta)$ ra-unanje struje, uzimajući u obzir relacije (6.30) i (6.36), moguće je sprovesti korištenjem relacije (6.37):

$$Ni = R_{fe} \phi + R_{oek} \phi, \quad (6.37)$$

gdje je ϕ vrijednost fluksa, a N broj navojaka po fazi.

Relacija (6.36) pokazuje da su površina S_{oek} i reluktansa R_{oek} obrnuto srazmjerne. S obzirom da reluktansa, pri konstantnoj pobudnoj struji odnosno fluksu, monotono opada sa promjenom poloaja rotora od usaglašene do neusaglašene pozicije, može se zaključiti da površina S_{oek} , u tom slu-aju, monotono raste od minimalne vrijednosti za neusaglašeni poloaj do maksimalne vrijednosti za usaglašeni poloaj rotora. Da bi se utvrdila zavisnost $S_{oek}(\phi, \theta)$ prvo je razmatran slu-aj kada fluks odnosno struja imaju veoma male vrijednost. Pri tome, korišteno je iskustvo iz Miller-ovog modela dato u poglavlju 6.1.3. za matematičko predstavljanje ponašanja fluksa u zavisnosti od ugla rotora θ , pri konstantnoj struji. Kako je pri malim vrijednostima fluksa magnetna permeabilnost željeza mnogo veća od permeabilnosti vazduha (i do 10000 puta), to je, u tom slu-aju, čak i u usaglašenom poloaju magnetna otpornost R_{oek} znatno veća od R_{fe} (10-tak puta, iako je $I_{fe} \gg \delta$). Ovo znači da se, pri malim vrijednostima fluksa odnosno pobudne struje, relacija (6.37) svodi na:

$$Ni = R_{oek} \phi, \quad (6.38)$$

odnosno, ako se uzme u obzir jednačina (6.36), na:

$$\phi = \mu_o S_{oek} Ni / (2 \delta) \quad (6.39).$$

Na osnovu posljednje jednačine se može zaključiti da, pri vrlo malim konstantnim pobudnim strujama, ekvivalentna površina S_{oek} ima isti talasni oblik u funkciji poloaja θ kao i fluks ϕ tj. da važi $S_{oek}(\theta, i = \text{const}, i \neq 0) = \text{const} \cdot \phi(\theta, i = \text{const}, i \neq 0)$. Imajuću u vidu da za $i = 0$ nema zasićenja željeza može se zaključiti da je ϕ - i zavisnost približno linearna za bilo koji poloaj rotora, pa se, uzimajući u obzir (6.39), dobija da je $S_{oek}(\theta, i = \text{const}, i \neq 0) = S_{oek}(\theta, i = 0) = S_{oek}(\theta)$, odnosno $S_{oek}(\theta, \phi = 0) = S_{oek}(\theta)$. Ova osobina je iskorištena da se definiše početna vrijednost $S_{oek}(\theta, \phi = 0)$ slično kao i fluks pri konstantnoj struji u relaciji (6.18):

$$S_{oek}(\theta, \phi = 0) = \begin{cases} S_{min} + A_1(\theta - \theta_{un}) / (B_1 - \theta) & \text{za } \theta_{un} \leq \theta < \theta_1 \\ S_1 + k_a(\theta - \theta_1) & \text{za } \theta_1 \leq \theta \leq \theta_2 \\ S_2 + A_2(\theta - \theta_2) / (B_2 + \theta) & \text{za } \theta_2 < \theta \leq \theta_{al} \end{cases}, \quad (6.40)$$

gdje su:

$\theta_{un} = 2\pi / (2 N_r)$ - neusaglašeni (unaligned) položaj rotora,

$\theta_{al} = 2\pi / N_r$ - usaglašeni (aligned) položaj rotora,

$\theta_1 = \theta_{al} - (\beta_r + \beta_s) / 2$ - početak preklapanja rotora i statora,

$\theta_2 = (\theta_1 + \theta_3) / 2$ - polovina preklopljenosti rotora i statora,

$\theta_3 = \theta_{al} - (\beta_r - \beta_s) / 2$ - potpuno preklopljen stator,

N_r - broj polova rotora,

β_r - ugao pola rotora,

β_s - ugao pola statora,

$k_a = (S_2 - S_1) / (\theta_2 - \theta_1)$.

Iz relacije (6.40) se vidi da je zavisnost $S_{oek}(\theta, \phi=0)$ podijeljena na tri regiona položaja rotora. U prvom ($\theta_{un} < \theta < \theta_1$) se ponaša po *Frohlich*-ovoj krivoj, u drugom ($\theta_1 < \theta < \theta_2$) je linearna funkcija položaja θ , a u trećem ($\theta_2 < \theta < \theta_{al}$) se opet radi o *Frohlich*-ovoj krivoj. Izgled ove krive prikazan je na slici 6.7. Konstante A_1 , B_1 , A_2 i B_2 raunavaju se na osnovu zahtjeva da je funkcija $S_{oek}(\theta, \phi=0)$ neprekidna i diferencijabilna (glatka) na -itavom intervalu $\theta_{un} < \theta < \theta_{al}$. Stoga u ta-kama $\theta = \theta_1$ i $\theta = \theta_2$ mora biti: $S_{oek}(\theta_1) = S_1$, $S_{oek}(\theta_2) = S_2$, $dS_{oek}(\theta = \theta_1) / d\theta = dS_{oek}(\theta = \theta_2) / d\theta = k_a$. Iz tih uslova dobija se:

$$B_1 = [\theta_{un} (S_1 - S_{min}) - \theta_1 k_a (\theta_1 - \theta_{un})] / [(S_1 - S_{min}) - k_a (\theta_1 - \theta_{un})],$$

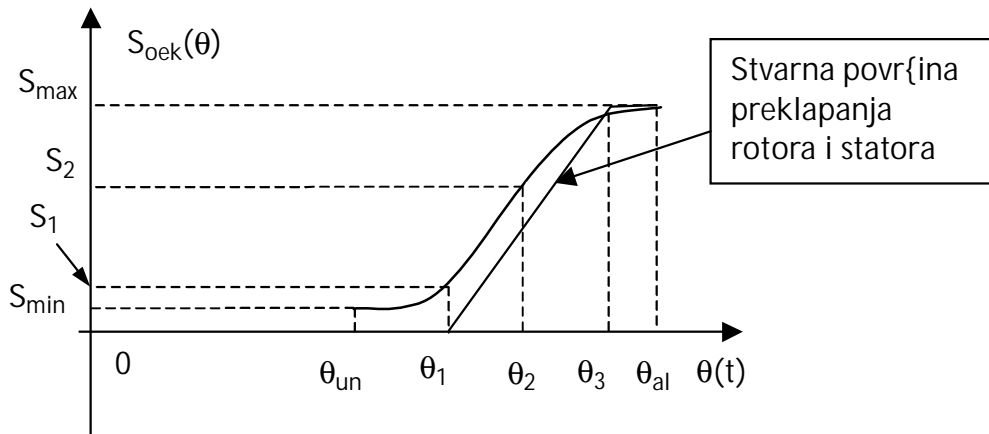
$$A_1 = (S_1 - S_{min}) (B_1 - \theta_1) / (\theta_1 - \theta_{un}),$$

$$B_2 = [\theta_{al} (S_{max} - S_2) - \theta_2 k_a (\theta_{al} - \theta_2)] / [k_a (\theta_{al} - \theta_2) - (S_{max} - S_2)],$$

$$A_2 = (S_{max} - S_2) (B_2 + \theta_{al}) / (\theta_{al} - \theta_2).$$

Za potpuno definisanje funkcije $S_{oek}(\theta, \phi=0)$ neophodno je još definisati parametre S_{min} , S_{max} , S_1 i S_2 . Parametar S_{max} predstavlja efektivnu površinu koja definiše reluktansu R_{oek} u usaglašenom položaju rotora pri malim vrijednostima fluksa. Ova površina utvrđena je na osnovu činjenice da, za usaglašeni položaj rotora i pri malim vrijednostima fluksa, praktično nema rasipanja tj. sav fluks prolazi kroz površinu S_{fe} duž vazdušnog procjepa 2δ (dvije strane po δ), a, takođe, reluktansa uskog željeznog dijela (sadržana u R_{oek}) mnogo je manja od reluktanse vazdušnog procjepa. Drugim riječima približno važi sledeća jednakost:

$$S_{max} = S_{oek}(\theta, \phi) \approx S_{fe}, \quad \text{za } \theta = \theta_{al}, \phi = 0. \quad (6.41).$$



Slika 6.7. Zavisnost $S_{oek}(\theta)$ za $\phi=0$;
 $\theta_{un}=\theta_{al}/2$, $\theta_1=\theta_{ar}(\beta_r+\beta_s)/2$, $\theta_2=(\theta_1+\theta_3)/2$, $\theta_3=\theta_{ar}(\beta_r-\beta_s)/2$, $\theta_{al}=2\pi/N_r$;
 β_r - ugao pola rotora, β_s - ugao pola statora, N_r - broj polova rotora.

Efektivna površina $S_{oek}(\theta, \phi)$, pri $\theta=\theta_{un}$ definiše magnetnu otpornost R_{oek} za neusaglašeni položaj rotora koja je praktično jednaka ukupnoj otpornosti magnetnog kola za taj položaj, jer je tada $R_{oek} \gg R_{fe}$. Stoga, za neusaglašeni položaj važi jednačina (6.39) tj.:

$$\phi = \mu_0 S_{oek}(\theta, \phi) N i / (2\delta), \quad \text{za } \theta=\theta_{un}. \quad (6.42)$$

S druge strane za nusaglašeni položaj važi:

$$\Psi = N\phi = L_u i, \quad (6.43)$$

gdje je L_u induktivnost faze za neusaglašeni položaj rotora. Ako se zna da je induktivnost L_u približno konstantna bez obzira na vrijednost fluksa odnosno struje, poređenjem (6.42) i (6.43) može se zaključiti da je i površina $S_{oek}(\theta, \phi)$ za $\theta=\theta_{un}$ također konstantna, pa se kombinovanjem ove dvije jednačine dobija:

$$S_{min} = S_{oek}(\theta, \phi=0) = S_{oek}(\theta, \phi) = S_{oek}(\theta) = 2\delta L_{un} / (N^2 \mu_0), \quad \text{za } \theta=\theta_{un}. \quad (6.44)$$

Jednačina (6.44) ukazuje da je površina S_{min} konstantna bez obzira na vrijednost fluksa, kao i da je za njeno izražavanje neophodno poznavanje neusaglašene induktivnosti L_{un} . Ova induktivnost može se odrediti metodom konačnih elemenata, mjerenjem (na postojećem motoru) ili nekim drugim metodama kao što su one opisane u poglavljima 6.1.1 i 6.1.2.

Vrijednost konstante S_1 utvrđena je eksperimentalno, poređenjem rezultata simulacije sa rezultatima dobijenim na osnovu Miller-ovog modela, za veliki broj motora:

$$S_1 = S_{min} + k(\theta_1 - \theta_u)(S_{max} - S_{min}),$$

$$k = 0.266 [1/\text{rad}] = 0.04643 [1/^\circ].$$

Vrijednost parametra S_2 dobijena je izjedna-avanjem brzine promjene površine $S_{oek}(\theta, \phi=0)$ sa porastom ugla na njenom linearnom dijelu tj. koeficijenta

$$k_a = dS_{oek}(\theta, \phi=0) / d\theta = (S_2 - S_1) / (\theta_2 - \theta_1), \quad \theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$$

sa stvarnom brzinom promjene preklapljene površine rotora i statora na tom dijelu $S_{max}/(\theta_3-\theta_1)$. Tako dobijena vrijednost je za nijansu korigovana u cilju dobijanja najboljih rezultata:

$$S_2 = S_1 / 2 + S_{max} / 2 + S_{min}.$$

Zavisnost $S_{oek}(\theta)$ nije dovoljna za dobijanje preciznih simulacionih rezultata. Naime, magnetna otpornost na površini preklapljenog dijela rotora i statora raste sa povećanjem fluksa (odnosno struje), što doprinosi da okolne putanje fluksa uzimaju udio od ukupnog fluksa, a tako i raste i fluks rasipanja. Ovo ukazuje na to da je neophodno uvesti zavisnost S_{oek} i od fluksa $S_{oek}(\theta, \phi)$ odnosno struje $S_{oek}(\theta, I)$. Da bi se utvrdila ova zavisnost oblast sa magnetnim otporom R_{oek} podijeljena je na tri podoblasti sa reluktansama R_{op} , R_p i R_{oo} , što je prikazano na slici 6.8. Podoblast sa reluktansom R_{op} je uski vazdušni procjep širine δ između polova statora i rotora na njihovom preklapljenom dijelu, podoblast sa reluktansom R_p je uski željezni dio na polovima rotora i statora koji odlazi u zasićenje znatno ranije od ostalih željeznih djelova motora, dok oblast sa reluktansom R_{oo} obuhvata sve vazdušne djelove kroz koje prolazi fluks u vazduhu isključujući dio obuhvaćen reluktansom R_{op} . Ove tri magnetne otpornosti mogu se definisati kao:

$$R_{op} = l_{op} / (\mu_o S_{op}), \quad (6.45.a)$$

$$R_p = l_p / (\mu_p S_p), \quad (6.45.b)$$

$$R_{oo} = l_{oo} / (\mu_o S_{oo}), \quad (6.45.c)$$

gdje su l_{op} , l_p i l_{oo} odgovarajuće efektivne dužine duž kojih protiče fluks, S_{op} , S_p i S_{oo} odgovarajuće efektivne površine poprečnih presjeka, a μ_p aktualna permeabilnost uskog željeznog dijela. Veza između reluktanse R_{oek} i reluktansi R_{op} , R_p i R_{oo} prikazana je na slici 6.9. Sa slike se vidi da se za definisanu reluktansu $R_{oek1} = l_o / (\mu_o S_{oek1}) = R_{op} + R_p$ može, uključujući (6.45.a) i (6.45.b), dobiti izraz:

$$S_{oek1} = 2 \delta \mu_p S_p S_{op} / (l_p \mu_o S_{op} + l_{op} \mu_p S_p). \quad (6.46)$$

Za efektivnu dužinu koja odgovara reluktansi R_{oek1} , kao i reluktansi R_{oo} , uzeta je vrijednost l_o tj. $l_{oek1} = l_{oo} = l_o = 2\delta$. Ova vrijednost je izabrana iz istog razloga kao i za R_{oek} , tj. zbog minimizacije broja promjenljivih. Magnetna otpornost R_{oek} predstavlja paralelnu vezu otpornosti R_{oek1} i R_{oo} , pa važi i relacija:

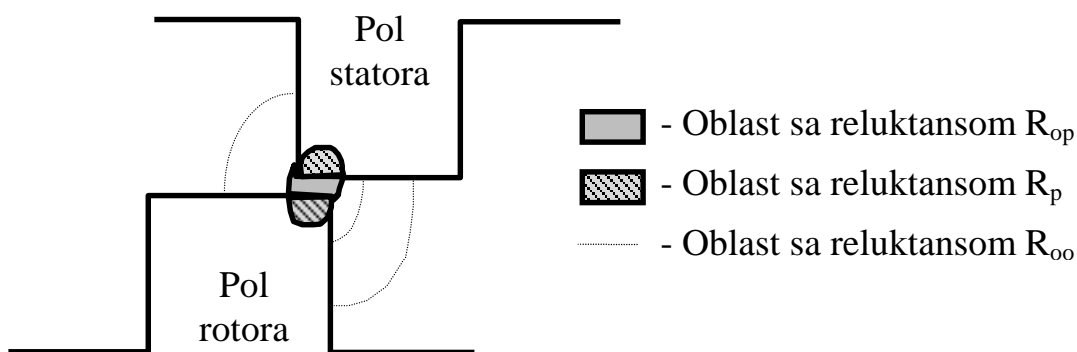
$$1 / R_{oek} = 1 / R_{oek1} + 1 / R_{oo}, \quad (6.47)$$

pa se zamjenom $R_{oek} = 2\delta / (\mu_o S_{oek})$, $R_{oek1} = l_o / \mu_o S_{oek1}$ i $R_{oo} = 2\delta / \mu_o S_{oo}$ u (6.47) i kombinovanjem sa (6.46) mo`e dobiti izraz za S_{oek} :

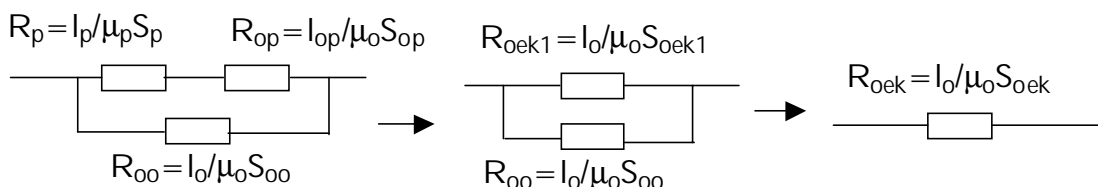
$$S_{oek} = S_{oo} + S_{oek1} = S_{oo} + 2 \delta \mu_p S_p S_{op} / (l_p \mu_o S_{op} + l_{op} \mu_p S_p) . \quad (6.48)$$

Za parametre S_{op} i l_{op} reluktanse R_{op} odabrane su vrijednosti bliske stvarnim vrijednostima:

$$S_{op} = S_p = S_{oek}(\theta, \phi=0) - S_{min} \quad i \quad l_{op} = 2 \delta . \quad (6.49)$$



Slika 6.8. Podjela oblasti sa reluktansom R_{oek} na tri podoblasti sa reluktansama R_{op} , R_p i R_{oo} .



Slika 6.9. Veza između reluktanse R_{oek} i reluktansi R_{op} , R_p i R_{oo} .

Do ovih vrijednosti došlo se pa`ljivom analizom. Naime, za polo`aj kada su polovi rotora i statora djelimi-no preklopljeni, gotovo sav fluks se zatvara kroz preklopljenu površinu pri manjim vrijednostima fluksa (otpornost R_{oek1}). Sa povećanjem vrijednosti fluksa dolaze do izrađaja i okolne putanje (R_{oo}) naro-ito kada magnetna indukcija B_p kroz površinu S_p u|e u zasi}enje. Logi-no je da vrijednosti S_p i S_{op} budu pribli`no jednake stvarnoj vrijednosti preklopljene površine (to je pribli`no ostvareno u navedenom izrazu), a l_{op} jednaka vrijednosti vazdu{nog procjepa (2δ jer se uzimaju u obzir dvije strane istovremeno). U regionu gdje polovi rotora i statora nijesu preklopljeni efekat lokalnog zasi}enja i dalje postoji, izuzev kod neusagla{enog polo`aja ($\theta = \theta_{un}$) gdje se mo`e smatrati zanemarivo malim. Ovo zna-i da i u regionu $\theta_{un} < \theta < \theta_1$ postoji neka vrijednost površine S_p , a da je jedino za $\theta = \theta_{un}$ vrijednost $S_p \approx 0$. Površina S_p u ovom regionu

predstavlja određenu površinu na ivicama rotora i statora, jer je, od svih `eljeznih dijelova rotora i statora, među njima najmanje vazdušno rastojanje, pa fluks najprije prolazi kroz njih. Sada se površina S_{oek} može izraziti kao:

$$S_{oek}(\theta, \phi) = S_{oo} + [S_{oek}(\theta, \phi=0) - S_{min}] / [1 + l_p \mu_o / (2 \delta \mu_p)]. \quad (6.50)$$

Ako se uvede parametar $\xi = l_p \mu_o / (2 \delta \mu_{ppoc})$, gdje je μ_{ppoc} početna permeabilnost permeabilnosti μ_p odnosno vrijednost permeabilnosti `eljeza motora kad indukcija teži nuli, jedna-ina (6.50) dobija oblik:

$$S_{oek}(\theta, \phi) = S_{oo} + [S_{oek}(\theta, \phi=0) - S_{min}] / (1 + \xi \mu_{ppoc} / \mu_p) \quad (6.51)$$

Parametar ξ predstavlja funkciju promjenljivih l_p i μ_p . Vrijednost l_p predstavlja dubinu prodiranja fluksa u polove statora i rotora do koje se on ne raspodijeli ravnomjerno unutar polova, a μ_p efektivnu permeabilnost `eljeza na tom dijelu. Da bi se definisao parametar ξ potrebno je definisati vrijednosti μ_p i l_p u funkciji fluksa i polo`aja, što je praktično nemoguće ostvariti. Jedino je lako ustanoviti da je $\xi \ll 1$, jer je $\mu_{ppoc} > \mu_o$. Eksperimentalno je, međutim, utvrđeno da vrijednost parametra ξ značajno ne utiče na rezultate simulacije i da se on može uzeti kao konstanta. Najpriбли`nije ϕ -i krive realnim krivim dobijene su za vrijednosti konstante ξ od 0.02 do 0.05. Utvrđeno je, takođe, da varijacija vrijednosti konstante ξ unutar pomenutog opsega utiče jedino na brzinu promjene nagiba ϕ -i krive u momentu kada indukcija B_p ulazi u zasićenje.

Iz jedna-ine (6.51) može se utvrditi vrijednost za S_{oo} razmatrajući slučaj nultog fluksa tj. kada se uvrsti $S_{oek}(\theta, \phi) = S_{oek}(\theta, \phi=0)$ i $\mu_p = \mu_{ppoc}$:

$$S_{oo} = S_{min} + \xi S_{oek}(\theta, \phi=0) / (1 + \xi). \quad (6.52)$$

Ako se uzme u obzir jedna-ina (6.52), svi parametri za utvrđivanje površine S_{oek} na osnovu jedna-ine (6.51), izuzev permeabilnosti μ_p , su određeni.

Reluktansu R_{oo} moguće je utvrditi iz jedna-ine (6.52):

$$R_{oo} = \frac{2\delta}{\mu_o \left(\frac{S_{min} + \xi S_{oek}(\phi=0, \theta)}{1 + \xi} \right)}. \quad (6.53)$$

Na osnovu ove jedna-ine slijedi da se R_{oo} smanjuje sa povećanjem ugla θ , jer se $S_{oek}(\phi=0, \theta)$ povećava sa porastom θ , što i jeste slučaj za $\theta < \theta_1$. Najveća greška se pravi pri usaglašenom polo`aju rotora i polo`ajima bliskim njemu. Međutim, u tom slučaju je pri manjim vrijednostima fluksa ova otpornost znatno veća od redne veze $R_{op} + R_p$, dok je pri većim vrijednostima fluksa dominantniji uticaj otpornosti R_{fe} od R_{oek} , pa greška nema značajnog uticaja na rezultate.

6.2.3. Predstavljanje B-H krive, računanje fluksa i struje

B-H kriva željeza može se predstaviti sledećom funkcijom:

$$H/H_{nom} = \beta (B/B_{nom}) + (1 - \beta) (B/B_{nom})^\alpha, \quad (6.54)$$

pri čemu se β kreće od 0.6 do 0.7, α uzima vrijednosti 7 ili 9, (to zavisi od vrste željeza. Vrijednosti B_{nom} i H_{nom} su vrijednosti pri kojima počinje da se drastično "krivi" B-H karakteristika (B_{nom} se kreće oko 1.2T do 1.5T, H_{nom} od 50 do 500 A/m).

Primjenom Amperovog zakona struja aktivne faze motora može se izraziti u funkciji magnetnog polja nekom od sledeće tri relacije:

$$Ni = I_{fe} H_{fe} + 2 \delta H_{oo}, \quad (6.55)$$

$$Ni = I_{fe} H_{fe} + 2 \delta H_{oek1} = I_{fe} H_{fe} + 2 \delta H_{op} + 2 I_p H_p, \quad (6.56)$$

$$Ni = I_{fe} H_{fe} + 2 \delta H_{oek}, \quad (6.57)$$

gdje su H_{fe} , H_{oo} , H_{oek1} , H_{op} i H_p ekvivalentne jačine magnetnog polja kroz površine S_{fe} , S_{oo} , S_{oek1} , S_{op} i S_p i mogu se računati kao:

$$H_{fe} = B_{fe} / \mu = \phi / (\mu S_{fe}),$$

$$H_{oo} = B_{oo} / \mu_o = \phi_{oo} / (\mu_o S_{oo}),$$

$$H_{oek1} = B_{oek1} / \mu_o = \phi_p / (\mu_o S_{oek1}),$$

$$H_{op} = B_{op} / \mu_o = \phi_p / (\mu_o S_{op}),$$

$$H_p = B_p / \mu_p = \phi_p / (\mu_p S_p),$$

$$H_{oek} = B_{oek} / \mu_o = \phi / (\mu_o S_{oek}),$$

pri čemu su μ i μ_p respektivno trenutne vrijednosti permeabilnosti u željezu i površinskom dijelu na polovima statora i rotora podloženim zasićenju, ϕ_{oo} - fluks kroz površinu S_{oo} , ϕ_p - fluks kroz površinu S_{op} odnosno S_p .

Iz jednačine (6.54) magnetne permeabilnosti $\mu = B/H$ i $\mu_p = B_p/H_p$ mogu se izraziti u funkciji magnetne indukcije:

$$1 / \mu = \beta H_{nom} / B_{nom} + (1 - \beta) (H_{nom} / B_{nom}) (B / B_{nom})^{\alpha-1}, \quad (6.58)$$

$$1 / \mu_p = \beta H_{nom} / B_{nom} + (1 - \beta) (H_{nom} / B_{nom}) (B_p / B_{nom})^{\alpha-1}. \quad (6.59)$$

Imaju}i u vidu da je $B = \phi / S_{fe}$ i $B_p = \phi_p / S_p$ mo`e se zaklju-iti da je za ra-unanje permeabilnosti μ na osnovu (6.58) potrebna vrijednost fluksa ϕ , dok je za ra-unanje μ_p iz (6.59) potrebna vrijednost fluksa ϕ_p .

Ako se struja `eli ra-unati na osnovu jedna-ine (6.55) ili jedna-ine (6.56) javlja se problem odre|ivanja fluksa ϕ_p odnosno ϕ_{oo} , pri ~emu va`i da je:

$$\phi = \phi_p + \phi_{oo}. \quad (6.60)$$

Nepoznati parametar u jedna-ini (5.57) je, kao i u analognoj jedna-ini (6.37), ekvivalentna povr{ina S_{oek} , jer je $H_{oek} = \phi / (\mu_o S_{oek})$ u (5.57) odnosno $R_{oek} = 2\delta / (\mu_o S_{oek})$ u (6.37). Me|utim, iz jedna-ine (6.51) vidi se da je za utvr|ivanje S_{oek} potrebno utvrditi μ_p , a time i indukciju B_p odnosno fluks ϕ_p , {to zna-i da se i u ovom slu-aju problem svodi na izra-unavanje fluksa ϕ_p . Naravno, valja napomenuti da odre|ivanje fluksa ϕ ne predstavlja problem i ra-una se, kao i u ranije pomenutim modelima, uz pomo} jedna-ine (6.61):

$$\phi = \frac{1}{N} \int_0^t [u(t) - Ri(t)] dt \quad (6.61).$$

Pore|enjem jedna-ina (6.55) i (6.56) mo`e se dobiti slede}a jedna-ina:

$$H_o 2\delta = H_{op} 2\delta + H_p 2l_p, \quad (6.62)$$

tj.

$$B_o \delta / \mu_o = B_{op} \delta / \mu_o + B_p l_p / \mu_p, \quad (6.63)$$

odnosno, uzimaju}i u obzir relaciju (6.60) i zavisnosti $B_{op} = \phi_p / S_{op}$, $B_p = \phi_p / S_p$ i $B_o = \phi_{oo} / S_{oo}$, mogu}e je dobiti jedna-inu (6.64):

$$(\phi - \phi_p) \delta / (S_{oo} \mu_o) = \phi_p \delta / (S_{op} \mu_o) + \phi_p l_p / (S_p \mu_p), \quad (6.64)$$

gdje se μ_p na osnovu (6.59) mo`e predstaviti u funkciji fluksa ϕ_p kao:

$$\mu_p = 1 / [\beta H_{nom} / B_{nom} + (1 - \beta) (H_{nom} / B_{nom}) (\phi_p / (S_p B_{nom}))^{\alpha-1}]. \quad (6.65)$$

Jedna-ine (6.64) i (6.65) predstavljaju sistem ~ijim re{avanjem je mogu}e dobiti vrijednost fluksa ϕ_p . Me|utim, ovaj problem se ne mo`e rije{iti analiti-kim, ve} jedino numeri-kim putem. Uvo|enje numeri-kog odre|ivanja fluksa ϕ_p dovelo bi do razvoja nepodesnog modela kada je u pitanju projektovanje nesimetri-ne konfiguracije, jer odgovaraju}i softver ne bi obezbje|ivao dobijanje dovoljno brzih dinami-kih rezultata. Zbog toga je bilo neophodno razmotriti druge, nenumeri-ke, metode za utvr|ivanje fluksa ϕ_p .

Iz jedna-avanjem jedna-ina (6.55) i (6.56) dobija se da je $H_{oek1} = H_{oo}$, odakle izlazi da je:

$$\phi_{oo} = S_{oo} \phi_p / S_{oek1} . \quad (6.66)$$

Kombinovanjem izraza (6.66) sa (6.60) može se dobiti sledeći izraz za fluks ϕ_p :

$$\phi_p = \phi / (1 + S_{oo} / S_{oek1}) = \phi (S_{oek} - S_{oo}) / S_{oek} . \quad (6.67)$$

Izraz (6.67) iskorišten je u pokušaju da se, prilikom simulacije, po njemu ra-una vrijednost fluksa ϕ_p u tekućem koraku, pri čemu se za fluks ϕ uzima tekuća vrijednost, dok se za površinu S_{oek} uzima vrijednost sračunata za prethodni vremenski korak po formuli:

$$S_{oek} = S_{oo} \phi / (\phi - \phi_p) , \quad (6.68)$$

gdje S_{oo} , ϕ i ϕ_p uzimaju vrijednosti iz prethodog koraka. Metod simulacije realizovan na ovakvom pristupu nije dao dobre rezultate. Naime, u pojedinim djelovima dobijenih ϕ -i krivih dolazilo do je skokovitog porasta i pada struje. Ove skokovite promjene javljale su se u trenucima kada je indukcija $B_p = \phi_p / S_p$ bila u oblasti zasićenja, pa je mala greška u vrijednosti ϕ_p , a time i vrijednosti B_p , imala znatan uticaj na vrijednost polja H_p (to je, s obzirom na (6.56), imalo značajan uticaj na vrijednost struje.

Jedan od pokušaja da se utvrdi fluks ϕ_p zasnovan je na definisanju analitičkog izraza koji vrši procjenu vrijednosti ϕ_p . Kako pri malim vrijednostima fluksa ϕ gotovo sav fluks prolazi kroz površinu S_p tj. $\phi_p \approx \phi$, to je u tom slučaju $B_p \approx \phi / S_p$. Sa povećanjem fluksa ϕ povećava se i B_p , ali brzina porasta opada, da bi za $B_p = B_{max}$ (B_{max} - indukcija zasićenja) porast postao praktično jednak nuli. Najjednostavnija kriva koja aproksimira ovakvo ponašanje je *Frohlich*-ova kriva, koja u ovom slučaju izgleda:

$$B_p = \frac{\phi / S_p}{1 + \phi / (a S_p)} , \quad (6.69)$$

gdje je $a = B_{max}$. Na ovaj način, takođe, nijesu dobijene zadovoljavajuće ϕ -i zavisnosti. Solidni rezultati su dobijeni jedino uz dodatnu korekciju izraza (6.69), što je, međutim, zahtijevalo uvođenje još nekoliko eksperimentalnih parametara, pa je i ovaj metod odbačen zbog komplikovanosti utvrđivanja tih parametara.

Metod koji je dao najbolje rezultate zasnovan je i na jednostavnom račununu, a postignut je zahvaljujući uvedenom, manje preciznom, izrazu za B_p - H_p . Naime, B - H zavisnost za čeljevo, izuzev uskog dijela sa reluktansom R_p , definiše se relacijom (6.54), dok se zavisnost B_p - H_p (oblast reluktanse R_p) uprošćeno definiše *Frohlich*-ovom krivom:

$$B_p = a H_p / (b + H_p), \quad (6.70)$$

gdje a i b predstavljaju parametre željeza, a njihove vrijednosti se određuju iz sledećih jednakosti: $a = B_{max}$ i $a/b = \mu_{ppoc}$. Permeabilnost μ_p se iz (6.70) može izraziti kao:

$$\mu_p = B_p / H_p = (a - B_p) / b = (a - \phi_p / S_p) / b. \quad (6.71)$$

Uvrštavanjem jednačine (6.71) u (6.64) dobija se kvadratna jednačina po fluksu ϕ_p čije je rešenje:

$$\Psi_p = c_{01} \left[\Psi + c_{02} - \sqrt{(\Psi - c_{03})^2 + c_{04}^2} \right], \quad (6.72)$$

gdje su: $\Psi_p = N\phi_p$ i $\Psi = N\phi$ obuhvatni fluksevi, a varijable $c_{01}(\theta)$, $c_{02}(\theta)$, $c_{03}(\theta)$ i $c_{04}(\theta)$ su dati sledećim izrazima:

$$c_{01} = c_{01}(\theta) = S_{op} / [2 (S_p + S_{oo})],$$

$$c_{02} = c_{02}(\theta) = a N [S_p + (1 + \xi) S_{oo}],$$

$$c_{03} = c_{03}(\theta) = a N [S_p + (1 - \xi) S_{oo}],$$

$$c_{04}^2 = c_{02}^2 - c_{03}^2 = 4 \xi a^2 N^2 S_{oo} (S_p + S_{oo}),$$

pri čemu je konstanta $\xi = l_p \mu_d / (2 \delta \mu_{ppoc})$ definisana u (6.51).

Sada se kombinovanjem izraza (6.36), (6.37) i (6.68) može doći do izraza za računanje struje:

$$N i = 2 \delta (\Psi - \Psi_p) / (\mu_o N S_{oo}) + R_{fe} \Psi / N. \quad (6.73)$$

Do analognog izraza se dolazi kombinovanjem jednačina (6.57) i (6.68):

$$N i = 2 \delta (\Psi - \Psi_p) / (\mu_o N S_{oo}) + H_{fe} l_{fe}, \quad (6.74)$$

gdje se H_{fe} određuje na osnovu B_{fe} pomoću jednačine (6.54) uvođenjem $H = H_{fe}$ i $B = B_{fe} = \Psi / (N S_{fe})$:

$$H_{fe} = H_{nom} [\beta \Psi / (B_{nom} N S_{fe}) + (1 - \beta) \Psi^\alpha / (B_{nom} N S_{fe})^\alpha]. \quad (6.75)$$

Ako se u izraz (6.74) uvrste jednačine (6.72) i (6.75) može se dobiti izraz za struju faze motora u funkciji obuhvatnog fluksa Ψ i položaja rotora θ :

$$i(\Psi, \theta) = i_o(\Psi, \theta) + i_{fe}(\Psi), \quad (6.76)$$

gdje je struja i_o :

$$i_o(\Psi, \theta) = c_{05} \left[(1 - c_{01}) \Psi - c_{01} c_{03} + c_{01} \sqrt{(\Psi - c_{03})^2 + c_{04}^2} \right] \quad (6.77)$$

struja koja je posledica postojanja reluktanse R_{oek} , dok je struja i_{fe} :

$$i_{fe}(\Psi) = c_{fe1} \Psi + c_{fe2} \Psi^\alpha, \quad (6.78)$$

posledica reluktanse R_{fe} . Jedna-ine (6.76)-(6.78) analogno se mogu dobiti kombinovanjem jedna-ina (6.73), (6.72), (6.30) i (6.58). Koeficijenti c_{o1} do c_{o4} koji figuriraju u jedna-ini (6.77) definisani su u (6.72), dok je:

$$c_{o5} = c_{o5}(\theta) = 2 \delta / (\mu_o N^2 S_{oo}).$$

Koeficijenti c_{o1} do c_{o5} su funkcije položaja rotora θ , a ta zavisnost se dobija tako što se izrazi (6.49) i (6.52) za površine S_{op} i S_{oo} , u koje se predhodno uvrsti $S_{oek}(\Psi=0, \theta)$ iz jedna-ine (6.40), uvrste u izraze za koeficijente c_{o1} od c_{o5} . Koeficijenti c_{fe1} i c_{fe2} u (6.78) predstavljaju konstante definisane sledećim jedna-inama:

$$c_{fe1} = I_{fe} \beta H_{nom} / (B_{nom} N^2 S_{fe}),$$

$$c_{fe2} = I_{fe} (1-\beta) H_{nom} / (B_{nom}^\alpha N^{\alpha+1} S_{fe}^\alpha).$$

6.2.4. Računanje elektromagnetnog momenta

Elektromagnetni momenat M_e uobičajeno se računa na osnovu koenergije polja W_m po relaciji (3.11), gdje se koenergija W_m računa po jedna-ini (3.7) integraljenjem fluksa po struji. Međutim, s obzirom da je relacijom (6.76) definisana struja u funkciji položaja θ i fluksa Ψ , mnogo je jednostavnije računati momenat M_e na osnovu magnetne energije polja W_m po relaciji (3.14), gdje se magnetna energija W_m računa po jedna-ini (3.6) integraljenjem struje $i(\Psi, \theta)$ po fluksu Ψ . Smjenom jedna-ine (6.76) u (3.6) dobija se:

$$W_m(\Psi, \theta) = \int_0^\Psi i(\Psi, \theta) d\Psi = \int_0^\Psi i_o(\Psi, \theta) d\Psi + \int_0^\Psi i_{fe}(\Psi) d\Psi = W_{mo}(\Psi, \theta) + W_{mfe}(\Psi), \quad (6.79)$$

gdje W_{mo} predstavlja magnetnu energiju nagomilanu u oblasti reluktanse R_{oek} , dok W_{mfe} predstavlja magnetnu energiju nagomilanu u oblasti reluktanse R_{fe} . Ako se izrazi (6.77) i (6.78) za struje i_o i i_{fe} uvrste u jedna-inu (6.79) računanjem integrala može se dobiti:

$$W_{mo} = c_{o5} \left[\frac{1 - c_{o1}}{2} \Psi^2 - c_{o1} c_{o2} \Psi + \frac{c_{o1}}{2} (\Psi - c_{o3}) \sqrt{(\Psi - c_{o3})^2 + c_{o4}^2} + \frac{c_{o1} c_{o2} c_{o3}}{2} + \frac{c_{o1} c_{o4}^2}{2} \ln \left(\frac{\Psi - c_{o3} + \sqrt{(\Psi - c_{o3})^2 + c_{o4}^2}}{c_{o2} - c_{o3}} \right) \right] \quad (6.80)$$

i

$$W_{mfe} = c_{fe1} \Psi^2 / 2 + c_{fe2} \Psi^{\alpha+1} / (\alpha+1). \quad (6.81)$$

Imaju}i u vidu da je energija W_{mfe} funkcija samo fluksa Ψ , a ne i ugla θ tj. da va`i $\partial W_{mfe} / \partial \theta = 0$, zamjenom jedna-ine (6.79) u jedna-inu momenta (3.14) mo`e se dobiti izraz:

$$M_e(\Psi, \theta) = - \frac{\partial W_{mo}(\Psi, \theta)}{\partial \theta}. \quad (6.82)$$

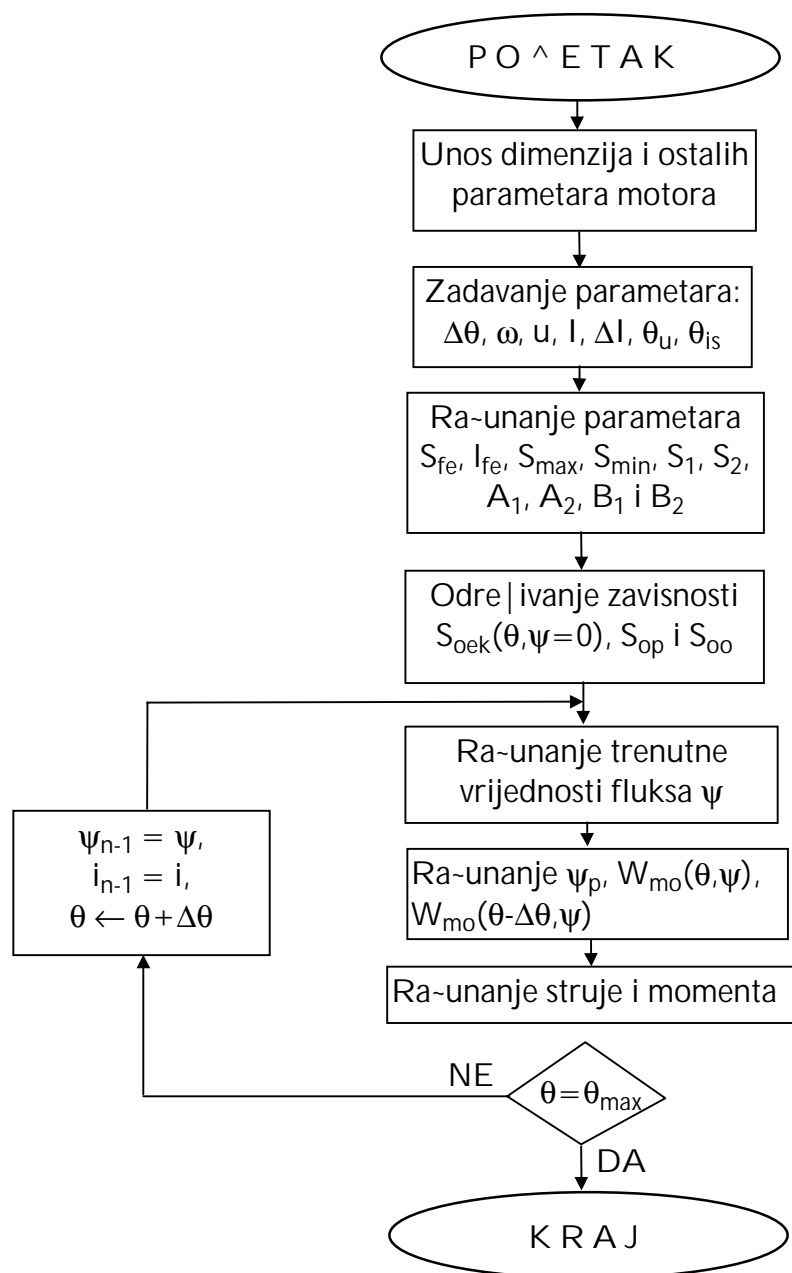
Elektromagnetni moment M_e mogu}e je dobiti re{avanjem jedna-ine (6.82) u koju je prethodno potrebno uvrstiti W_{mo} iz jedna-ine (6.80). S obzirom da su u jedna-ini (6.80) koeficijenti c_{o1} , c_{o2} , c_{o3} , c_{o4} , c_{o5} funkcije polo`aja rotora θ , to se re{anjem jedna-ine (6.82) dobija prili-no glomazan izraz. Zbog toga je, prilikom simulacije, jednostavnije moment tra`iti po pribli`noj formuli:

$$M_e(\Psi, \theta) = - \frac{\Delta W_{mo}(\Psi, \theta)}{\Delta \theta} = - \frac{W_{mo}(\Psi, \theta) - W_{mo}(\Psi, \theta - \Delta \theta)}{\Delta \theta}, \quad (6.83)$$

gdje su Ψ i θ trenutne vrijednosti fluksa i polo`aja $\Delta \theta$ inkrement polo`aja u toku simulacije, a $\theta - \Delta \theta$ polo`aj rotora u prethodnom koraku simulacije. Za ra-unanje momenta po jedna-ini (6.83) neophodno je utvrditi na osnovu (6.80) trenutnu vrijednost magnetne energije $W_{mo}(\Psi, \theta)$, ali i fiktivnu vrijednost energije $W_{mo}(\Psi, \theta - \Delta \theta)$ za trenutnu vrijednost obuhvatnog fluksa i polo`aj rotora koji odgovara prethodnom koraku simulacije. Ovaj na-in je implementiran u program za simulaciju pogona sa SRM-om, a dokaz njegove valjanosti dat je u Dodatku A.

6.2.5. Kratak osvrt na tok simulacije

Strukturni blok dijagram toka simulacije prikazan je na slici 6.10. Ulazni parametri realizovanog programa su: dimenzije motora (polupre-nici rotora i statora, du`ina steka L , uglovi β_r i β_s , broj polova N_r i N_s , vazdu{ni procjep δ), broj navojaka po fazi motora N , parametri B - H karakteristike `eljeza (H_{nom} , B_{nom} , α i β) i induktivnost faze za neusagla{eni polo`aj rotora L_{un} (na osnovu L_{un} utvr`uje se S_{min}). Parametri koji se zadaju su: direktni i inverzni napon koji se primjenjuje na fazu, ugao uklju-enja θ_u i isklju-enja θ_{is} faze, brzina okretanja motora ω , struja i njeno odstupanje $\pm \Delta I$ (re`im strujnog ograni-enja).



Slika 6.10. Strukturni blok dijagram toka simulacije SRM-a.

Na osnovu dimenzija motora utvr|uju se {irina t_s , povr{ina S_{fe} i du`ina l_{fe} pomo}u relacija (6.31)-(6.33). Zatim se utvr|uju povr{ine S_{min} (jedna-ina (6.44)) i S_{max} (jedna-ina (6.41)), kao i parametri S_1, S_2, A_1, A_2, B_1 i B_2 koji odre|uju krivu $S_{oe_k}(\theta, \Psi=0)$ po relaciji (6.40). Na osnovu utvr|enog $S_{oe_k}(\theta, \Psi=0)$ lako se utvr|uju povr{ine S_{oo}, S_p i S_{op} primjenom jedna-ina (6.49) i (6.52).

Obuhvatni fluks $\Psi = N\phi$ ra-una se na osnovu (6.61) kao:

$$\Psi = \Psi_{n-1} + (u - R i_{n-1}) \Delta t,$$

gdje je $\Delta t = \Delta \theta / \omega$ vremenski korak, a ψ_{n-1} i i_{n-1} fluks i struja sra-unati u posljednjem završenom koraku simulacije. Napon na fazi u može imati pozitivnu, negativnu i vrijednost jednaku nuli, zavisno od izabranog režima opovanja i topologije pretvarača.

Zatim se određuje fluks Ψ_p kroz površine S_{op} i S_p na osnovu relacije (6.72), a potom i struja na osnovu (6.76)-(6.78).

Trenutna vrijednost momenta računava se po (6.83) zamjenom vrijednosti $W_m(\theta, \Psi)$ i $W_m(\theta - \Delta \theta, \Psi)$ sračunatih po relaciji (6.80).

U blok dijagramu na slici 6.10 pretpostavljeno je da je ugaona brzina motora konstantna, tj. da se radi o ustaljenom stanju. U analizi prelaznih procesa ugaonu brzinu ω neophodno je računati u svakom koraku simulacije uz pomoć jednačine (3.16).

6.3. Rezultati simulacije

Dijagrami koji slijede predstavljaju rezultate simulacije za dva SRM-a. Rad oba motora simuliran je za razne brzine obrtanja, struje i uglove uključenja i isključenja faza pomoću dva programa, a to su: program na osnovu novog modela opisanog u 6.2. i program na osnovu Miller-ovog modela opisanog u 6.1.3.

6.3.1. Rezultati simulacije za Motor I na bazi Miller-ovog modela i novog modela

U [9] su dati rezultati simulacije dobijeni uz pomoć programskog paketa PC-SRD [98] za motor čiji su podaci dati u Tabeli 6.1 (Motor I), za režim rada kada je brzina $n=2000$ ob/min, ugao uključenja faza $\theta_u=47.5^\circ$ i ugao isključenja $\theta_s=80^\circ$. Najznačajniji rezultati su: srednji momenat motora $M_{sr}=1.247$ Nm, snaga $P=161.17$ W, kao i vršne (maksimalne trenutne) vrijednosti struje $i_m=26.193$ A i momenta $M_m=2.712$ Nm. Radi poređenja rezultata dobijenih programom PC-SRD sa programima realizovanim na osnovu Miller-ovog i novog modela dati su rezultati simulacije baš za taj slučaj. Takođe, simuliran je rad motora i u drugim režimima radi poređenja programa na bazi Miller-ovog i novog modela.

Ulazni parametri za program baziran na Miller-ovom modelu dobijeni su na osnovu podataka iz [9] i imaju vrijednosti: $L_u=0.583$ mH; $\Psi_s=0.04949$ Vs; $i_s=8.635$ A; $L_{\sigma 0}=\Psi_s/i_s=5.731$ mH; $\Psi_m=0.076138$ Vs; $i_m=34.681$ A.

Svi ulazni parametri za program baziran na novom modelu su sračunati na osnovu podataka iz Tabele 6.1 izuzev parametra S_{min} za čije izračunavanje na osnovu (6.44) je, pored parametara iz Tabele 6.1, korišćena i vrijednost induktivnosti L_u . Za definisanje $B-H$ krive u jednačini (6.54) korišćeni su sledeći

parametri: $H_{nom}=300$, $B_{nom}=1.3$ T, $\beta=0.7$, $\alpha=9$. Za parametar ξ , definisan u (6.51), uzeta je vrijednost 0.05.

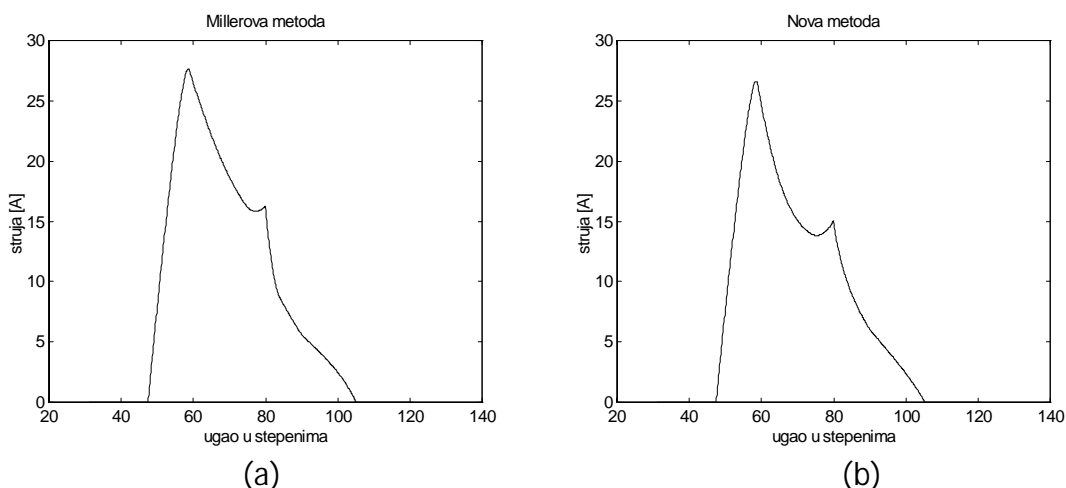
Tabela 6.1. Podaci za Motor I

Parametar	Simbol	Vrijednost	Jedinica
Aksijalna dužina mag. kola	L_{stk}	4.699	cm
Manji poluprečnik rotora	r_o	1.735	cm
Veći poluprečnik rotora	r_1	2.35	cm
Manji polupr. statora	r_2	3.88	cm
Veći poluprečnik statora	r_3	4.699	cm
Vazdušni procjep	δ	0.2286	mm
Ugao pola rotora	β_r	32	°
Ugao pola statora	β_s	30	°
Broj polova rotora	N_r	4	-
Broj polova statora	N_s	6	-
Broj navojaka po fazi	N	62	-
Otpornost faze	R	0.111	Ω
Direktni napon	U_d	22	V
Napon demagnetizacije	U_b	-25.2	V

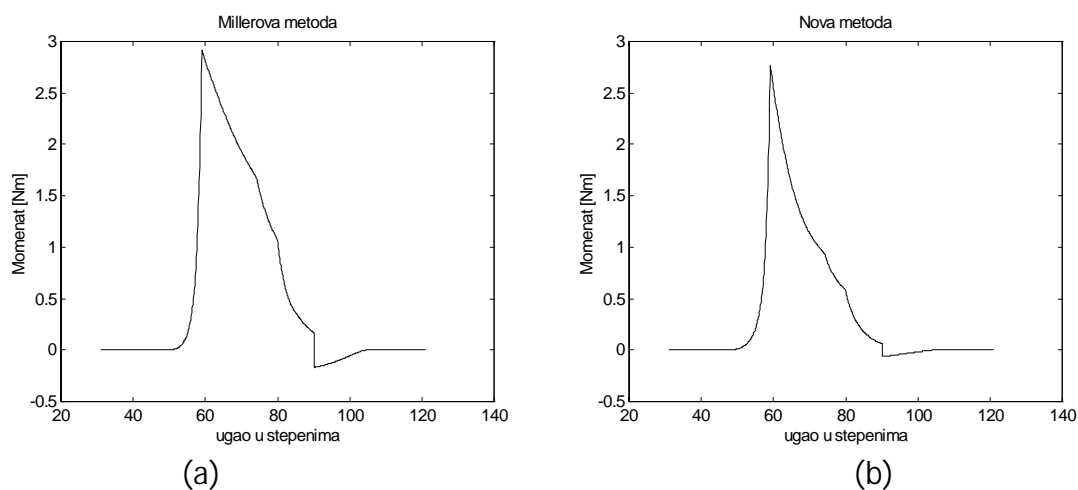
Na slikama 6.11, 6.12 i 6.13 respektivno su prikazani talasni oblici struje, talasni oblici momenta i Ψ -i petlje za Motor I, u režimu $n=2000$ ob/min, $\theta_U=47.5^\circ$ i $\theta_{i_s}=80^\circ$, dobijeni programima baziranim na Miller-ovm i na novom modelu. Na slikama se može primijetiti bliskost rezultata. Odgovarajući rezultati programskog paketa PC-SRD dati u [9] su, takođe, bliski rezultatima prikazanim na pomenutim slikama. Poređenje sumarnih rezultata sva tri programa dato je u Tabeli 6.2. Iz tabele se vidi da najveća odstupanja rezultata postoje za srednju vrijednost momenta M_{sr} odnosno za snagu motora P ($P=M_{sr}\omega$). Ovo odstupanje je naročito izraženo za momenat M_{sr} dobijen na bazi Millerovog modela koji je, kao i kod programa na bazi novog modela, sračunat integraljenjem trenutne vrijednosti momenta duž jednog ciklusa. Ako se srednja vrijednost momenta M_{sr} računa po formuli [67]:

$$M_{sr} = N W / (2 \pi),$$

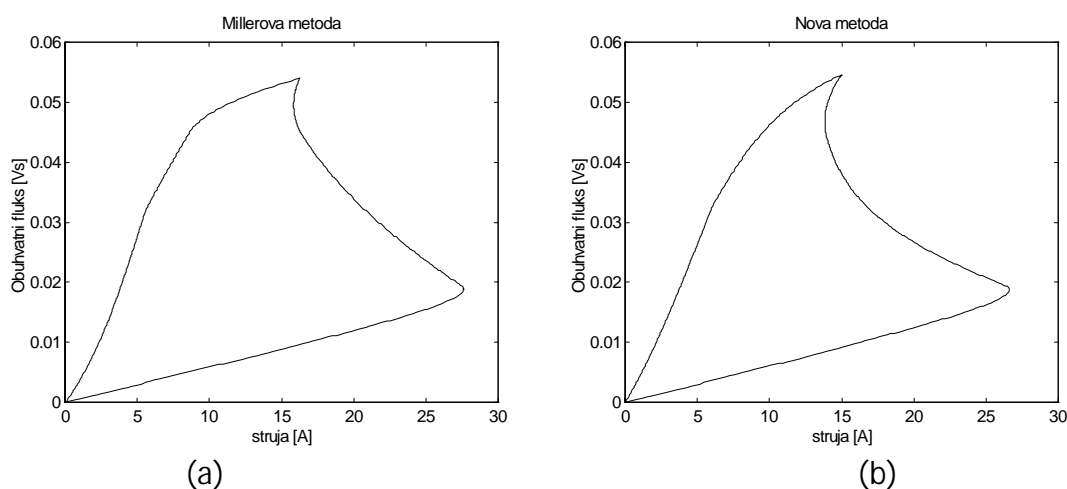
gdje je N broj ciklusa po obrtaju, a W površina Ψ -i petlje za jedan ciklus (kao na slici 6.13), onda se dobijaju rezultati za program baziran na Miller-ovom modelu bliski onim na bazi novog modela i programa PC-SRD. S druge strane, rezultati dobijeni na ovaj način programom na bazi novog modela ostaju praktično nepromijenjeni. Ovo ukazuje da Miller-ov model može obezbijediti dobre rezultate za srednje vrijednosti momenta, ali da računanje M_{sr} integraljenjem trenutne vrijednosti momenta izaziva grešku, što je posledica približnosti formule (6.29) za računanje trenutnog momenta. Približnost formule (6.29) unosi značajnu grešku i u talasni oblik momenta.



Slika 6.11. Struja u funkciji ugla za Motor I, pri $n=2000\text{ob/min}$, $\theta_U=47.5^\circ$, $\theta_{IS}=80^\circ$;
 (a) Program baziran na Millerovom modelu;
 (b) Program baziran na novom modelu.



Slika 6.12. Momenat u funkciji ugla za Motor I,
 pri $n=2000\text{ob/min}$, $\theta_U=47.5^\circ$, $\theta_{IS}=80^\circ$;
 (a) Program baziran na Millerovom modelu;
 (b) Program baziran na novom modelu.



Slika 6.13. Ψ -i petlja za Motor I, pri $n=2000\text{ob/min}$, $\theta_U=47.5^\circ$, $\theta_{IS}=80^\circ$;
 (a) Program baziran na Millerovom modelu;
 (b) Program baziran na novom modelu.

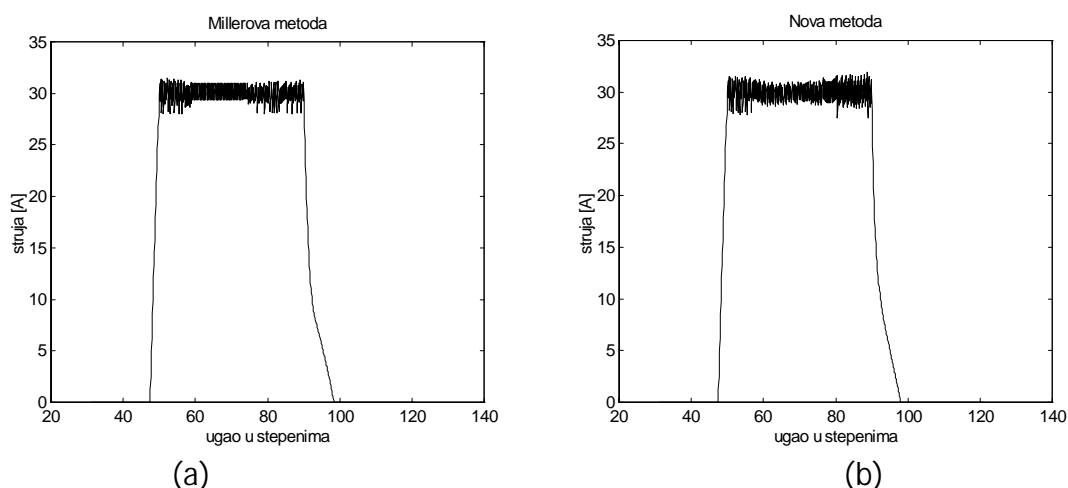
Tabela 6.2. Poređenje rezultata tri programa za Motor I, za slu-aj: $n=2000$ ob/min, $\theta_u=47.5^\circ$, $\theta_{is}=80^\circ$

	PC-SRD	Miller-ov model	Novi model
Maksimalna struja, i_m [A]	26.193	27.6125	26.6125
Maksimalni momenat, M_m [Nm]	2.712	2.9144	2.7660
Snaga na osovini, P [W]	261.171	337.051	234.237
Srednji momenat, M_{sr} [Nm]	1.247	1.6093	1.1184

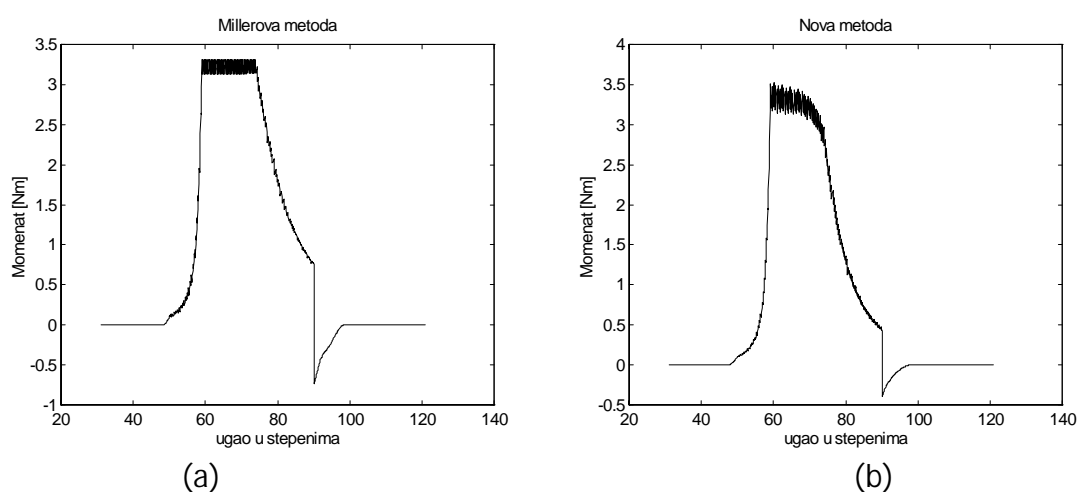
Na slikama 6.14, 6.15 i 6.16 prikazani su rezultati simulacije za Motor I, pri brzini $n=500$ ob/min, uglu uklju-enja faze $\theta_u=47.5^\circ$, uglu isklju-enja faze $\theta_{is}=90^\circ$ i zadatoj struji (re`im strujnog ograni-enja): $I=(30\pm 0.5)A$. Analogni rezultati, pri $n=3000$ ob/min, $\theta_u=41^\circ$, $\theta_{is}=80^\circ$ i $I=(30\pm 0.5)A$, dati su na slikama 6.17, 6.18 i 6.19. Tako|e, na slikama 6.20, 6.21 i 6.22 prikazani su dobijeni rezultati, pri $n=300$ ob/min, $\theta_u=45^\circ$, $\theta_{is}=89^\circ$ i $I=30A$. Zbog relativno male brzine u poslednjem slu-aju struja faze i veoma brzo dosti`e zadatu vrijednost I (u odnosu na promjenu ugla θ), pa se ona mo`e smatrati pribli`no konstatnom u -itavom intervalu od neusagla{enog polo`aja $\theta_u=45^\circ$ do usagla{enog polo`aja $\theta_{aj}=90^\circ$. Ovo zna-i da talasni oblik momenta na slici 6.21 pribli`no predstavlja stati-ki momenat dobijen za konstatnu struju I . Polazni momenat pribli`no se dobija uzimanjem u obzir sve tri faze, {to je prikazano na slici 6.23.

Neki od sumarnih rezultata slu-ajeva prikazanih na slikama 6.11 do 6.23 dati su u Tabeli 6.3. Na slikama 6.16, 6.19 i 6.22 mo`e se primijetiti da se, kao i na slici 6.13 povr{ine Ψ - i petlji, a time i srednje vrijednosti momenta M_{sr} , vrlo malo razlikuju kod rezultata dobijenih na bazi Miller-ovog i na bazi novog modela. Me|utim, u Tabeli 6.3 mogu se primijetiti zna-ajne razlike, {to je posledica ranije pomenute neta-nosti u ra-unanju kod programa na bazi Miller-ovog modela.

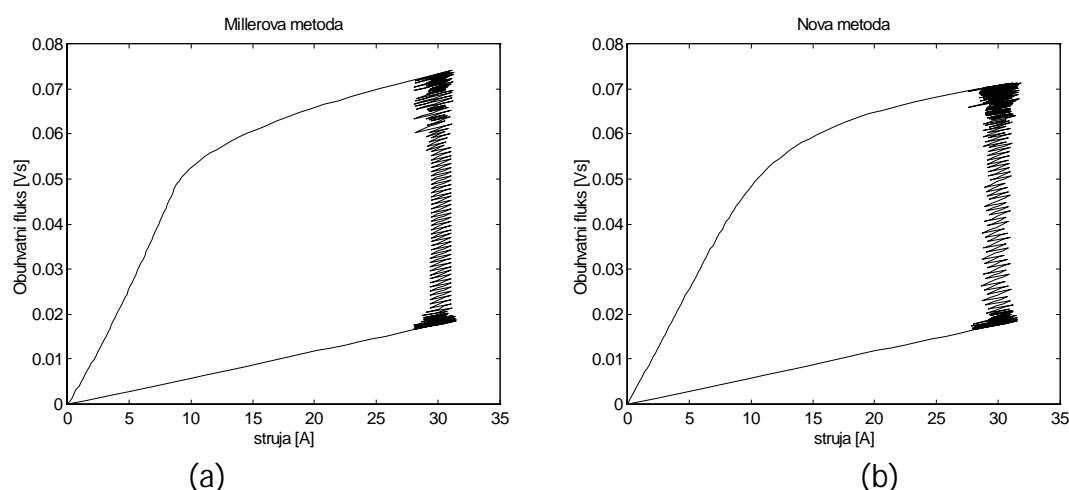
Na slici 6.24 date su Ψ - i krive za Motor I za razli-ite polo`aje rotora od neusagla{ene do usagla{ene pozicije sa korakom od $\Delta\theta=3^\circ$ u polo`aju rotora, dobijene programima na bazi Miller-ovog i na bazi novog modela.



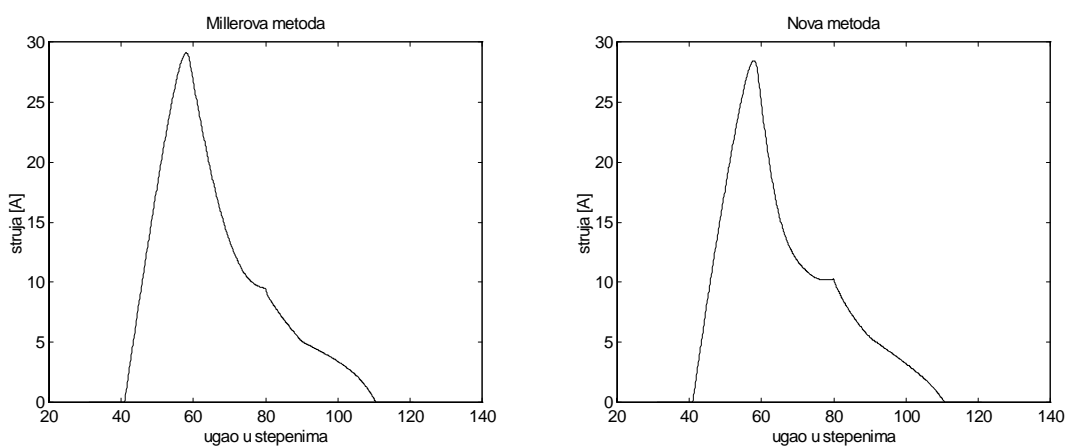
Slika 6.14. Struja u funkciji polo`aja za Motor I, pri $n=500$ ob/min, $\theta_U=47.5^\circ$, $\theta_{is}=90^\circ$ i $I=(30\pm 0.5)$ A; (a) Na bazi Miller-ovog modela (b) Na bazi novog modela.



Slika 6.15. Momenat u funkciji polo`aja za Motor I, pri $n=500$ ob/min, $\theta_U=47.5^\circ$, $\theta_{is}=90^\circ$; (a) Na bazi Miller-ovog modela ($M_m=3.3123$ Nm, $M_{sr}=2.6022$ Nm); (b) Na bazi novog modela ($M_m=3.5220$ Nm, $M_{sr}=2.4110$ Nm).



Slika 6.16. Ψ - i petlja za Motor I, pri $n=500$ ob/min, $\theta_U=47.5^\circ$, $\theta_{is}=90^\circ$; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



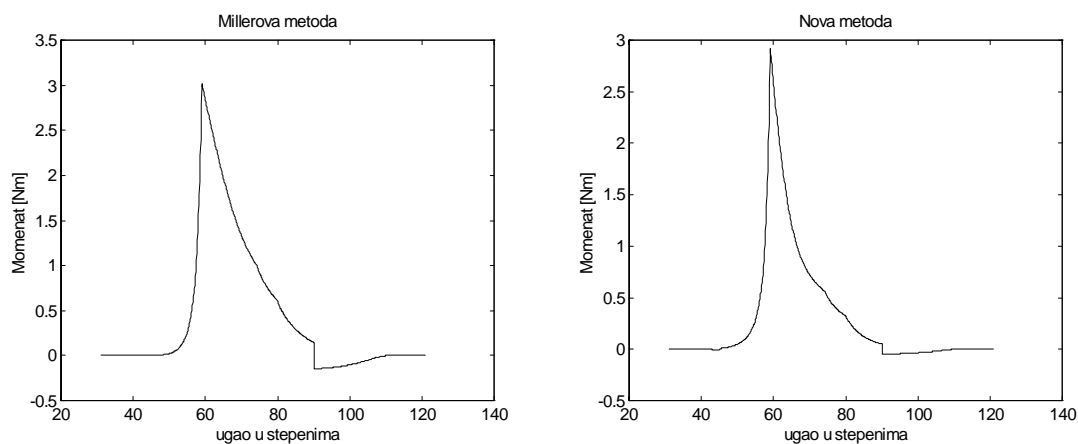
(a)

(b)

Slika 6.17. Struja u funkciji polo`aja za Motor I,
pri $n=3000$ ob/min, $\theta_U=41^\circ$, $\theta_{IS}=80^\circ$;

(a) Na bazi Miller-ovog modela ($i_m=29.0857$ A);

(b) Na bazi novog modela ($i_m=28.4582$ A).

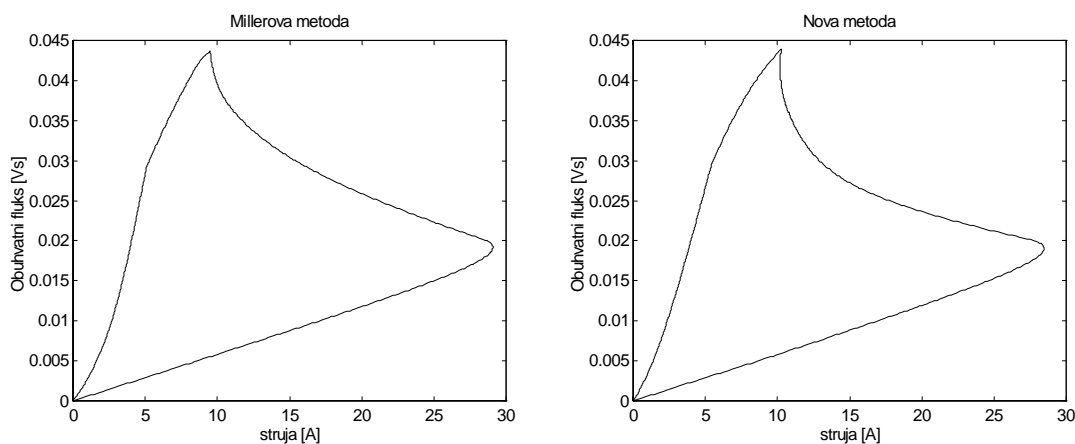


(a)

(b)

Slika 6.18. Momenat u funkciji polo`aja za Motor I, pri $n=3000$ ob/min, $\theta_U=41^\circ$,
 $\theta_{IS}=80^\circ$; (a) Na bazi Miller-ovog modela ($M_m=3.0200$ Nm, $M_{sr}=1.2797$ Nm);

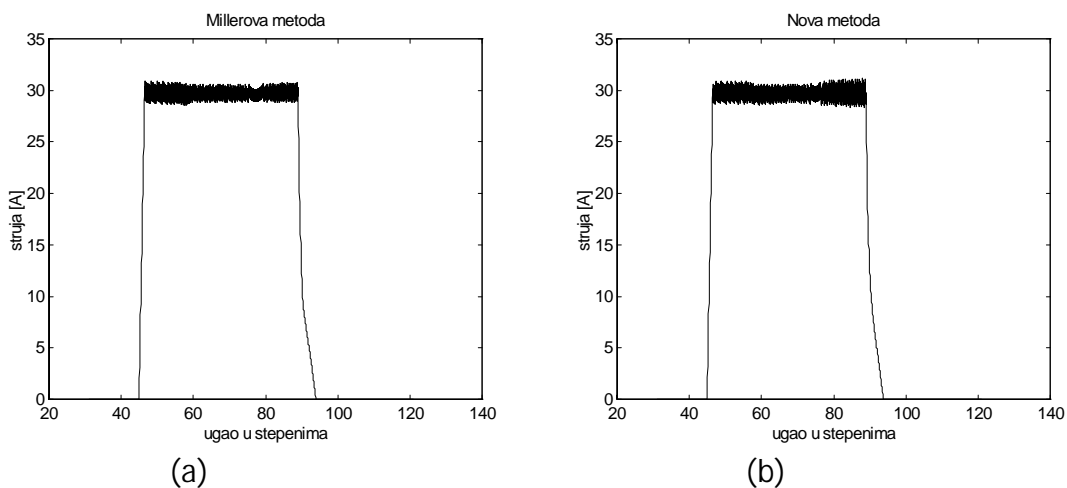
(b) Na bazi novog modela ($M_m=2.9156$ Nm, $M_{sr}=0.8959$ Nm).



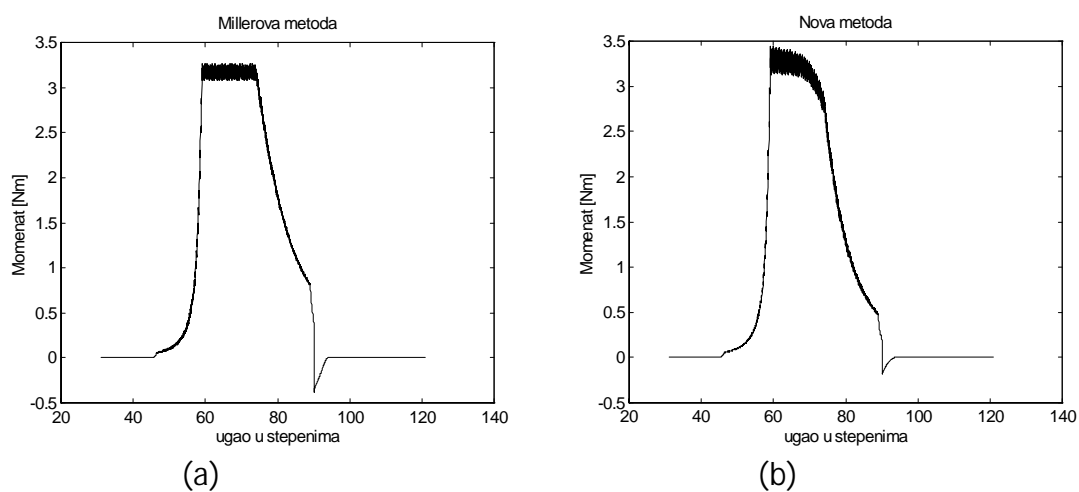
(a)

(b)

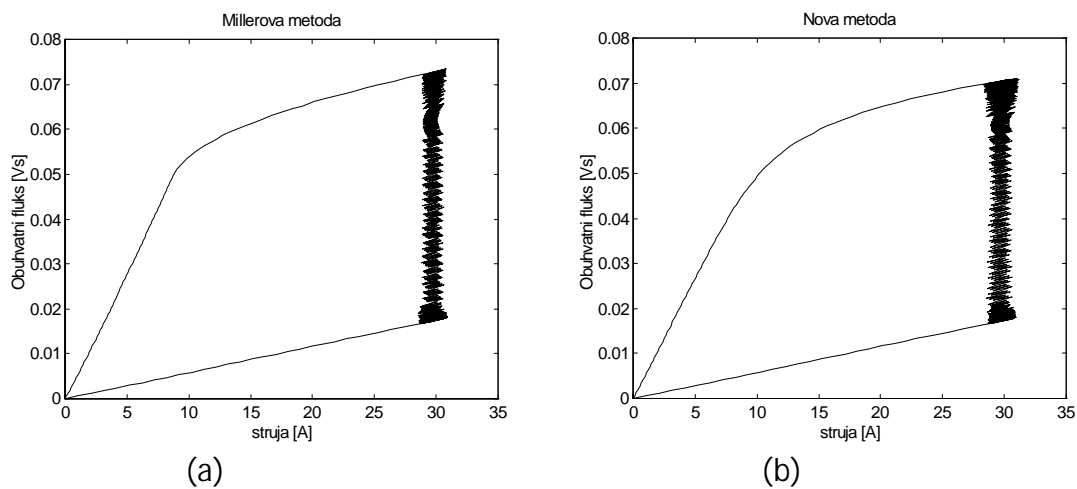
Slika 6.19. Ψ - i petlja za Motor I, pri $n=3000$ ob/min, $\theta_U=41^\circ$, $\theta_{IS}=80^\circ$, $I=30$ A;
(a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



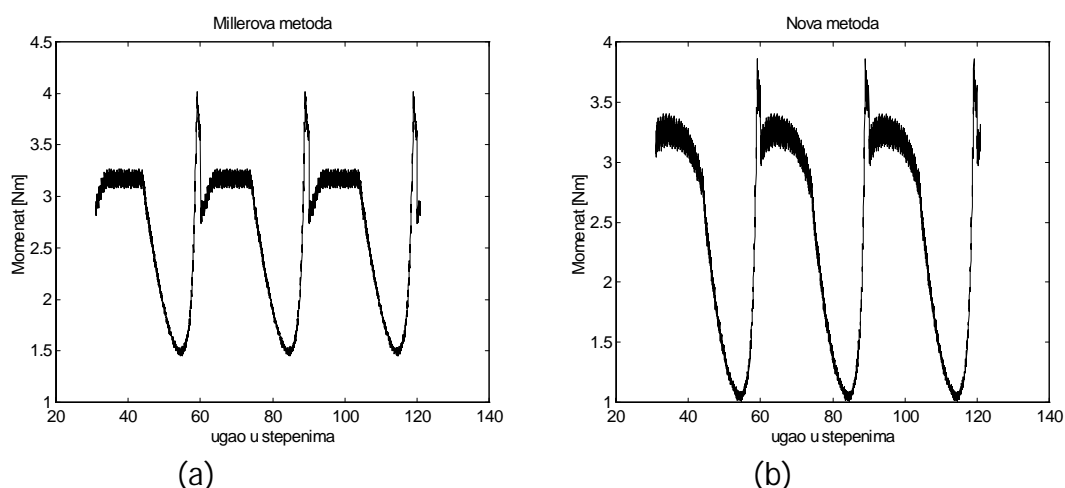
Slika 6.20. Struja u funkciji polo`aja za Motor I, pri $n=300$ ob/min, $\theta_U=45^\circ$, $\theta_{iS}=89^\circ$, $I=30$ A; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



Slika 6.21. Momenat u funkciji polo`aja za Motor I, pri $n=300$ ob/min, $\theta_U=45^\circ$, $\theta_{iS}=89^\circ$, $I=30$ A; (a) Na bazi *Miller*-ovog modela ($M_m=3.2685$ Nm, $M_{sr}=2.6266$ Nm); (b) Na bazi novog modela ($M_m=3.4411$ Nm, $M_{sr}=2.4038$ Nm).



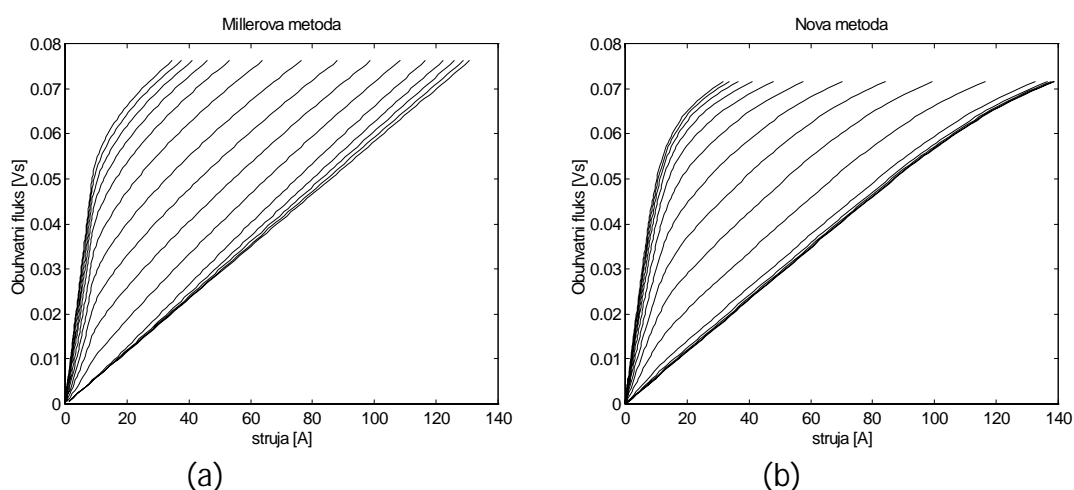
Slika 6.22. Ψ - i petlja za Motor I, pri $n=300$ ob/min, $\theta_U=45^\circ$, $\theta_{iS}=89^\circ$, $I=30$ A; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



Slika 6.23. Polazni moment u funkciji polo`aja; (a) Na bazi Miller-ovog modela ($M_{sr} = 2.6266 \text{ Nm}$); (b) Na bazi novog modela ($M_{sr} = 2.4038 \text{ Nm}$).

Tabela 6.3. Sumarni rezultati raznih slu-ajeva simulacije Motora I

Re`im rada	Model	i_m	M_m	M_{sr}
$n=2000 \text{ ob/min}$, $\theta_u 47.5^\circ$, $\theta_{is}=80^\circ$	Miller-ov	27.6125 A	2.9144 Nm	1.6093 Nm
	Novi	26.6125 A	2.7660 Nm	1.1184 Nm
$n=500 \text{ ob/min}$, $\theta_u 47.5^\circ$, $\theta_{is}=90^\circ$	Miller-ov	(30+0.5) A	3.3123 Nm	2.6022 Nm
	Novi	(30+0.5) A	3.5229 Nm	2.4110 Nm
$n=3000 \text{ ob/min}$, $\theta_u 41^\circ$, $\theta_{is}=80^\circ$	Miller-ov	29.0857 A	3.0200 Nm	1.2797 Nm
	Novi	28.4582 A	2.9156 Nm	0.8959 Nm
$n=300 \text{ ob/min}$, $\theta_u 45^\circ$, $\theta_{is}=89^\circ$	Miller-ov	(30+0.5) A	3.2685 Nm	2.6266 Nm
	Novi	(30+0.5) A	3.4411 Nm	2.4038 Nm



Slika 6.24. Ψ - i karakteristike za razli-ite polo`aje rotora (od 45° do 90° sa korakom od 3°) za Motor I; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.

6.3.2. Rezultati simulacije za Motor II na bazi Miller-ovog modela i novog modela

U Tabeli 6.4 dati su parametri Motora II uzeti iz [96]. U [96] su tako|e dati podaci za neusagla{enu L_U i usagla{enu L_{aI} induktivnost koji su dobijeni metodom kona-nih elemenata tj. FE analizom. Na osnovu tih podataka kao i na osnovu Ψ - i zavisnosti datih u [Error! Not a valid link.] utvrđeni su ulazni parametri za program baziran na Miller-ovom modelu: $L_U=25.8\text{mH}$; $\Psi_S=0.798\text{Vs}$; $\Psi_m=1.33\text{Vs}$; $L_{a0}=\Psi_S / i_s = 843\text{mH}$; $i_m=10\text{A}$.

Svi ulazni parametri za program baziran na novom modelu sra-unati su na osnovu podataka iz Tabele 6.4, izuzev parametra S_{\min} za -ije ra-unanje je upotrijebljena i vrijednost induktivnosti L_{un} (jedna-ina (6.44)). Parametri kori{}eni za predstavljanje B - H krive su: $H_{nom}=300\text{A/m}$, $B_{nom}=1.2\text{T}$, $\beta=0.7$, $\alpha=9$, dok je za parametar ξ uzeta vrijednost $\xi=0.05$.

Na slikama 6.26 do 6.40 prikazani su rezultati simulacije Motora II za razne re`ime rada tj. brzine, uglove uklju-enja i isklju-enja faza i zadate struje. Za svaki re`im rada prikazani su talasni oblici struje faze, momenat i ψ -i petlja, dobijeni na programima na bazi Miller-ovog i novog modela.

U Tabeli 6.5 date su maksimalna i srednja vrijednost struje faze, kao i maksimalna i srednja vrijednost momenta motora za slu-ajeve razmatrane na slikama 6.26 do 6.40. Iz istih razloga kao i kod rezultata simulacije Motora I i ovdje se mogu primijetiti znatne razlike izme|u izra-unatih vrijednosti momenta dva programa.

Na slikama 6.38 do 6.40 prikazan je slu-aj relativno male brzine motora koji je, kao i u simulaciji Motora I, iskori{}ten za pribli`no odre|ivanje stati-kog momenta faze (slika 6.40). Sumiranjem momenata od svih faza dobija se pribli`na zavisnost polaznog momenta od polo`aja rotora, {to je prikazano na slici 6.41. Polazni momenat sa slike 6.41 odnosi se na slu-aj pobudne struje od 10A. Na isti na-in je dobijen polazni momenat za slu-ajeve pobudne struje 1A i 20A. U Tabeli 6.6 prikazani su rezultati za maksimalnu i srednju vrijednost polaznog momenta dobijeni na ovaj na-in. Pored rezultata dobijenih programima na bazi Miller-ovog i novog modela u Tabeli 6.6 dati su i rezultati preuzeti iz [96] izra-unati uz pomo} FE analize.

Na slici 6.42 prikazane su Ψ - i zavisnosti za razli-ite polo`aje rotora od usagla{ene do neusagla{ene pozicije dobijene programima na bazi Miller-ovog i novog modela.

Tabela 6.4. Podaci za Motor II

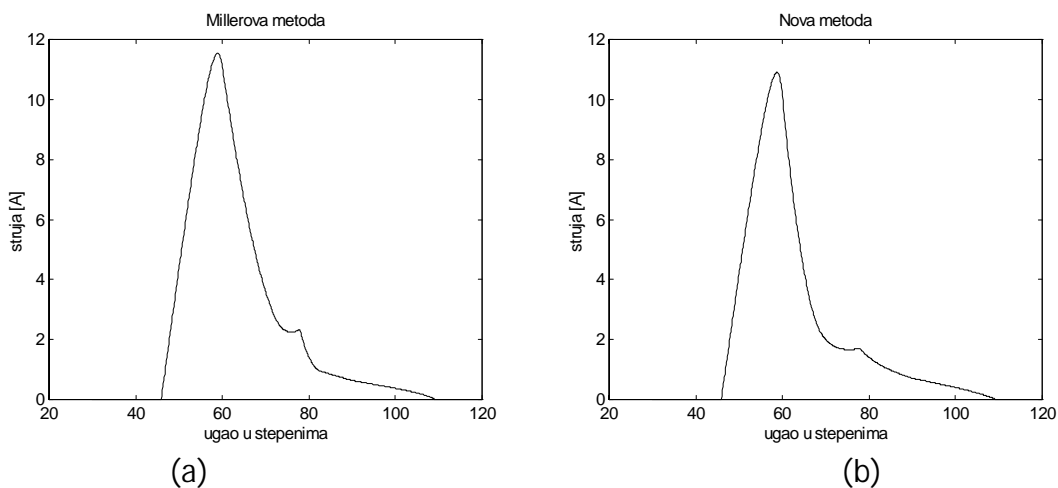
Parametar	Simbol	Vrijednost	Jedinica
Aksijalna dužina mag. kola	L_{stk}	5.076	cm
Manji poluprečnik rotora	r_0	4	cm
Veći poluprečnik rotora	r_1	6.1025	cm
Manji polupr. statora	r_2	8.45	cm
Veći poluprečnik statora	r_3	9.7	cm
Vazdušni procjep	δ	0.25	mm
Ugao pola rotora	β_r	36	°
Ugao pola statora	β_s	24	°
Broj polova rotora	N_r	4	-
Broj polova statora	N_s	6	-
Broj navojaka po fazi	N	536	-
Otpornost faze	R	1	Ω
Direktni napon	U_d	300	V
Napon demagnetizacije	U_b	-300	V

Tabela 6.5. Maksimalne i srednje vrijednosti momenta i struje Motora II dobijene programima na bazi Miller-ovog i novog modela

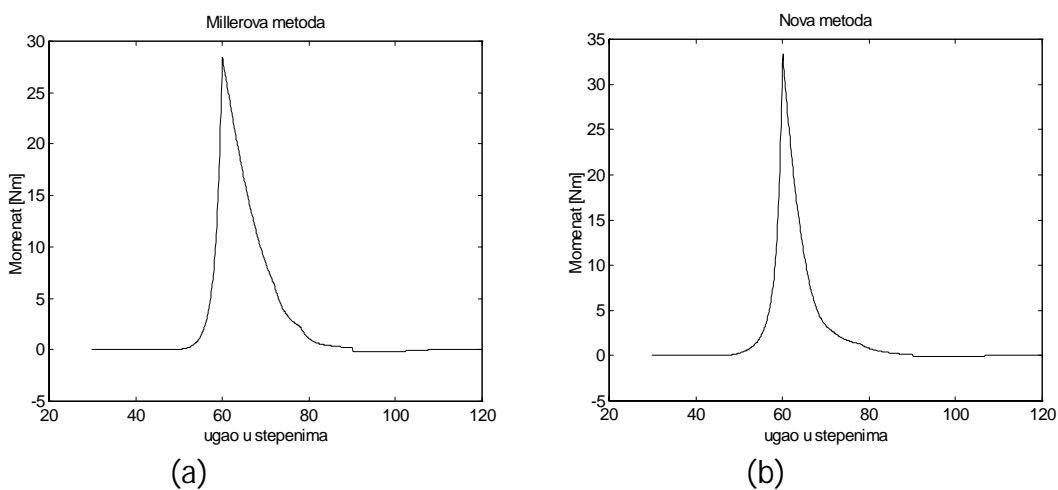
Režim rada	Model	i_m	M_m	M_{sr}
n=1800 ob/min, $\theta_u=46^\circ$, $\theta_{is}=78^\circ$	Miller-ov	11.5441 A	28.4707 Nm	8.6301 Nm
	Novi	10.9058 A	33.4159 Nm	7.0040 Nm
n=500 ob/min, I=10A $\theta_u=60^\circ$, $\theta_{is}=84^\circ$	Miller-ov	(10+1) A	28.4259 Nm	10.7651 Nm
	Novi	(10+1) A	28.6479 Nm	10.0065 Nm
n=1800 ob/min, I=1A $\theta_u=60^\circ$, $\theta_{is}=84^\circ$	Miller-ov	0.8423 A	0.8823 Nm	0.5311 Nm
	Novi	0.9779 A	0.4368 Nm	0.2704 Nm
n=500 ob/min, I=1A, $\theta_u=60^\circ$, $\theta_{is}=84^\circ$	Miller-ov	(1+0.1) A	2.3752 Nm	1.1638 Nm
	Novi	(1+0.1) A	1.2898 Nm	0.5881 Nm
n=300 ob/min, I=10A, $\theta_u=45^\circ$, $\theta_{is}=89^\circ$	Miller-ov	-	26.2234 Nm	15.6602 Nm
	Novi	-	34.1890 Nm	19.4239 Nm

Tabela 6.6. Srednja vrijednost polaznog momenta Motora II za struje 1A, 10A i 20A

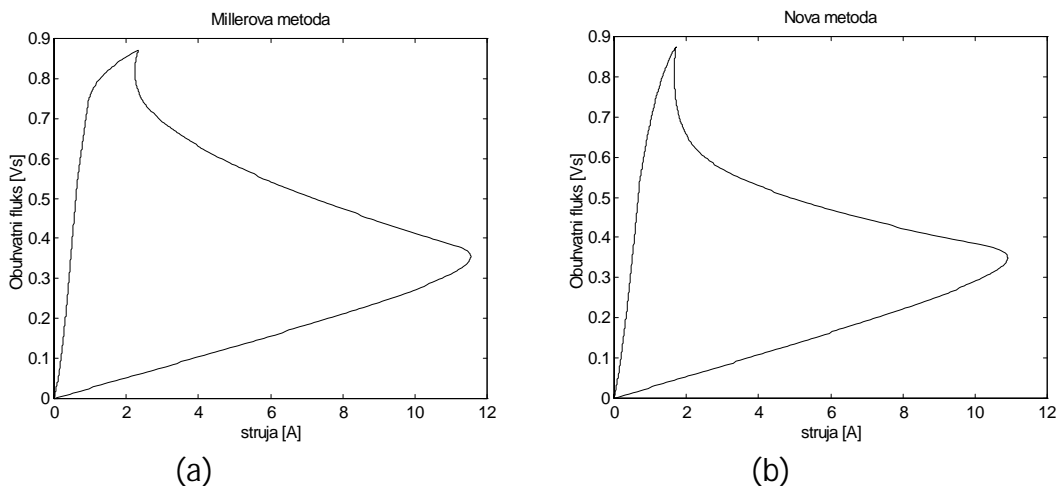
Način razmatranja	M_{sr} za I=1A	M_{sr} za I=10A	M_{sr} za I=20A
FE analiza, [96]	0.80 Nm	18.5 Nm	37.80 Nm
Miller-ov model	1.2490 Nm	15.6602 Nm	31.0670 Nm
Novi model	0.6943 Nm	19.4239 Nm	39.7668 Nm



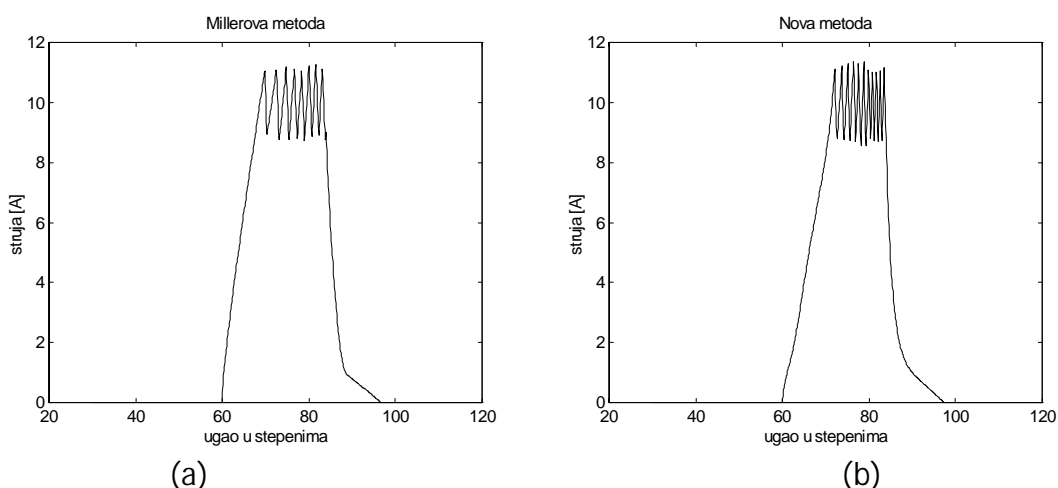
Slika 6.26. Struja u funkciji polo`aja za Motor II, pri $n=1800$ ob/min, $\theta_U=46^\circ$, $\theta_{iS}=78^\circ$; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



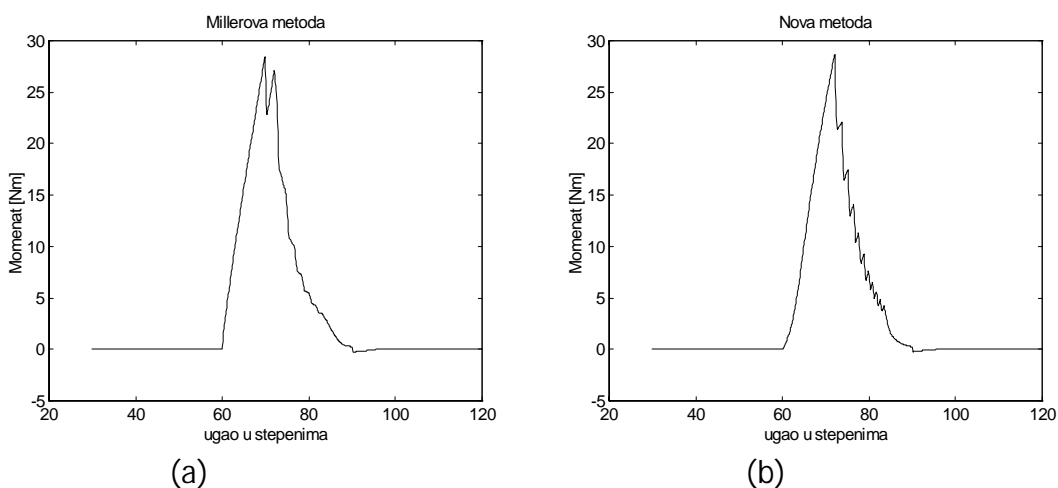
Slika 6.27. Momenat u funkciji polo`aja za Motor II, pri $n=1800$ ob/min, $\theta_U=46^\circ$, $\theta_{iS}=78^\circ$; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



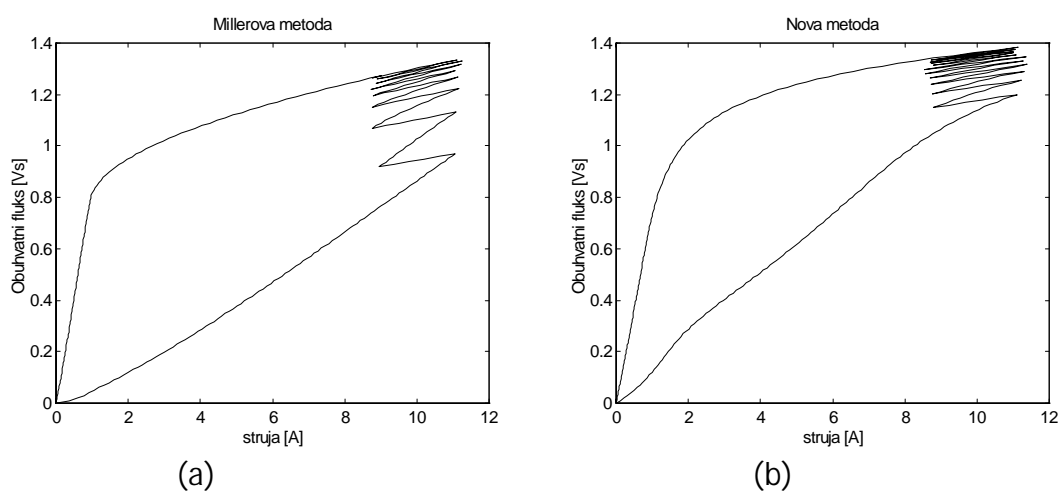
Slika 6.28. Ψ - i petlja za Motor II, pri $n=1800$ ob/min, $\theta_U=46^\circ$, $\theta_{iS}=78^\circ$; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



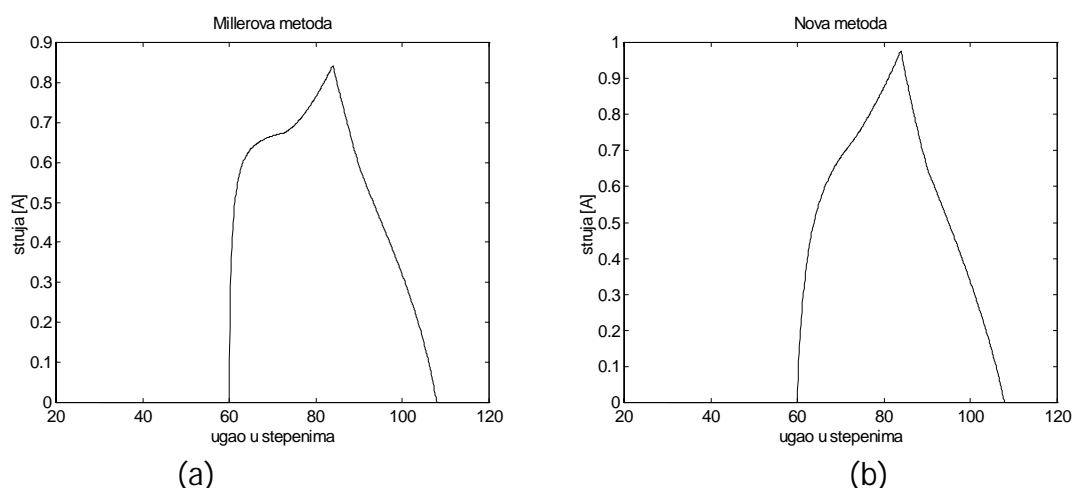
Slika 6.29. Struja u funkciji polo`aja za Motor II, pri $n=500$ ob/min, $\theta_U=60^\circ$, $\theta_{\text{is}}=84^\circ$, $I=(10\pm 1)$ A; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



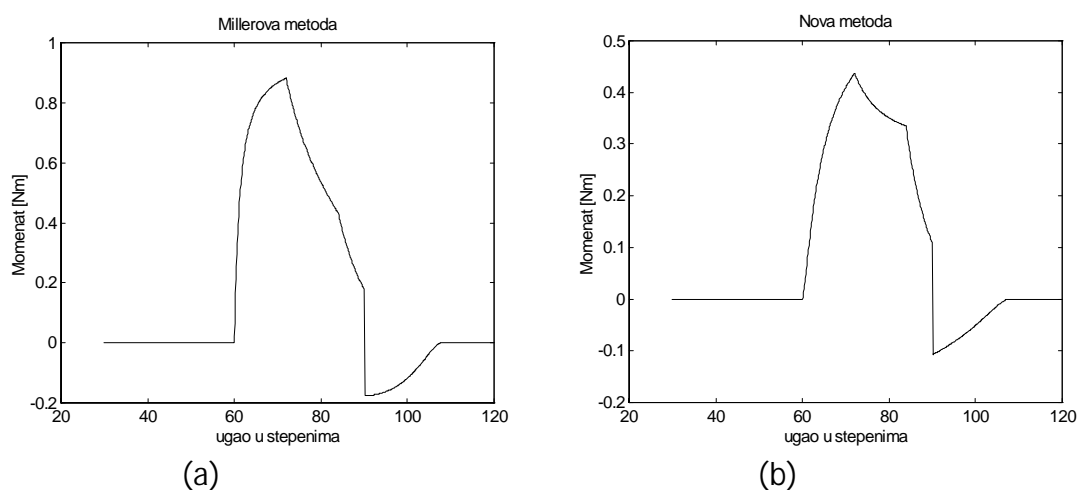
Slika 6.30. Momenat u funkciji polo`aja za Motor II, pri $n=500$ ob/min, $\theta_U=60^\circ$, $\theta_{\text{is}}=84^\circ$, $I=(10\pm 1)$ A; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



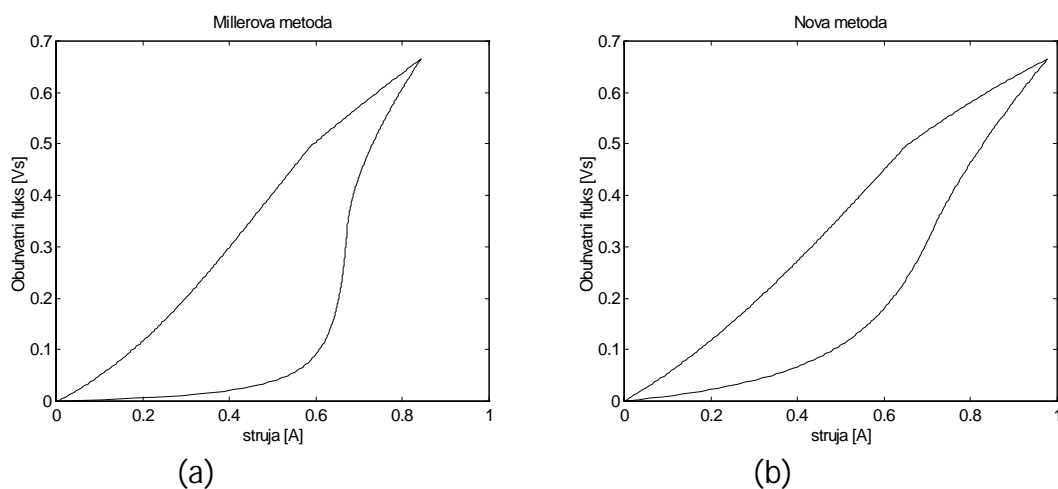
Slika 6.31. Ψ - i petlja za Motor II, pri $n=500$ ob/min, $\theta_U=60^\circ$, $\theta_{\text{is}}=84^\circ$, $I=(10\pm 1)$ A; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



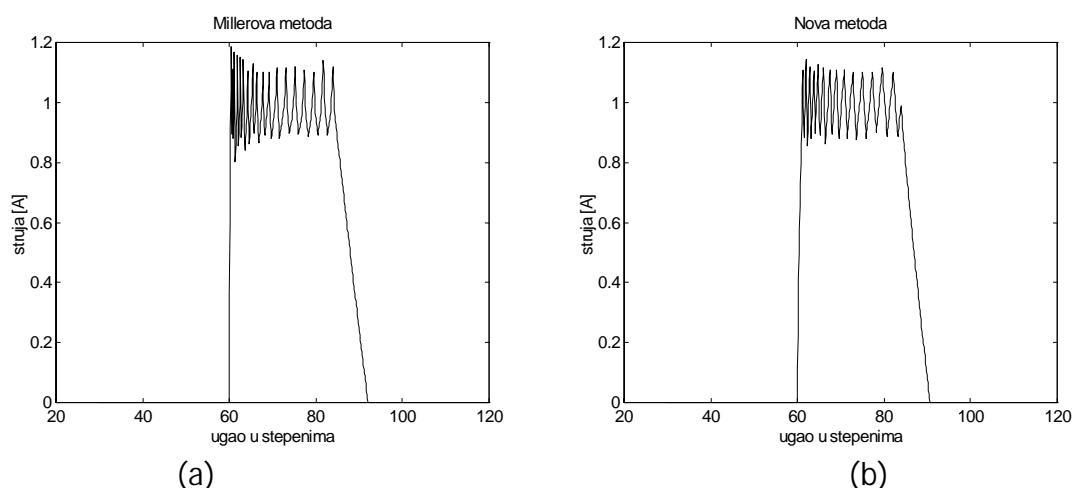
Slika 6.32. Struja u funkciji polo`aja za Motor II, pri $n=1800$ ob/min, $\theta_U=60^\circ$, $\theta_{iS}=84^\circ$, $I=(1\pm 0.1)$ A; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



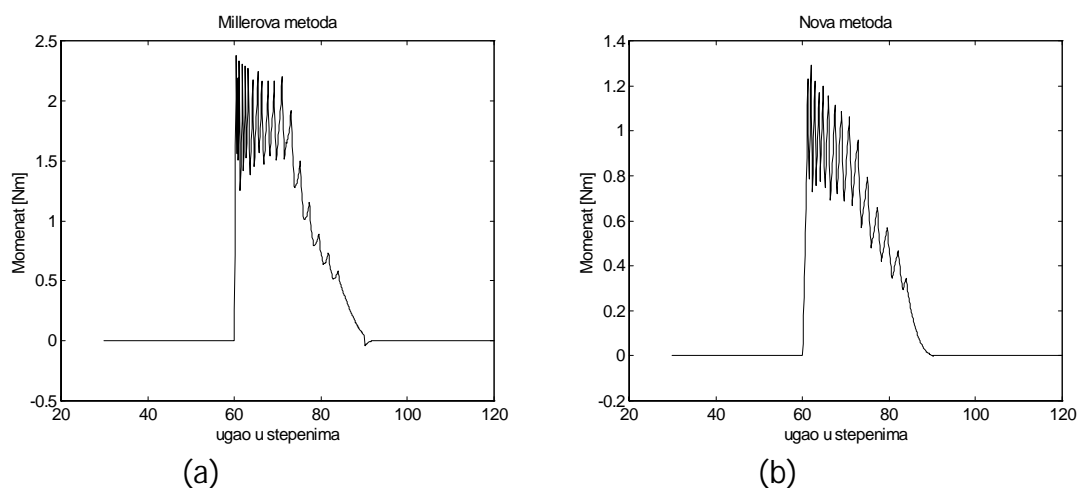
Slika 6.33. Momenat u funkciji polo`aja za Motor II, pri $n=1800$ ob/min, $\theta_U=60^\circ$, $\theta_{iS}=84^\circ$, $I=(1\pm 0.1)$ A; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



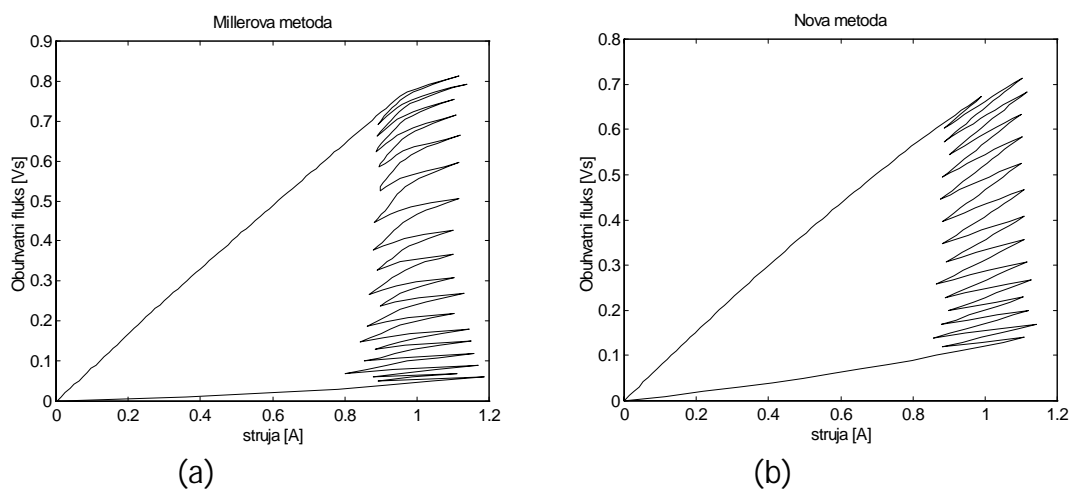
Slika 6.34. Ψ - i petlja za Motor II, pri $n=1800$ ob/min, $\theta_U=60^\circ$, $\theta_{iS}=84^\circ$, $I=(1\pm 0.1)$ A; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



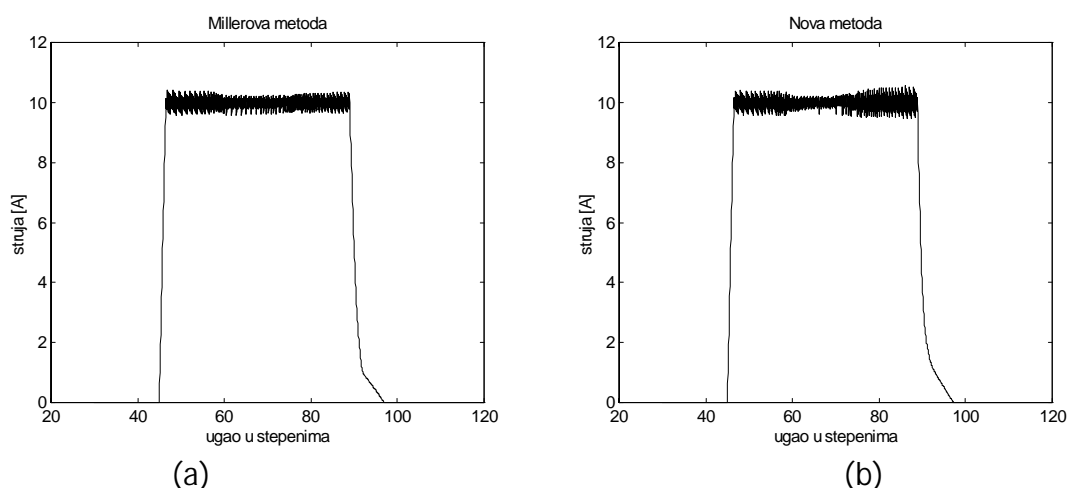
Slika 6.35. Struja u funkciji polo`aja za Motor II, pri $n=500$ ob/min, $\theta_U=60^\circ$, $\theta_{iS}=84^\circ$, $I=(1\pm 0.1)$ A; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



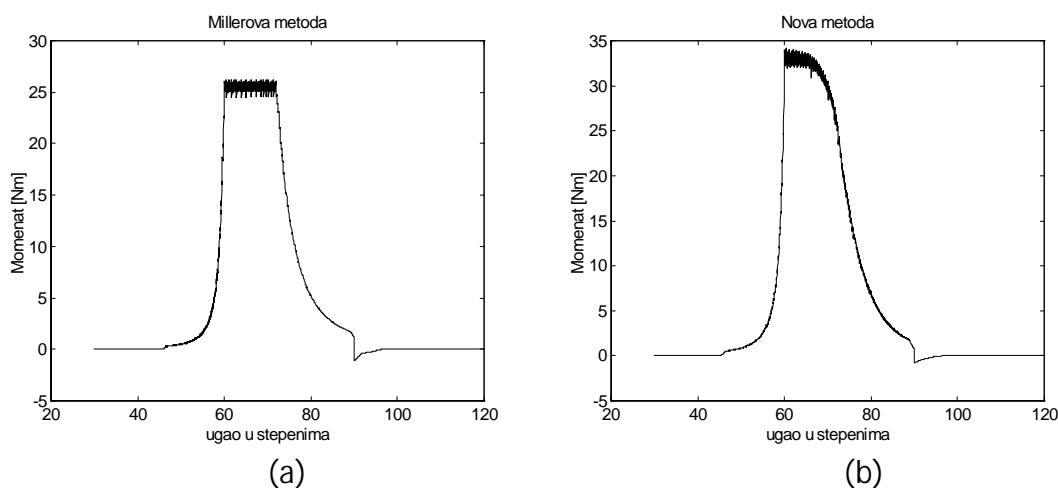
Slika 6.36. Momenat u funkciji polo`aja za Motor II, pri $n=500$ ob/min, $\theta_U=60^\circ$, $\theta_{iS}=84^\circ$, $I=(1\pm 0.1)$ A; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



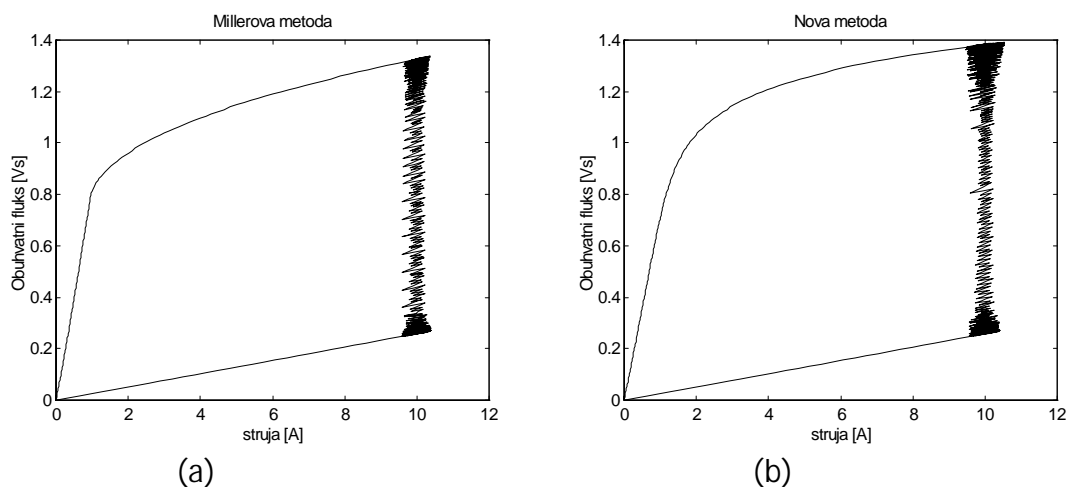
Slika 6.37. Ψ - i petlja za Motor II, pri $n=500$ ob/min, $\theta_U=60^\circ$, $\theta_{iS}=84^\circ$, $I=(1\pm 0.1)$ A; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



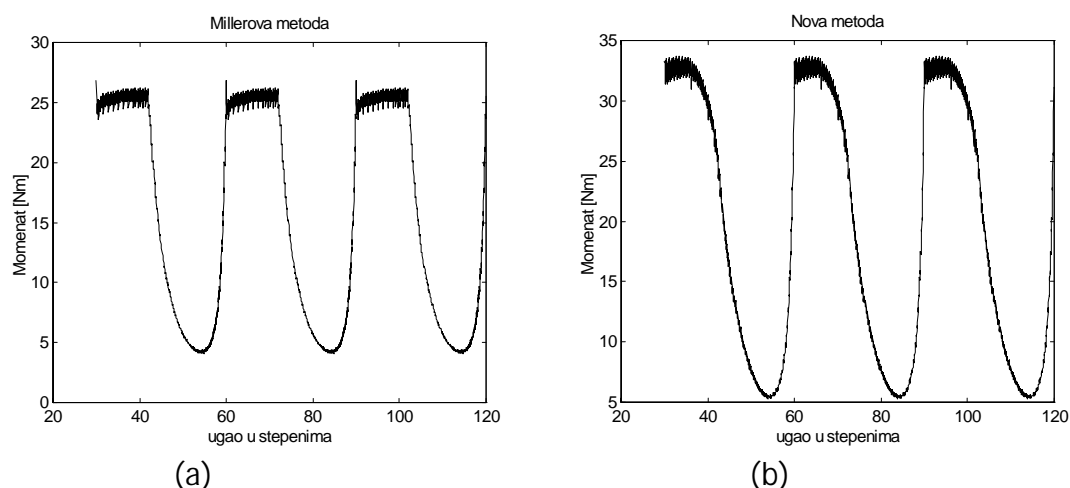
Slika 6.38. Struja u funkciji polo`aja za Motor II, pri $n=300$ ob/min, $\theta_U=45^\circ$, $\theta_{iS}=89^\circ$, $I=10A$; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



Slika 6.39. Momenat u funkciji polo`aja za Motor II, pri $n=300$ ob/min, $\theta_U=45^\circ$, $\theta_{iS}=89^\circ$, $I=10A$;
 (a) Na bazi Miller-ovog modela ($M_m=26.2234$ Nm, $M_{sr}=15.6602$ Nm);
 (b) Na bazi novog modela ($M_m=34.1890$ Nm, $M_{sr}=19.4239$ Nm).



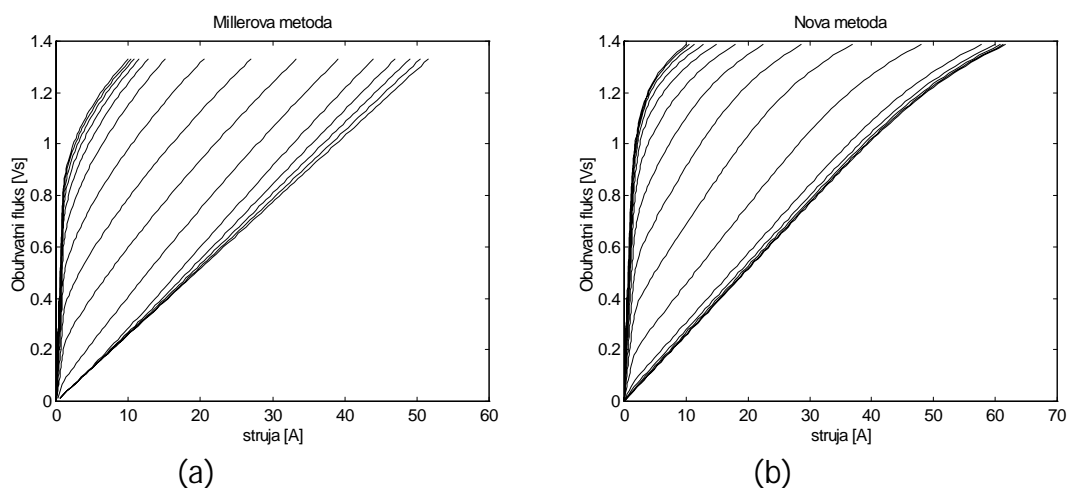
Slika 6.40. Ψ - i petlja za Motor II, pri $n=300$ ob/min, $\theta_U=45^\circ$, $\theta_{iS}=89^\circ$, $I=10A$;
 (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



(a)

(b)

Slika 6.41. Približna zavisnost polaznog momenta od položaja za Motor II, pri struji $I=10\text{A}$ (dobijeni za $n=300$, $\theta_U=45^\circ$, $\theta_{IS}=89^\circ$); (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.



(a)

(b)

Slika 6.42. Ψ - i karakteristike za različite položaje rotora (od 45° do 90°) za Motor II; (a) Na bazi Miller-ovog modela; (b) Na bazi novog modela.

6.3.3. Zaključci na osnovu rezultata simulacije

Na osnovu rezultata prikazanih u poglavljima 6.3.1. i 6.3.2. može se zaključiti da dva modela obezbjeđuju vrlo slične rezultate u pogledu talasnog oblika struja. Međutim, takav zaključak ne važi za talasne oblike momenta, jer se u pojedinim slučajevima javljaju značajne razlike. Drastične razlike u rezultatima simulacije za vrijednosti momenta pojavljuju se pri malim vrijednostima struja kao na primjer na slici 6.36. Utvrđeno je da je uzrok ovako drastičnih neslaganja netačno računanje programa na bazi Millerovog modela, što je posljedica razvijenog približnog metoda računanja momenta kod pomenutog modela. Da je ova konstantacija opravdana može se zaključiti približnim izračunavanjem površine Ψ - i petlje u jednom ciklusu. Tako, na primjer, na slici 6.37(a) Ψ - i petlja se može aproksimirati trouglom, pa njena površina W približno iznosi:

$$W \approx I [\Psi_{max}(i=l) - \Psi_{min}(i=l)] / 2,$$

gdje je I zadata struja prilikom opovanja, a $\Psi_{max}(i=l)$ i $\Psi_{min}(i=l)$ maksimalna i minimalna vrijednost fluksa pri struji $i=l$. Na osnovu toga može se približno dobiti srednja vrijednost momenta:

$$M_{sr} = N_r m W_m / (2 \pi) \approx N_r m I [\Psi_m - \Psi(\theta_{un}, l)] / (4 \pi),$$

gdje je m - broj faza motora i N_r - broj polova rotora. Na osnovu poslednje formule dobija se srednji momenat $M_{sr} \approx 0.716$ Nm, dok je na osnovu integraljenja trenutne vrijednosti momenta izračunato $M_{sr} = 1.1638$ Nm. Isto poređenje izvršeno je za program baziran na novom modelu. Tako, na primjer, za slučaj sa slike 6.37(b) približnom formulom dobijeno je $M_{sr} \approx 0.573$ Nm, dok je integraljenjem trenutne vrijednosti momenta dobijena relativno bliska vrijednost $M_{sr} = 0.5881$ Nm. Takođe, realizovani su numerički postupci za određivanje površine Ψ - i petlje u programima, kako bi se omogućilo izračunavanje M_{sr} i na drugi način tj. preko utrošene energije W u toku ciklusa. Izvršeno je poređenje rezultata dobijenih tim putem i onih dobijenih integraljenjem trenutne vrijednosti momenta za razne slučajeve. Rezultati kod programa baziranog na novom modelu bili su praktično identični, dok su se kod rezultata programa baziranog na Miller-ovom modelu javljala značajna neslaganja. Pri tom, vrijednosti momenta M_{sr} dobijene integraljenjem Ψ - i petlje, nijesu pokazivale drastične razlike kod dva programa bazirana na različitim modelima. Razlike ipak postoje, ali su one posledica različitosti Ψ - i karakteristika dobijenih na bazi Miller-ovg ili novog modela.

Poređenjem rezultata programa na bazi novog modela sa rezultatima programskog paketa PC-SRD u Tabeli 6.2, kao i sa rezultatima FE analize datih u Tabeli 6.6 mogu se dobiti pozitivni zaključci o valjanosti razvijenog novog modela SRM-a. Najveće primjedbe mogu se dati na talasni oblik momenta. Naime, vjerodostojnost talasnog oblika momenta proizilazi iz vjerodostojnosti talasnog oblika statičkog momenta za razne pobudne struje. Ako se uporede oblici statičkog momenta prikazani na slikama 6.21 i 6.41 sa eksperimentalnim rezultatima višestrukih različitih motora [2], [58], [60], [69], [99], [100], može se zaključiti da dobijeni rezultati posjeduju određene anomalije. Tako, u prikazanim rezultatima primjećuju se suviše brze promjene vrijednosti momenta u funkciji položaja u okolini pozicija θ_{un} , θ_{al} i pozicije kada počinje preklapanje polova rotora i statora θ_1 .

Sa aspekta projektovanja nesimetričnog SRM-a može se zaključiti da razvijeni novi model obezbjeđuje dobijanje dobrih rezultata u pogledu performansi motora. Takođe obezbjeđuje dobijanje optimalnih kontrolnih parametara kao što su θ_{uk} i θ_{is} , utvrđivanje optimalne vrijednosti direktnog napona kao i napona demagnetizacije na fazama, utvrđivanje VA karakteristika poluprovodničkih elemenata u pretvaraču, kao i utvrđivanje optimalne topologije pretvarača. Zbog nedovoljne tačnosti u talasnom obliku momenta model nije pogodno koristiti za analiziranje talasnosti momenta motora. Poznavanje talasnog oblika momenta je,

međutim, veoma bitno pri projektovanju nesimetri-nog SR pogona radi utvrđivanja optimuma u suđenju polova statora modifikovane faze motora. Suđenje polova doprinosi povećanju tzv. uvala momenta u pojedinim položajima, što je izuzetno važno sa aspekta polaznog momenta, jer se, radi obezbjeđenja starta motora iz svih pozicija, mora obezbijediti da minimalna vrijednost polaznog momenta bude veća od momenta opterećenja. Kako se uvale polaznog momenta javljaju baš oko položaja θ_{prek} i θ_{al} to se za rešavanje ovog problema mora koristiti neki drugi model ili poboljšati realizovani novi model.

Simulacija je vršena i realizovanim programom na bazi novog modela za slučaj kada se magnetni otpor željeza podijeli na više rednih veza tj. kada se posebno definišu reluktanse polova statora, rotora i jarma statora i rotora. Dobijeni rezultati su se, međutim, praktično poklapali sa slučajem jedinstvenog magnetnog otpora R_{fe} . Razlog za praktično istovjetne rezultate leži u činjenici da se motori projektuju tako da magnetski otpor željeza bude ravnomjerno raspoređen, bez tzv. "vrutih tačaka", što odgovara predstavljanju sa konstantnom poprečnom površinom željeza S_{fe} . Međutim, ovakvo pravilo ne važi u slučaju simulacije nesimetri-nog motora kod koga su polovi statora jedne faze uđi od polova statora drugih faza, pa je neophodno uvesti koncept podjele željeza na više reluktansi.

6.4. Poboljšanja novog modela

6.4.1. Poboljšanje talasnog oblika momenta i povećanje tačnosti novog modela korekcijom funkcije $S_{oek}(\theta, \Psi = 0)$

U poglavlju 6.3.3. pomenuto je da su najveće nepravilnosti u talasnom obliku momenta primijećene u položajima kada počinje preklapanje polova stator i rotora θ_1 , kao i u okolini usaglašene pozicije θ_{al} . To je uočeno na osnovu činjenice da momentat u funkciji ugla pri konstantnoj struji $M(\theta, i = \text{const})$ odnosno pri konstantnom fluksu $M(\theta, \Psi = \text{const})$ mora biti gladak, a u usaglašenom θ_{al} i neusaglašenom θ_{un} položaju njegova vrijednost mora biti jednaka nuli [2], [58], [60], [69], [99], [100]. Drugim riječima funkcija momenta data izrazom (6.82.) mora biti neprekidna i diferencijabilna za bilo koju vrijednost nezavisno promjenljive θ . Kako su koeficijenti c_{ok} , $k=1,2,\dots,5$ u izrazu (6.80) funkcija površine $S_{oek}(\Psi=0,\theta)$, izraz (6.80) može se napisati kao:

$$M_e(\Psi, \theta) = \frac{\partial W_{mo}}{\partial S_{oek}(\Psi = 0, \theta)} \frac{dS_{oek}(\Psi = 0, \theta)}{d\theta}. \quad (6.84)$$

Na osnovu (6.84) može se zaključiti da je potrebni uslovi za funkciju $M_e(\Psi, \theta)$ biti ispunjeni samo ako je funkcija $dS_{oek}(\Psi=0,\theta)/d\theta$ neprekidna i diferencijabilna, kao i da ima vrijednost jednaku nuli za $\theta = \theta_{un}$ i $\theta = \theta_{al}$.

Ispitivanjem funkcije $S_{oek}(\Psi=0, \theta)$ date relacijom (6.40) ustanovljeno je da funkcija $dS_{oek}(\Psi=0, \theta)/d\theta$ nije diferencijabilna u ta-kama $\theta=\theta_1$ i $\theta=\theta_2$ kao i da nema vrijednosti jednake nuli u ta-kama $\theta=\theta_{un}$ i $\theta=\theta_{al}$. Time je nametnuta neophodnost korekcije izraza (6.40) koji definiše površinu $S_{oek}(\Psi=0, \theta)$.

U cilju pojednostavljenja u razmatranjima uvedena je normalizovana vrijednost površine $S_{oek}(\Psi=0, \theta)$:

$$y = [S_{oek}(\Psi=0, \theta) - S_{min}] / (S_{max} - S_{min}), \quad (6.85)$$

kao i normalizovana vrijednost položaja θ :

$$x = (\theta - \theta_{un}) / (\theta_{al} - \theta_{un}). \quad (6.86)$$

Problem je time sveden na nalaganje funkcije $y(x)$, $0 \leq y \leq 1$, koja je neprekidna i diferencijabilna, kao i njen izvod dy/dx na za bilo koju vrijednost promenljive x , $0 \leq x \leq 1$. Ovaj problem je riješen definisanjem funkcije $y(x)$, kao i funkcije $S_{oek}(\Psi=0, \theta)$ u (6.40), pomoću seta od tri funkcije. Razmatranjem velikog broja funkcija konačno se došlo do optimalne kombinacije tri funkcije:

$$y(x) = \begin{cases} a_1 x^p + b_1 x^{p-1} & : 0 \leq x < x_1 \\ y_1 + k_a(x - x_1) & : x_1 \leq x \leq x_2 \\ a_2(1-x)^q + b_2(1-x)^{q-1} + 1 & : x_2 < x \leq 1 \end{cases}, \quad (6.87)$$

gdje $x=0$, $x=x_1$, $x=x_2$ i $x=1$ respektivno označavaju položaje $\theta=\theta_{un}$, $\theta=\theta_1$, $\theta=\theta_2$ i $\theta=\theta_{al}$, a $y=0$, $y=y_1$, $y=y_2$ i $y=1$ respektivno vrijednosti $S_{oek}(\Psi=0, \theta_{un})=S_{min}$, $S_{oek}(\Psi=0, \theta_1)=S_1$, $S_{oek}(\Psi=0, \theta_2)=S_2$ i $S_{oek}(\Psi=0, \theta_{al})=S_{max}$. Funkcije koje definišu $y(x)$ u (6.87) su pojedinačno neprekidne, diferencijabilne, a tako je i njihovi izvodi. Ako se u (6.87) izaberu sledeće vrijednosti parametara a_1 , a_2 , b_1 , b_2 , p i q (p i q moraju biti veći od 2):

$$a_1 = -k_a(p-2) / (p x_1^{p-1}),$$

$$b_1 = k_a / (x_1^{p-2}),$$

$$p = 2 k_a x_1 / y_1,$$

$$q = 2 k_a (1 - x_2),$$

$$a_2 = k_a(p-2) / [p(1-x_2)^{p-1}],$$

$$b_2 = -k_a / (1-x_2)^{p-2},$$

ispunjava se uslov neprekidnosti i diferencijabilnosti funkcije y i njenog izvoda i u svim kritičnim tačkama $x=0$, $x=x_1$, $x=x_2$ i $x=1$, a takođe i $dy/dx=0$ za $x=0$ i $x=1$, što znači da su svi postavljeni uslovi ispunjeni. Parametri k_a i y_1 mogu se odrediti slično kao i parametri k_a i S_1 u (6.40).

Nakon određivanja funkcije $y(x)$ vrijednost funkcije $S_{oek}(\Psi=0, \theta)$ lako se nalazi iz (6.85) kao:

$$S_{oek}(\Psi=0, \theta) = y(x) (S_{max} - S_{min}) + S_{min}. \quad (6.88)$$

Dalja poboljšanja u rezultatima simulacije postignuta su korekcijom vrijednosti x_1 i x_2 . Naime, utvrđeno je da se najrealniji talasni oblici i vrijednosti momenta i struje dobijaju ako vrijednosti x_1 i x_2 odnosno položaji θ_1 i θ_2 odgovaraju položajima kada pol rotora preklapa 1/10-nu odnosno 2/3-ju površinu pola statora, respektivno. Sada se položaji θ_1 i θ_2 mogu definisati kao:

$$\theta_1 = \theta_{pp} + (\theta_{kp} - \theta_{pp}) / 10, \quad (6.89)$$

$$\theta_2 = \theta_{kp} - (\theta_{kp} - \theta_{pp}) / 3, \quad (6.90)$$

gdje su: θ_{pp} - položaj pri kojem počinje preklapanje polova rotora i statora i θ_{kp} - položaj pri kojem pol rotora u potpunosti prekriva površinu pola statora. Analogno izrazima (6.89) i (6.90) dobijaju se izrazi za x_1 i x_2 :

$$x_1 = x_{pp} + (x_{kp} - x_{pp}) / 10, \quad (6.91)$$

$$x_2 = x_{kp} - (x_{kp} - x_{pp}) / 3, \quad (6.92)$$

gdje x_{pp} odgovara položaju θ_{pp} , a x_{kp} položaju θ_{kp} . Ove vrijednosti su prikazane na slici 6.43 na kojoj je ilustrovana veza površine $S_{oek}(\Psi=0, \theta)$ i položaja θ sa njihovim normalizovanim koordinatama y i x .

Optimizacija je izvršena i za parametar k_a u (6.87) koji predstavlja koeficijent pravca prave koja u regionu $x_1 < x < x_2$ definiše funkciju $y(x)$. Utvrđena vrijednost je:

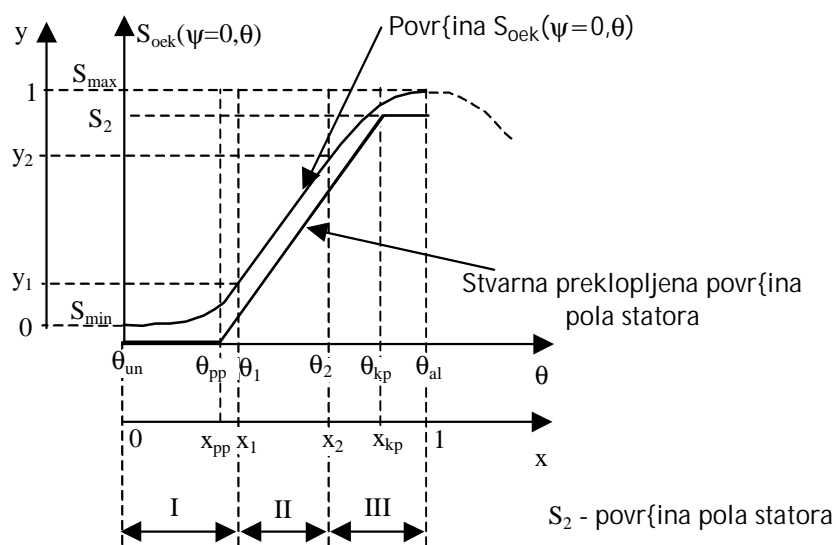
$$k_a = 1 / (x_{kp} - x_{pp}). \quad (6.93)$$

Ovako odabrana vrijednost k_a odgovara realnoj brzini priraštaja preklopljene površine polova rotora i statora ($dS_p/d\theta$).

Eksperimenti su, takođe, pokazali da je za površinu preklopljenosti polova rotora i statora S_p potrebno uzeti za oko 5% veću vrijednost od stvarne. Tako je optimizovana i vrijednost y_1 koja se može dobiti po formuli:

$$y_1 = k_a (x_1 - x_{pp}) + k_b \quad (6.94)$$

gdje konstanta k_b naj-e{} uzima vrijednosti u uskom intervalu od 0.045 do 0.05 za različite konstrukcije motora.



Slika 6.43. Oblik i veza funkcija $S_{oeK}(\Psi=0, \theta)$ i $y(x)$.

6.4.2. Poboljšanje modela povećanjem tačnosti u predstavljanju reluktanse R_{fe}

Još jedno poboljšanje modela postignuto je podjelom reluktanse željeza R_{fe} na više oblasti tj. reluktansi. Tačnije, ona je podijeljena je na četiri reluktanse koje definišu magnetnu otpornost jarma statora (R_1), polova statora (R_2), jarma rotora (R_3) i polova rotora (R_4). Ove reluktanse se mogu definisati kao:

$$R_j = \frac{l_j}{\mu_j S_j}, \quad j=1, 2, 3 \text{ ili } 4, \quad (6.95)$$

gdje su S_j i l_j površine poprečnih presjeka i dužine odgovarajućih dijelova željeza, što je prikazano na slici 6.44. Parametri S_j i l_j dobijaju se na osnovu realnih dimenzija motora. Permeabilnost μ_j određuje se za svaku oblast j primjenjujući formulu (6.58), tj.:

$$1 / \mu_j = \beta H_{nom} / B_{nom} + (1 - \beta) (H_{nom} / B_{nom}) (B_j / B_{nom})^{\alpha-1}, \quad (6.96)$$

gdje je $B_j = \Psi / (NS_j)$ indukcija u oblasti željeza j .

Površine S_j i dužine l_j definisane su na slici 6.44 tako da obezbjeđuju da je reluktansa cjelokupnog željeza jednaka zbiru reluktansi R_j :

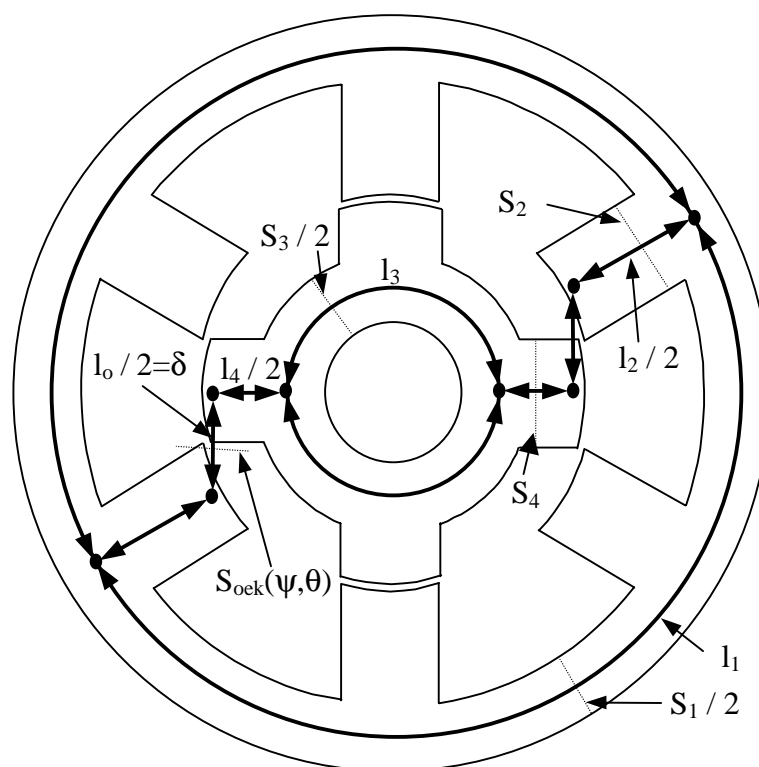
$$R_{fe} = \sum_{j=1}^4 R_j. \quad (6.97)$$

Iz jedna-ine (6.37) slijedi:

$$i(\theta, \Psi) = \frac{\Psi R_{oek}}{N^2} + \frac{\Psi}{N^2} R_{fe} = \frac{\Psi R_{oek}}{N^2} + \frac{\Psi}{N^2} \sum_{j=1}^4 R_j = i_o(\theta, \Psi) + i_{fe}(\Psi). \quad (6.98)$$

Iz jedna-ine (6.98) vidi se da struja i_o koja je posledica reluktanse R_{oek} ne mijenja svoju vrijednost definisanu jedna-inom (6.77). Za potpuno definisanje struje faze i neophodno je utvrditi izraz za struju i_{fe} koja je posledica reluktanse R_{fe} . Kombinovanjem jedna-ina (6.95)-(6.98) može se dobiti izraz za struju i_{fe} . Ovaj izraz je identičan izrazu (6.78), s tim što koeficijenti c_{fe1} i c_{fe2} imaju drugačije vrijednosti:

$$c_{fe1} = \sum_{j=1}^4 \frac{I_j \beta H_{nom}}{B_{nom} N^2 S_j}, \quad c_{fe2} = \sum_{j=1}^4 \frac{I_j (1 - \beta) H_{nom}}{B_{nom}^\alpha N^{\alpha+1} S_j^\alpha}.$$



Slika 6.44. Podjela oblasti reluktanse R_{fe} na četiri oblasti.

Dalje povećanje tačnosti reluktanse R_{fe} moguće je postići preciznijim definisanjem $B-H$ karakteristike željeza. Ako se $B-H$ karakteristika modeluje jedna-inom (6.54) dalje povećanje tačnosti reluktanse R_{fe} postiže se preciznijim određivanjem konstanti H_{nom} , B_{nom} , α i β koje definišu $B-H$ krivu. Eksperimentalno je utvrđeno da je za najvjerodostojnije predstavljanje $B-H$

karakteristike željeza kod većine SRM-a potrebno izabrati vrijednost indukcije B_{nom} u intervalu od 1.1T do 1.3T za najveći broj tipova željeza. Takođe, za optimalno predstavljanje krive, stepen α uzima realnu vrijednost u intervalu od 7 do 13, a izabrana vrijednost opet zavisi od tipa željeza.

Važno je napomenuti da u realnom motoru uvijek postoji rasipni fuks, te da se sav fluks Ψ ne zatvara duž itave oblasti reluktanse R_{fe} . Fluks rasipanja može imati značajnog uticaja na rezultate, naročito pri visokom zasićenju željeza kada je on najizraženiji. Ovaj efekat bilo bi neophodno uzeti u obzir definisanjem reluktanse rasipanja paralelno reluktansi R_{fe} , što bi izazvalo probleme zbog teškoća njenog utvrđivanja. Međutim, mnogo jednostavniji način da se uključi fluks rasipanja je korekcijom stepena α koji definiše $B-H$ krivu. Ako stepen α uzme nešto manju vrijednost od optimalno utvrđene moguće je indirektno uključiti uticaj fluksa rasipanja, jer je pri visokim vrijednostima indukcije B reluktansa R_{fe} imati nešto manju vrijednost. Vrijednost stepena α najpreciznije je moguće utvrditi ako je poznata vrijednost fluksa Ψ_m pri maksimalnoj struji i_m za usaglašeni položaj. Ako se u jednažini (6.76) za struju faze uvrsti $\Psi = \Psi_m$ potrebno je podesiti vrijednost stepena α tako da se kao rezultat dobije $i \approx i_m$.

6.4.3. Uključenje međusobnog uticaja istovremeno pobuđenih faza

Ako se reluktansa željeza R_{fe} definiše kao u poglavlju 6.4.2. moguće je uključiti u model međusobni uticaj istovremeno aktiviranih faza. Drugim riječima moguće je uključiti uticaj tzv. struje repa jedne faze na struju sledeće aktivirane faze, u slučaju kada postoji preklapanje strujnih impulsa. Način uključenja ovog uticaja biće objašnjen kod trofaznog 6/4 motora na slučaju prikazanom na slici 6.45. Pretpostavljeno je da su istovremeno aktivirane dvije faze (faza 1 i faza 2) motora čije struje izazivaju putanje flukseva kao na slici 6.45. Ako u namotajima faze 1 postoji struja i_1 koja stvara fluks Ψ_1 , a u namotajima faze 2 postoji struja i_2 koja stvara fluks Ψ_2 , onda za struju i_1 važi:

$$i_1(\Psi_1, \Psi_2, \theta) = i_{o1}(\Psi_1, \theta) + i_{fe1}(\Psi_1, \Psi_2), \quad (6.99)$$

gdje je komponenta i_{o1} posledica reluktanse R_{oek} , a i_{fe1} posledica reluktanse željeza R_{fe} . Funkcija i_{o1} ne zavisi od fluksa Ψ_2 , što jedino važi uz pretpostavku da fluks od faze 2 ne protiče kroz polove faze 1 kao što je pretpostavljeno na slici 6.45. Ovaj fluks je u stvarnosti veoma mali, što pokazuju rezultati FE analize [69], [65], [68], [99], pa se ova pretpostavka u najvećem broju slučajeva može smatrati važećom.

Kako kroz oblast reluktanse R_{oek} protiče samo fluks izazvan strujom faze 1, to je njena vrijednost biti ista kao i u slučaju kada je aktivirana samo faza 1. Stoga je komponentu struje i_{o1} moguće računati po izrazu (6.77), uvođenjem $\Psi = \Psi_1$.

Na vrijednost komponenta struje i_{fe1} utiču vrijednosti flukseva obje faze Ψ_1 i Ψ_2 , jer vrijednost reluktanse željeza R_{fe} zavisi od resultantnog fluksa koji se

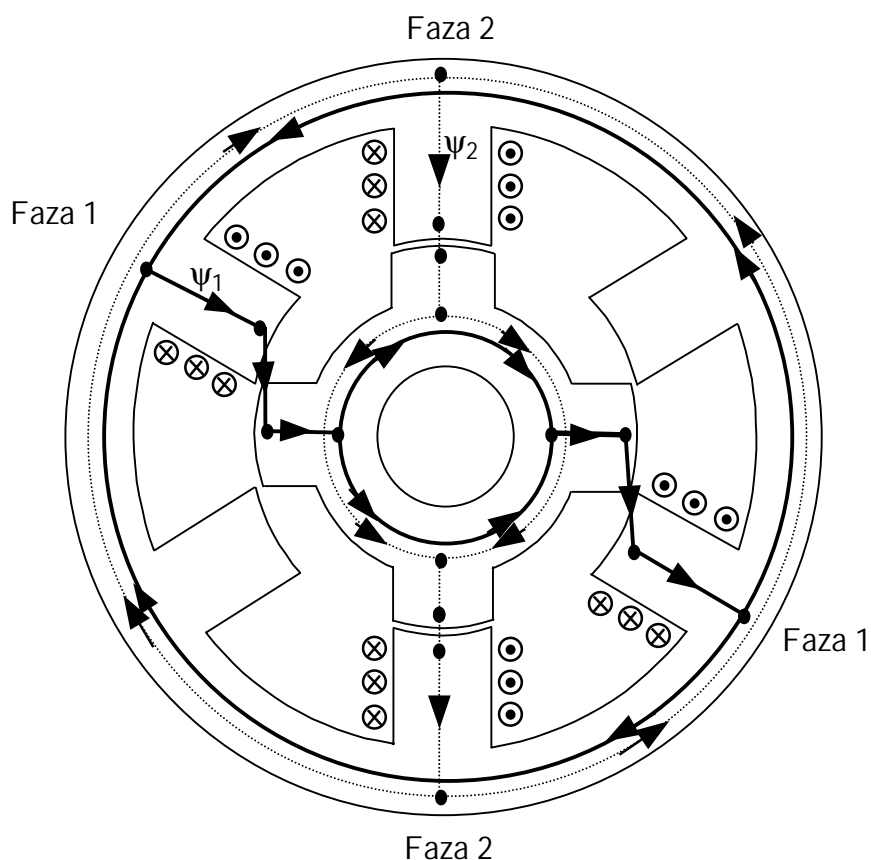
dobija superpozicijom flukseva Ψ_1 i Ψ_2 . Može se primijetiti da, sa aspekta faze 1, reluktanse polova rotora R_4 i statora R_2 zavise samo do vrijednosti fluksa Ψ_1 , jer se kroz oblasti ovih reluktansi zatvara samo ovaj fluks. S druge strane, reluktanse jarma statora R_1 i jarma rotora R_3 zavise od oba fluksa Ψ_1 i Ψ_2 . Može se primijetiti da je rezultatni fluks u ovim oblastima, zavisno od dijela oblasti, jednak zbiru ili razlici flukseva Ψ_1 i Ψ_2 . Stoga se reluktansa R_j ($j=1$ ili 3) može posmatrati kao redna veza dvije reluktanse R_{ja} i R_{jb} . Pri tom, oblasti reluktansi R_{ja} i R_{jb} imaju isti poprečni presjek S_j i različite dužine l_{ja} i l_{jb} , pri čemu važi:

$$l_{ja} + l_{jb} = l_j, \quad j=1 \text{ ili } 3. \quad (6.100)$$

Na osnovu (6.100) može se napisati:

$$l_{ja} = \gamma_j l_j, \quad l_{jb} = (1 - \gamma_j) l_j, \quad 0 \leq \gamma_j \leq 1, \quad j=1 \text{ ili } 3. \quad (6.101)$$

Ako reluktansa R_{ja} odgovara oblasti gdje se smjerovi flukseva Ψ_1 i Ψ_2 isti, a reluktansa R_{jb} oblasti gdje su oni suprotnih smjerova, onda za slučaj sa slike 6.45 važi: $\gamma_1 = 2/3$ i $\gamma_3 = 1/2$.



Slika 6.45. Slučaj na 6/4 motoru kada istovremeno postoje struje u namotajima dvije faze.

Indukcije B_{ja} i B_{jb} u oblasti reluktansi R_{ja} i R_{jb} ($j=1$ ili 3) imaju različite vrijednosti i dobijaju se kao: $B_{ja} = (\Psi_1 + \Psi_2) / (NS_j)$ i $B_{jb} = (\Psi_1 - \Psi_2) / (NS_j)$. Indukcije

B_2 i B_4 ra-unaju se iz izraza $B_2 = \Psi_1 / (NS_2)$ i $B_4 = \Psi_1 / (NS_4)$. Kada su poznate vrijednosti indukcija B_{1a} , B_{1b} , B_{3a} , B_{3b} , B_2 i B_4 vrijednosti odgovaraju}ih reluktansi dobijaju se kombinacijom relacija (6.95) i (6.96). Vrijednost funkcije i_{fe} potom je mogu}e utvrditi na osnovu (6.98) kao:

$$i_{fe1} = \Psi_1 (R_2 + R_4) / N^2 + (\Psi_1 + \Psi_2) (R_{1a} + R_{3a}) / N^2 + (\Psi_1 - \Psi_2) (R_{1b} + R_{3b}) / N^2. \quad (6.102)$$

Drugi na-in da se dobije 'struja' i_{fe} je pomo}u jedna-ine:

$$i_{fe1} = (H_2 l_2 + H_4 l_4 + H_{1a} l_{1a} + H_{1b} l_{1b} + H_{3a} l_{3a} + H_{3b} l_{3b}) / N, \quad (6.103)$$

gdje su H_{1a} , H_{1b} , H_{3a} , H_{3b} , H_2 i H_4 ja-ine polja u oblastima reluktansi R_{1a} , R_{1b} , R_{3a} , R_{3b} , R_2 i R_4 , respektivno, a ra-unaju se po izrazu (6.75) zamjenom $\Psi = \Psi_1$ prilikom ra-unanja H_2 i H_4 , $\Psi = \Psi_1 + \Psi_2$ prilikom ra-unanja H_{1a} i H_{3a} i $\Psi = \Psi_1 - \Psi_2$ prilikom ra-unanja H_{1b} i H_{3b} . Sre|ivanjem neke od jedna-ina (6.102) ili (6.103) mogu}e je dobiti izraz:

$$i_{fe1} = c_1 \Psi_1 + c_2 \Psi_1^\alpha + c_3 (\Psi_1 + \Psi_2) + c_4 (\Psi_1 + \Psi_2)^\alpha + c_5 (\Psi_1 - \Psi_2) + c_6 (\Psi_1 - \Psi_2) |\Psi_1 - \Psi_2|^{\alpha-1}, \quad (6.104)$$

gdje su:

$$c_1 = \frac{\beta H_{nom}}{B_{nom} N^2} \left(\frac{l_2}{S_2} + \frac{l_4}{S_4} \right), \quad c_2 = \frac{(1-\beta) H_{nom}}{B_{nom}^\alpha N^{\alpha+1}} \left(\frac{l_2}{S_2^\alpha} + \frac{l_4}{S_4^\alpha} \right),$$

$$c_3 = \frac{\beta H_{nom}}{B_{nom} N^2} \left(\gamma_1 \frac{l_1}{S_1} + \gamma_3 \frac{l_3}{S_3} \right), \quad c_4 = \frac{(1-\beta) H_{nom}}{B_{nom}^\alpha N^{\alpha+1}} \left(\gamma_1 \frac{l_1}{S_1^\alpha} + \gamma_3 \frac{l_3}{S_3^\alpha} \right),$$

$$c_5 = \frac{\beta H_{nom}}{B_{nom} N^2} \left((1-\gamma_1) \frac{l_1}{S_1} + (1-\gamma_3) \frac{l_3}{S_3} \right),$$

$$c_6 = \frac{(1-\beta) H_{nom}}{B_{nom}^\alpha N^{\alpha+1}} \left((1-\gamma_1) \frac{l_1}{S_1^\alpha} + (1-\gamma_3) \frac{l_3}{S_3^\alpha} \right).$$

Ovim je struja faze 1: $i_1 = i_{o1} + i_{fe1}$ u potpunosti definisana jedna-inama (6.77) i (6.104). Struja faze 2: $i_2 = i_{o2} + i_{fe2}$ definisana je istim jedna-inama, s razlikom {to je umjesto fluksa Ψ_1 figuri}e fluks Ψ_2 , a umjesto fluksa Ψ_2 fluks Ψ_1 .

Konstante γ_1 i γ_2 , kod trofaznog 6/4 motora imaju vrijednosti $\gamma_1 = 2/3$ i $\gamma_3 = 1/2$, za slu-aj kada su fluksevi Ψ_1 i Ψ_2 saglasni tj. kada su njihovi smjerovi u susjednim polovima statora istovremeno ka centru ili od centra motora, kao {to je to slu-aj na slici 6.45. Ako su fluksevi Ψ_1 i Ψ_2 nesaglasni tj. njihovi smjerovi u susjednim polovima statora su suprotni, onda za 6/4 motor va`i: $\gamma_1 = 1/3$ i $\gamma_3 = 1/2$. Razmatranjem -etvoro faznog 8/6 motora utvr|eno je da su $\gamma_1 = 3/4$ i $\gamma_2 = 2/3$ kada

su fluksevi Ψ_1 i Ψ_2 saglasni, odnosno $\gamma_1=1/4$ i $\gamma_3=1/3$ kada su Ψ_1 i Ψ_2 nesaglasni. Op{te formule za utvr|ivanje konstanti γ_1 i γ_3 bilo kojeg N_s/N_r motora koji ima $N_s/2$ faza date su u Tabeli 6.7.

Ako se posmatra momenat uklju-enja faze 1 u momentu kada struja faze 2 stvara fluks Ψ_2 mo`e se uo-iti jedna nelogi-nost. Naime, ako se pretpostavi da je $\Psi_1=0$ u trenutku uklju-enja faze 1 iz jedna-ina (6.77) i (6.104) slijedi da je: $i_1=i_{o1}+i_{fe1}=i_{fe1}\neq 0$. Me|utim, prije uklju-enja faze 1 mora biti $i_1=0$. Ova nelogi-nost proizilazi iz neta-ne pretpostavke da je u trenutku kada je aktivna samo faza 2 fluks $\phi_1=\Psi_1/N$ kroz polove statora faze 1 jednak nuli. Ako se zna da je $\Psi_1\ll\Psi_2$ vrijednost fluksa Ψ_1 mo`e se pribli`no izra-unati na osnovu relacija (6.77) i (6.104) re{avanjem jedna-ine $i_{o1}(\Psi_1)=-i_{fe1}(\Psi_1=0, \Psi_2)$. Pri tom, ako se izaberu konstante γ_1 i γ_2 za slu-aj saglasnih flukseva Ψ_1 i Ψ_2 za vrijednost Ψ_1 je se dobiti negativan rezultat, dok ako se γ_1 i γ_2 izaberu za nesaglasne Ψ_1 i Ψ_2 za vrijednost Ψ_1 dobi}e se pozitivan rezultat. Ovo zna-i da su fluksevi Ψ_1 i Ψ_2 , za slu-aj kada je aktivna samo faza 2, nesaglasni, {to je i logi-no s obzirom da se fluks rasipanja od aktivne faze 2 dijelom zatvara kroz polove susjednih faza. Preciznije vrijednost fluksa Ψ_1 mo`e se dobiti re{avanjem jedna-ine:

$$\left[\frac{R_3(\Psi_2)}{2} + \frac{R_{oek}(\Psi_2, \theta_2)}{2} + \frac{R_4(\Psi_2)}{2} + 2\gamma_3 R_3(\Psi_2) + 2\gamma_1 R_1(\Psi_2) \right] \frac{\Psi_2}{N} + \left[\frac{R_{oek}(\Psi_1, \theta_1)}{2} + \frac{R_2(\Psi_1)}{2} + \frac{R_4(\Psi_1)}{2} \right] \frac{\Psi_1}{N} = \frac{N}{2} i_2 \quad (6.105)$$

koja je izvedena razmatranjem slike 6.46. U jedna-ini (6.105) θ_1 predstavlja polo`aj rotora u odnosu na polove faze 1, a θ_2 polo`aj rotora u odnosu na polove faze 2, a konstante γ_1 i γ_3 uzimaju se za slu-aj kada su Ψ_1 i Ψ_2 nesaglasni. Mo`e se, me|utim, pokazati da je vrijednost fluksa Ψ_1 u ve}ini slu-ajeva (osim u slu-ajevima veoma jakih zasi}enja polja u `eljezu) zanemarivo mala tj. da se uzimanjem $\Psi_1=0$ u ve}ini slu-ajeva dobijaju relativno zanemarive vrijednosti struje i_1 .

Elektromagnetni momenat motora M_e , u slu-aju kada su istovremeno aktivne dvije faze, mo`e se izra-unati uz pomo} jedna-ine (3.14) odre|ivanjem izraza za magnetnu energiju W_m . Akumulisana magnetna energija W_m u slu-aju kada su obuhvatni fluksevi faza Ψ_1 i Ψ_2 mo`e se dobiti re{avanjem slede}e jedna-ine [99], [101]:

$$W_m(\Psi_1, \Psi_2, \theta) = \int_0^{\Psi_1} i_1(\Psi_1, \Psi_2 = 0, \theta) d\Psi_1 + \int_0^{\Psi_2} i_2(\Psi_2, \Psi_1 = const, \theta) d\Psi_2, \quad (6.106)$$

gdje su:

$$i_1(\Psi_1, \Psi_2 = 0, \theta) = i_{o1}(\Psi_1, \theta) + i_{fe1}(\Psi_1, \Psi_2 = 0),$$

$$i_2(\Psi_2, \Psi_1 = const, \theta) = i_{o2}(\Psi_2, \theta) + i_{fe2}(\Psi_2, \Psi_1 = const),$$

na osnovu (6.107) slijedi da je:

$$W_m(\Psi_1, \Psi_2, \theta) = W_{mo1}(\Psi_1, \theta) + W_{mfe1}(\Psi_1, \Psi_2=0) + W_{mo2}(\Psi_2, \theta) + W_{mfe2}(\Psi_2, \Psi_1=\text{const}) \quad (6.107)$$

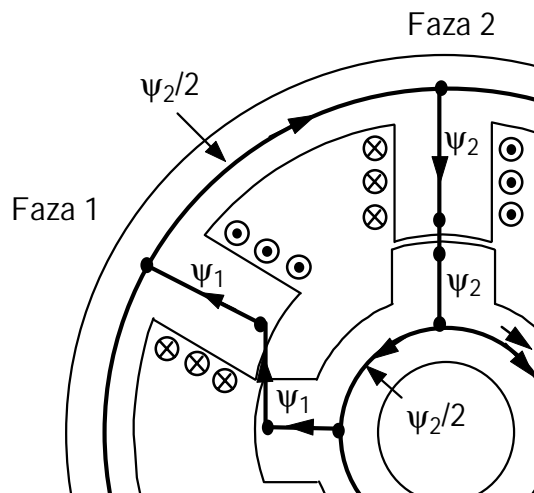
U jednačini (6.107) W_{mo1} i W_{mo2} predstavljaju akumulirane energije u oblastima reluktanski R_{oek1} i R_{oek2} , dok zbir $W_{mfe1} + W_{mfe2}$ predstavlja magnetnu energiju akumuliranu u željezu. Ako se sada jednačina (6.107) uvrsti u (3.14) dobija se:

$$M_e(\Psi_1, \Psi_2, \theta) = -\frac{\partial W_{mo1}(\Psi_1, \theta)}{\partial \theta} - \frac{\partial W_{mo2}(\Psi_2, \theta)}{\partial \theta} = M_{e1} + M_{e2}, \quad (6.108)$$

gdje se momenti M_{e1} i M_{e2} momenta prouzrokovani strujama faze 1 i faze 2, respektivno. Energije W_{mo1} i W_{mo2} definisane su izrazom (6.80), zamjenom $\Psi = \Psi_1$ odnosno $\Psi = \Psi_2$, pri čemu je položaj θ definisan relativnim položajem rotora u odnosu na pol statora faze 1 odnosno faze 2.

Tabela 6.7. Vrijednosti konstanti γ_1 i γ_2 za razne konfiguracije motora

	Ψ_1 i Ψ_2 saglasni			Ψ_1 i Ψ_2 nesaglasni		
	6/4	8/6	N_s/N_r	6/4	8/6	N_s/N_r
γ_1	2/3	3/4	$\frac{(N_s/2)-1}{(N_s/2)}$	1/3	1/4	$2 / N_s$
γ_3	1/2	2/3	$\frac{(N_r/2)-1}{(N_r/2)}$	1/2	1/3	$2 / N_r$



Slika 6.46. Određivanje Ψ_1 kada je aktivna faza 2.

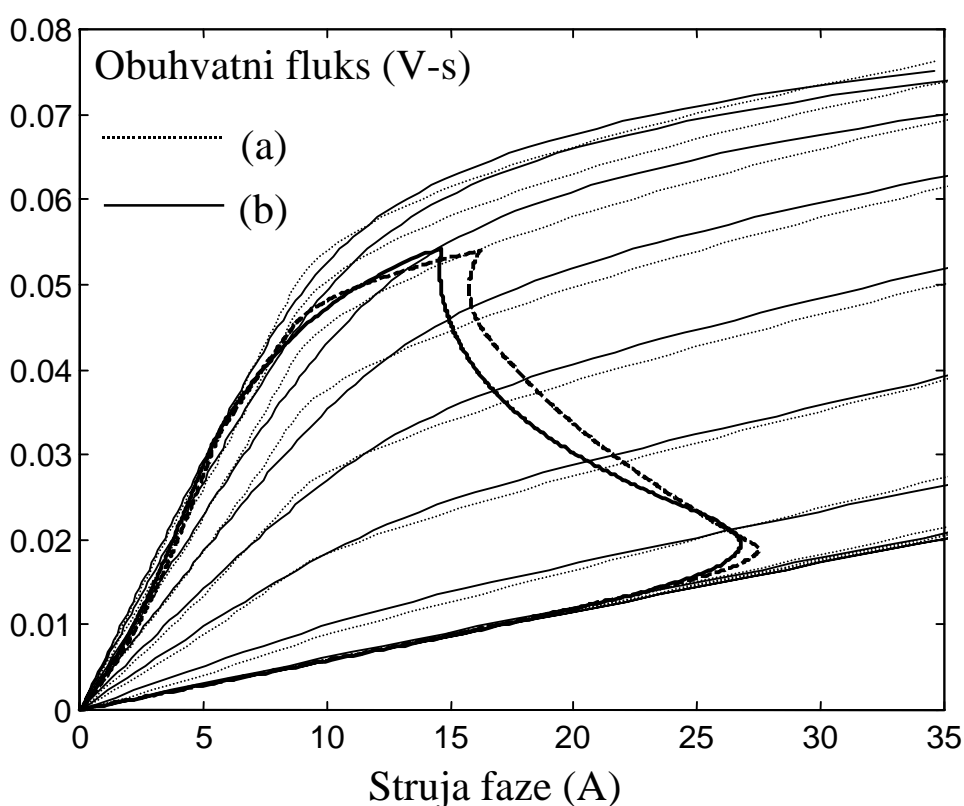
Na osnovu (6.108) može se pogrešno zaključiti da na vrijednost momenta određene faze ne utiče aktivnost druge faze. Međutim, posmatranjem momenta u funkciji struje moguće je ustanoviti da se na primjer momentat M_{e1} , pri

konstantnom polo`aju i struji i_1 , mo`e drasti-no smanjiti ukoliko fluks Ψ_2 dostigne relativno veliku vrijednost. Ovo je posledica drasti-nog pove}anja reluktanse `eljeza, u tim slu-ajevima, na mjestima gdje se fluksevi Ψ_1 i Ψ_2 sabiraju.

6.4.4. Rezultati simulacije

Na slici 6.47 prikazane su Ψ - i karakteristike dobijene programom na bazi modifikovanog novog modela, kao i one dobijene na bazi Miller-ovog modela za Motor I -iji su parametri dati u Tabeli 6.1. Prikazane Ψ - i karakteristike odgovaraju polo`ajima rotora od neusagla{ene do usagla{ene pozicije sa korakom od 5° . Na slici su prikazane Ψ - i petlje dobijene na bazi pomenuta dva modela za slu-aj kada kontrolni parametri i brzina imaju vrijednosti date u Tabeli 6.8. Za isti slu-aj u Tabeli 6.8 tako|e su dati podaci o maksimalnoj i srednjoj struji kao i o snazi motora izra-unatih pomo}u programa na bazi Miller-ovog i modifikovanog novog modela, kao i pomo}u programa PC-SRD -iji su rezultati preuzeti iz [9].

Na slici 6.47 mo`e se primijetiti da su Ψ - i karakteristike relativno bliske u svim polo`ajima rotora, {to obezbje|uje da Ψ - i petlje budu sli-ne ne samo u prikazanom nego i u ostalim re`imima rada tj. pri drugim brzinama i kontrolnim parametrima.



Slika 6.47. Krive magne}enja i primjer Ψ - i petlje za Motor I;
(a) Na bazi Miller-ovog modela, (b) Na bazi modifikovanog novog modela.

Iz Tabele 6.8 vidi se da program PC-SRC i programi na bazi Miller-og i novog modela daju slične rezultate, ali i da je mnogo veća sličnost između rezultata PC-SRD i programa na bazi modifikovanog novog modela. Pri tom, radi dobijanja preciznijeg rezultata, snaga motora kod Miller-ovog modela računata je na osnovu momenta dobijenog integraljenjem Ψ -i petlje, a ne trenutnih vrijednosti. Iz tabele se, takođe, može primijetiti da se najveća neslaganja između rezultata PC-SRD-a i programa na bazi novog modela javljaju u vrijednosti snage motora. Međutim, u rezultat PC-SRD-a uključeni su vrtložni gubici i gubici u histerezi koji iznose oko 8W. Znači, bez uključivanja tih gubitaka izračunata snaga uz pomoć PC-SRD-a bila bi oko 169W, što je blisko vrijednosti dobijenom na bazi novog modela (271.8W).

Tabela 6.8. Poređenje rezultata tri programa

Variabla	Novi model	Miller-ov model	PC-SRD
DC napon napajanja (V)	24	24	24
Brzina (ob/min)	2000	2000	2000
Ugao uključivanja θ_u (°)	47.5	47.5	47.5
Ugao isključivanja θ_{is} (°)	80	80	80
Vršna vrijednost struje (A)	26.3159	27.473	26.193
Srednja vrijednost struje faze (A)	7.919	8.192	7.916
Snaga na osovini (W)	271.8267	274.638	261.170

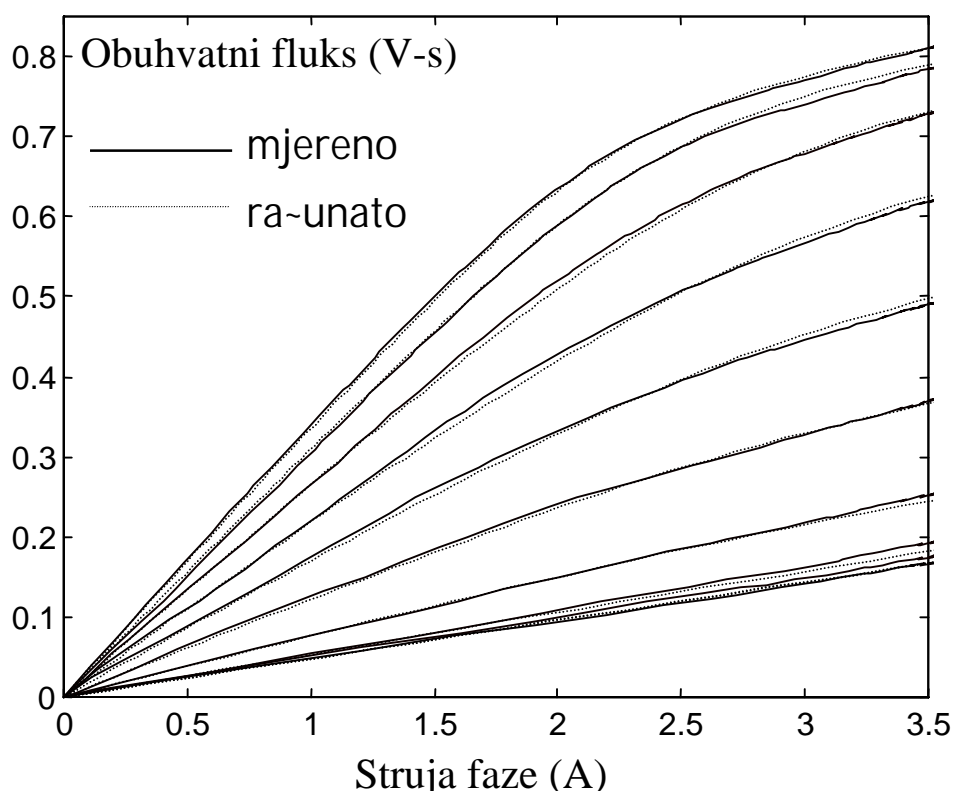
6.4.5. Eksperimentalni rezultati

Radi verifikacije valjanosti novog modela izvršeno je eksperimentalno utvrđivanje karakteristike SRM-a čiji su parametri dati u Tabeli 6.9 (opis eksperimenta dat je u Dodatku B). Na slici 6.48 date su krive magnetnog momenta dobijene eksperimentalnim putem, zajedno sa izračunatim uz pomoć novog modela. Prikazane krive magnetnog momenta odgovaraju položajima rotora od neusaglašene do usaglašene pozicije rotora sa korakom od 5°. Na slici 6.49 prikazane su izmjerene zavisnosti statičkog momenta u funkciji položaja za različite pobudne struje faze. Zajedno sa eksperimentalno dobijenim zavisnostima prikazane su i izračunate zavisnosti statičkog momenta uz pomoć novog modela.

Za prikazane rezultate na slikama 6.48 i 6.49 dobijene na bazi novog modela korišćeni su sledeći parametri za definisanje B - H krive $\alpha=12$, $B_{nom}=1.3T$, $H_{nom}=300A/m$, dok je za maksimalnu vrijednost indukcije u oblasti reluktanse R_p uzeta vrijednost: $a \equiv B_{pmax} = 2T$. Za parametar ξ definisan u (6.51) i parametar k_b iz jednačine (6.94) korišćene su vrijednosti 0.05. Vrijednost za S_{min} izračunata je na osnovu eksperimentalno utvrđene vrijednosti induktivnosti faze u neusaglašenom položaju rotora: $L_{un}=48$ mH.

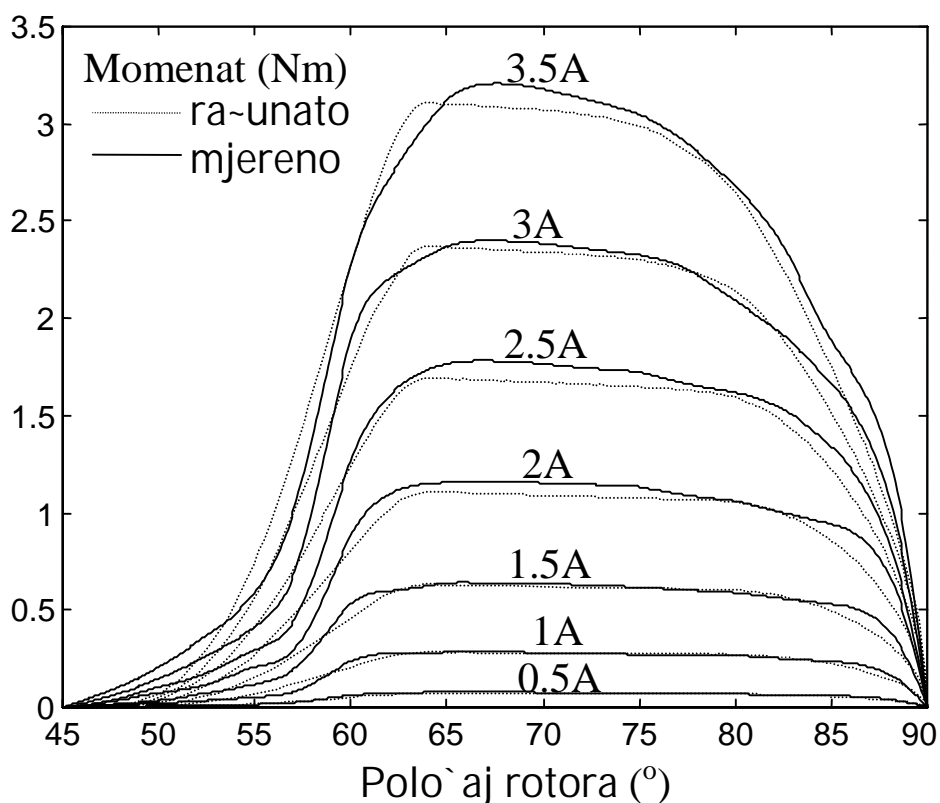
Tabela 6.9. Parametri eksperimentalnog motora

Parametar	Simbol	Vrijednost	Jedinica
Aksijalna dužina mag. kola	L_{stk}	4.8	cm
Manji polupre-nik rotora	r_o	1.85	cm
Veći polupre-nik rotora	r_1	2.9	cm
Manji polupr. statora	r_2	4.7	cm
Veći polupre-nik statora	r_3	5.8	cm
Vazdušni procjep	δ	0.5	mm
Ugao pola rotora	β_r	32	°
Ugao pola statora	β_s	30	°
Broj polova rotora	N_r	4	-
Broj polova statora	N_s	6	-
Broj navojaka po fazi	N	580	-
Otpornost faze	R	6.9	Ω
Direktni napon	U_d	270	V
Napon demagnetizacije	U_b	-271.2	V

Slika 6.48. Poređene Ψ - i karakteristika dobijenih eksperimentalnim putem i programom na bazi novog modela.

Na osnovu slike 6.48 može se zaključiti da se Ψ - i karakteristike motora dobijene eksperimentalnim putem izuzetno dobro poklapaju sa onim dobijenim putem simulacije. Time se obezbjeđuje da Ψ - i petlje dobijene simulacijom u svim

režimima rada motora moraju biti takođe veoma bliske realnim. To dalje znači da talasni oblici struja i srednje vrijednosti momenta u svim režimima rada moraju biti takođe veoma bliski realnim. Jedina značajnija razlika između realnih i izračunatih vrijednosti može se javiti u talasnim oblicima momenta, jer mala odstupanja u Ψ - i karakteristikama mogu značajno uticati na trenutne vrijednosti momenta u funkciji položaja tj. na talasni oblik momenta. Međutim, poređenjem eksperimentalno snimljenih statičkih karakteristika momenta sa onim dobijenim putem simulacije sa slike 6.49 ukazuju da i u pogledu talasnih oblika momenta novi model obezbjeđuje dobijanje odličnih rezultata.



Slika 6.49. Zavisnost statičkog momenta motora u funkciji položaja za različite pobudne struje dobijene eksperimentalnim putem i izračunate uz pomoć novog modela.

6.5. Zaključak

U ovoj glavi opisani su neki od postojećih nelinearnih matematičkih modela koji su namijenjeni za projektovanje SRM-a, a takođe je dat opis razvijenog novog modela. Kako je pokazano novi model obezbjeđuje dobijanje kako srednjih tako i trenutnih vrijednosti struje i momenta za bilo koji režim rada motora bez korištenja bilo kakvog numeričkog metoda, (to nije slučaj kod većine postojećih modela).

Ulazni parametri novog modela određuju se na osnovu dimenzija motora i tipa korištenog željeza. Jedini parametar koji je potrebno izračunati FE analizom je induktivnost faze pri neusaglašenom položaju rotora L_u . Ova induktivnost se može jednostavnije, mada i manje precizno, utvrditi korištenjem određenih analitičkih izraza razvijenih u pojedinim modelima, a jedan od njih je dat relacijom (6.7).

Poređenjem eksperimentalnih rezultata i rezultata simulacije poznatih modela sa rezultatima dobijenim uz pomoć novog modela može se zaključiti da razvijeni model obezbjeđuje dobre rezultate tj. obezbjeđuje dobijanje vjerodostojnih srednjih i trenutnih vrijednosti struje i momenta. To dalje znači da se novi model može uspješno koristiti za projektovanje SRM-a.

Novi model obezbjeđuje uključivanje uticaja koji ostvaruju susjedne faze kada su istovremeno aktivirane. Ovaj uticaj nije moguće uključiti kod većine postojećih modela. Stoga je ovo važna osobina modela koja je veoma značajna kod projektovanja motora sa četiri, pet i više faza, kod kojih je ovaj uticaj znatno izražen.

Razvijeni model može se koristiti ne samo kod projektovanja SRM-a nego i ritavog SRM pogona. Naime, na osnovu rezultata simulacije moguće je utvrditi optimalnu topologiju pretvarača, a takođe se mogu precizno utvrditi VA karakteristike prekidačkih elemenata. Novi model se može upotrijebiti i za optimizaciju kontrole SRM pogona. Tako, simulacijom se mogu utvrditi optimalni uglovi uključivanja i isključivanja faza za različite brzine i opterećenja. Takođe, razvijeni model može se upotrijebiti u oblikovanju struje faze, u cilju minimizacije pulsacije momenta i maksimizacije odnosa M_e/I .

Novi model je veoma pogodan i za razvoj nesimetričnog SRM pogona, s obzirom na njegovu brzinu i na lakoću određivanja njegovih parametara. On obezbjeđuje da se u kratkom roku ispituju karakteristike motora, što omogućava da se relativno brzo analiziraju varijacije unutar njihovih dimenzije i ostalih parametara motora u cilju dobijanja optimalne konfiguracije.

7. Upotreba razvijenog modela u projektovanju nesimetri-ne konfiguracije SRM pogona

U ovom poglavlju, uz pomoć razvijenog modela, utvrđene su izlazne karakteristike više konkretnih nesimetri-nih SRM pogona i izvršeno je njihovo poređenje sa odgovarajućim simetri-nim SRM pogonom. Za razmatrane slu-ajeve kod kojih motori imaju nejednak broj navojaka i/ili nesimetri-no raspoređenu (irin)u polova statora po fazama, utvrđeni su optimalni nesimetri-ni pogoni koji obezbeđuju (irok opseg konstantne snage).

Na pitanje da li postoji opravdanost za uvođenje nesimetri-nog SRM pogona može se odgovoriti poređenjem karakteristika odgovarajućeg simetri-nog i nesimetri-nog pogona. Pri tome, radi donošenja ispravnih zaključaka, najbolje je porediti pogone koji imaju motore sa istim gabaritima (jednake zapremine) i koji zahtijevaju jednake ukupne VA karakteristike pretvara-a. Takođe, u cilju dobijanja (to objektivnijih rezultata, neophodno je obezbijediti da omski gubici u svim fazama oba motora budu isti tj. da gustine struja u provodnicima svih faza budu iste.

Da bi se odgovorilo na pitanje da li ima smisla, u pojedinim slu-ajevima, uvesti nesimetri-ni pogon, u ovoj glavi je izvršeno poređenje momentat - brzina ($M-\omega$) karakteristika postojećeg (referentnog) simetri-nog 6/4 motora (podaci motora dati su u Tabeli 6.9.) sa $M-\omega$ karakteristikama odgovarajućeg nesimetri-nog motora. Do ovih karakteristika došlo se uz pomoć ra-unarske simulacije koju omogućava razvijeni model motora. Pored toga, simulacijom su utvrđeni optimalni kontrolni parametri koji obezbeđuju maksimiziranje funkcije $M(\omega)$, tako da efektivna struja faza ne prelazi nominalnu vrijednost. U cilju pojednostavljenja problema dobijanja istih VA karakteristika pretvara-a, uzeto je da pogoni koji se pored koriste klasi-ne pogonske pretvara-e sa istom naponom napajanja.

U ovoj glavi razmatrane su tri varijante nesimetri-nog pogona. Prva varijanta je pogon sa nesimetri-no raspoređenim brojem navojaka po fazama motora. Ovdje su razmatrani slu-ajevi kad je, kod nesimetri-nog 6/4 motora, broj navojaka kod dvije faze veći, a kod jedne manji u odnosu na broj navojaka kod faze simetri-nog motora. Druga varijanta je pogon sa nesimetri-no raspoređenom (irin)om polova statora po fazama motora. Kod ove varijante razmatran je slu-aj kad dvije faze nesimetri-nog motora imaju istu (irin)u pola statora kao i faze simetri-nog motora, dok modifikovana faza ima u`i pol statora, pri -emu sve tri faze imaju isti broj navojaka kao i faze kod simetri-nog motora. Treća varijanta nesimetri-nog pogona je kombinacija prve dvije tj. jedna faza ima ne{to u`i pol statora i manji broj navojaka, dok ostale dvije faze imaju istu (irin)u pola, ali ne{to veći broj navojaka u odnosu na faze simetri-nog motora.

7.1. Poređenje simetri-nog i nesimetri-nog pogona sa nejednakim brojem navojaka po fazama motora

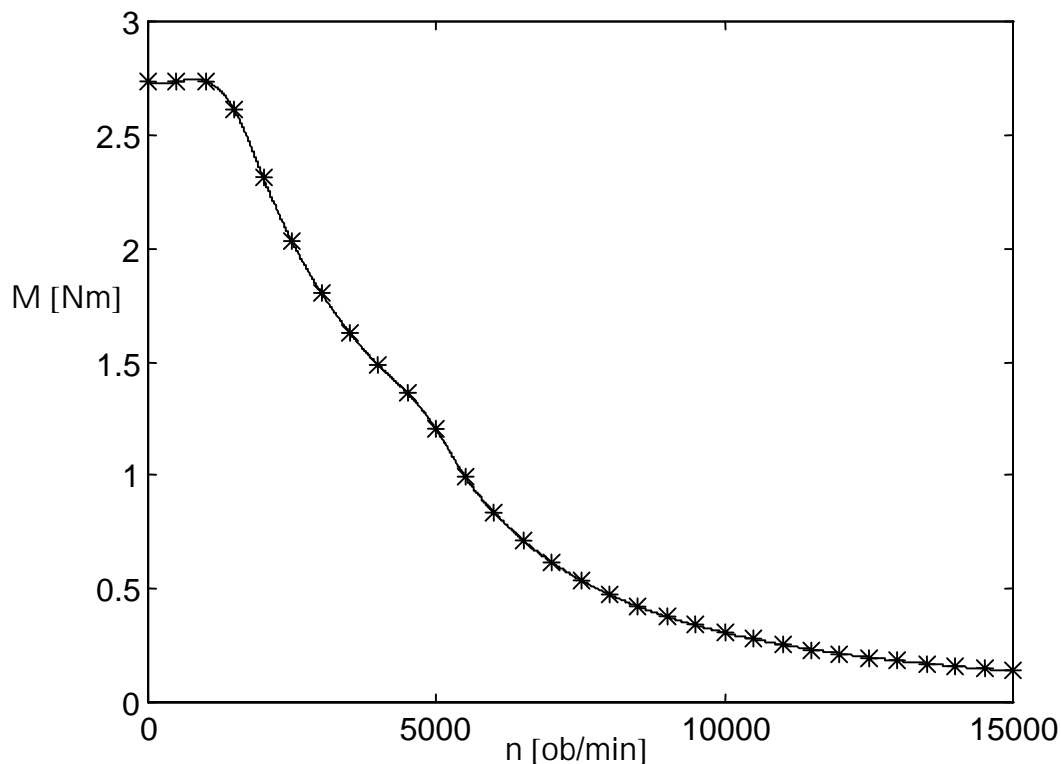
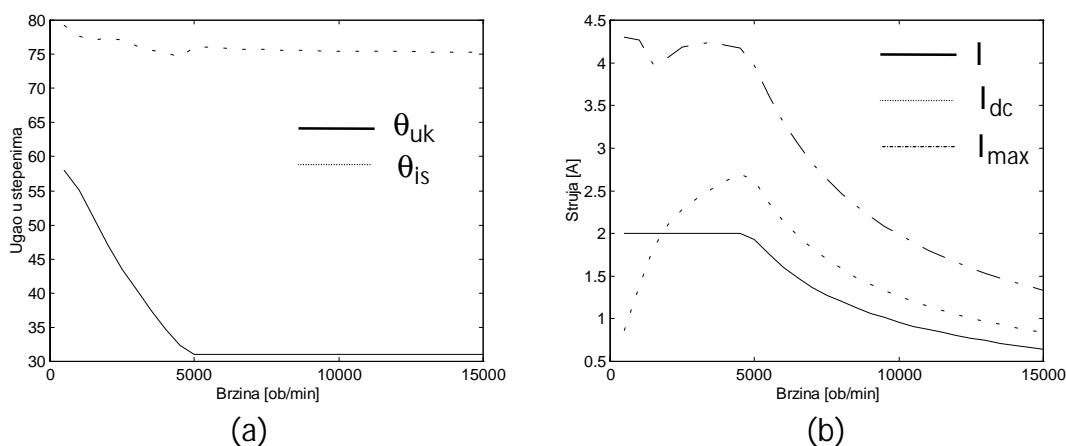
7.1.1. Dobijanje $M-\omega$ karakteristika referentnog simetri-nog motora

Za simetri-ni motor -iji su podaci dati u Tabeli 6.9. izvr{ena je simulacija za brzine obrtanja motora od $n=500\text{ob/min}$ do $n=15000\text{ob/min}$ sa korakom od 500ob/min . Simulacija je vr{ena pomo}u programa na bazi razvijenog modela (dat u Dodatku C) koji, za zadate ulazne parametre, odre|uje talasne oblike struje i momenta, kao i njihove srednje i vr{ne vrijednosti. Za svaku od nazna-enih brzina vr{ena je simulacija, uz variranje kontrolnih parametara. Na taj na-in, posmatranjem rezultata, utvr|eni su optimalni kontrolni parametri (uglovi uklju-enja i isklju-enja faze, kao i referentna struja I_{ref}) kojima se obezbje|uje maksimalni srednji momenat motora, a da efektivna struja faza motora ostane u okviru nominalne vrijednosti I ($I=2A$). Dio dobijenih rezultata sumiran je u Tabeli 7.1, kao i na slikama 7.1 i 7.2. U Tabeli 7.1 prikazane su dobijene optimalne vrijednosti ugla uklju-enja θ_{uk} i ugla isklju-enja θ_{is} faze, kao i izra-unate srednje vrijednosti momenta M i snage P motora. Tako|e su date efektivne vrijednosti struje I po fazi motora, maksimalne trenutne vrijednosti struje u njima I_{max} , kao i srednje vrijednosti struje napajanja I_{dc} . Dobijene vrijednosti momenta u funkciji brzine ilustrovane su na slici 7.1, zajedno sa $M-\omega$ krivom dobijenom pomo}u kubne interpolacije (*cubic-spline interpolation*). Na slici 7.2(a) data je zavisnost uglova θ_{uk} i θ_{is} u fukciji brzine, dok su na slici 7.2(b) prikazane zavisnosti utvr|enih struja I , I_{dc} i I_{max} u funkciji brzine obrtanja motora.

Na osnovu slike 7.1, kao i na osnovu podataka iz Tabele 7.1 mo`e se zaklju~iti da je osnovna brzina motora negdje oko 1300ob/min , dok je brzina pri kojoj momenat po-inje da opada obrnuto proporcionalno kvadratu brzine (tj. snaga obrnuto proporcionalno brzini) oko 4800ob/min . Rezultati iz Tabele 7.1, tako|e, potvr|uju raniju konstataciju da, kao rezultat optimalne kontrole koja maksimizira izlaznu karakteristiku, motor ne razvija konstantnu snagu u teorijskom re`imu konstantne, kao i da motor mo`e razviti snagu znatno ve}u od snage koju razvija pri osnovnoj brzini.

Tabela 7.1. Karakteristike referentnog simetri-nog motora zajedno sa optimalnim kontrolnim uglovima dobijeni simulacijom

n [ob/min]	θ_{uk} [°]	θ_{is} [°]	P [W]	M [Nm]	I [A]	I_{dc} [A]	I_{max} [A]
500	58	79.2	143.21	2.7351	2.0011	0.8650	4.3036 ($I_{ref} = 4.25A$)
1000	55.1	77.7	286.50	2.7359	2.0017	1.3800	4.2624 ($I_{ref} = 4.25A$)
1500	51.2	77.1	409.75	2.6086	2.0013	1.8307	3.9841
2000	47	77.3	483.69	2.3095	2.0003	2.1028	4.0636
2500	43.5	77.1	531.13	2.0288	2.0004	2.2781	4.1826
3000	40.4	76.2	567.29	1.8058	2.0011	2.4121	4.2226
3500	37.5	75.6	596.32	1.6270	2.0002	2.5192	4.2376
4000	34.9	75.3	621.41	1.4835	2.0004	2.6122	4.2069
4500	32.4	74.6	642.25	1.3629	2.0005	2.6895	4.1766
5000	31	76.1	629.15	1.2016	1.9313	2.6199	3.9721
5500	31	76	572.41	0.9938	1.7506	2.3585	3.6061
6000	31	75.9	525.51	0.8364	1.6017	2.1463	3.3020
6500	31	75.8	486.04	0.7141	1.4768	1.9704	3.0460
7000	31	75.8	452.33	0.6171	1.3713	1.8223	2.8276
7500	31	75.7	423.16	0.5388	1.2794	1.6954	2.6392
8000	31	75.6	397.63	0.4746	1.1993	1.5855	2.4749
8500	31	75.6	375.09	0.4214	1.1294	1.4894	2.3304
9000	31	75.6	355.02	0.3767	1.0674	1.4045	2.2022
9500	31	75.5	337.03	0.3388	1.0112	1.3288	2.0875
10000	31	75.5	320.79	0.3063	0.9613	1.2610	1.9845
10500	31	75.5	306.07	0.2784	0.9162	1.1999	1.8912
11000	31	75.4	292.65	0.2541	0.8745	1.1444	1.8064
11500	31	75.4	280.37	0.2328	0.8370	1.0939	1.7289
12000	31	75.4	269.09	0.2141	0.8026	1.0477	1.6579
12500	31	75.4	258.68	0.1976	0.7709	1.0053	1.5925
13000	31	75.3	249.05	0.1829	0.7412	0.9661	1.5321
13500	31	75.3	240.12	0.1699	0.7141	0.9300	1.4761
14000	31	75.3	231.81	0.1581	0.6889	0.8964	1.4241
14500	31	75.3	224.06	0.1472	0.6655	0.8652	1.3756
15000	31	75.3	216.81	0.1380	0.6436	0.8361	1.3304

Slika 7.1. M- ω karakteristika referentnog simetri-nog motora.Slika 7.2. Rezultati simulacije za referentni simetri-ni motor;
(a) Uglovi θ_{uk} i θ_{is} u funkciji brzine obrtanja motora;
(b) Struje I , I_{dc} i I_{max} u funkciji brzine obrtanja motora.

7.1.2. Dobijanje M- ω karakteristike nesimetri-nog motora

Da bi se projektovao nesimetri-ni pogon sa istim maksimalnim VA potrebama pretvara-a kao i kod adekvatnog simetri-nog pogona, neophodno je utvrditi odgovaraju}i odnos između broja navojaka kod faza nesimetri-nog motora kojim se VA karakteristike pretvara-a održavaju pribli`no konstantnim. Pri tom, u cilju dobijanja maksimalnih M- ω karakteristika, potrebno je obezbijediti i

maksimalno iskorišćenje provodnika tj. da gustina struje u namotajima bude na nominalnom nivou. U tom cilju, može se postaviti jedna-ina:

$$NI = N_1 I_1 = N_2 I_2, \quad (7.1)$$

koja obezbjeđuje da magnetomotorna sila kod faza nesimetri-nog motora bude ista kao i kod faza simetri-nog motora (NI). U jedna-ini (7.1) N_1 predstavljaju broj navojaka kod jedne faze, a N_2 kod ostale dvije faze nesimetri-nog motora, pri čemu važi: $N_1 < N < N_2$. Struje I , I_1 i I_2 su efektivne vrijednosti struja u fazama simetri-nog odnosno nesimetri-nog motora. Jedna-ina (7.1) obezbjeđuje istu gustinu struja u provodnicima svih namotaja, naravno, uz pretpostavku da je stepen ispunjenosti ljebova za namotaje provodnikom u svim slučajevima isti.

Drugi uslov može se postaviti izjedna-avanjem maksimalnih VA karakteristika pretvarača simetri-nog i nesimetri-nog pogona. U slučaju pogona sa klasičnim pretvaračima i trofaznim motorima, taj uslov je približno dat jedna-inom:

$$6 V I_{max} = 2 V_1 I_{1max} + 4 V_2 I_{2max}, \quad (7.2)$$

gdje indeks 'max' označava da se radi o maksimalnim trenutnim vrijednostima struja u pojedinim fazama u toku rada motora, dok V , V_1 i V_2 predstavljaju odgovarajuće jednosmjerne napone napajanja faza. Ako se, logično, uzme da važi $V = V_1 = V_2$ jedna-ina (7.2) svodi se na:

$$3 I_{max} = I_{max1} + 2 I_{max2}. \quad (7.3)$$

U cilju svodenja jedna-ine (7.3) na efektivne vrijednosti struja pretpostavljeno je da važi:

$$I_{max} / I = I_{1max} / I_1 = I_{2max} / I_2 = k_i, \quad (7.4)$$

nakon čega se jedna-ina (7.3) svodi na:

$$3 I = I_1 + 2 I_2. \quad (7.5)$$

Ako su poznati podaci za N i I simetri-nog motora i zadat jedan od podataka N_1 , N_2 , I_1 i I_2 , onda se ostali podaci mogu utvrditi iz sistema jedna-ina (7.1) i (7.5). Ispravnost jedna-ina (7.4) odnosno (7.5) biće pokazana kroz primjer projektovanja pogona.

Na osnovu zadate vrijednosti struje $I_1 = 3A$ i poznatih podataka $N = 580$ i $I = 2A$ postojećeg (referentnog) motora, iz sistema (7.1), (7.5) izračunate su vrijednosti: $I_2 = 1.5A$, $N_1 \approx 387$ i $N_2 \approx 773$. Na isti način kao u poglavlju 7.1.1 utvrđeni su optimalni kontrolni parametri i $M-\omega$ karakteristike simetri-nog motora koji ima $N_1 = 387$ broj navojaka i struju $I_1 = 1.5A$ po fazi, kao i simetri-nog motora koji ima $N_2 = 773$ broj navojaka i struju $I_2 = 3A$ po fazi. Pri tome, svi parametri ovih motora

neophodni za simulaciju isti su kao i kod referentnog simetri-nog motora, izuzev broja navojaka po fazi motora i otpornosti faza. Otpornost faza R_1 odnosno R_2 kod ovih motora jednostavno se izra-unava kao:

$$R_1 = (N_1 / N)^2 R, \quad (7.6)$$

$$R_2 = (N_2 / N)^2 R,$$

gdje je R otpornost faze referentnog simetri-nog motora ($R=6.9\Omega$). Rezultati simulacije, dobijeni uz pomoć programa na bazi razvijenog modela (Dodatak C), sumirani su u Tabelama 7.2 i 7.3, kao i na slikama 7.3 i 7.4. Struje I_1 i I_2 u Tabelama 7.2 i 7.3 odgovaraju strujama I_1 i I_2 kod nesimetri-nog pogona. Na osnovu podataka u Tabelama 7.1, 7.2 i 7.3 može se zaključiti da je jedna-ina (7.3) približno zadovoljena tj. da referentni simetri-ni i odgovaraju}i nesimetri-ni motor imaju približno iste VA karakteristike pretvara-a.

Srednji momenat nesimetri-nog motora M_{nes} može se odrediti kao:

$$M_{nes} = 2 M_2 / 3 + M_1 / 3, \quad (7.7)$$

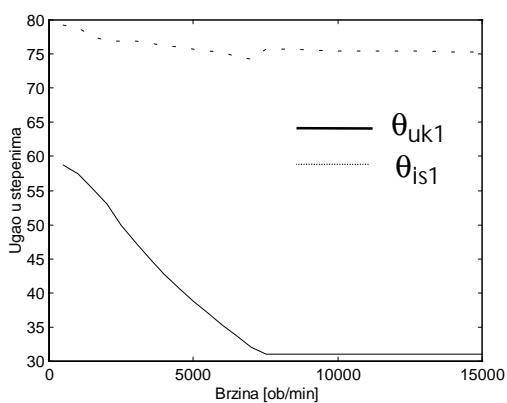
gdje je M_1 srednji momenat simetri-nog motora koji ima N_1 navojaka, dok je M_2 srednji momenat motora koji ima N_2 navojaka po fazi. Uzimanjem vrijednosti za M_1 i M_2 iz Tabela 7.2 i 7.3 utvr|ene su vrijednosti momenta M_{nes} za razmatrani slu-aj. Na slici 7.5 zajedno su prikazane $M-\omega$ karakteristike nesimetri-nog i referentnog simetri-nog motora. Za dobijanje ve}eg broja ta-aka na $M-\omega$ karakteristikama i ovdje je kao i na slici 7.1 kori}tena kubna interpolacija.

Na osnovu rezultata sa slike 7.5 može se konstatovati da se nesimetri-nom konfiguracijom mogu obezbijediti bolje $M-\omega$ karakteristike pogona pri velikim brzinama (ve}im od 6300 ob/min) na u{trb smanjenja momenta pri manjim brzinama (od oko 1000 ob/min do 6300 ob/min). Logi-no je o-ekivati da }e sa porastom vrijednosti odnosa N/N_1 $M-\omega$ karakteristika nesimetri-nog pogona biti izra`enije pobo{ljana u opsegu velikih, ali i izra`enije pogor{ana u opsegu manjih brzina.

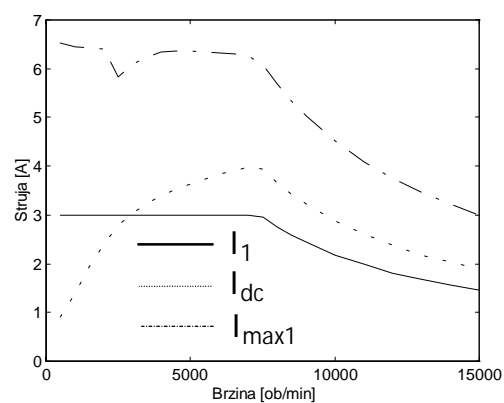
Na slici 7.6 prikazane su snage referentnog simetri-nog i nesimetri-nog motora u funkciji brzine. Sa slike se vidi da je maksimalna snaga simetri-nog motora ve}a od maksimalne snage koju razvija nesimetri-ni motor. S druge strane, nesimetri-ni motor obezbje|uje manje oscilacije u snazi u funkciji brzine i razvija ve}u snagu pri ve}im brzinama od simetri-nog motora.

Tabela 7.2. Sumarni rezultati simulacije za simetri-ni motor koji ima $N_1=387$ broj navojka po fazi i $I_1=3A$ struju po fazi

n [ob/min]	θ_{uk1} [°]	θ_{is1} [°]	P_1 [W]	M_1 [Nm]	I_1 [A]	I_{dc1} [A]	I_{max1} [A]
500	58.7	79.3	142.71	2.7255	3.0020	0.8987	6.5303 ($I_{ref} = 6.4 A$)
1000	57.4	78.8	287.28	2.7434	2.9999	1.4023	6.4549 ($I_{ref} = 6.4 A$)
1500	55.3	77.7	431.04	2.7441	3.0042	1.9230	6.4180 ($I_{ref} = 6.4 A$)
2000	53	76.9	562.29	2.6847	3.0002	2.4011	6.4056 ($I_{ref} = 6.4 A$)
2500	50	76.9	666.24	2.5448	3.0030	2.7837	5.8358
3000	47.3	76.9	736.56	2.3446	3.0024	3.0428	6.0874
3500	44.9	76.7	789.04	2.1424	3.0033	3.2368	6.2440
4000	42.7	76.2	829.73	1.9808	3.0003	3.3866	6.3341
4500	40.7	76.1	866.32	1.8384	3.0026	3.5224	6.3591
5000	38.8	75.7	896.63	1.7124	3.0006	3.6341	6.3648
5500	37	75.4	924.38	1.6050	3.0008	3.7369	6.3510
6000	35.3	75.3	949.46	1.5111	3.0018	3.8299	6.3191
6500	33.6	74.6	971.21	1.4268	3.0011	3.9105	6.3004
7000	32	74.3	990.86	1.3481	3.0014	3.9833	6.2636
7500	31	75.8	980.75	1.2454	2.9483	3.9349	6.0710
8000	31	75.7	917.07	1.0947	2.7533	3.6608	5.6779
8500	31	75.7	861.59	0.9679	2.5849	3.4243	5.3327
9000	31	75.6	812.78	0.8624	2.4350	3.2176	5.0274
10000	31	75.5	730.80	0.6979	2.1846	2.8741	4.5123
11000	31	75.5	664.47	0.5768	1.9833	2.5994	4.0953
12000	31	75.4	609.57	0.4851	1.8157	2.3740	3.7506
13000	31	75.4	563.29	0.4138	1.6757	2.1857	3.4608
14000	31	75.3	523.68	0.3572	1.5551	2.0254	3.2135
15000	31	75.3	489.37	0.3115	1.4517	1.8875	2.9996



(a)

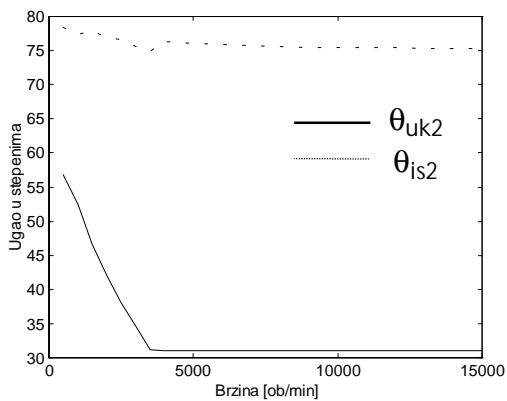


(b)

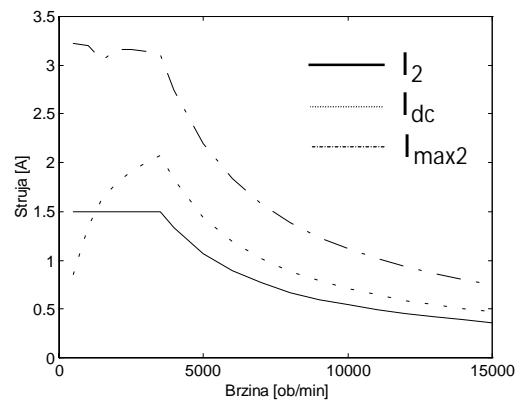
Slika 7.3. Rezultati simulacije za simetri-ni motor sa $N_1=387$ navojaka po fazi;
 (a) Uglovi θ_{uk1} i θ_{is1} u funkciji brzine obrtanja motora;
 (b) Struje I_1 , I_{dc1} i I_{max1} u funkciji brzine obrtanja motora.

Tabela 7.3. Sumarni rezultati simulacije za simetri-ni motor koji ima $N_2=773$ broj navojka po fazi i $I_2=1.5A$ struju po fazi

n [ob/min]	θ_{uk2} [°]	θ_{is2} [°]	P_2 [W]	M_2 [Nm]	I_2 [A]	I_{dc2} [A]	I_{max2} [A]
500	56.9	78.4	143.24	2.7357	1.5000	0.8514	3.2197 ($I_{ref} = 3.2 A$)
1000	52.5	77.3	278.69	2.6613	1.5008	1.3440	3.2040 ($I_{ref} = 3.2 A$)
1500	46.7	77.9	357.68	2.2771	1.5009	1.6349	3.0459
2000	42	76.9	401.27	1.9159	1.5012	1.7961	3.1653
2500	38.1	76.6	432.73	1.6529	1.5007	1.9123	3.1637
3000	34.5	75.6	457.69	1.4569	1.5006	2.0047	3.1456
3500	31.2	74.8	477.31	1.3023	1.5004	2.0773	3.1098
4000	31	76.4	426.91	1.0192	1.3334	1.8259	2.7406
5000	31	76.1	345.96	0.6607	1.0668	1.4385	2.1967
6000	31	75.9	291.57	0.4641	0.8910	1.1899	1.8358
7000	31	75.7	252.26	0.3432	0.7655	1.0157	1.5787
8000	31	75.6	222.40	0.2655	0.6714	0.8865	1.3855
9000	31	75.5	198.91	0.2110	0.5980	0.7867	1.2348
10000	31	75.5	179.92	0.1718	0.5395	0.7072	1.1139
11000	31	75.4	164.26	0.1426	0.4910	0.6422	1.0146
12000	31	75.4	151.11	0.1202	0.4508	0.5883	0.9316
13000	31	75.3	139.91	0.1028	0.4165	0.5427	0.8612
14000	31	75.3	130.26	0.0889	0.3872	0.5037	0.8007
15000	31	75.3	121.86	0.0776	0.3618	0.4699	0.7481



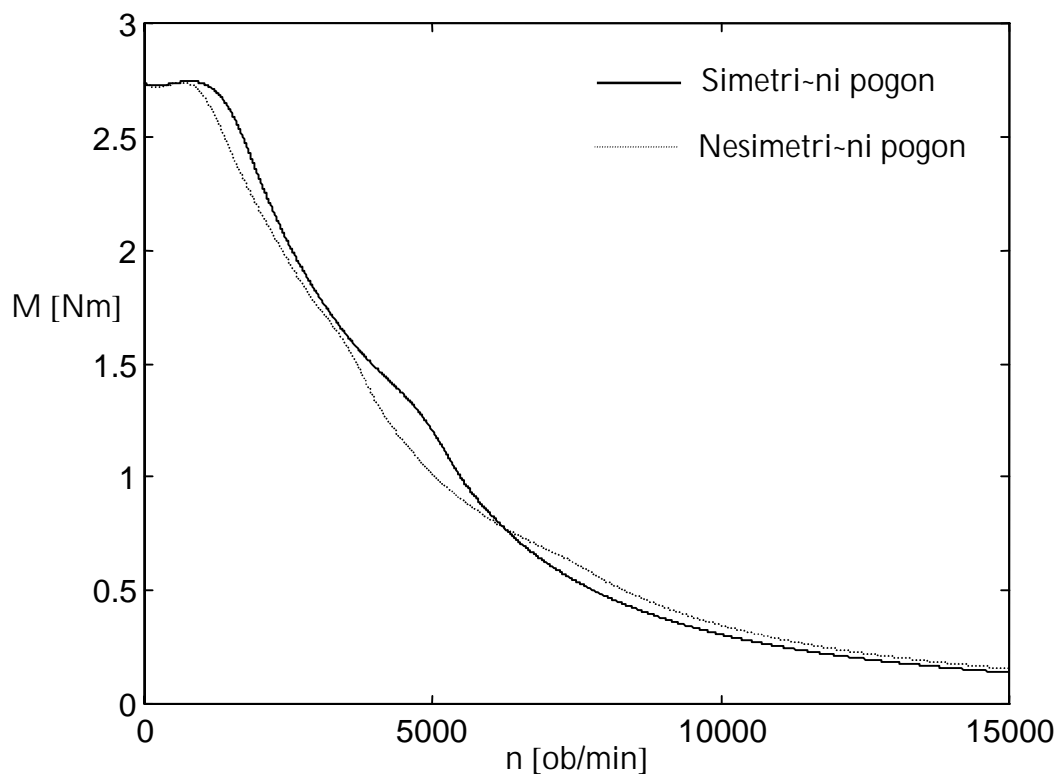
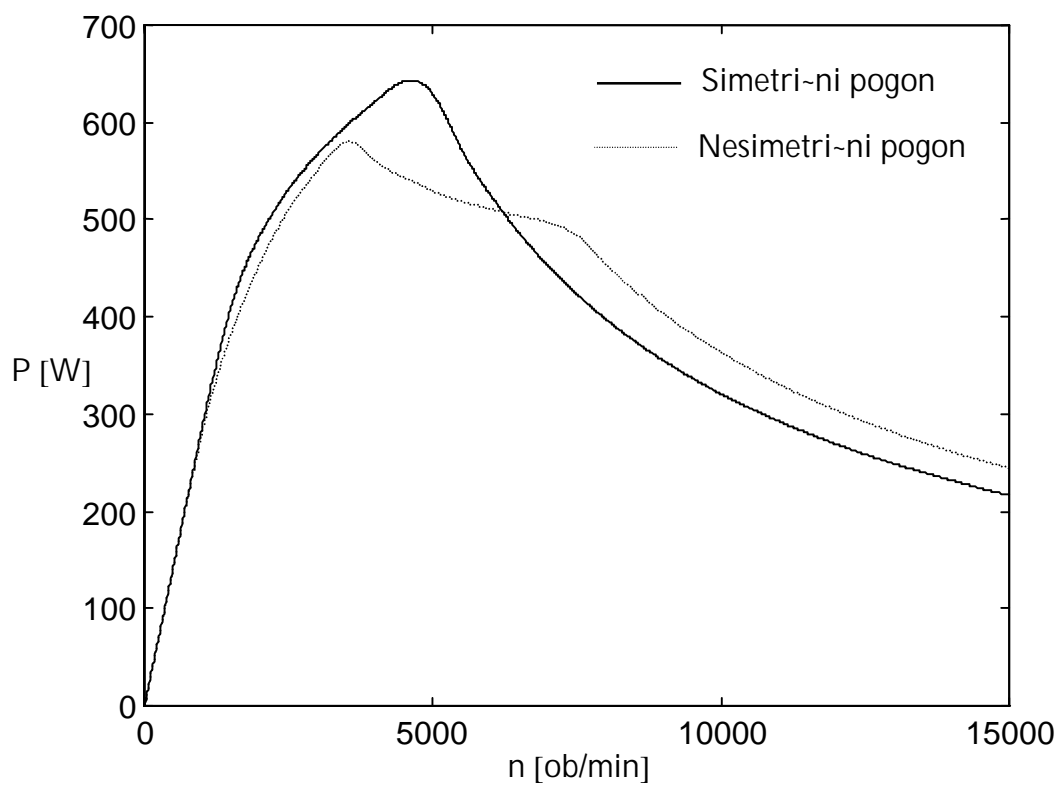
(a)



(b)

Slika 7.4. Rezultati simulacije za simetri-ni motor sa $N_2=773$ navojka po fazi;

- (a) Uglovi θ_{uk2} i θ_{is2} u funkciji brzine obrtanja motora;
 (b) Struje I_2 , I_{dc2} i I_{max2} u funkciji brzine obrtanja motora.

Slika 7.5. M - ω karakteristike simetri-nog i nesimetri-nog motora.

Slika 7.6. Snage simetri-nog i nesimetri-nog motora u funkciji brzine.

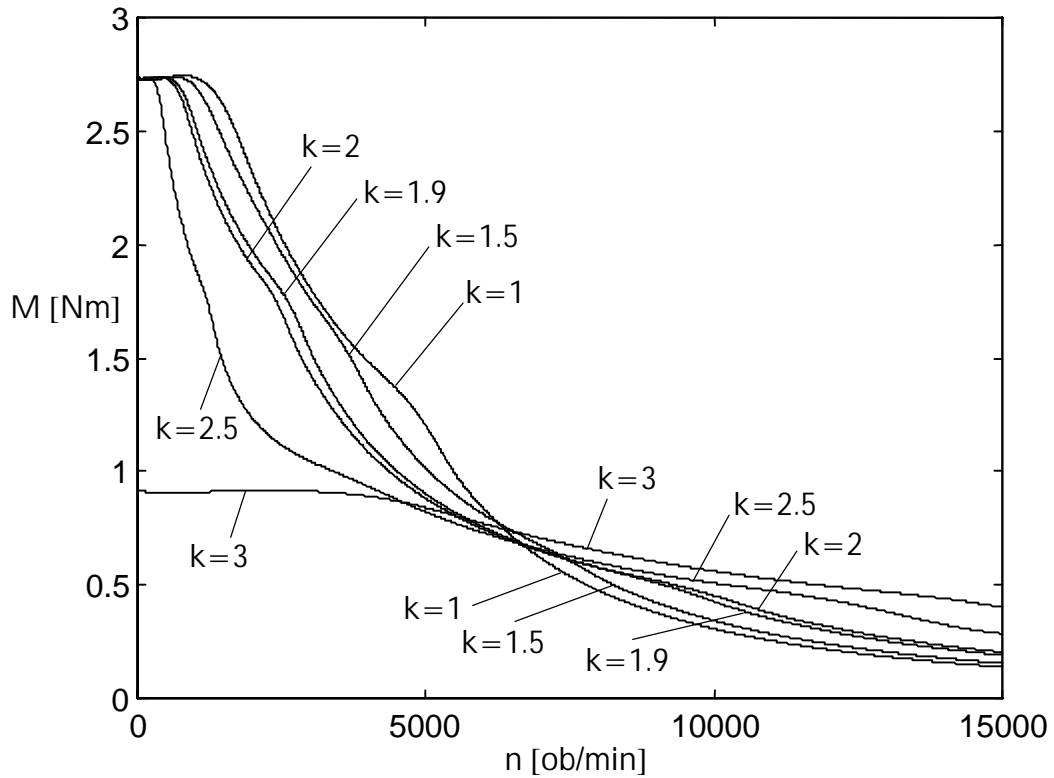
7.1.3. Određivanje optimalne nesimetrične konfiguracije

Ako se postavi za cilj projektovati nesimetrični pogon sa što ravnomjernije raspoređenom snagom u širokom intervalu brzina, jasno je, na osnovu rezultata sa slike 7.6, da je potrebno utvrditi optimalan broj navojaka N_1 i N_2 kojim se obezbeđuje da nesimetrični pogon u najvećoj mjeri zadovoljava postavljene zahtjeve. Definisanjem odnosa $k = N/N_1$ i uzimanjem u obzir veze između N , I , N_1 , I_1 , N_2 i I_2 uspostavljenu relacijama (7.1) i (7.5), problem se svodi na utvrđivanje optimalnog odnosa k . Na osnovu zadatih vrijednosti N , I i k vrijednosti za N_1 , N_2 , I_1 i I_2 određuju se pomoću sledećih jednačina izvedenih iz sistema (7.1), (7.5) i $k = N/N_1$:

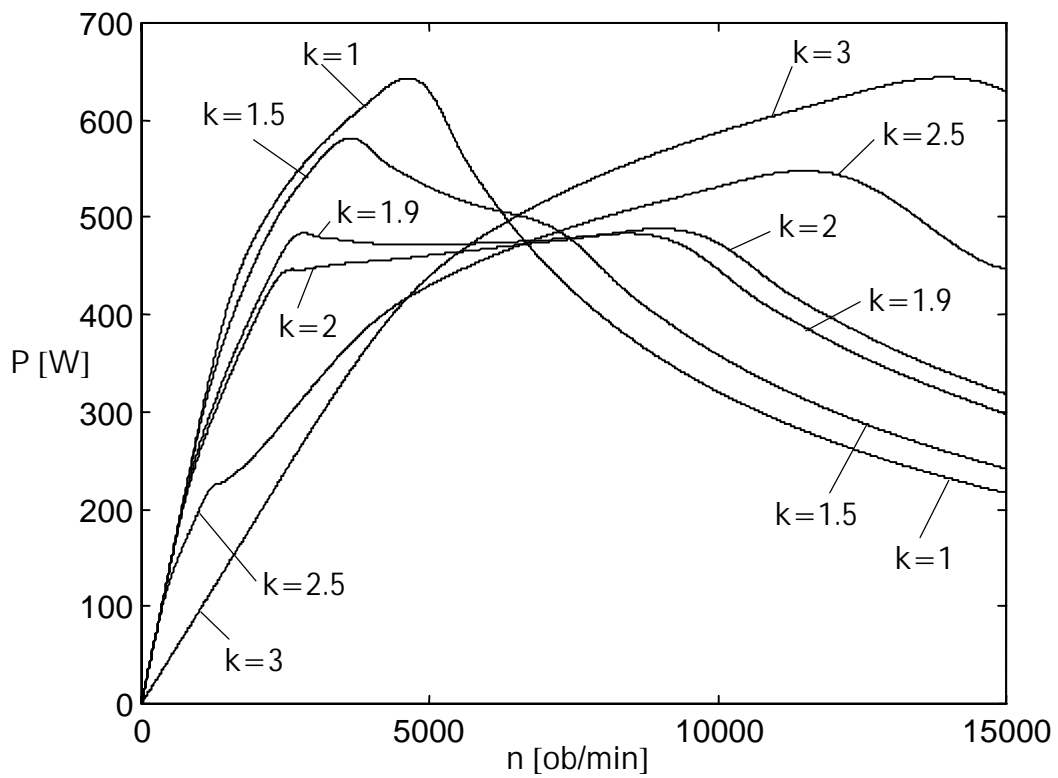
$$\begin{aligned} N_1 &= N/k, \\ N_2 &= 2N/(3-k), \\ I_1 &= kI, \\ I_2 &= (3-k)I/2. \end{aligned} \tag{7.8}$$

Pri tome, odnos k ima ograničen dijapazon: $1 < k < 3$. Vrijednost koeficijenta $k=1$ odgovara referentnoj simetričnoj konfiguraciji, dok vrijednost $k=3$ odgovara slučaju nesimetrične konfiguracije sa: $N_1=3N$ i $N_2 \rightarrow \infty$ ($I_1=3I$, $I_2 \rightarrow 0$). Na slici 7.7 prikazane su dobijene $M-\omega$ karakteristike za nekoliko vrijednosti koeficijenta k , zajedno sa $M-\omega$ karakteristikom referentnog simetričnog motora ($N=580$, $I=2A$). Između ostalih, na slici 7.7, prikazan je i teorijski slučaj $k=3$ gdje motor za brzine $n \rightarrow 0$ razvija srednji momenat približno jednak simetričnom motoru ($k=1$), a odmah potom pada na trećinu te vrijednosti.

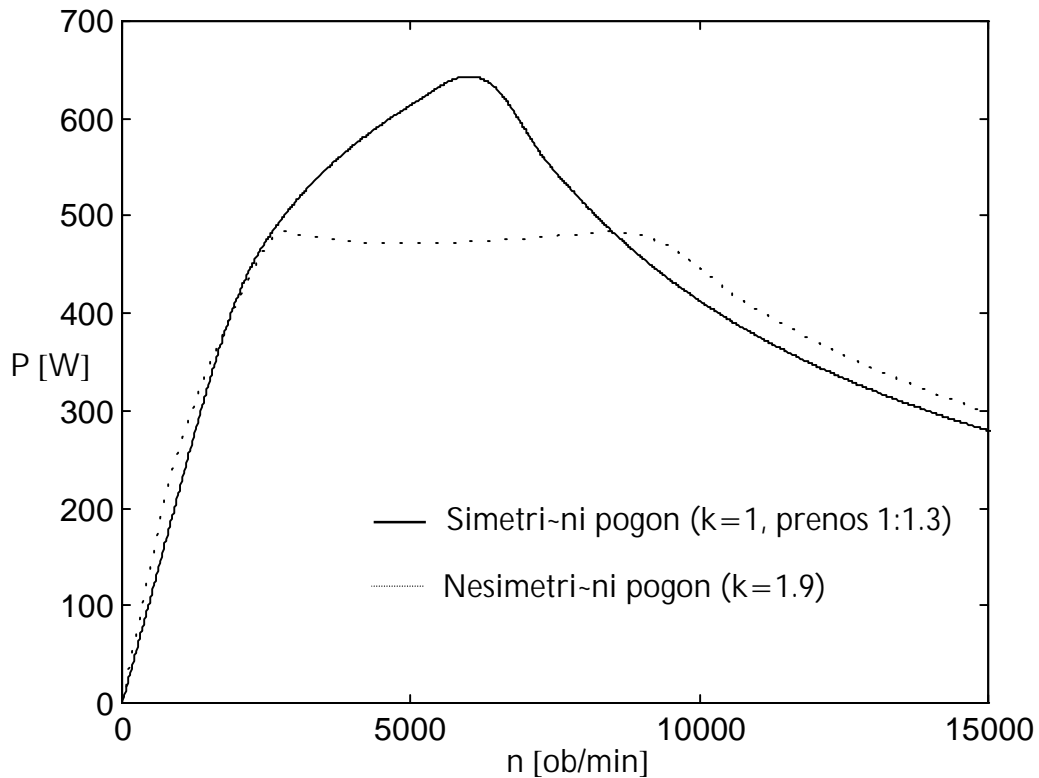
Na slici 7.8 prikazane su karakteristike snage u funkciji brzine ($P-\omega$) nesimetričnih motora sa odnosom $k=1.9$, $k=2$, $k=2.5$ i $k=3$, zajedno sa $P-\omega$ karakteristikom referentnog simetričnog motora ($k=1$). Sa slike se može primijetiti da konfiguracija nesimetričnog motora sa odnosom $k=1.9$ obezbeđuje ravnomjeran razvoj snage u širokom spektru brzina. Snaga koju razvija ovaj motor u intervalu brzina od 2500 ob/min do 9430 ob/min kreće se u granicama snage od 470W do 484W. Poređenja radi, simetrični motor ($k=1$) razvija snagu veću od 470W u intervalu brzina od 1880 ob/min do 6720 ob/min. Pravo poređenje ovakva dva pogona može se, međutim, obezbijediti tek kada se ove brzine usaglase prenosnicima između motora i osovine opterećenja. Tako, na primjer, ako se pretpostavi da je 1:1 stepen prenosa kod nesimetričnog pogona (sa odnosom $k=1.9$), a 1.3:1 kod simetričnog ($k=1$), dobijaju se $P-\omega$ karakteristika ovih pogona kao na slici 7.9. Sa slike se može vidjeti da i u ovom slučaju nesimetrični pogon ima veći opseg brzina sa snagom iznad 470W, a takođe, i znatno veću snagu u oblasti brzina izvan područja konstantne snage. Odgovarajuće $M-\omega$ karakteristike ova dva pogona za razmatrani slučaj prikazane su na slici 7.10.



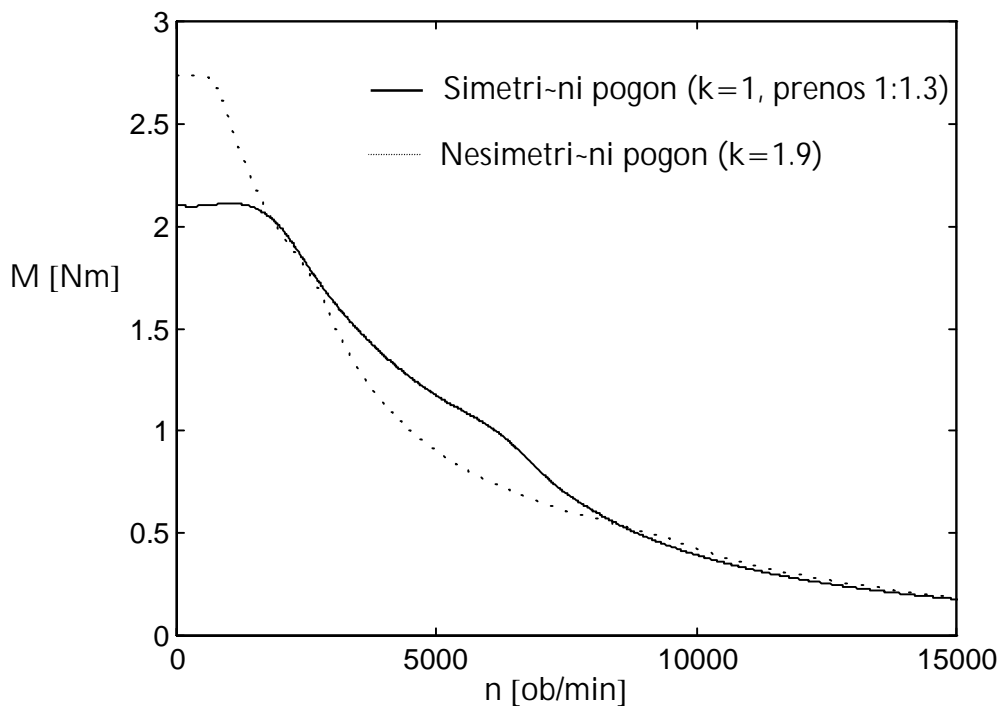
Slika 7.7. $M-\omega$ karakteristike motora sa vrijedno{}u odnosa $k=1$, $k=1.5$, $k=1.9$, $k=2$, $k=2.5$ i $k=3$ ($k=N/N_1$).



Slika 7.8. $P-\omega$ karakteristike motora sa vrijedno{}u odnosa $k=1$, $k=1.5$, $k=1.9$, $k=2$, $k=2.5$ i $k=3$ ($k=N/N_1$).



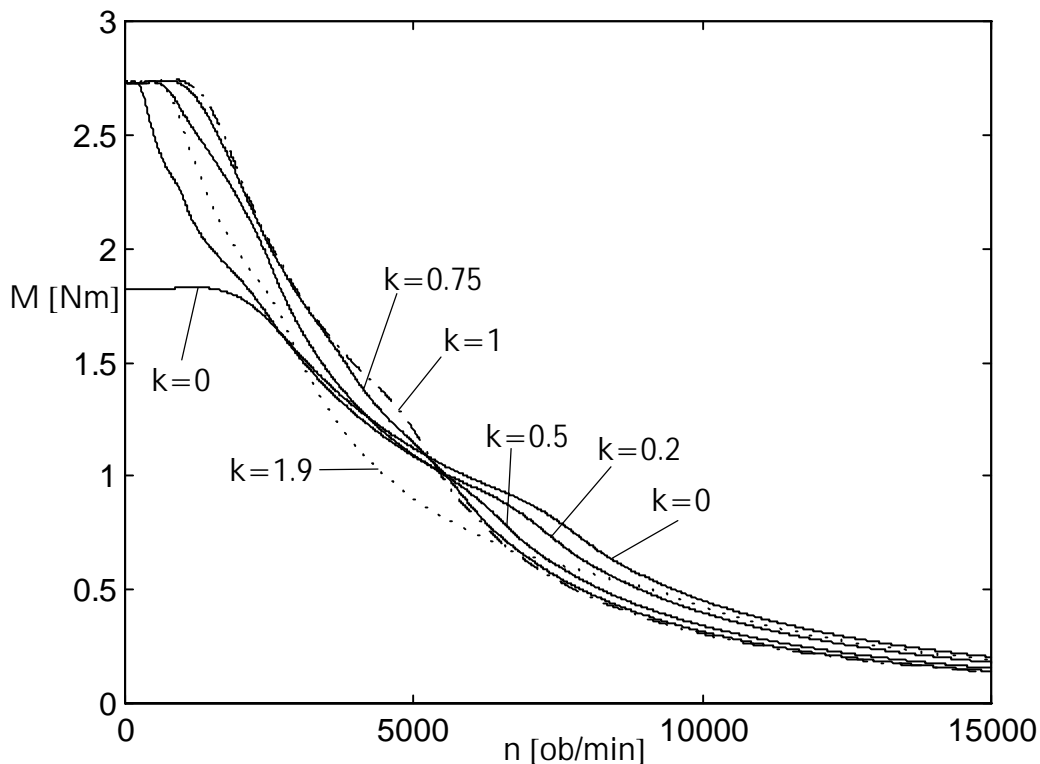
Slika 7.9. $P-\omega$ karakteristika simetri-nog pogona ($k=1$) sa stepenom prenosa 1:1.3 i $P-\omega$ karakteristika optimalnog nesimetri-nog pogona ($k=1.9$) sa stepenom prenosa 1:1 izme|u osovina motora i optere}enja.



Slika 7.10. $M-\omega$ karakteristika simetri-nog pogona ($k=1$) sa stepenom prenosa 1:1.3 i $M-\omega$ karakteristika optimalnog nesimetri-nog pogona ($k=1.9$) sa stepenom prenosa 1:1 izme|u osovina motora i optere}enja.

Realnije poređenje ostalih nesimetričnih pogona sa razmatranim simetričnim postiže se, takođe, odabiranjem odgovarajućeg stepena prenosa na primjer kod simetričnog pogona. Primjera radi, ako se koristi stepen prenosa 3:1 kod simetričnog pogona, onda se $P-\omega$ karakteristike nesimetričnog pogona sa odnosom $k=3$ poklapaju sa $P-\omega$ karakteristikama simetričnog ($k=1$).

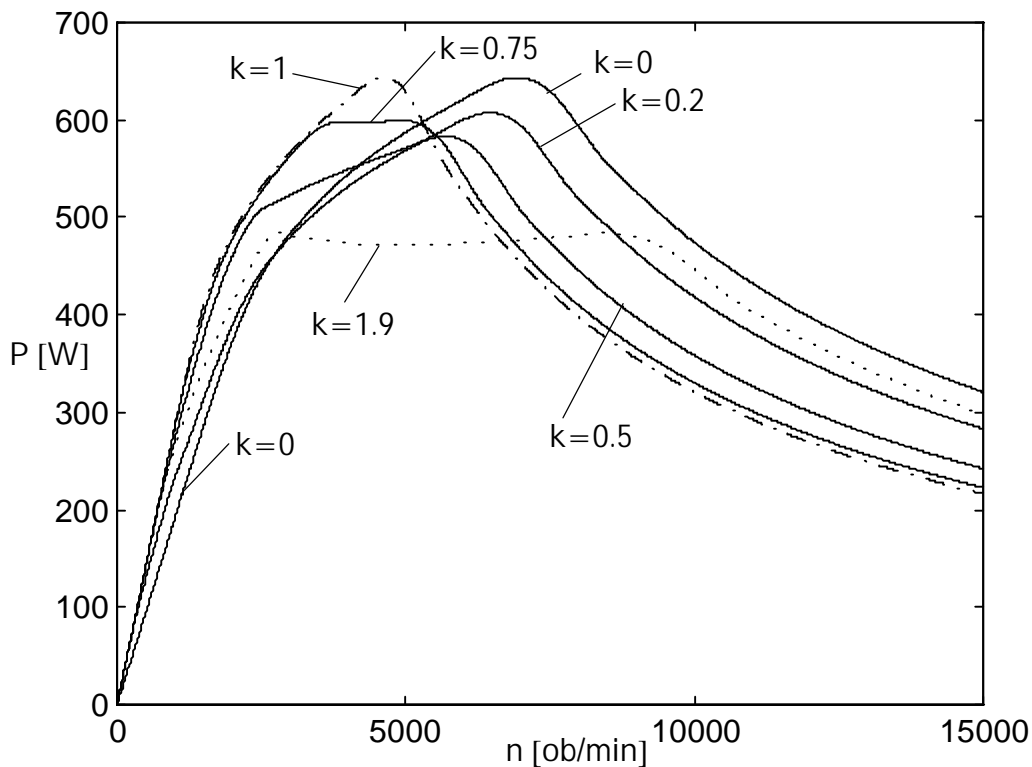
Ako, u sistemu (7.8), koeficijent k uzima vrijednosti u opsegu $0 < k < 1$ onda se dobijaju slučaji: $N_1 < N < N_2$, kada je broj navojaka kod jedne faze veći, a kod ostale dvije manji u odnosu na broj navojaka kod faze referentne simetrične konfiguracije. Dobijene $M-\omega$ karakteristike za slučajeve $k=0.2$, $k=0$, $k=0.5$, $k=0.75$ prikazane su na slici 7.11 zajedno sa $M-\omega$ karakteristikom simetričnog motora. Odgovarajuće $P-\omega$ karakteristike prikazane su na slici 7.12. Ako se za optimalan slučaj $0 < k < 1$ smatra onaj koji ima konstantnu snagu u određenom opsegu, onda se na osnovu slike 7.12 može zaključiti da je to slučaj $k=0.75$. Kod ovog slučaja snaga na $P-\omega$ karakteristici je "zasjeena" na oko 600W, dok je, za uzvrat, $P-\omega$ karakteristika bolja u odnosu na simetričnu konfiguraciju pri brzinama iznad 5400ob/min.



Slika 7.11. $M-\omega$ karakteristike motora za: $k=0$, $k=0.2$, $k=0.5$, $k=0.75$, $k=1$ i $k=1.9$.

Ako se poredi $M-\omega$ karakteristike za $0 < k < 1$ (slika 7.11) sa $M-\omega$ karakteristikama za $1 < k < 3$ (slika 7.7) može se primijetiti da, kod nesimetričnog pogona sa $0 < k < 1$, $M-\omega$ karakteristike postaju da budu bolje od $M-\omega$ karakteristike simetričnog pogona, pri manjim brzinama u poređenju sa konfiguracijom $1 < k < 3$ (konkretno, u odnosu na karakteristike simetričnog motora, približno nakon

5000ob/min za $0 < k < 1$, dok za $1 < k < 3$ tek nakon 6000ob/min). S druge strane, konfiguracija $1 < k < 3$ obezbeđuje postizanje znatno boljih $M-\omega$ karakteristika u oblasti velikih brzina u poređenju sa konfiguracijom $0 < k < 1$.



Slika 7.12. $P-\omega$ karakteristike motora za: $k=0$, $k=0.2$, $k=0.5$, $k=0.75$, $k=1$ i $k=1.9$.

7.2. Poređenje simetri-nog i nesimetri-nog pogona sa nejednakom širinom polova statora motora

U pojednostavljenim analizama rada SRM-a najčešće se podrazumijeva da faza motora proizvodi momenat samo u položajima kada postoji djelimična preklapljenost polova rotora i statora, a da je momenat jednak nuli u slučaju kada nema preklapanja ili ako je pol statora (rotora) u potpunosti preklapljen polom rotora (statora). Na slici 7.13(a) prikazan je idealizovan slučaj produkcije momenta po fazama simetri-nog trofaznog $6/4$ motora u funkciji položaja, gdje θ_{pp} i θ_{kp} označavaju položaje početka odnosno kraja preklapanja polova rotora i statora, respektivno (preciznije θ_{kp} je položaj nakon koga se preklapljenost površina između polova rotora i statora više ne može povećati). Ako se projektuje nesimetri-ni motor prostim suženjem širine pola jedne faze (faza 1) onda se mogu pojaviti nedopustivo velike uvale momenta koje se dovode u pitanje pokretanje motora. Uprkos tome, takav slučaj prikazan je na slici 7.13(b). Nastale uvale momenta mogu se značajno smanjiti proširenjem polova ostale dvije faze. Proširenje polova potrebno je izvršiti u smjeru suženog pola, što je ilustrovano na slici 7.13(c). Uslovi koji pri tom moraju biti zadovoljeni su:

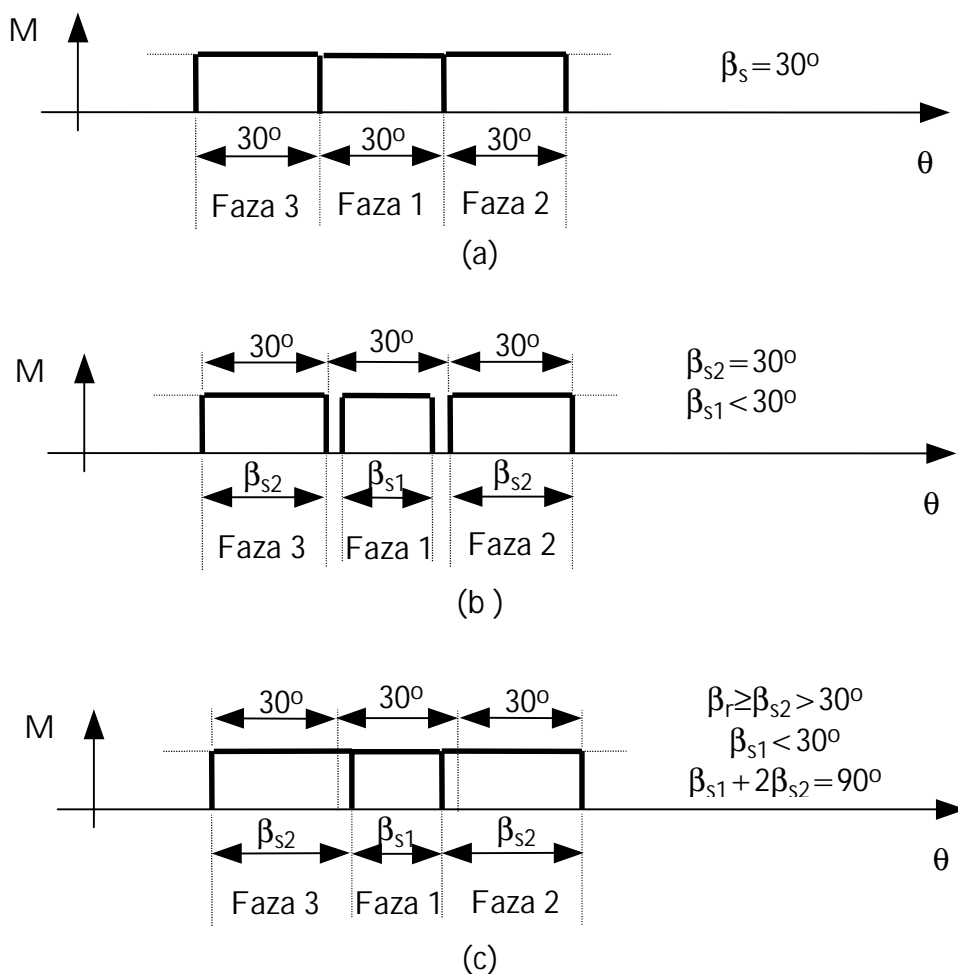
$$\beta_r \geq \beta_{s2},$$

(7.9)

$$2\beta_{s2} + \beta_{s1} \geq 90^\circ,$$

gdje je β_r ugao pola rotora, β_{s1} ugao su`enog pola statora (faza 1), a β_{s2} ugao pro{irenih polova statora (faze 2 i 3).

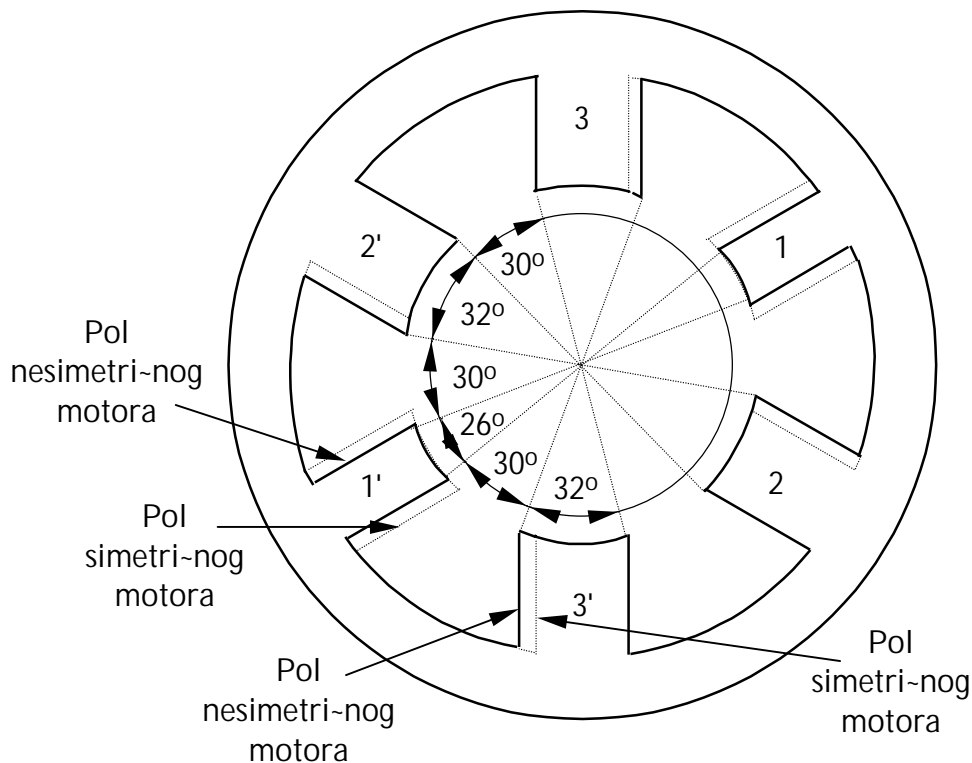
U ovom poglavlju izvr{eno je pore|enje karakteristika referentnog simetri-nog motora i odgovaraju}eg nesimetri-nog kod koga je izvr{eno su`enje polova jedne faze, a pro{irenje ostale dvije. Pore|enje je, tako|e, izvr{eno i za slu-aj kada je nesimetri-no raspodijeljen broj navojaka po fazama motora. Svi relevantni podaci dobijeni su uz pomo} programa baziranog na razvijenom modelu (Dodatak C).



Slika 7.13. Idealizovani moment kod trofaznog 6/4: (a) simetri-nog motora, (b) motora sa su`enim polovima statora jedne faze i (c) motora sa su`enim polovima jedne, a pro{irenim kod druge dvije faze.

7.2.1. Slu-aj kada sve faze nesimetri-nog motora imaju isti broj navojaka

Na slici 7.14 prikazan je popre- ni presjek statora nesimetri-nog motora za koga je izvr{eno utvr|ivanje karakteristika radi pore|enja sa karakteristikama referentnog simetri-nog motora. Na slici se mo`e primijetiti da su polovi jedne faze su`eni na $\beta_{s1}=26^\circ$, dok su polovi ostale dvije faze pro{ireni u pravcu su`enih polova na $\beta_{s2}=32^\circ$, u odnosu na referentni simetri-ni motor gdje je ugao svih polova statora $\beta_s=30^\circ$. Za ugao pola rotora zadr`ana je ista vrijednost $\beta_r=32^\circ$, kao i kod simetri-nog motora. Ovako izabrane vrijednosti uglova β_{s1} , β_{s2} i β_r zadovoljavaju uslov (7.9) u grani-nom smislu, {to zna-i da je dalje smanjenje β_{s1} na ra-un pove}anja β_{s2} mogu}e postiji jedino zajedno sa pove}anjem ugla β_r . Posmatranjem slike 7.14 mo`e se, tako|e, primijetiti da je prostor za namotaje svih faza ostao jednak i neizmijenjen u odnosu na prostor kod simetri-nog motora. Drugim rije-ima, ovakvom prostornom raspodjelom polova, pored minimiziranja pulsacija momenta, posti`e se i ista magnetomotorna sila NI kod svih faza jednaka onoj kod simetri-nog motora.



Slika 7.14. Popre- ni presjek statora nesimetri-nog motora ($\beta_{s1}=26^\circ$, $\beta_{s2}=32^\circ$).

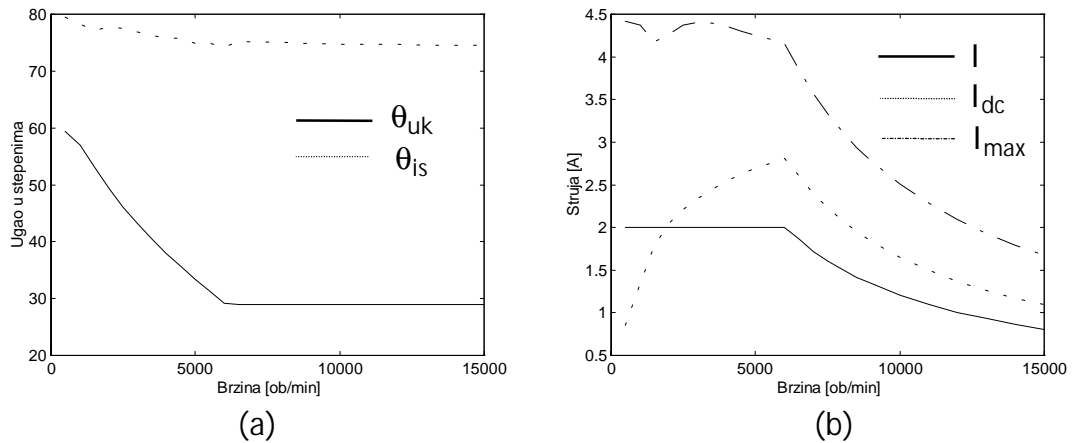
U Tabelama 7.4 i 7.5, kao i na slikama 7.15 i 7.16, prikazani su simulacijom dobijeni rezultati za fiktivne simetri-ne motore sa $\beta_s=26^\circ$ i $\beta_s=32^\circ$, respektivno, kod kojih je broj navojaka po polu ($N=580$) i struja ($I=2A$) ista kao i kod referentnog simetri-nog motora ($\beta_s=30^\circ$). Odgovaraju}i rezultati nesimetri-nog motora predstavljaju kombinaciju rezultata iz Tabela 7.4 i 7.5 (npr. momenat nesimetri-nog motora dobija se kao zbir: 1/3 momenta simetri-nog motora sa

$\beta_s=26^\circ$ i $2/3$ momenta motora sa $\beta_s=32^\circ$). Dobijene $M-\omega$ i $P-\omega$ karakteristike razmatranog nesimetri-nog, zajedno sa karakteristikama referentnog motora ($\beta_s=30^\circ$), prikazane su na slikama 7.17 i 7.18. Na osnovu rezultata prikazanih na ovim slikama mo`e se zaklju-iti da pogoni koji imaju motor sa nesimetri-no raspore|enom {irinom polova po fazama, obezbje|uju ne{to ve}u snagu pri velikim brzinama od pogona sa simetri-nim motorom. S druge strane, simetri-ni pogon razvija ve}u maksimalnu snagu.

Na osnovu rezultata iz Tabela 7.1, 7.4 i 7.5 mo`e se ustanoviti da su jedna-ine (7.1) i (7.3) zadovoljene, te da su VA karakteristike pretvara-a kod simetri-nog i nesimetri-nog pogona pribli`no iste (potrebna VA karakteristika pretvara-a za ovakav nesimetri-ni pogon iznosi 6.921 KVA, dok za simetri-ni iznosi 6.972 KVA).

Tabela 7.4. Rezultati simulacije za simetri-ni motor kod koga je $\beta_s=26^\circ$ i $N=580$

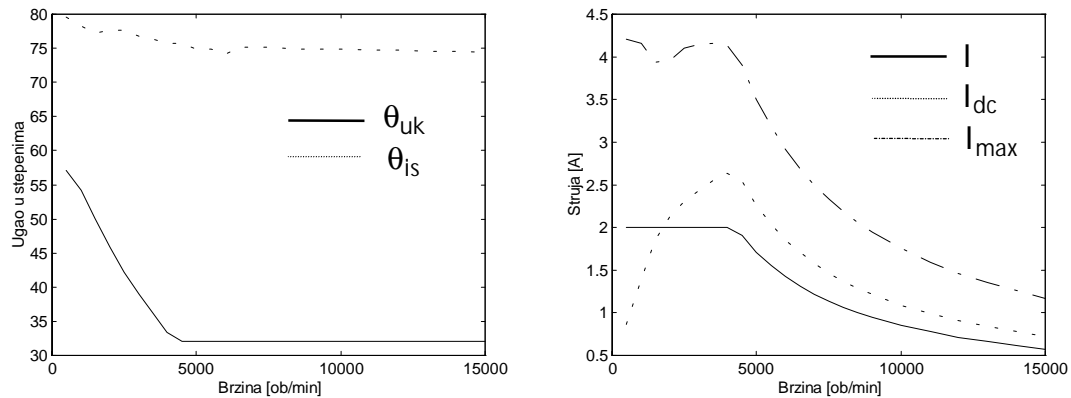
n [ob/min]	θ_{uk} [$^\circ$]	θ_{is} [$^\circ$]	P [W]	M [Nm]	I [A]	I_{dc} [A]	I_{max} [A]
500	59.4	79.5	138.95	2.6538	2.0000	0.8508	4.4144 ($I_{ref} = 4.35 \text{ A}$)
1000	56.9	78.2	277.28	2.6478	2.0010	1.3462	4.3677 ($I_{ref} = 4.35 \text{ A}$)
1500	53.3	77.2	396.31	2.5230	2.0019	1.7811	4.1660
2000	49.4	77.65	468.04	2.2347	2.0010	2.0450	4.2703
2500	46.1	77.6	514.03	1.9635	2.0010	2.2148	4.3667
3000	43.1	76.8	548.49	1.7459	2.0001	2.3420	4.4060
3500	40.4	76.3	577.55	1.5758	2.0008	2.4497	4.3912
4000	37.9	75.8	602.03	1.4373	2.0001	2.5402	4.3541
4500	35.6	75.8	623.87	1.3239	2.0000	2.6210	4.2974
5000	33.3	74.9	643.17	1.2284	2.0003	2.6927	4.2590
5500	31.2	74.9	660.23	1.1463	2.0008	2.7560	4.2010
6000	29.1	74.2	674.82	1.0740	2.0009	2.8102	4.1566
6500	29	75.2	627.92	0.9225	1.8584	2.5939	3.8436
7000	29	75.1	584.42	0.7973	1.7238	2.3956	3.5690
7500	29	75.1	546.76	0.6962	1.6085	2.2265	3.3310
8000	29	75	513.83	0.6133	1.5073	2.0802	3.1232
8500	29	74.9	484.76	0.5446	1.4183	1.9524	2.9401
9000	29	74.9	458.90	0.4869	1.3401	1.8400	2.7777
10000	29	74.8	414.85	0.3961	1.2068	1.6505	2.5024
11000	29	74.7	378.66	0.3287	1.0978	1.4971	2.2776
12000	29	74.7	348.36	0.2766	1.0076	1.3701	2.0904
13000	29	74.6	322.60	0.2370	0.9307	1.2631	1.9320
14000	29	74.6	300.41	0.2049	0.8652	1.1718	1.7961
15000	29	74.5	281.10	0.1790	0.8079	1.0928	1.6782



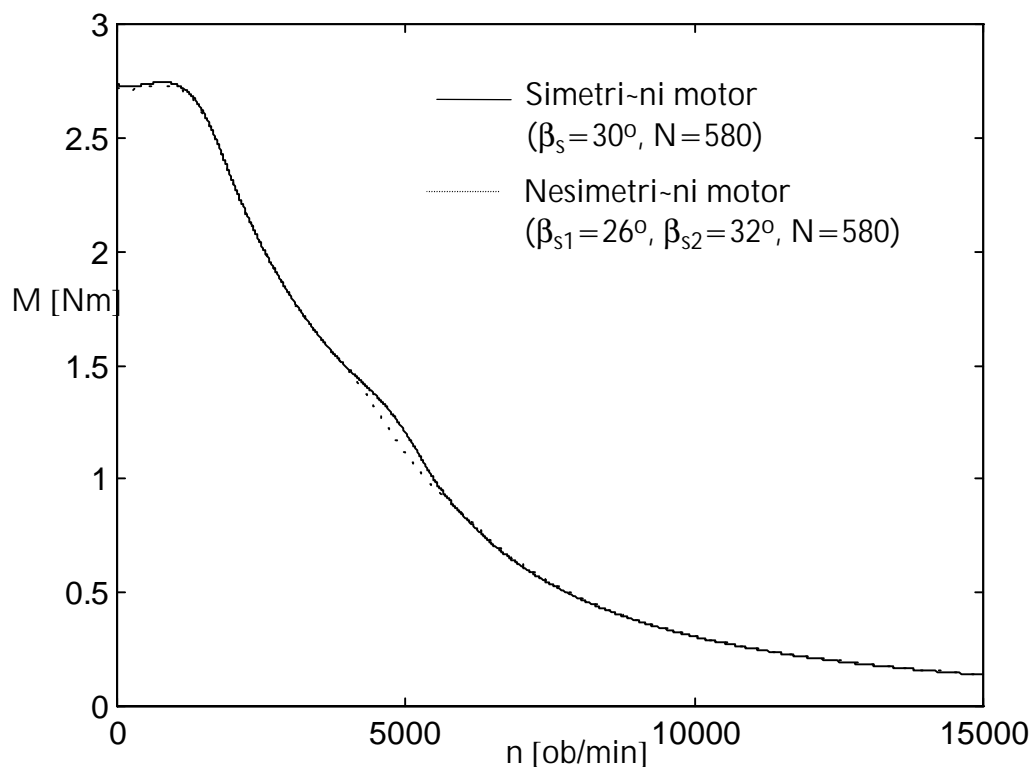
Slika 7.15. Rezultati simulacije za simetri-ni motor kod koga je $N=580$ i $\beta_s=26^\circ$;
 (a) Uglovi θ_{uk} i θ_{is} u funkciji brzine obrtanja motora;
 (b) Struje I , I_{dc} i I_{max} u funkciji brzine obrtanja motora.

Tabela 7.5. Rezultati simulacije za simetri-ni motor kod koga je $\beta_s=32^\circ$ i $N=580$

n [ob/min]	θ_{uk} [$^\circ$]	θ_{is} [$^\circ$]	P [W]	M [Nm]	I [A]	I_{dc} [A]	I_{max} [A]
500	57.1	79.25	144.17	2.7534	2.0011	0.8685	4.2012 ($I_{ref}=4.15A$)
1000	54.2	77.8	288.77	2.7576	2.0007	1.3882	4.1636 ($I_{ref}=4.15A$)
1500	50.1	76.8	414.12	2.6364	2.0011	1.8470	3.9392
2000	45.8	77.1	489.80	2.3386	2.0001	2.1255	3.9657
2500	42.2	76.9	538.56	2.0572	2.0014	2.3061	4.0958
3000	39	76.3	575.07	1.8305	2.0013	2.4411	4.1497
3500	36.1	75.7	604.25	1.6486	2.0005	2.5488	4.1554
4000	33.4	75.1	628.19	1.4997	2.0001	2.6374	4.1397
4500	32	76.5	608.80	1.2919	1.9107	2.5386	3.9031
5000	32	76.4	547.70	1.0460	1.7131	2.2570	3.5045
5500	32	76.3	498.36	0.8653	1.5537	2.0341	3.1804
6000	32	76.2	457.61	0.7283	1.4222	1.8530	2.9123
6500	32	76.1	423.31	0.6219	1.3118	1.7026	2.6871
7000	32	76.1	393.97	0.5374	1.2185	1.5756	2.4952
7500	32	76	368.56	0.4693	1.1371	1.4667	2.3295
8000	32	76	346.30	0.4134	1.0667	1.3722	2.1850
8500	32	75.9	326.64	0.3670	1.0040	1.2893	2.0577
9000	32	75.9	309.12	0.3280	0.9489	1.2160	1.9446
10000	32	75.8	279.23	0.2666	0.8545	1.0921	1.7525
11000	32	75.8	254.65	0.2211	0.7779	0.9913	1.5952
12000	32	75.7	234.08	0.1863	0.7133	0.9076	1.4639
13000	32	75.7	216.59	0.1591	0.6591	0.8370	1.3527
14000	32	75.7	201.54	0.1375	0.6126	0.7766	1.2573
15000	32	75.6	188.46	0.1200	0.5718	0.7243	1.1744



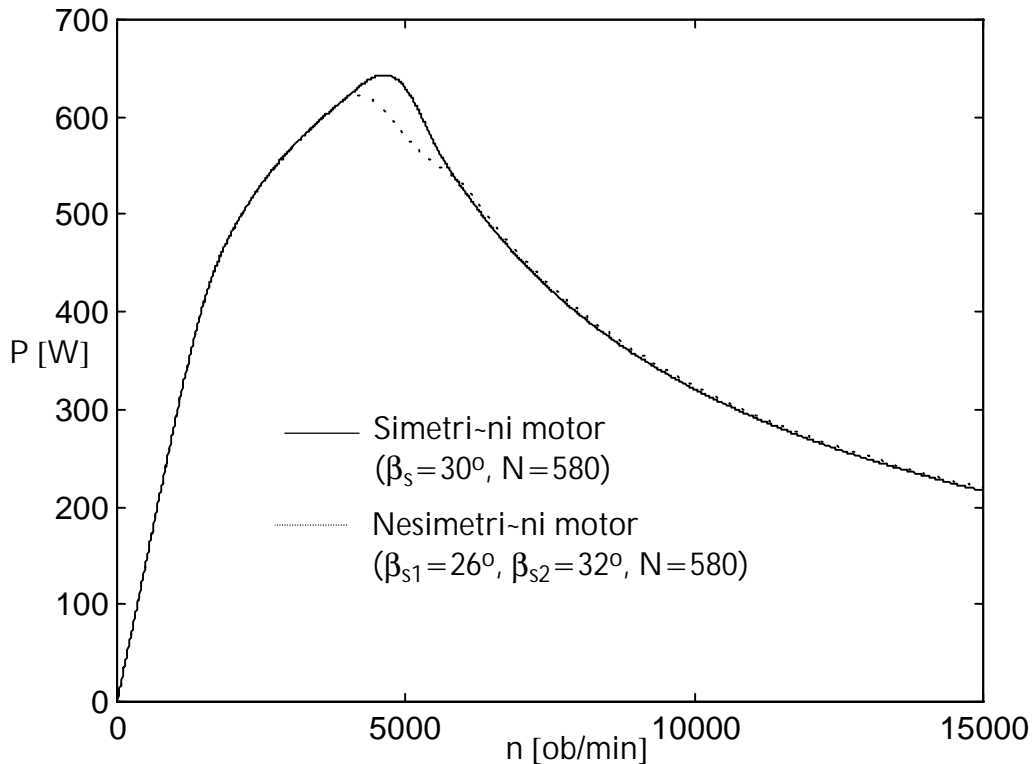
Slika 7.16. Rezultati simulacije za simetri-ni motor kod koga je $N=580$ i $\beta_s=32^\circ$;
 (a) Uglovi θ_{uk} i θ_{is} u funkciji brzine obrtanja motora;
 (b) Struje I , I_{dc} i I_{max} u funkciji brzine obrtanja motora.



Slika 7.17. M - ω karakteristike nesimetri-nog ($\beta_{s1}=26^\circ$, $\beta_{s2}=32^\circ$, $N=580$) i simetri-nog motora ($\beta_s=30^\circ$, $N=580$).

Svi parametri neophodni za simulaciju nesimetri-nog pogona sa nejednakom β (irinom polova statora motora utvrđeni su, kao i u slučaju simetri-nog pogona, na osnovu dimenzija motora. Izuzetak -ini induktivnost za neusaglašene pozicije L_{un} (odnosno parametar S_{min}) koja je kod referentnog simetri-nog motora dobijena mjerenjem. Kod motora sa nejednakom β (irinom polova ova induktivnost za pojedine faze izražunata je uz pomoć jednačine (6.7). S obzirom da jednačina (6.7) ne obezbjeđuje dovoljno precizne rezultate (npr. ne uključuje bočne efekte) izvršena je korekcija izražunatih vrijednosti množenjem sa faktorom korekcije.

Faktor korekcije utvrđen je iz kolonika izmjerene i izračunate vrijednosti neusaglašene induktivnosti referentnog motora.



Slika 7.18. P- ω karakteristike nesimetri-nog ($\beta_{s1}=26^\circ$, $\beta_{s2}=32^\circ$, $N=580$) i simetri-nog motora ($\beta_s=30^\circ$, $N=580$).

7.2.2. Slučaj kada faze nesimetri-nog motora imaju nejednak broj navojaka

Kod motora sa nesimetri-no raspoređenom (irinom polova po fazama mogu}e je izvr{iti sli-nu analizu uticaja varijacije broja navojaka na karakteristike motora kao i u slu-aju motora sa istom (irinom polova svih faza. Da bi se zadovoljili uslovi konstantnosti VA karakteristika pretvara-a i ovdje je potrebno zadovoljiti jedna-ine (7.1) i (7.3), u kojima indeks 1 sada ozna-ava fazu sa su`enim polom, a indeks 2 faze kod kojih su polovi pro{ireni. Me|utim, kod ovih konfiguracija motora, jedna-ina (7.3) ne svodi se na jedna-inu (7.5), jer ne va`i jedna-ina (7.4). Jedna-ina (7.4) mo`e se pisati jedino u obliku:

$$I_{max}/I = I_{1max}/(c_1 I_1) = I_{2max}/(c_2 I_2) = k_j. \quad (7.10)$$

Zamjenom (7.10) u (7.3) dobija se odgovaraju}i uslov za efektivne vrijednosti struja:

$$3 I = c_1 I_1 + 2 c_2 I_2. \quad (7.11)$$

Jedna-ine (7.1) i (7.11) predstavljaju sistem iz kojeg se, za zadato $k=N/N_1$, utvrđuju parametri: N_1 , N_2 , I_1 i I_2 . Konstante c_1 i c_2 mogu se jednostavno utvrditi na osnovu rezultata razmatranog slu-aja ($k=1$) u poglavlju 7.2.1, kao:

$$c_1 = I_{1max} / I_{max},$$

$$c_2 = I_{2max} / I_{max},$$

na osnovu čega se dobijaju približne vrijednosti $c_1=1.04$ i $c_2=0.98$. Za slu-aj $k=1$, takođe važi da je $I=I_1=I_2$, na osnovu čega se iz (7.11) dobija:

$$3 = c_1 + 2 c_2. \quad (7.12)$$

Kombinacijom jedna-ina (7.1), (7.11) i (7.12) dobijaju se sledeće vrijednosti N_1 , N_2 , I_1 i I_2 u funkciji odnosa k :

$$N_1 = N / k,$$

$$N_2 = (3 - c_1) N / (3 - c_1 k), \quad (7.13)$$

$$I_1 = k I,$$

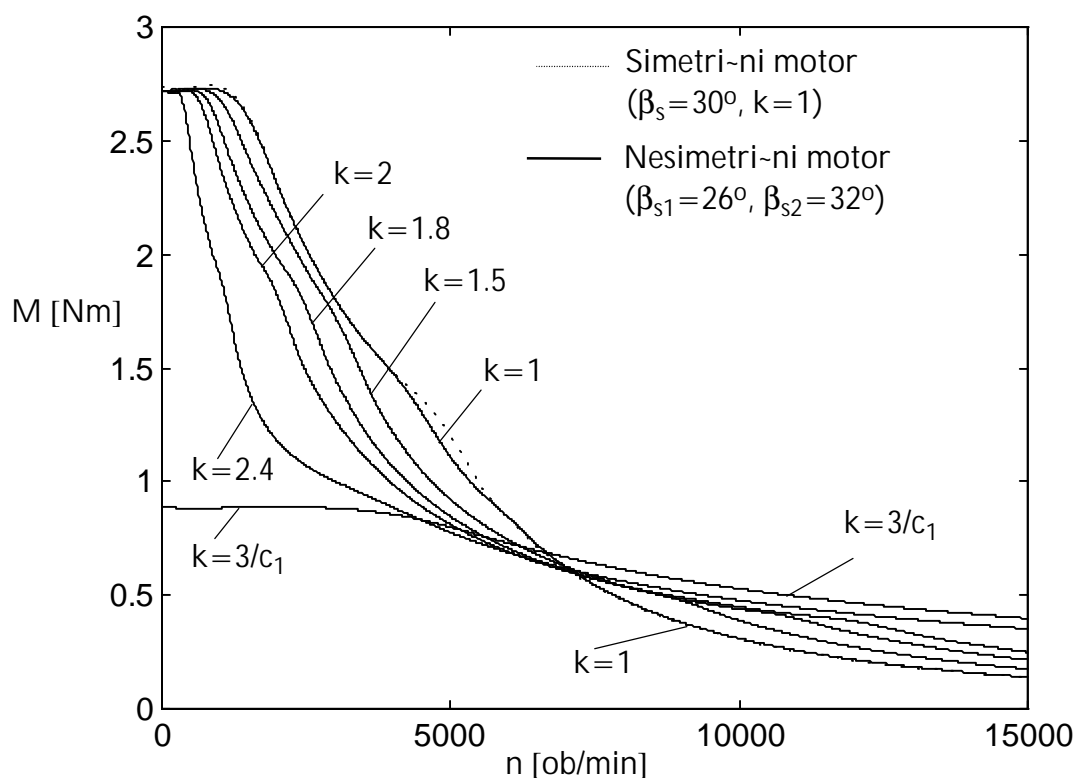
$$I_2 = (3 - c_1 k) I / (3 - c_1).$$

Odnos k u (7.13) mora uzimati vrijednosti u opsegu $1 < k < 3/c_1$ za slu-aj kada je $N_1 < N < N_2$, kao i vrijednosti u opsegu $0 < k < 1$ za slu-aj kada je $N_1 > N > N_2$.

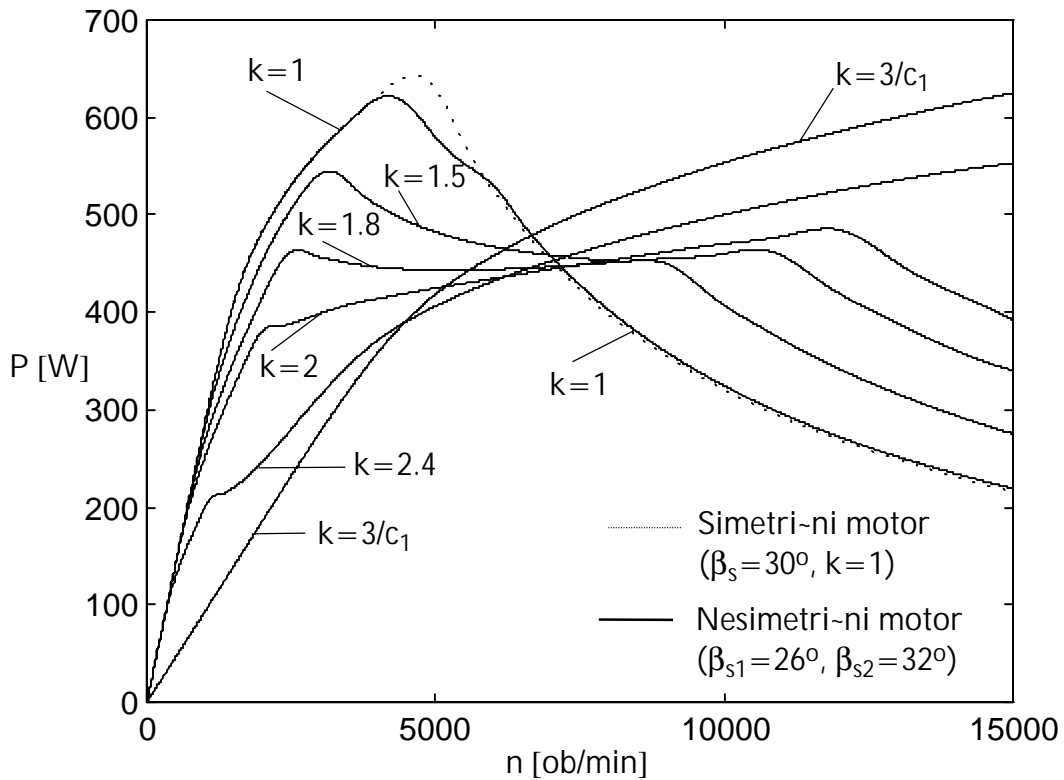
Na slikama 7.19 i 7.20 prikazane su simulacijom dobijene $M-\omega$ i $P-\omega$ karakteristike za nekoliko vrijednosti odnosa k ($1 \leq k \leq 3/c_1$, $N_1 \leq N \leq N_2$) razmatrane konfiguracije pogona, zajedno sa karakteristikama referentnog simetri-nog motora. Poređenjem rezultata sa slika 7.8 i 7.20 može se zaključiti da nesimetri-na konfiguracija sa nejednakom {irinom polova može obezbijediti približno konstantnu snagu ($k=1.8$) još u {irem opsegu brzina u odnosu na konfiguraciju sa jednakom {irinom polova ($k=1.9$). Međutim, proširenje opsega sa konstantnom snagom ostvaruje se na račun smanjenja nivoa snage u odnosu na konfiguraciju sa jednakom {irinom polova. Obrnuti zaključci važe za slu-ajeve kada je $0 \leq k \leq 1$. $M-\omega$ i $P-\omega$ karakteristike za pojedine slu-ajeve $0 \leq k \leq 1$ prikazani su na slikama 7.21 i 7.22.

Radi adekvatnog poređenja $M-\omega$ i $P-\omega$ karakteristika simetri-nog pogona sa karakteristikama nesimetri-nih pogona koji obezbjeđuju približno konstantnu snagu u {irokom dijapazonu brzina, na slikama 7.23 i 7.24 prikazane karakteristike ovih konfiguracija usaglašene preko odgovarajućih stepena prenosa. Rezultati sa slike 7.24 potvrđuju zaključak da optimalan nesimetri-ni pogon sa nejednakom {irinom polova statora motora, iako razvija manju snagu, obezbjeđuje znatno {iri opseg konstantne snage u odnosu na nesimetri-ni pogon sa jednakom {irinom polova. Logično se nameće zaključak da, sa povećanjem razlike u {irini polova

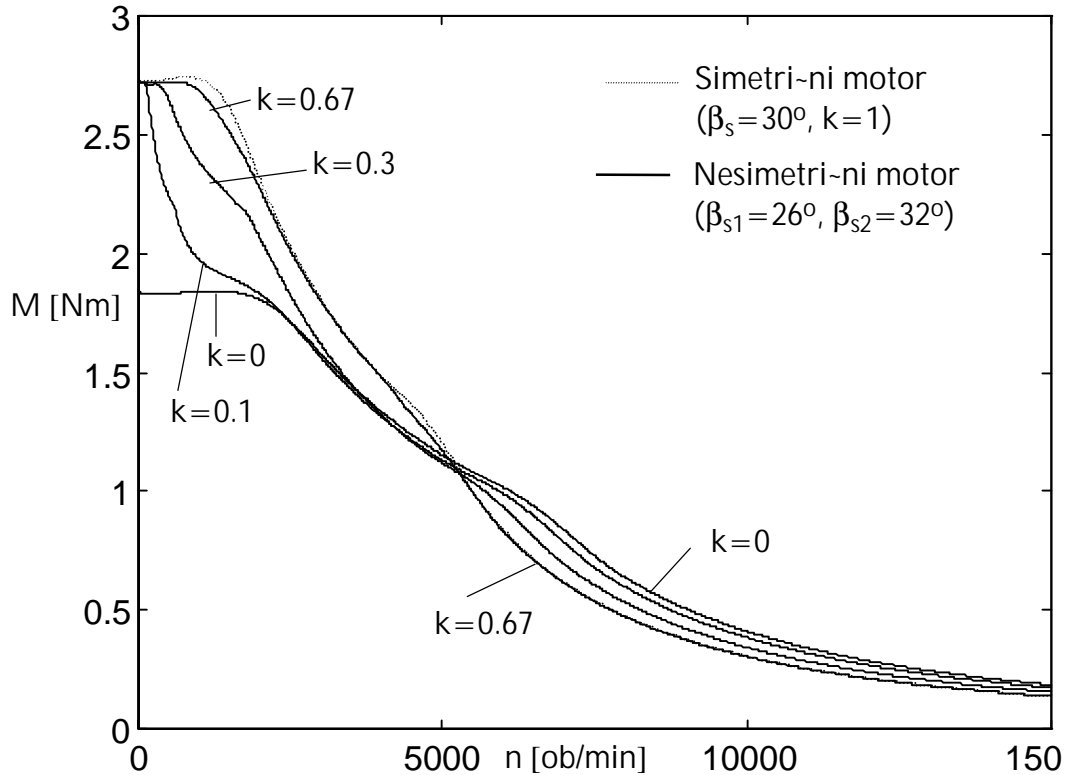
motora, optimalni nesimetri-ni pogon obezbeđuje {iri opseg konstantne snage, ali i manji nivo snage i obrnuto, sa smanjenjem razlike u {irini polova, nesimetri-ni pogon razvija pribli`no konstantnu snagu u manjem dijapazonu brzina, ali i ve}i nivo snage. Na ovaj na-in, utvr`ivanjem optimalnih vrijednosti za β_{s1} , β_{s2} i k , prakti-no je mogu}e projektovati pogon sa zadatim nivoom snage, a da opsegom brzine sa konstantnom snagom bude maksimalan (znatno ve}i opseg od onoga koji bi se postigao ograni-avanjem snage simetri-nog pogona na zadati nivo).



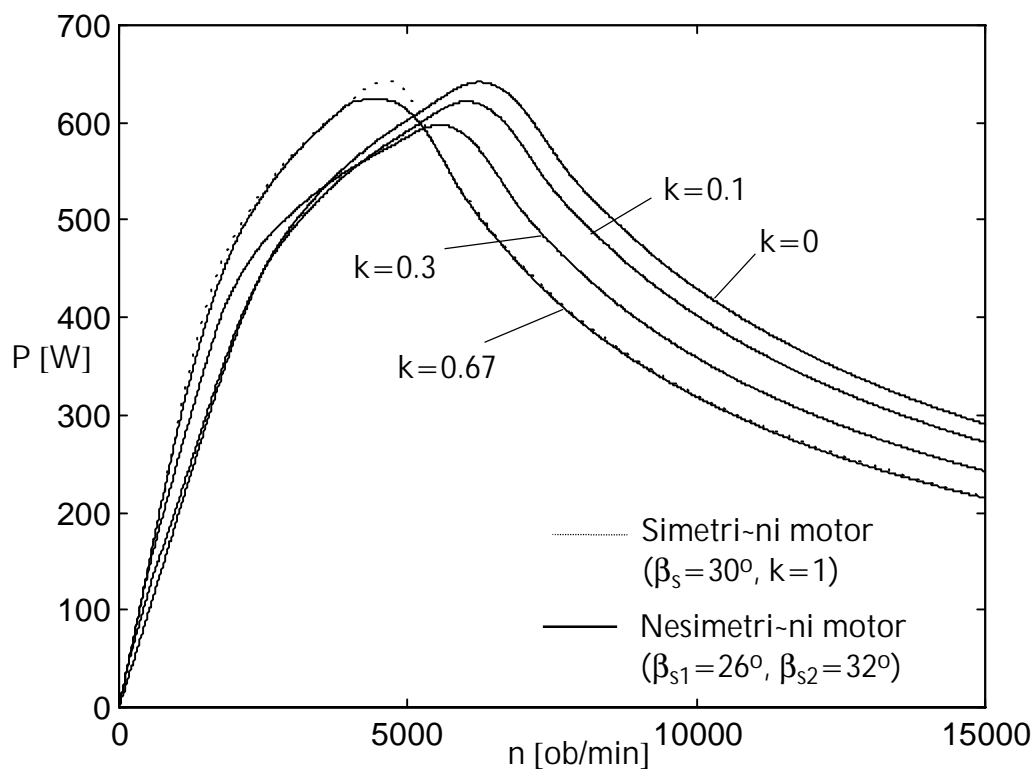
Slika 7.19. M - ω karakteristike za $k=1$, $k=1.5$, $k=1.8$, $k=2$, $k=2.4$ i $k=3/c_1$ nesimetri-nog motora sa $\beta_{s1}=26^\circ$ i $\beta_{s2}=32^\circ$, zajedno sa karakteristikom referentnog simetri-nog motora.



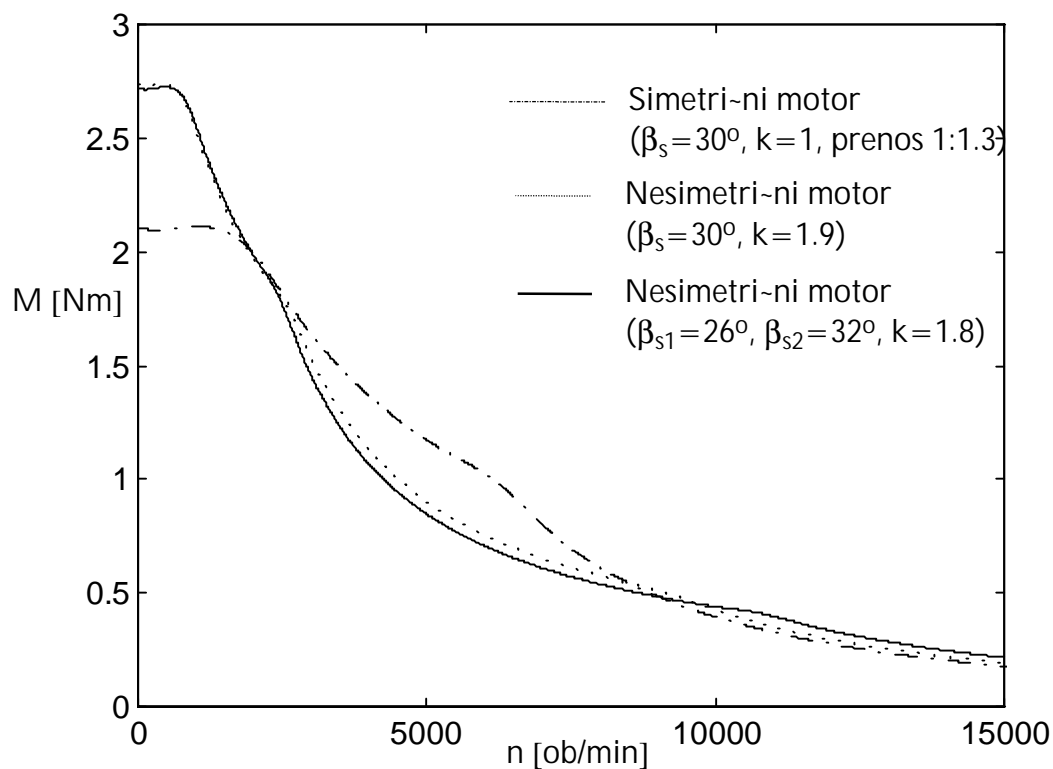
Slika 7.20. P - ω karakteristike za $k=1, k=1.5, k=1.8, k=2, k=2.4$ i $k=3/c_1$ nesimetri-nog motora sa $\beta_{s1}=26^\circ$ i $\beta_{s2}=32^\circ$, zajedno sa karakteristikom referentnog simetri-nog motora.



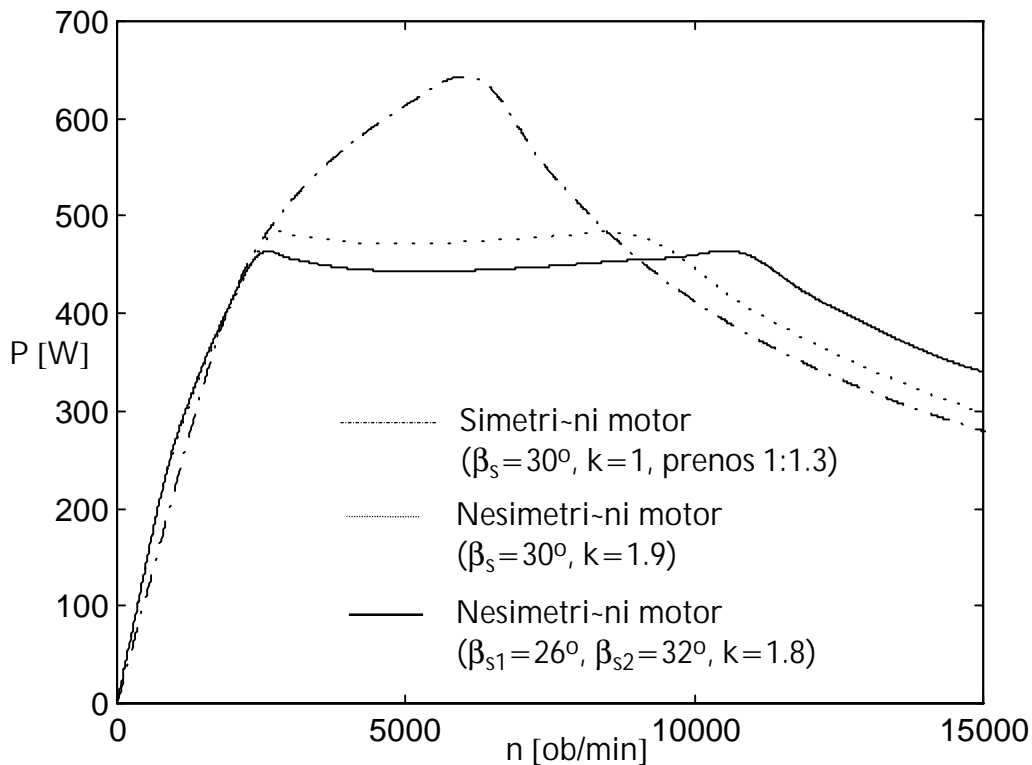
Slika 7.21. M - ω karakteristike za $k=0, k=0.1, k=0.3$ i $k=0.67$ nesimetri-nog motora sa $\beta_{s1}=26^\circ$ i $\beta_{s2}=32^\circ$, zajedno sa karakteristikom referentnog simetri-nog motora.



Slika 7.22. P- ω karakteristike za $k=0$, $k=0.1$, $k=0.3$ i $k=0.67$ nesimetri-nog motora sa $\beta_{s1} = 26^\circ$ i $\beta_{s2} = 32^\circ$, zajedno sa karakteristikom referentnog simetri-nog motora.



Slika 7.23. M- ω karakteristike simetri-nog pogona sa stepenom prenosa 1:1.3 i optimalnih nesimetri-nih pogona (prenos 1:1).



Slika 7.24. P- ω karakteristike simetri-nog pogona sa stepenom prenosa 1:1.3 i optimalnih nesimetri-nih pogona (prenos 1:1).

7.3. Zaključak

U ovoj glavi pokazano je da se, projektovanjem nesimetri-nog pogona s nejednakim brojem navojaka po fazi odnosno nejednakom {irinom polova kod statora motora, mo`e obezbijediti svojevrsno oblikovanje $M-\omega$ i $P-\omega$ karakteristika SRM pogona, a da ukupne maksimalne VA karakteristike pretvara-a budu neznatno promijenjene. Tako|e, pokazano je da, primjenom optimalne kontrole koja maksimizira izlaznu karakteristiku pogona, simetri-ni pogon ne razvija konstantnu snagu u opsegu brzine koji teorijski odgovara re`imu konstantne snage. S druge strane, optimalni nesimetri-ni pogoni, primjenom takve kontrole, ostvaruju opseg pribli`no konstantno snage. Nivo te snage je manji od maksimalne snage koju obezbje|uje simetri-ni pogon, ali je opseg konstantne snage znatno {iri od opsega koji bi ostvarivao simetri-ni pogon, primjenom adekvatne kontrole koja odr`ava njegovu snagu na istom nivou.

Projektovanjem optimalnog nesimetri-nog SRM pogona mogu}e je reducirati ili eliminisati potrebu za vi{estepenim prenosom u odre|enom broju aplikacija (npr. kod elektri-nog automobila cilj je smanjiti broj stepena prenosa). Za konkretnu aplikaciju, optimalni nesimetri-ni pogon nalazi se na osnovu postavljenih zahtjeva u pogledu nivoa snage i {irine opsega konstantne snage, kao i u pogledu gabarita motora.

Jedna od negativnih osobina razmatranih nesimetri-nih konfiguracija je pove}anje pulsacija momenta u odnosu na referentni simetri-ni pogon. Pove}ane pulsacije manifestuju se pri ve}im brzinama kada dvije "sporije" faze trofaznog motora proizvode znatno manji momenat od tre}e "brze" faze. Kod nesimetri-ne konfiguracije sa nejednakom {irinom polova ve}e pulsacije javljaju se i pri malim brzinama.

Rezultati istra`ivanja u ovoj glavi otvaraju potrebu za razmatranjem -itavog niza pitanja vezanih za nesimetri-ni SRM pogon. Neka od njih odnose se na:

- Analiziranje nesimetri-nih konfiguracija kod kojih motor ima -etiri, pet ili vi{e faza (u ovom radu je analizirana samo varijanta trofaznog 6/4 motora). Tu spadaju analize vezane za konfiguracije kod kojih jedna, dvije ili vi{e faza imaju druga-iji broj navojaka ili {irinu pola statora.
- Razmatranje magnetnih gubitaka u `eljezu nesimetri-nog SRM-a. Posebno bi trebalo staviti naglasak na uticaj visokog zasi}enja u polovima statora na magnetne gubitke.
- Detaljnu analizu me|usobnog uticaja faza kod nesimetri-ne konfiguracije, naro-ito kod motora sa -etiri, pet ili vi{e faza, gdje je preklapanje strujnih impulsa znatno izra`eno.
- Razmatranje ostalih topologija nesimetri-nog pogonskog pretvara-a (u radu razmatran samo klasi-ni pretvara-). Potrebno je istra`iti u kojoj mjeri izbor topologije pretvara-a uti-e (pozitivno ili negativno) na karakteristike nesimetri-nog pogona. Tako|e, potrebno je utvrditi VA karakteristike razli-itih topologija pretvara-a nesimetri-nog pogona i porediti ih sa VA karakteristikama pretvara-a adekvatnog simetri-nog pogona.
- Detaljno analiziranje veze izme|u vidova nesimetrije i talasnosti momenta.
- Analiziranje buke i mehani-kih vibracija vezanih za nesimetri-ni SRM pogon.

8. Zaključak

8.1. Pregled rezultata rada

Predmet naučnog istraživanja u ovoj disertaciji je analiziranje mogućnosti proširenja opsega konstantne snage SRM pogona primjenom nesimetrične konfiguracije motora i pogonskog pretvarača.

Zahvaljujući jednostavnoj i robustnoj konstrukciji SRM-a, kao i nizu drugih njegovih pozitivnih osobina, SRM pogoni nalaze primjenu u velikom broju aplikacija. Glavne oblasti primjene SRM-a su električna vuča i oblast kućnih aparata, gdje je od neobične važnosti široka oblast rada u režimu konstantne snage. Zbog toga su do danas izvršena brojna istraživanja u pravcu optimizacije geometrije motora, topologije pretvarača i kontrolne strategije, da bi se obezbijedilo projektovanje SRM pogona sa što širim opsegom konstantne snage. Pri tom, svi dosadašnji uloženi naponi za rešavanje tog problema bili su usmjereni ka projektovanju simetričnog SRM pogona.

Rezultati novijih istraživanja ukazuju da simetrični SRM pogon, u slučaju kada se primjenjuje optimizovana kontrola koja maksimizira njegovu izlaznu karakteristiku, ne obezbjeđuje konstantnu snagu u opsegu brzine obrtanja koji teorijski odgovara režimu konstantne snage, već da nivo snage u tom opsegu može značajno varirati. Zbog toga je, u cilju obezbjeđenja opsega konstantne snage, neophodno primijeniti kontrolu koja u znatnoj mjeri redukuje maksimalni potencijal simetričnog pogona. U cilju prevazilaženja tog problema, u ovoj disertaciji analizirana je mogućnost projektovanja nesimetričnog SRM pogona koji će obezbijediti opseg približno konstantne snage, u slučaju kada se primjenjuje optimalna kontrola, a koji će, uz to, biti bliži od opsega koji može pružiti odgovarajući simetrični pogon na istom nivou izlazne snage. Da bi se ostvario postavljeni zadatak neophodno je bilo razviti sistematičan pristup za projektovanje nesimetričnog SRM pogona.

U ovoj disertaciji obrađena su dva važna problema vezana za projektovanje i kontrolu SRM-a, a to su:

- (a) Problem modelovanja i simulacije rada nesimetričnog SRM-a i
- (b) sistematičan pristup projektovanju nesimetričnog SRM pogona.

Ostvarenje glavnog zadatka rada tj. rešenje problema (b), u direktnoj je vezi sa rešenjem problema (a). Takođe, uspješno projektovanje nesimetričnog pogona moguće je ostvariti jedino uz korišćenje brzog i dovoljno preciznog modela SRM-a, inkorporiranog u odgovarajućem softverskom alatu.

Može se zaključiti da je problem modelovanja nesimetri-nog SRM-a uspješno riješen. Pri tome, razvijeni model pogodan je za projektovanje i simulaciju rada kako nesimetri-nog tako i simetri-nog SRM-a. Ulazni parametri modela su: geometrijske dimenzije motora, broj navojaka, dio magnetnih osobina željeza i samo jedna magnetizirajuća Ψ -i ta-ka odnosno induktivnost faze za neusaglašeni položaj rotora. Zbog ovih osobina, kao i zbog svoje jednostavnosti, brzine i efikasnosti, razvijeni model može se koristiti u fazi projektovanja SRM pogona kao podrška u traženju optimalne geometrije motora, optimalnog broja navojaka, izboru topologije pogonskog pretvarača i dimenzionisanju poluprovodni-kih elemenata. Model obezbjeđuje dobijanje dobrih talasnih oblika struje i momenta u dinamičkom režimu, pa se uspješno može koristiti u optimizaciji kontrole, kao na primjer: optimizacija kontrolnih uglova u cilju maksimizacije M/ω karakteristike, oblikovanje struje u cilju minimizacije pulsacija momenta ili oblikovanje struje u cilju maksimizacije odnosa momenat / struja.

Uz podršku softverskog alata baziranog na razvijenom modelu SRM-a izvršeno je razmatranje nekoliko nesimetri-nih konfiguracija SRM pogona, kroz konkretan primjer projektovanja. Za pojedine konfiguracije utvrđene su optimalne konstrukcije motora koje obezbjeđuju režim konstantne snage pogona u slučaju primjene optimalne kontrole. Pokazano je da optimalni nesimetri-ni pogon sa nesimetri-*no* raspoređenim brojem navojaka po fazama motora, može ostvariti isti opseg konstantne snage u odnosu na odgovarajući simetri-ni pogon. Kako su istraživanja pokazala, još isti opseg konstantne snage moguće je postići kod nesimetri-nog pogona kod *asim*-ijeg motora su, pored nesimetrije u pogledu nejednakosti broja navojaka, polovi statora nesimetri-*no* raspoređeni i imaju nejednaku distribuciju po fazama. Pored toga, utvrđeno je da se razmatrane nesimetri-*ne* konfiguracije mogu isprojektovati tako da zadovoljavaju, unutar određenih granica, unaprijed postavljeni zahtjev u pogledu izlaznih karakteristika. Pri tome, sve varijacije razmatranih nesimetri-nih konfiguracija zahtijevaju, u odnosu na odgovarajući simetri-*nu* konfiguraciju, iste ukupne VA karakteristike energetskog pretvarača.

8.2. Nedostaci i ograničenja

Osnovni nedostatak razvijenog modela ogleda se u neophodnosti poznavanja induktivnosti faze pri neusaglašenom položaju rotora koja predstavlja ulazni parametar modela. Ova induktivnost, korištenim jednacina, ne može se, generalno posmatrano, dovoljno precizno izračunati. Visok stepen preciznosti, na dosadašnjem nivou znanja, može se ostvariti jedino uz pomoć trodimenzionalne FE analize koja uzima u obzir i božna rasipanja fluksa. U tom smislu, za dobijanje visoko pouzdanog softvera namijenjenog simulaciji rada SRM-a koji ne zahtijeva mjerenja na motoru, neophodno je pored razvijenog modela u njemu ugraditi i trodimenzionalni FE postupak za određivanje vrijednosti neusaglašene induktivnosti.

Osnovni nedostak razmatranih nesimetričnih konfiguracija SRM pogona je {to maksimalni nivo snage koji razvija nesimetrični pogon opada sa povećanjem opsega konstantne snage. Ova osobina naročito je negativna u slučaju aplikacija koje ne zahtijevaju regulaciju brzine, već samo razvijanje {to veće snage pri nominalnoj brzini. Druga negativna osobina nesimetrične konfiguracije je izraženija talasnost momenta u odnosu na simetričnu konfiguraciju. Povećana talasnost naročito je evidentna kod konfiguracije sa nejednakom {irinom polova statora. Kod ove konfiguracije prisutna je još jedna negativna osobina, a to je neravnomjerno raspoređen fluks unutar željeza motora. Naime, kod u`ih polova statora magnetno polje ulazi znatno dublje u zasićenje nego kod {irih polova i ostalih djelova željeza. Ovo doprinosi neravnomjernoj prostornoj raspoređenosti magnetnih gubitaka u željezu motora, a time se javlja opasnost od pojave tzv. "vrućih" tačaka.

8.3. Smjernice i predlozi za dalji rad

Rezultati istraživanja izloženi u ovoj disertaciji otvaraju širok dijapazon daljih istraživanja koja je potrebno sprovesti u cilju detaljnog ispitivanja svih osobina nesimetričnog SRM pogona. Neka od mogućih istraživanja odnose se na razmatranje magnetnih gubitaka u željezu motora, kao i analiziranje stepena talasnosti momenta, buke i mehaničkih vibracija koji se javljaju kod ovog pogona. Također, neophodno je ispitati mogućnost korištenja ostalih topologija pogonskog pretvarača za napajanje nesimetričnog SRM-a.

U ovoj disertaciji sva istraživanja odnosila su se na pogone sa trofaznim 6/4 nesimetričnim SRM-om. Neispitane ostaju konfiguracije sa nesimetričnim motorom koji ima drugačiji broj polova i faza.

DODATAK A

A.1. Pribli`ni postupak za ra-unanje momenta na bazi razvijenog modela SRM-a

U glavi 6 razvijen je model SRM-a koji omogu}ava simulaciju njegovog rada. Model pru`a analiti-ke jedna-ine na osnovu kojih se mogu utvrditi trenutne vrijednosti struje i momenta za bilo koju brzinu obrtanja motora, a time pru`a mogu}nost za ispitivanje njegovih stati-kih i dinami-kih karakteristika. Ipak, odre|ivanje momenta na osnovu analiti-kih jedna-ina koje model obezbje|uje nije po`eljno, jer je izraz jako glomazan, pa ga je te{ko primijeniti u procesu simulacije, a da se to zna-ajno ne odrazi na njeno trajanje. Zbog toga se name}e potreba razvoja pribli`nog postupka za utvr|ivanje vrijednosti momenta u procesu simulacije koji ne}e, u ve}oj mjeri, ugroziti du`inu njenog trajanja.

Jedan od na-ina ra-unanja elektromagnetnog momenta SRM-a na bazi razvijenog modela, opisanog u poglavlju 6.2, je nala`eljem odgovaraju}eg izraza iz jedna-ine (6.83) nakon {to se u nju uvrsti izraz (6.80). S obzirom da su u jedna-ini (6.80) promjenljive c_{01} , c_{02} , c_{03} , c_{04} i c_{05} funkcije polo`aja rotora θ to se, re{enjem jedna-ine (6.80), dobija prili-no glomazan izraz. Zbog toga je jednostavnije momenat tra`iti po pribli`noj formuli:

$$M_e(\Psi, \theta) = -\frac{\Delta W_{mo}(\Psi, \theta)}{\Delta \theta} = -\frac{W_{mo}(\Psi, \theta) - W_{mo}(\Psi, \theta_p)}{\theta - \theta_p}, \quad (\text{A.1})$$

pri -emu θ odgovara n -tom odbirku tj. datom polo`aju rotora, a θ_p prethodnom odbirku ugla (odbirak $n-1$) tj. prethodnom polo`aju rotora ($\theta - \Delta\theta$). Za ra-unanje momenta po jedna-ini (A.1) neophodno je utvrditi na osnovu (6.80) magnetnu energiju $W_{mo}(\Psi, \theta)$ za trenutni polo`aj i obuhvatni fluks, ali i fiktivnu vrijednost energije $W_{mo}(\Psi, \theta_p)$ za prethodni polo`aj rotora i trenutni obuhvatni fluks. Ovaj na-in je implementiran u program za simulaciju pogona sa SRM-om.

S druge strane, momenat je mogu}e ra-unati i na osnovu relacije:

$$M_e = dW_{meh} / d\theta = d(W_{iz} - W_m) / d\theta, \quad (\text{A.2})$$

gdje je $W_{meh} = W_{iz} - W_m$ ostvarena mehani-ka energija, W_{iz} ulo`ena elektri-na energija i W_m energija magnetnog polja. Prakti-na primjena ovog na-ina mora biti u diskretnom obliku i to u vidu jedna-ine:

$$M_e = (\Delta W_{iz} - \Delta W_m) / (\theta - \theta_p), \quad (\text{A.3})$$

gdje je $\Delta W_{iz} = W_{iz} - W_{izp}$ razlika ulo`ene energije izvora W_{iz} u trenutnom polo`aju θ i energije izvora W_{izp} u prethodnom diskretnom polo`aju θ_p , a $\Delta W_m = W_m - W_{mp}$

razlika akumulisane magnetne energije W_m u trenutnom polo`aju θ i akumulisane magnetne energije W_{mp} u prethodnom diskretnom polo`aju θ_p . Prira{taj energije izvora ΔW_{iz} mo`e se ra-unati kao:

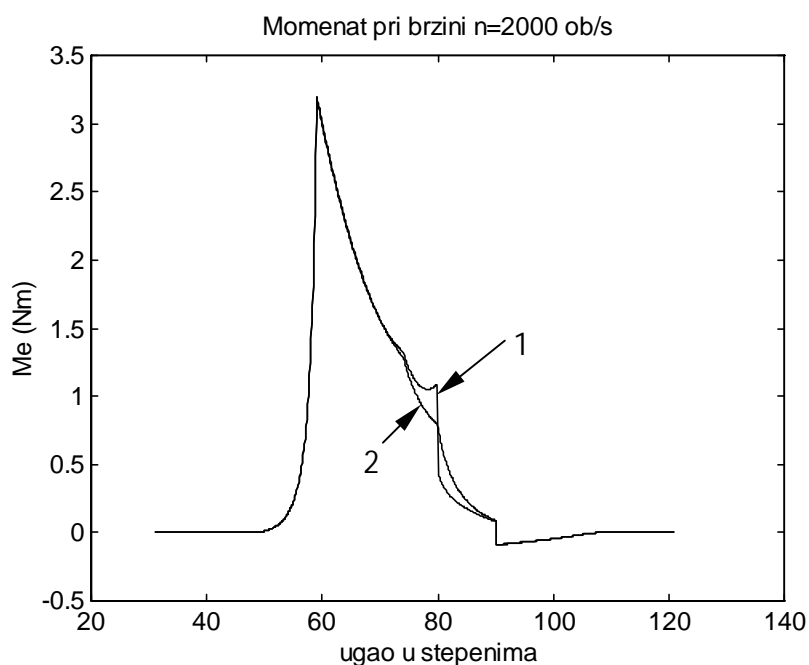
$$\Delta W_{iz} \approx e i \Delta t = i \Delta \Psi, \quad (\text{A.4})$$

ili preciznije kao:

$$\Delta W_{iz} \approx \Delta \Psi (i + i_p) / 2. \quad (\text{A.5})$$

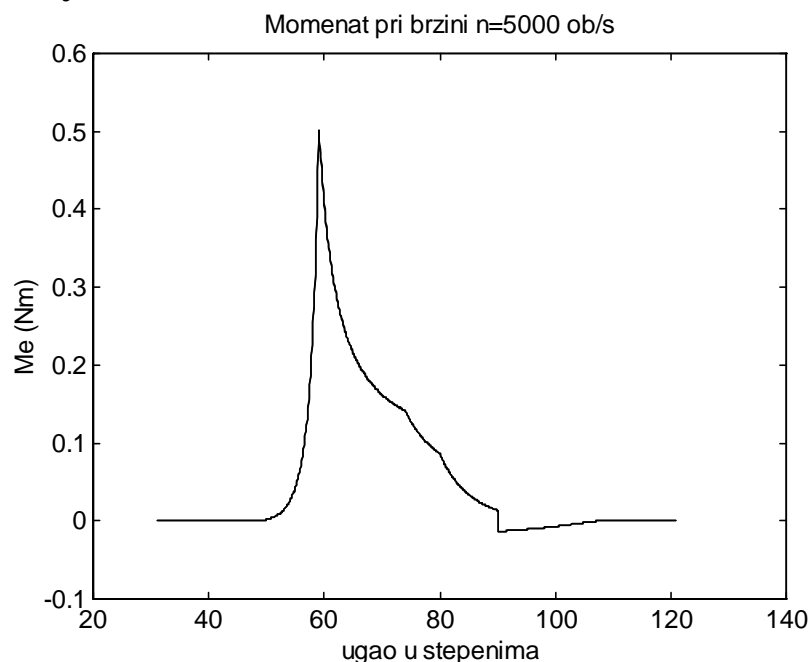
U jedna-inama (A.4) i (A.5) e predstavlja elektromotornu silu, $\Delta \Psi = \Psi - \Psi_p$ prira{taj obuhvatnog fluksa u posmatranom diskretnom intervalu vremena, dok su i i i_p vrijednosti struje u polo`ajima θ i θ_p , respektivno. Za ra-unanje prira{taja akumulisane magnetne energije potrebno je, u svakom koraku simulacije, izra-unati vrijednost magnetne energije W_m na osnovu relacije (6.79), dok energija W_{mp} predstavlja energiju W_m sra-unatu u prethodnom koraku ra-unanja tj. u prethodnom diskretnom polo`aju.

Oba diskretna metoda ra-unanja momenta programski su realizovana i pore|ena, a rezultati su pokazali nedostatke poslednje metode, odnosno superiornost metode realizovane na osnovu jedna-ine (A.1). Na slici A.1 dati su dobijeni talasni oblici momenta u funkciji ugla za obje pomenute metode, na primjeru trofaznog 6/4 motora (Motor I iz Tabele 6.1.) pri brzini od 2000ob/min. Mo`e se primijetiti da se rezultati dobro poklapaju sve dok se polo`aj rotora ne pribli`i usagla`enoj poziciji. Srednja vrijednost momenta za oba metoda je isti i iznosi $M_{sr} = 1.4277 \text{ Nm}$.



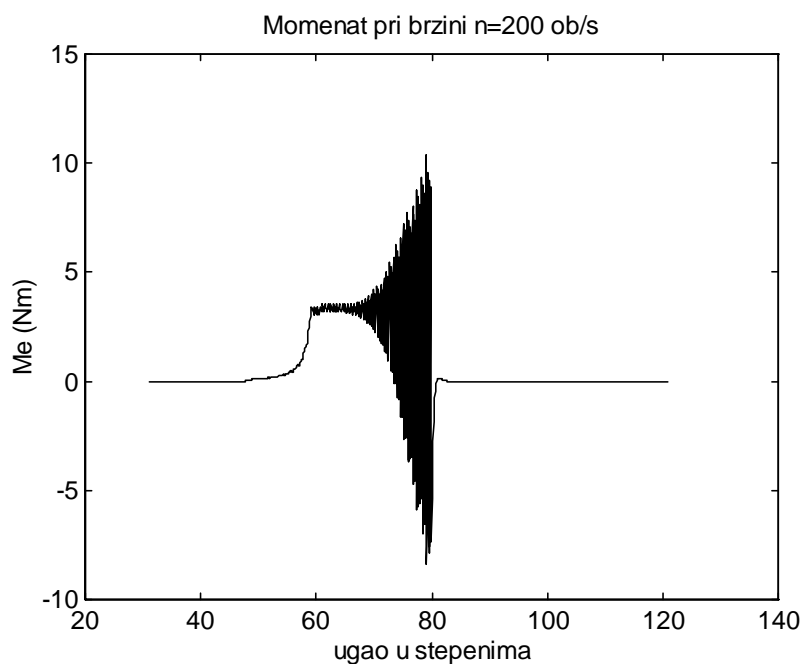
Slika A.1. Momenat u funkciji polo`aja za Motor I pri brzini 2000 ob/min (1- na bazi jedna-ine (A.3), 2- na bazi jedna-ine (A.1)).

Sa pove}anjem brzine razlike u rezultatima izme|u dva metoda postaju sve manje. Tako, na primjer, pri brzini od 5000ob/min rezultati se prakti-no poklapaju, {to se mo`e vidjeti na slici A.2.



A.2. Momenat u funkciji ugla za Motor I pri brzini 5000 ob/min ($M_{sr} = 0.1698$ Nm).

Na slici A.3. dati su rezultati simulacije istog motora pri brzini 200ob/min dobijeni metodom na bazi jedna-ine (A.3). Ovdje se mo`e uo-iti da ra-unanje pomo}u jedna-ine (A.3) stvara probleme u vidu oscilovanja rezultata naro-ito u oblasti oko usagla{ene pozicije rotora, {to nije slu-aj kod metode na bazi jedna-ine (A.1).



Slika A.3. Momenat u funkciji polo`aja pri brzini 200ob/min dobijen metodom na bazi jedna-ine (A.3).

Sa daljim smanjenjem brzine i pove}anjem zadate struje oscilacije metode bazirane na jedna-ini (A.3) postaju sve izra`enije. Smanjivanjem koraka ra-unanja nije se postizalo nikakvo pobolj{anje. Ovo jasno ukazuje na nedostatak pomenute metode. Pri tom, bitno je napomenuti da su izra-unate srednje vrijednosti momenta bile iste za oba metoda, za bilo koju brzinu obrtanja motora.

Nedostatak metode na bazi jedna-ine (A.3) mogu}e je uo-iti posmatranjem Ψ -i krivih dva susjedna diskretna polo`aja θ i θ_p , {to je ilustrovano na slici A.4. Na slici A.4(a) prikazan je prira{taj energije ΔW_{iz} , na slici A.4(b) magnetna energija W_{mp} , na slici A.4(c) magnetna energija W_m , dok je na slici A.4(d) prikazan prira{taj mehani-ke energije u jednom koraku ΔW_{meh} . Trenutna vrijednost momenta predstavlja koli-nik {rafirane povr{ine sa slike A.4(d) i prira{taja ugla $\Delta\theta = \theta - \theta_p$. [rafirana povr{ina na slici A.4(d) oivi-ena je sa tri krive, od kojih su dvije matemati-ki definisane zavisnostima $i(\Psi, \theta = \text{const})$ i $i(\Psi, \theta_p = \text{const})$, dok je tre}a koja spaja ta-ke (i_p, Ψ_p) i (i, Ψ) aproksimirana pravom linijom. Aproksimacija pravom linijom na prvi pogled izgleda sasvim regularno, s obzirom na mali diskretni korak prilikom ra-unanja. Me|utim, ako se razmatra slu-aj izuzetno malih brzina kada su uglovi θ i θ_p toliko bliski da su im Ψ -i zavisnosti prakti-no podudarne i ako se, pri tom, posmatra dio u kome je Ψ -i zavisnost jako nelinearna, dolazi se do druga-ijeg zaklju-ka. Radi jasnijeg uo-avanja nedostatka ovog metoda, prikazane Ψ -i krive, na slici A.5, za polo`aje θ_p i θ se podudaraju, a izme|u vrijednosti Ψ i Ψ_p odnosno i i i_p postoji znatna razlika. Stvarni trenutni momenat za slu-aj sa slike bio bi jednak koli-niku izuzetno male povr{ine ΔW_{meh} i izuzetno malog prira{taja ugla $\theta - \theta_p$. Me|utim, kod metode na osnovu jedna-ine (A.3), stvarnom prira{taju ΔW_{meh} dodaje se {rafirana povr{ina sa slike A.5, {to uti-e da izra-unati trenutni momenat ima vi{estruko ve}u vrijednost. Na osnovu jedna-ine (A.5), imaju}i u vidu (A.3), mo`e se dalje zaklju-iti da }e u slu-aju $\Psi > \Psi_p$ biti znatno pove}ana vrijednost momenta, dok u slu-aju $\Psi < \Psi_p$ biti znatno smanjena vrijednost izra-unatog momenta u odnosu na stvarni. Ovo obja}njava oscilacije pri manjim brzinama, u re`imu ograni-avanja struje, kada se javljaju gre{ke u vidu pozitivnih i negativnih pulsacija oko stvarne vrijednosti. Gre{ke se, me|utim, javljaju i pri ve}im brzinama (ve}im od osnovne brzine), a izra`ene su u oblasti oko usagla{ene pozicije rotora. Naime, u tim pozicijama rotora, pri ve}im vrijednostima fluksa, zavisnost Ψ -i je jako nelinearna i susjedne Ψ -i krive (za polo`aj θ i θ_p) su mnogo bliskije nego u ostalim regionima, -ime se posti`e efekat sli-an onom kod manjih brzina.

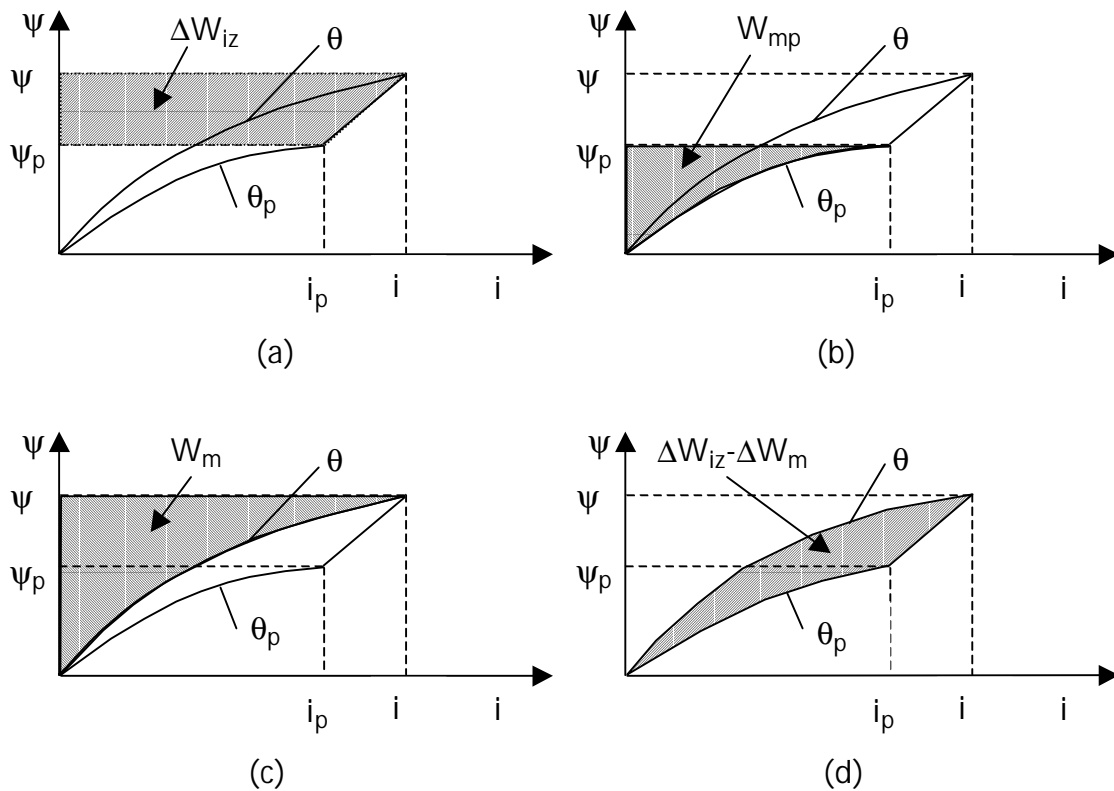
Da je ra-unanje momenta na osnovu jedna-ine (A.1) preciznije u odnosu na ra-unanje pomo}u jedna-ine (A.3) mo`e se vidjeti ako se u jedna-inu (A.3) uvrsti preciznije sra-unato ΔW_{iz} u odnosu na jedna-ine (A.4) i (A.5). Naime, matemati-ki precizno ra-unanje ΔW_{iz} ostvaruje se re{enjem integrala:

$$\Delta W_{iz} = \int_{t_p}^t e i dt = \int_{t_p}^t \frac{d\Psi}{dt} i dt = \int_{\Psi_p}^{\Psi} i d\Psi, \quad (\text{A.6})$$

gdje t_p i Ψ_p označavaju vrijeme i fluks u prethodnom diskretnom položaju θ_p , a t i Ψ vrijeme i fluks za trenutni položaj θ . Poslednji izraz u jednačini (A.6) je najpogodniji za računanje ΔW_{iz} , mada se ni sa njim promjena energije izvora ne može tačno izračunati s obzirom da je struja funkcija fluksa i ugla tj. $i = i(\Psi, \theta)$, pa se prilikom promjene fluksa od Ψ_p do Ψ mijenja i ugao od θ_p do θ koji je nezavisna promjenljiva. Međutim, ako se smatra da je korak $\Delta\theta = \theta - \theta_p$ dovoljno mali tako da su Ψ - i zavisnosti za položaje θ i θ_p približno iste, može se smatrati da na tom intervalu približno važi: $i(\Psi, \theta) = i(\Psi)$, pa se jednačina (A.6) može napisati kao:

$$\Delta W_{iz} = \int_{\Psi_p}^{\Psi} i(\Psi, \theta = \theta_p) d\Psi = W_m(\Psi, \theta_p) - W_m(\Psi_p, \theta_p). \quad (\text{A.7})$$

Ako se sada jednačina (A.7) uvrsti u jednačinu (A.3) dobija se, s obzirom da je: $W_m(\Psi, \theta) - W_m(\Psi, \theta_p) = W_{mo}(\Psi, \theta) - W_{mo}(\Psi, \theta_p)$, izraz koji je istovjetan izrazu (A.1).

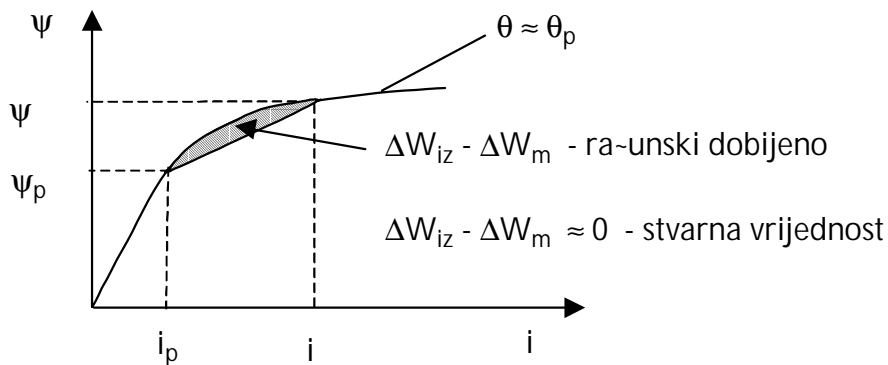


Slika A.4. Ilustracija za ΔW_{iz} , W_{mp} , W_m i $\Delta W_{iz} - \Delta W_m$.

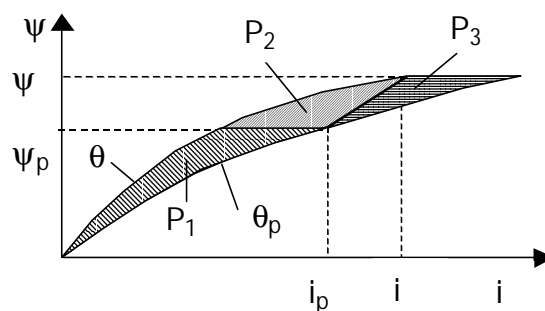
Preciznost računanja momenta na osnovu jednačine (A.1) može se verifikovati ako se izračuna moment na bazi jednačine:

$$M_e(\Psi, \theta) = - \frac{W_{mo}(\Psi, \theta) - W_{mo}(\Psi, \theta_p)}{\theta - \theta_p}, \quad (\text{A.8})$$

pa se porede rezultati dobijeni na osnovu jedna-ine (A.1) i jedna-ine (A.8). Stvarna srednja vrijednost momenta na intervalu $\Delta\theta$ mora biti negdje izme|u vrijednosti dobijenih na osnovu (A.1) i (A.8), {to se mo`e zaklju-iti posmatranjem konkretne situacije prikazane na slici A.6. Naime, na osnovu jedna-ine (A.8) momentat ima vrijednost $P_1/\Delta\theta$, na osnovu jedna-ine (A.1) ima vrijednost $(P_1+P_2+P_3)/\Delta\theta$, dok stvarni srednji momentat u intervalu $\Delta\theta$ ima vrijednost $(P_1+P_2)/\Delta\theta$. Grani-na linija izme|u povr{ina P_2 i P_3 predstavlja radnu Ψ - i zavisnost u vremenskom intervalu od prethodnog diskretnog polo`aja θ_p do trenutnog diskretnog polo`aja θ . Bez obzira na stvarni oblik Ψ - i radne krive u intervalu od θ_p do θ , ona mora, -itavim dijelom, prolaziti kroz povr{ine P_2 i P_3 (razmatrani slu-aj je kada fluks od polo`aja θ_p do θ raste). S druge strane, simulacijom dobijeni rezultati na bazi jedna-ina (A.1) i (A.8), za dovoljno mali korak $\Delta\theta$, prakti-no se poklapaju. Prakti-no poklapanje rezultata posti`e se pri koraku $\Delta\theta=0.1^\circ$, dok je u svim dobijenim rezultatima na bazi razvijenog modela kori{ten manji korak ($\Delta\theta\leq 0.05^\circ$).



Slika A.5. Ilustracija gre{ke u izra-unavanju $\Delta W_{iz} - \Delta W_m$ na osnovu jedna-ine (A.5) za blisko θ i θ_p .



Slika A.6. Ilustracija prira{taja energije mehani-kog podsistema u koraku $\Delta\theta$:
 $P_1 + P_2$ - stvarni prira{taj; P_1 - prira{taj koji se dobija jedna-inom (A.8);
 $P_1 + P_2 + P_3$ - prira{taj koji se dobija jedna-inom (A.1).

DODATAK B

B.1. Eksperimentalno utvrđivanje statičkih Ψ -i zavisnosti SRM-a

U cilju verifikacije razvijenog modela SRM-a izvršeno je eksperimentalno utvrđivanje statičkih Ψ -i karakteristika motora. Izišli su podaci dati u Tabeli 6.9. Statičke Ψ -i zavisnosti utvrđene su za diskretne položaje rotora od neusaglašene ($\theta=45^\circ$) do usaglašene pozicije ($\theta=90^\circ$) sa korakom od 5° . Radi dobijanja pouzdanih rezultata mjerenje je izvršeno na dva načina i to: (a) pomoću fluksmetra, (b) pomoću A/D konvertora i računara.

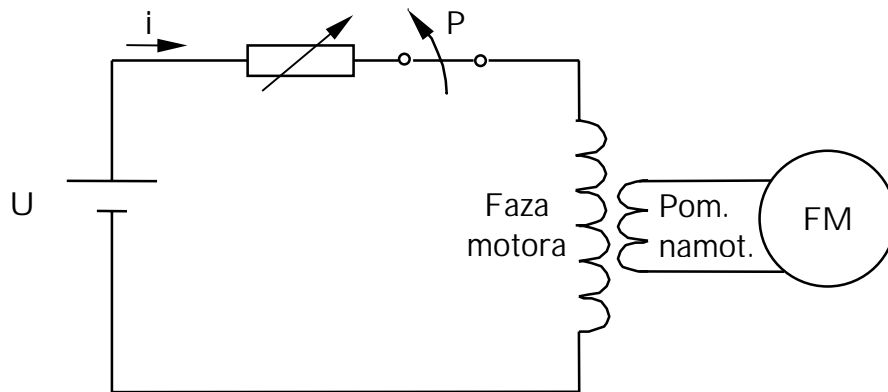
Utvrdjivanje Ψ -i zavisnosti fluksmetrom izvršeno je mjerenjem vrijednosti fluksa za diskretne vrijednosti struje od 0 do 3.5A sa korakom 0.1A, za svaki od diskretnih položaja ukočenog rotora. Na slici B.1 dat je opis načina mjerenja fluksa. Oko namotaja jedne faze namotan je pomoćni namotaj od $N_{pom}=6$ navojaka (po tri za oba pola vezana na red). Kroz fazu motora propuštana je struja izmjenljive vrijednosti je precizno podešavana uz pomoć promjenljivog otpornika i preciznog ampermetra. Na krajeve pomoćnog namotaja vezan je fluksmetar (FM). U trenutku isključenja prekidača P dolazilo je do nagle promjene otklona kazaljke fluksmetra za ugao $\Delta\alpha$. Vrijednost fluksa kroz pomoćni namotaj utvrđivana je na osnovu jednačine:

$$\phi = G \cdot \Delta\alpha / N_{pom}, \quad (B.1)$$

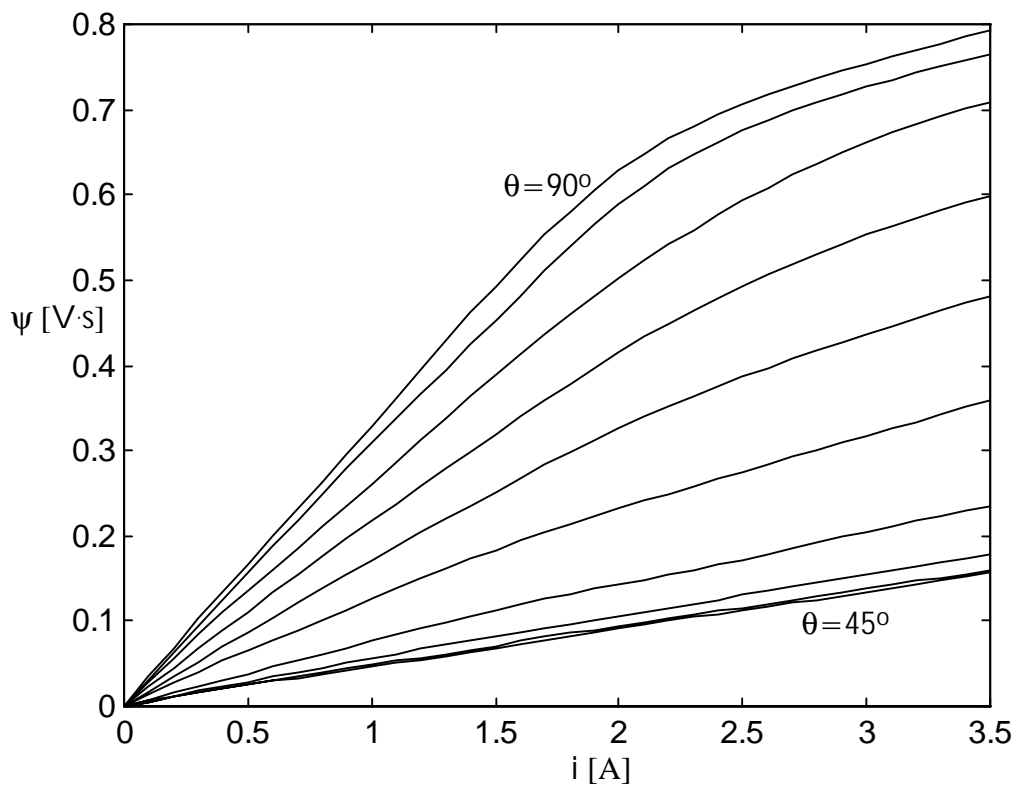
gdje je $G=10^{-4}$ Wb konstanta fluksmetra. S obzirom da se pomoćni namotaj nalazio tik uz namotaj faze, može se smatrati da je ovaj fluks približno jednak fluksu kroz namotaj faze motora. S toga se obuhvatni fluks ($\Psi=N\phi$) može izraziti približnom formulom:

$$\Psi = G \cdot N \cdot \Delta\alpha / N_{pom}, \quad (B.2)$$

gdje je $N=580$ broj navojaka faze motora. Utvrđivanjem ugaonog pomjeraja kazaljke fluksmetra $\Delta\alpha$ za pomenute diskretne vrijednosti struje i položaja rotora, korištenjem jednačine (B.2), dobijene su Ψ -i zavisnosti motora prikazane na slici B.2.



Slika B.1. Opis na-ina mjerenja fluksa uz pomo} fluksmetra.

Slika B.2. Stati-ke Ψ - i zavisnosti motora dobijene uz pomo} fluksmetra.

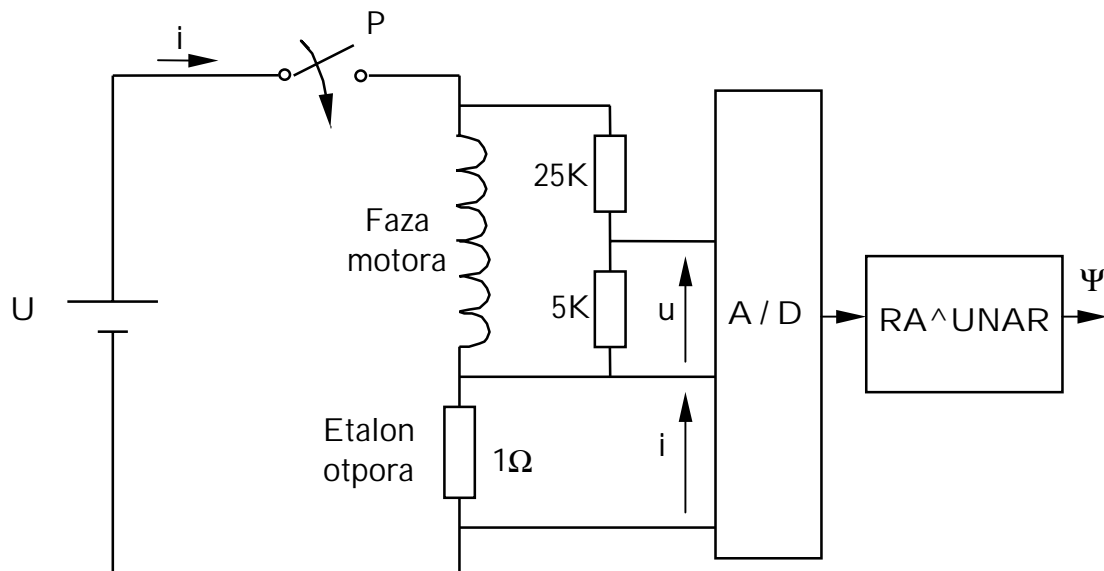
Drugi, precizniji, na-in za utvr|ivanje stati-kih Ψ - i karakteristika je mjerenjem trenutnih vrijednosti struje i i napona u na krajevima faze. Na osnovu tih vrijednosti obuhvatni fluks se prosto odre|uje kao:

$$\Psi_n = \Psi_{n-1} + (u_n - R i_n) \Delta t, \quad (\text{B.3})$$

gdje R predstavlja otpornost faze, Δt diskretni vremenski korak, a indeksi ' n ' i ' $n-1$ ' ozna-avaju da se radi o vrijednostima u trenucima $n\Delta t$ i $(n-1)\Delta t$, respektivno. Vrijednost fluksa Ψ_n nezavisno od vrijednosti fluksa Ψ_{n-1} dobija se po formuli:

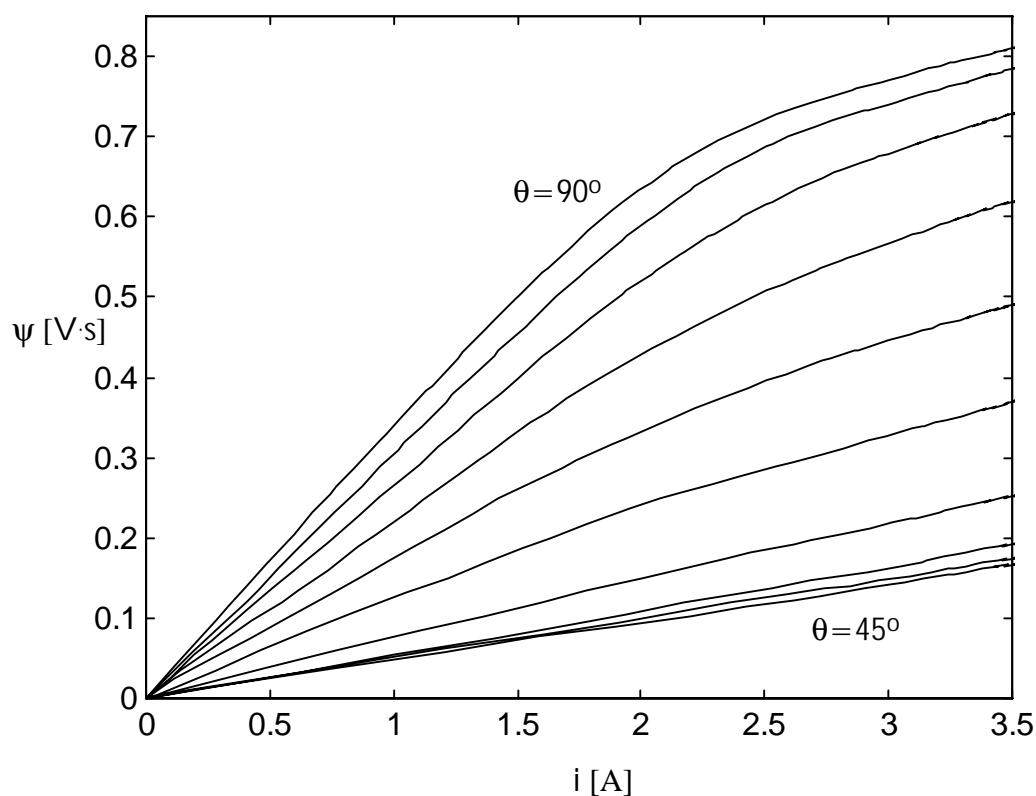
$$\Psi_n = \sum_{k=1}^n (u_k - R i_k) \Delta t. \quad (\text{B.4})$$

Na slici B.3 opisan je na-in izvorenja eksperimenta. Na krajevima faze dovođen je napon uključivanjem prekidača P -ime se postizao brz porast struje od nule do maksimalne vrijednosti. Na red sa fazom prikačen je etalon otpora 1Ω tako da je napon na njemu predstavljao ekvivalent struje. Krajevi etalonskog otpora vezani su za jedan kanal A/D konvertora radi mjerenja struje, dok su krajevi faze motora, preko razdelnika napona, vezani za drugi kanal A/D konvertora radi mjerenja napona. Podaci o struji i naponu su preko A/D konvertora uneseni u računaru u vidu vektora struje i vektora napona, za svaki od diskretnih položaja rotora. Potom su, korištenjem jednačine (B.3) odnosno (B.4), utvrđeni i vektori fluksa za svaku od relevantnih pozicija rotora. Na taj način su dobijene Ψ - i zavisnosti prikazane na slici B.4.



Slika B.3. Na-in utvrđivanja Ψ - i zavisnosti pomoću A/D konvertora i računara.

Poređenjem rezultata sa slikom B.2 i B.4 može se uočiti velika sličnost. Međutim, pažljivim poređenjem rezultata utvrđeno je da su vrijednosti fluksa dobijene pomoću fluksmetra za oko 3% niže u odnosu na one dobijene uz pomoć A/D konvertora i računara. Ovo odstupanje je rezultat neuključivanja određenog rasipnog fluksa prilikom mjerenja fluksmetrom, kao i sama nepreciznost fluksmetra (klasa tačnosti 5%).



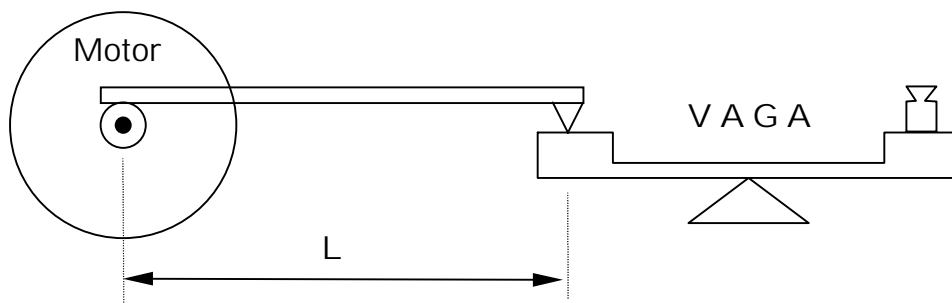
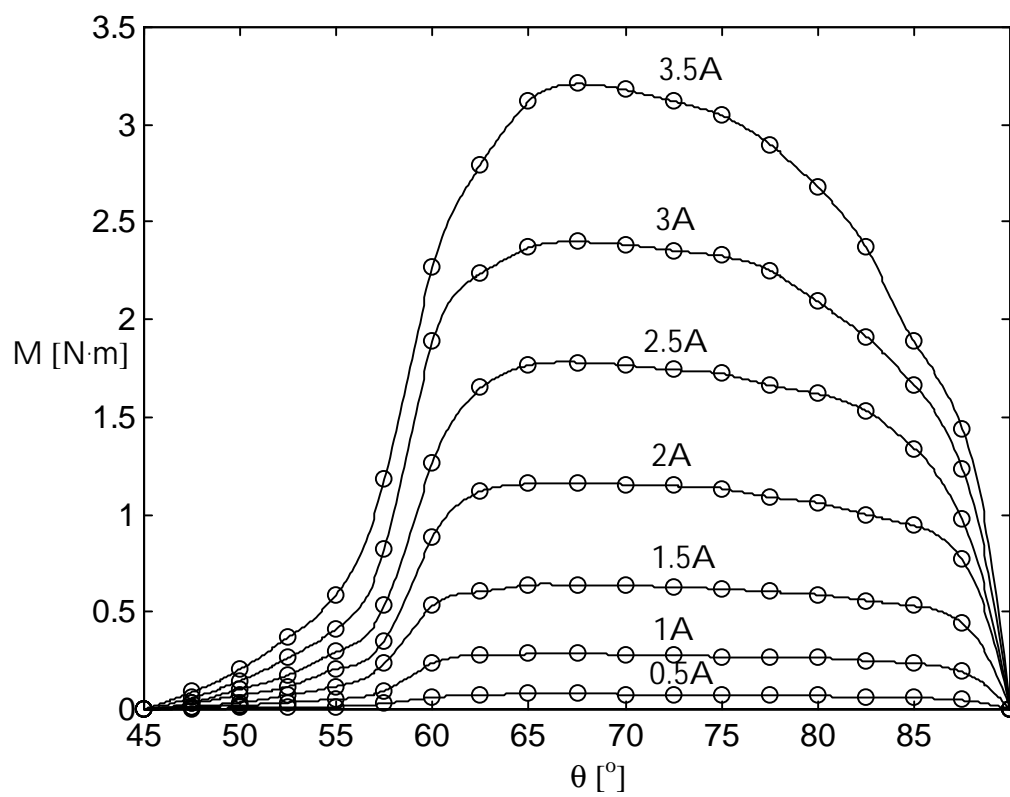
Slika B.4. Stati-ke Ψ -/zavisnosti dobijene na osnovu izmjerenih vektora struje i napona.

B.2. Eksperimentalno utvr|ivanje stati-kih M - θ karakteristika SRM-a

Na-in mjerenja stati-kog momenta prikazan je na slici B.5. Za osovinu motora pri-vr{}ena je poluga -iji je slobodni kraj optere}ivao preciznu vagu. Rotacijom statora pode{avan je polo`aj rotora (od 45° do 90° sa korakom 2.5°). Za svaki od relevantnih polo`aja propu{tana je redom struja od 0.5A do 3.5A sa korakom od 0.5A . Momenat je ra-unat po prostoj relaciji:

$$M = m g L , \quad (\text{B.5})$$

gdje je m - masa, g - zemljino ubrzanje, a L - rastojanje izme|u centra osovine i ta-ke oslonca poluge. Sre|ivanjem rezultata dobijene su stati-ke M - θ karakteristike za konstante struje prikazane na slici B.6.

B.5. Na-in mjerenja stati-kih M - θ karakteristika.B.6. Izmjerene stati-ke M - θ karakteristike motora.

DODATAK C

C.1. Listing Matlab programa baziranog na Miller-ovom modelu SRM-a

```
%Simulacija rada SR motora  
%PROGRAM BAZIRAN NA MILLER-OVM MODELU
```

```
%Ulazni parametri
```

```
Lu=0.000583;  
Fis=0.04949;  
Fim=0.076138;  
is=8.635;  
La0=Fis/is;  
im=34.681;  
Nr=4;  
Ns=6;  
Betas=30;  
Betar=32;  
n=2000;  
R=0.111; %otpornost
```

```
%Konstante koje zavise od ulaznih parametara
```

```
w=2*pi*n/60;  
ksia=2*pi/Nr;  
ksiu=ksia/2;  
ksi1=ksia-((Betas+Betar)/2)*pi/180;  
ksi2=ksia-((Betar-Betas)/2)*pi/180;  
ksihr=(ksi1+ksi2)/2;  
ims=im-is;  
Fims=Fim-Fis;  
a=Fims^2/(4*(ims-Fims/La0));  
Fis0=Fis-2*a/La0;  
is0=is-a/La0^2;
```

```
ksias=2*180/Nr;  
ksius=180/Nr;  
ksi1s=ksias-(Betar+Betas)/2;  
ksi2s=ksias-(Betar-Betas)/2;  
ksihrs=(ksi1s+ksi2s)/2;
```

```
%Kontrolni parametri
```

```
U=22; %napon direktni  
Uoff=-25.2; %napon inverzni  
t2=80; %Ugao iskljucenja  
t1=47.5; %Ugao ukljucenja  
Izad=30; %Zadata struja (maksimalna)  
deltai=0.5; %
```

```
%Pocetne vrijednosti
```

```
ksi0p=ksi1;  
up=0;  
ip=0;
```

```

Fip=0;
Ap=0;
Bp=0;
Fi1up=0;

%Ostali parametri
korak=0.05; %korak u stepenima; npr. 1, 0.1, 0.001 - preciznost
%thp=ksiu*180/pi;
thp=(2*ksiu-ksi1)*180/pi;
%thmin=ksiu*180/pi+korak;
thmin=(2*ksiu-ksi1)*180/pi;
%thmax=(ksia+ksiu)*180/pi;
thmax=(2*ksia-ksi1)*180/pi-korak;
ths=thmin:korak:thmax; %od 2*ksiu-ksi1 do 2*ksia-ksi1 ;

%Pocetak
for j=1:((ksia/korak)*180/pi),
dt=((ths(j)-thp)/w)*(pi/180);
thp=ths(j);
%t1=ksi0p*180/pi-predu;
u(j)=umil(ths(j),ip,lzad,delta,t1,t2,up,U);
%umil - potprogram koji definise napon U - tvrdo ili meko copovanje struje ili
% naponska PWM-a (potprogram vraca jednu od tri vrijednosti 0, U ili -U)
up=u(j);

%korekcija za Uoff - ukljucuje pad napona na diodama
if u(j)<0
u(j)=Uoff;
end

Fi(j)=Fip+(u(j)-R*ip)*dt; %prosti oblik integrala
if Fi(j)<0
Fi(j)=0;
end
Fip=Fi(j);
ksi0=ksi1-Fi(j)*ksia/(Fim*12);
ksi0p=ksi0;

%Korekcija za th radi dijela od ksia do ksia+ksiu i od 2*ksiu-ksi1 do ksiu
if ths(j)>ksia*180/pi
th(j)=2*ksia*180/pi-ths(j);
elseif ths(j)<=ksiu*180/pi
th(j)=2*ksiu*180/pi-ths(j);
else
th(j)=ths(j);
end

thrad(j)=th(j)*pi/180;

%Sada REGION I
if th(j)>=ksius & th(j)<ksi1s
Fi1=Fi(j)-Ap*(thrad(j)-ksi1)/(Bp-(thrad(j)-ksi1));
i(j)=(Fi1-Fi1up)/Lu;
ip=i(j);
Fiup=Lu*ip;
Fiap=La0*ip;
if Fiap>Fis
Fiap=Fis0+sqrt(4*a*(ip-is0));

```

```

end
kap(j)=(Fiap-Fiup)/(ksi2-ksi1);
Fi1p=Fiup+kap(j)*(ksi1-ksi0p);
Fi1up=Fi1p-Fiup;
if kap(j)==0
    Bp=0;
else
    Bp=Fi1up*(ksi1-ksiu)/(kap(j)*(ksi1-ksiu)-Fi1up);
end
Ap=kap(j)*Bp;
Te(j)=Ap*Bp*i(j)/(Bp-thrad(j)+ksi1)^2; %Elektromagnetni momenat

```

```

%Sada REGION II
elseif th(j)>=ksi1s & th(j)<=ksihrs
k=(thrad(j)-ksi0)/(ksi2-ksi1);
i(j)=Fi(j)/(Lu*(1-k)+k*La0);
if i(j)>is
    A1=Lu*(1-k);
    B1=2*k*sqrt(a);
    C1=k*Fis0-Fi(j)+Lu*(1-k)*is0;
    s=(-B1+sqrt(B1^2-4*A1*C1))/(2*A1);
    i(j)=s^2+is0;
end

```

```

ip=i(j);
%Momenat za region II
Fiup=Lu*ip;
if ip<=is
    Fiap=La0*ip;
else
    Fiap=Fis0+sqrt(4*a*(ip-is0));
end
kap(j)=(Fiap-Fiup)/(ksi2-ksi1);
Te(j)=kap(j)*i(j);

```

```

%Sada REGION III
elseif th(j)>ksihrs & th(j)<=ksias
Fiup=Lu*ip;
if ip<=is
    Fiap=La0*ip;
else
    Fiap=Fis0+sqrt(4*a*(ip-is0));
end
kap(j)=(Fiap-Fiup)/(ksi2-ksi1);
Fihrp=Lu*ip+kap(j)*(ksihr-ksi0p);
Fiahrp=Fiap-Fihrp;
ksiahr=ksia-ksihr;
if Fi(j)==0
    Bprp=0;
else
    Bprp=Fiahrp*ksiahr/(kap(j)*ksiahr-Fiahrp);
end
Aprp=kap(j)*Bprp;
thhr=thrad(j)-ksihr;
if Fi(j)==0
    Fia=0;
else
    Fia=Fi(j)+Aprp*(ksiahr/(Bprp+ksiahr)-thhr/(Bprp+thhr));
end

```

```

i(j)=Fia/La0;
    if i(j)>is
        i(j)=((Fia-Fis0)^2)/(4*a)+is0;
    end
ip=i(j);
Te(j)=Aprp*Bprp*i(j)/(Bprp+(thrad(j)-ksihr))^2;

else
disp('GRESKA!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!');
%kraj elseif naredba
th(j)
end

    %Korekcija za MOMENAT
    if ths(j)>ksias | ths(j)<ksius
        if Te(j)>0
            Te(j)=-Te(j);
        end
    end

end

%kraj for petlje
end

plot(ths,i),title('Struja');
pause;
plot(ths,Te),title('Momenat'),ylabel('Te'),xlabel('ugao u stepenima');
pause;
plot(i,Fi),title('naslov'),xlabel('struja'),ylabel('Flux linkage');
pause;
plot(i,kap),title('kap u funkciji struje'),xlabel('i'),ylabel('kap');
disp('Pik momenta u [Nm]=');
disp(max(Te));
velm=size(Te);
disp('Srednji momenat za sve faze motora u [Nm] =');
%disp((Ns/2)*sum(Te)/velm(2));
disp((Ns/2)*sum(Te)/velm(2));
iii=[0 i];
disp('Srednji momenat za sve faze preko Fi-i petlje');
pr=-(Nr*(Ns/2)/(2*pi))*sum(Fi.*diff(iii))
disp('srednje struja po fazi');
disp(sum(i)/velm(2));
end

```

**%Potprogram (umil) za odredjivanje trenutne vrijednosti napona SRM-a
%Rezim strujnog ogranicenja - soft switching**

function u=uodt(theta,i,lzad,deltai,t1,t2,up,U)

if (theta>=t1)&(theta<t2)

if i>(lzad+deltai)

u=-U;

elseif i<(lzad-deltai)

u=U;

else

u=up;

end

else

if i<=0

u=0;

else

u=-U;

end

end

end

C.2. Listing Matlab programa baziranog na razvijenom modelu SRM-a

```

%PROGRAM BAZIRAN NA NOVOM MODELU

%Definisanje konstanti (podaci za eksperimentalni motor):
Betas=30;
Betar=32;
Io=0.0005; %0.47
N=580; %po FAZI
Nr=4; %Broj polova rotora
Ns=6; %Broj polova statora
g=Io; %air gap

mi=4*pi*1e-7;
Hnom=300; %100 ili 75 ili 300 ili 200(Bnom=1.2)
Bnom=1.3; %1.3 %1.2 1.3 (1.25 sa step=11-dosta dobro i Io=0.48)
Bpmax=2;
st=12; %13

%PARAMETRI KOJI SE MOGU PODESAVATI!!!!!!
%*****
bb=0.05 %0.047;

%Parametri za So
L=4.8e-2; %Duzina motora-rama
rsh=0.95e-2; %poluprecnik osovine
ro=1.85e-2; %manji poluprecnik rotora
r1=2.9e-2; %veci poluprecnik rotora
r2=4.7e-2; %Manji poluprecnik statora
r3=5.8e-2; %Spoljasnji (veci) poluprecnik statora (motora)
lfeok=pi*(r3+r2)/2; %duzina okolnog jarma
lfes=(r2-r1-Io)*2; %duzina pola statora - oba
lfer=2*(r1-ro); %duzina pola rotora - oba
lfejr=pi*(ro+rsh)/2;
Sfeok=(r3-r2)*L*2; %povrsina okolnog jarma puta dva
%Sfes=L*Betas*r1*pi/180; %ili Sfes=L*ts=L*2*(r1+Io)*sin(Betas*pi/360);

ts=2*(r1+Io)*sin(Betas*pi/360);
tr=2*r1*sin(Betar*pi/360);
%ts=1.5e-2
%tr=1.55e-2
Sfes=L*ts; %povrsina pop. presjeka statora
Sfe=Sfes;
Sfer=L*tr; %Povrsina pop. presjeka rotora
Sfejr=(ro-rsh)*L*2; %Povrsina pop. presjeka jarma rotora puta dva
lfe=lfes+lfeok+lfer;
Lu=48e-3;%izmjerena vrijednost
Smin=Lu*2*Io/(N^2*mi);
Smax=Sfes+Smin;

R=6.9; %otpornost namotaja
n=14000; %Broj obrtaja motora u minuti
w=2*pi*n/60; %Omega-ugaona ucestanost
Izad=4.25; %Zadata struja
deltai=0.0001; %varijacija struje
t1=31; %ugao UKLJUCENJA
t2=75.3; %ugao ISKLJUCENJA

```

```

U=270;    %Napon Uon
Uoff=-271.2; %Napon Uoff
%*****

```

```

%Definisanje potrebnih promjenljivih
korak=0.05; %korak 0.02-za ispeglan momenat

```

```

thun=360/(2*Nr);    %unaligned
thal=360/Nr;    %aligned
thbo=thal-(Betar+Betas)/2; %ksi1 -pocetak preklapanja
th0=thbo-thal/20;
th3=thal-(Betar-Betas)/2; %ksi2 -preklopljen stator
th3d=2*thal-th3;    %Isto sto i th3 samo na drugu stranu
thbod=2*thal-thbo;    %Isto sto i thbo samo na drugu stranu
thmin=thal-thbo;
thmax=2*thal-thbo-korak;

```

```

th=thmin:korak:thmax; %od 2*ksiu-ksi1 do 2*ksia-ksi1 ;
thp=thmin;
jm=thal/korak;

```

```

%Normalizovane vrijednosti
x3=(thal-abs(Betar-Betas)/2-thun)/(thal-thun);
xbo=(thal-(Betar+Betas)/2-thun)/(thal-thun);
%pomjer=Betas/(10*(thal-thun));
pomjer=g*(x3-xbo)/ts;
%pomjer=0;
x1=xbo+(x3-xbo)/6; %/10%/6 %x1=xbo+pomjer;
%x2=(xbo+x3)/2;
x2=xbo+(x3-xbo)*2/3; %2/3
%xa=xbo-pomjer;
%xa=xbo-8*pomjer;
xa=0;

```

```

y1=(x1-xbo)/(x3-xbo)+0.05;
ka=1/(x3-xbo);
y2=ka*(x2-x1)+y1;
C1=0;
n1=2*(ka-C1)*x1/(y1-C1*x1);
n2=2*ka*(1-x2)/(1-y2);
%uslovi n2,n1>2;

```

```

A1=-(ka-C1)*(n1-2)/(n1*x1^(n1-1));
B1=(ka-C1)/x1^(n1-2);
A2=ka*(n2-2)/(n2*(1-x2)^(n2-1));
B2=-ka/(1-x2)^(n2-2);

```

```

ya=A1*xa^n1+B1*xa^(n1-1);
Sa=ya*(Smax-Smin)+Smin;
tha=xa*(thal-thun)+thun;
%Sa=Smin;
mip=Bnom/(Hnom*0.7);

```

```

%Definisanje pocetnih vrijednosti
Fip=0; %pocetna vrijednost fluksa
up=0; %poc. vrij. napona
ip=0; %poc. vrij. struje
Fim=2*Sfe*N;

```

```

ypoc=A1*(x1)^n1+B1*(x1)^(n1-1);
Soipoc=ypoc*(Smax-Smin)+Smin;
Spp=(Smax-Smin)*(ypoc-ya);
Sopp=Spp;
Soop=Soipoc-Spp/(1+bb);
p1p=Bpmax*N*(Sopp+(1-bb)*Soop);
p2kp=4*(Sopp+Soop)*bb*Bpmax^2*N^2*Soop; %p2 na kvadrat
p4p=(p1p^2+p2kp)^0.5;

%POCETAK
for j=1:jm,
dt=((th(j)-thp)/w)*(pi/180);
thp=th(j);
u(j)=umil(th(j),ip,lzad,delta,t1,t2,up,U);
up=u(j);

%korekcija za Uoff !!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
if u(j)<0
u(j)=Uoff;
end

Fi(j)=Fip+(u(j)-R*ip)*dt; %prosti oblik integrala
if Fi(j)<0
Fi(j)=0;
end

x(j)=(th(j)-thun)/(thal-thun);
%Definisanje So u vazduhu

if x(j)>=-x1 & x(j)<=0
y(j)=A1*(-x(j))^n1+B1*(-x(j))^(n1-1)-C1*x(j);
elseif x(j)>0 & x(j)<=x1
y(j)=A1*(x(j))^n1+B1*(x(j))^(n1-1)+C1*x(j);
elseif x(j)>x1 & x(j)<=x2
y(j)=ka*(x(j)-x1)+y1;
elseif x(j)>x2 & x(j)<=1
y(j)=A2*(1-x(j))^n2+B2*(1-x(j))^(n2-1)+1;
elseif x(j)>1 & x(j)<=2-x2
y(j)=A2*(x(j)-1)^n2+B2*(x(j)-1)^(n2-1)+1;
elseif x(j)>2-x2 & x(j)<=2-x1
y(j)=ka*(2-x(j)-x1)+y1;

elseif x(j)>2-x1 & x(j)<2
y(j)=A1*(2-x(j))^n1+B1*(2-x(j))^(n1-1)-C1*(2-x(j));

else
disp('GRESKA!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!');
%kraj elseif naredba
th(j)
end

Soi(j)=y(j)*(Smax-Smin)+Smin;
if x(j)>xa | x(j)<-xa
Sp=(Smax-Smin)*(y(j)-ya);
else
Sp=0;
end
povrsSp(j)=Sp;

```



```
%Sp=(Soi(j)-Smin);%*(1+bb); %efektivna površina preklopljenog željeza
Sop=Sp; %efektivna površina prekl. vazduha
Soo=Soi(j)-Sp/(1+bb); %efektivna okolna površina
povrsSoo(j)=Soo;
```

```
if Fi(j)>0;
  p1=Bpmax*N*(Sop+(1-bb)*Soo);
  p4=Bpmax*N*(Sop+(1+bb)*Soo);
  Fipov=(Fi(j)+p4-(Fi(j)^2-2*p1*Fi(j)+p4^2)^0.5)*Sop*0.5/(Sop+Soo);
  So(j)=Soo*Fi(j)/(Fi(j)-Fipov);
else
  Fipov=0;
  So(j)=Soi(j);
end
```

```
%Bfe(j)=Fi(j)/(N*Sfe);
%Hfe(j)=Hnom*0.7*Bfe(j)/Bnom+(1-0.7)*Hnom*(Bfe(j)/Bnom)^9;
%Hfe(j)=(bBH*Bfe(j))/(1-aBH*Bfe(j));
```

```
Bfes(j)=Fi(j)/(N*Sfes);
Hfes(j)=Hnom*0.7*Bfes(j)/Bnom+(1-0.7)*Hnom*(Bfes(j)/Bnom)^st;
Bfeok(j)=Fi(j)/(N*Sfeok);
Hfeok(j)=Hnom*0.7*Bfeok(j)/Bnom+(1-0.7)*Hnom*(Bfeok(j)/Bnom)^st;
Bfer(j)=Fi(j)/(N*Sfer);
Hfer(j)=Hnom*0.7*Bfer(j)/Bnom+(1-0.7)*Hnom*(Bfer(j)/Bnom)^st;
Bfejr(j)=Fi(j)/(N*Sfejr);
Hfejr(j)=Hnom*0.7*Bfejr(j)/Bnom+(1-0.7)*Hnom*(Bfejr(j)/Bnom)^st;
```

```
%Bo(j)=Fi(j)/(N*So(j));
%Ho(j)=Bo(j)/mi;
Bo(j)=(Fi(j)-Fipov)/(N*Soo);
Ho(j)=Bo(j)/mi;
```

```
%i(j)=(lfe*Hfe(j)+2*lo*Ho(j))/N;
i(j)=(lfes*Hfes(j)+lfeok*Hfeok(j)+lfer*Hfer(j)+lfejr*Hfejr(j)+2*lo*Ho(j))/N;
```

```
if u(j)>0
  idc(j)=i(j);
else
  %DC link struja
  idc(j)=-i(j);
end
```

```
%Novo racunanje momenta
```

```
p1=Bpmax*N*(Sop+(1-bb)*Soo);
p2k=4*(Sop+Soo)*bb*Bpmax^2*N^2*Soo; %p2 na kvadrat
p3=((Fi(j)-p1)^2+p2k)^0.5;
p4=(p1^2+p2k)^0.5;
ll1=(Fi(j)-p1)*p3/2+p1*p4/2+0.5*p2k*log((Fi(j)-p1+p3)/(-p1+p4));
ll=((Sop+2*Soo)*Fi(j)^2-2*Bpmax*N*Sop*(Sop+(1+bb)*Soo)*Fi(j)+...
2*Sop*ll1)/(4*(Sop+Soo));
Wm0=2*lo*ll/(N^2*Soo*mi);

p3p=((Fi(j)-p1p)^2+p2kp)^0.5;
ll1p=(Fi(j)-p1p)*p3p/2+p1p*p4p/2+0.5*p2kp*log((Fi(j)-p1p+p3p)/(-p1p+p4p));
llp=((Sopp+2*Soop)*Fi(j)^2-
2*Bpmax*N*Sopp*(Sopp+(1+bb)*Soop)*Fi(j)+2*Sopp*ll1p)/(4*(Sopp+Soop));
Wm0p=2*lo*llp/(N^2*Soop*mi);
```

```

Momenat(j)=-((Wm0-Wm0p)*180/(pi*korak);

p1p=p1;
p2kp=p2k;
p4p=p4;
Soop=Soo;
Sopp=Sop;

%Kraj novog racunanja momenta

Fip=Fi(j);
ip=i(j);
thp=th(j);

end      %Kraj for petlje

plot(th,i),title('Struja');
pause;
plot(th,Momenat),title('Momenat'),ylabel('Te'),xlabel('ugao u stepenima');
pause;
plot(i,Fi),title('Fi-i petlja'),xlabel('struja'),ylabel('Flux linkage');
pause;

%Crtanje FI-i zavisnosti
Fim1=2*Sfe*N;
ii=1;
So1=Smin;
jjm=100;
jj=1:(jjm+1);
Fi1=0:Fim1/jjm:Fim1;
sfi=size(Fi1);

for th11=45:5:90
%th11=thun:(thal-thun)/14:thal
x11=(th11-thun)/(thal-thun);
%Definisanje So1 - za svaki ugao po jedna
    if x11>=0 & x11<=x1
        yo1=A1*(x11)^n1+B1*(x11)^(n1-1)+C1*x11;
    elseif x11>x1 & x11<=x2
        yo1=ka*(x11-x1)+y1;
    elseif x11>x2 & x11<=1
        yo1=A2*(1-x11)^n2+B2*(1-x11)^(n2-1)+1;
    else
        disp('GRESKA!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!');
        %kraj elseif naredba
        th(j)
    end
    So1=yo1*(Smax-Smin)+Smin;
    Soukp=So1;

    j1=1;
    for Fii=0:Fim1/jjm:Fim1

        if th11<tha
            Sopp=0;

```

```

else
Sopp=So1-Sa;
end

Soop=Soop; %vazduh od zeljeza
S1oo=So1-Sopp/(1+bb);
    if Sopp>0
        k1=1+S1oo/Soop;
        k2=bb*Bpmax*N*S1oo;
        k3=Bpmax*N*Sopp;
        xr1=Fii+k1*k3+k2;
        Fipov1(j1)=Soop*(xr1-(xr1^2-4*k1*k3*Fii)^(0.5))/(2*(Soop+S1oo));
    else
        Fipov1(j1)=0;
    end

    if Fii>0
        SS(j1)=S1oo*Fii/(Fii-Fipov1(j1));
    else
        SS(j1)=So1;
    end

j1=j1+1;
end
Souk(ii,:)=SS;
thuk(ii)=th11;

Bfe1s=Fi1/(N*Sfes);
Hfe1s=Hnom*0.7*Bfe1s/Bnom+(1-0.7)*Hnom*(Bfe1s/Bnom).^st;
%(bBH*Bfe1)/(1-aBH*Bfe1);
Bfe1r=Fi1/(N*Sfer);
Hfe1r=Hnom*0.7*Bfe1r/Bnom+(1-0.7)*Hnom*(Bfe1r/Bnom).^st;
%(bBH*Bfe1)/(1-aBH*Bfe1);
Bfe1ok=Fi1/(N*Sfeok);
Hfe1ok=Hnom*0.7*Bfe1ok/Bnom+(1-0.7)*Hnom*(Bfe1ok/Bnom).^st;
%(bBH*Bfe1)/(1-aBH*Bfe1);
Bfe1jr=Fi1/(N*Sfejr);
Hfe1jr=Hnom*0.7*Bfe1jr/Bnom+(1-0.7)*Hnom*(Bfe1jr/Bnom).^st;
%(bBH*Bfe1)/(1-aBH*Bfe1);

Bo1=(Fi1-Fipov1)/(N*S1oo);
Ho1=Bo1/mi;

i1(ii,jj)=(Ifes*Hfe1s+Ifeok*Hfe1ok+Hfe1r*Ifer+Hfe1jr*Ifejr+2.*Io.*Ho1)/N;
ii=ii+1;
end
plot(i1,Fi1);
pause;
plot(thuk,Souk);
pause;
disp('Pik momenta u [Nm]=');
disp(max(Momenat));
velm=size(Momenat);
disp('Srednji momenat za sve faze motora u [Nm] =');
disp((Ns/2)*sum(Momenat)/velm(2));
Momsr=(Ns/2)*sum(Momenat)/velm(2);
disp('Srednji momenat za sve faze preko Fi-i petlje');
iii=[0 i];

```

```
pr=-((Nr*(Ns/2)/(2*pi))*sum(Fi.*diff(iii)))
disp('Snaga na osovini u [W]');
disp(Momsr*w);
plot(i1(1:2,1:23),Fi1(1:23),i1(3,1:25),Fi1(1:25),i1(4,1:35),Fi1(1:35),i1(5,1:50),Fi1(1:50),...
i1(6,1:65),Fi1(1:65),i1(7,1:80),Fi1(1:80),i1(8,1:92),Fi1(1:92),i1(9,1:98),Fi1(1:98),...
i1(10,1:101),Fi1);
pause;

%Crtanje momenta za sve tri faze
M1=Momenat;
dim=length(th);
M2=[M1(dim/3:dim) M1(1:dim/3-1)];
M3=[M1(2*dim/3:dim) M1(1:2*dim/3-1)];
Muk=M1+M2+M3;
plot(th,Momenat,th,Muk),title('Momenat i ukupni momenat')
pause;

%Crtanje struje za sve tri faze
i2=[idc(dim/3:dim) idc(1:dim/3-1)];
i3=[idc(2*dim/3:dim) idc(1:2*dim/3-1)];
iuk=idc+i2+i3;
plot(th,i,th,iuk),title('Struja i ukupna struja')

%Efektivna struja faze
ieffaze=(sum(i.^2)/length(i)).^0.5
Muksrkieffaze=sum(Muk)/(ieffaze*length(Muk))
end
```

Literatura

- [1] P. J. Lawrenson, "Synthesis and performance of improved reluctance motors," in *Proceedings of the international conference on electrical machines*, pp. C3-1 - C3-10, London, 1974.
- [2] P. J. Lawrenson, J. M. Stephenson, P. T. Blenkinsop, J. ^orda, and N. N. Fulton, "Variable speed switched reluctance motors," *IEE Proc.*, vol. 127, Pt. B, no. 4, pp. 253-365, July 1980.
- [3] J. M. Stephenson and J. ^orda, "Computation of torque and current in doubly salient reluctance motors from nonlinear magnetisation data," *Proc. IEE*, vol. 126, no. 5, pp. 393-396, 1979.
- [4] J. ^orda and J. M. Stephenson, "An analytical estimation of the minimum and maximum inductances of a double-salient motor," in *Proceedings of the international conference on stepping motors and systems*, pp. 50-59, Leeds, 1979.
- [5] J. ^orda, "Switched reluctance machine as a variable-speed drive," Ph. D. thesis, University of Leeds, 1979.
- [6] H. Bausch and B. Rieke, "Speed and torque control of thyristor-fed reluctance motors," in *Proceedings of the international conference on electrical machines*, Part I, pp. 128-1 - 128-10, Vienna, 1976.
- [7] H. Bausch and B. Rieke, "Performance of thyristor-fed electric car reluctance machines," in *Proceedings of the international conference on electrical machines*, pp. E4/2-1 - E4/2-10, Brussels, 1978.
- [8] J. V. Byrne, "Characteristics of saturable stepper and reluctance motors," in '*Small electrical machines*', *IEE Conf. Publ.* no. 136, pp. 93-96, UK, 1976.
- [9] T. J. E. Miller, "Switched reluctance motor and their control," Hillsboro, OH: Magna Physics Publishing and London UK: Oxford University Press, 1993.
- [10] J. M. Stephenson, S. R. MacMinn, and J. R. Hendershot, "Switched reluctance drives," *25th IAS Annual Meeting*, Seattle, October 1990.
- [11] N. Matsui, T. Kosaka, N. Minoshima, and Y. Ohdachi, "Development of SRM for spindle motor system," *IEEE IAS Annual Meeting*, St. Luis, October 1998.
- [12] S. R. MacMinn and W. D. Jones, "A very high speed switched-reluctance starter-generator over a very wide speed range," in *Proc. NAECON '89*, Dayton, Ohio, pp. 1758-1764, May 1989.
- [13] R. Welburn, "Ultra high torque motor system for direct drive robotics," in *Proc. of Robots 8 Conf.*, Detroit, MI, Vol 2, pp 19-63 - 19-71, June 1984.

- [14] S. Vukosavić and V. R. Stefanović, "SRM inverter topologies: a comparative evaluation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 6, pp. 1034-1047, Nov./Dec. 1991.
- [15] M. Ehsani, J.T. Bass, T.J.E. Miller, and R.L. Steigerwald, "Development of a unipolar converter for switched reluctance motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 3, pp. 545-553, 1987.
- [16] M. R. Harris and T. J. E. Miller, "Comparison of design and performance parameters in switched reluctance and induction motors," *IEE Fourth Internat. Conference on Electrical Machines and Drives*, pp 303-307, UK, 13-15 September 1991.
- [17] K. M. Rahman, B. Fahimi, G. Suresh, A. V. Rajarathnam, and M. Ehsani, "Advantages of Switched Reluctance Motor Applications to EV and HEV: Design and Control Issues," *IEEE IAS Conference Record*, St. Louis, 1998.
- [18] C. M. Stephens, "Fault Detection and Management System for Fault-Tolerant Switched Reluctance Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 6, pp. 1098-1102, Nov/Dec 1991.
- [19] T. J. E. Miller, "Faults and Unbalance Forces in the Switched Reluctance Machine", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 319-328, March/April 1995.
- [20] T. Sawata, P. C. Kjaer, C. Cossar, T. J. E. Miller, and Y. Hayashi, "Fault-tolerant operation of single-phase SR generator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 4, pp. 774-781, July/August 1999.
- [21] V. K. Sharma, S. S. Murthy, and B. Singh, "Analysis of switched reluctance motor drive under fault conditions," *IEEE IAS Annual Meeting*, St. Luis, October 1998.
- [22] F. Filicori, C. G. L. Bianco, and A. Tonielli, "Modeling and control strategies for a variable reluctance direct-drive motor", *IEEE Trans. Ind. Electr.*, vol. 40, no.1, pp. 105-115, Februar 1993.
- [23] D. M. Sugden, P. D. Webster, and J. M. Stephenson, "The control of SR drives: Review and current status", *Proceedings of EPE Conference*, pp. 35-40, Aachen, 1989.
- [24] C.Y. Wu and C. Pollock, "Analysis and reduction of vibration and acoustic noise in the switched reluctance drive," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 31, no. 1, pp. 91-98, January/February 1995.
- [25] C. Pollock and C.Y. Wu, "Acoustic Noise Cancellation Techniques for Switched Reluctance Drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 33, No.2, pp. 477-484, March/April 1997.
- [26] B. Fahimi, G. Suresh, K. M. Rahman, and M. Ehsani, "Mitigation of Acoustic noise and vibration in switched reluctance motor drive using neural network based current profiling," *IEEE IAS Annual Meeting*, St. Luis, October 1998.

- [27] P. Pillay and W. Cai, "An investigation into vibration in switched reluctance motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 3, pp. 589-596, May/June 1999.
- [28] S. Mir, M. Elbuluk and I. Husain, "Torque ripple minimization in switched reluctance motors using adaptive fuzzy control," *IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting*, New Orleans, Louisiana, October 1997.
- [29] R. S. Wallace and D. G. Taylor, "A balanced commutator for switched reluctance motors to reduce torque ripple," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 4, pp. 289-294, 1992.
- [30] H. Cailleux, B. Le Pioufle, and B. Multon, "Comparison of control strategies to minimize the torque ripple of a switched reluctance machine," *Electric Machines and Power Systems*, vol. 25, pp. 1103-1118, 1997.
- [31] T. Kosaka and N. Matsui, "Optimal combination of pole configuration and current waveform of SRM for torque maximization," *IEEE IAS Annual Meeting*, St. Luis, October 1998.
- [32] K. M. Rahman, G. Suresh, B. Fahimi, A. V. Rajarathnam, and M. Ehsani, "Optimized torque control of switched reluctance motor at all Operational regimes using neural network," *IEEE IAS Annual Meeting*, St. Luis, October 1998.
- [33] J. Faiz and J. W. Finch, "Aspects of design optimisation for switched reluctance motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8, no. 4, pp.704-713, December 1993.
- [34] J. T. Bass, M. Ehsani, and T. J. E. Miller, "Robust torque control of a switched reluctance motor without a shaft position sensor," *IEEE Transactions*, vol. IE-33, no. 33, pp. 212-216, August 1986.
- [35] S. R. MacMinn, W. J. Rzesos, P. M. Szczesny, and T. M. Jahns, "Application of sensor integration techniques to switched reluctance motor drives," *Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Pittsburgh PA, October 1988.
- [36] Lj. Peri}, V. Vu-kovi}, and S. Vukosavi}, "Stabilization of switched reluctance drive operating without position sensor," *EDS Conf.*, Italy 90, pp. 215-220, 1990.
- [37] M. T. DiRenzo and W. Khan, "Self-trained commutation algorithm for an SR motor drive without position sensing," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, New Orleans, Louisiana, October 1997.
- [38] E. Mese and D. A. Torrey, "Sensorless position estimation for variable-reluctance machines using artificial neural networks," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, New Orleans, Louisiana, October 1997.
- [39] G. G. Lopez, P. C. Kjaer, and T. J. E. Miller, "A new sensorless method for switched reluctance motor drives," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, New Orleans, Louisiana, October 1997.

- [40] N. J. Nagel and R. D. Lorenz, "Rotating vector methods for sensorless, smooth torque control of a switched reluctance motor drive," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, St. Luis, Missouri, October 1998.
- [41] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas, "Position sensorless control of a SRM drive using ANN-techniques," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, St. Luis, Missouri, October 1998.
- [42] G. Suresh, K. M. Rahman, B. Fahimi, and M. Ehsani, "Self-tuning sensorless SRM drives for low cost mass production," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, St. Luis, Missouri, October 1998.
- [43] G. G. Lopez, P. C. Kjaer, and T. J. E. Miller, "High-grade position estimation for SRM drives using flux linkage/current correction model," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 4, pp.859-869, July/August 1999.
- [44] D. Panda and V Ramanarayanan, "Effect of mutual inductance on steady-state performance and position estimation of switched reluctance motor drive," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Phoenix, October 1999.
- [45] I. W. Yang, Y. S. Kim, and Y. G. Lee, "The rotor speed and position sensorless control of SRM using the binary observer," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Phoenix, October 1999.
- [46] S. Saha, K. Ochiai, T. Kosaka, N. Matsui, and Y. Takeda, "Developing a sensorless approach for switched reluctance motors from a new analytical model," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Phoenix, October 1999.
- [47] H. L. Huy, P. Varouge, and B. Francoeur, "Unipolar converters for switched reluctance motors," *IEEE-IAS Annual Meeting*, San Diego, pp. 551-560, 1989.
- [48] R. Krishnan and P. Matery, "Analysis and design of a new converter topology for switched reluctance motor drives," *IEEE-IAS Annual Meeting*, San Diego, pp. 1181-1185, 1989.
- [49] C. Pollock and B. W. Williams, "A unipolar converter for switched reluctance motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 21, no. 5, pp. 222-228, Mart/April 1990.
- [50] S. Mir, I. Husain and M. E. Elbuluk, "Energy-efficient C-dump converters for switched reluctance motors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 5, pp. 912-921, September 1997.
- [51] Y. Murai, J. Cheng, and M. Yoshida, "New soft-switched/switched-reluctance motor drive circuit," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp. 78-85, January/February 1999.

- [52] T. J. E. Miller, "Converter volt-ampere requirements of the switched reluctance motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 21, no. 5, pp. 1136-1144, Sept./Oct. 1985.
- [53] B. K. Bose, T. J. E. Miller, P. M. Szczesny, and W. H. Bicknell, "Microcomputer control of switched reluctance motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-22, No. 4, pp. 708-715, July/August, 1986.
- [54] S. R. MacMinn and J. W. Sember, "Control of a switched-reluctance aircraft engine starter-generator over a very wide speed range," in *Proceedings of the Intersociety Energy Conversion Engineering Conference (IECEC)*, Washington, August 1989.
- [55] S. K. Panda and P. K. Dash, "Application of nonlinear control to switched reluctance motors: a feedback linearisation approach", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 143, no. 5, pp. 371-379, September 1996.
- [56] P. Tandon and A. V. Rajarathnam, "Self-tuning control of a switched-reluctance motor drive with shaft position sensor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 4, pp. 1002-1010, July/August 1997.
- [57] A. V. Rajarathnam, B. Fahimi, and M. Ehsani, "Neural network based self-tuning control of a switched reluctance motor drive to maximize torque per ampere," *IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting*, New Orleans, Louisiana, October 1997.
- [58] K. M. Rahman, A. V. Rajarathanam, and M. Ehsani, "Optimized instantaneous torque control of switched reluctance motor by neural network," *IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting*, New Orleans, Louisiana, October 1997.
- [59] B. Singh, V. K. Sharma, and S. S. Murthy, "Performance analysis of adaptive fuzzy logic controller for switched reluctance motor drive system," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, St. Luis, Missouri, October 1998.
- [60] D. W. J. Pulle, "New data base for switched reluctance drive simulation," *IEEE Proceedings-B*, vol. 138, no. 6, pp. 331-337, November 1991.
- [61] D. A. Torrey and J. H. Lang, "Modelling a nonlinear variable-reluctance motor drive," *IEE Proceedings*, vol. 137, Pt. B, no. 5, pp. 314-326, September 1990.
- [62] W. M. Chan and W. F. Weldon, "Development of a simple nonlinear switched reluctance motor model using measured flux linkage data and curve fit," *IEEE IAS Annual Meeting*, New Orleans, 1997.
- [63] R. Arumugam, D. A. Lowther, R. Krishnan, and J.F. Lindsay, "Magnetic field analysis of a switched reluctance motor using a two dimensional finite element method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. May-21, pp. 1883-1885, Sept. 1985.

- [64] J. F. Lindsay, R. Arumugan, and R. Krishnan, "Finite-element analysis characterization of a switched reluctance motor with multitooth per stator pole," *IEE Proc.*, vol. 133, Pt. B, no 6, pp. 347-353, Nov. 1986.
- [65] A. M. Omekanda, and M. Renglet, "Calculation of the Electromagnetic Parameters of a switched Reluctance motor using an improved FEM-BIEM-application to different models for the torque calculation," *IEEE Transactions on Ind. Applic.*, vol. 33, no. 4, pp. 914-918, July/August 1997.
- [66] C. W. Trowbridge, "An introduction to computer aided electromagnetic analysis," Published by Vector Fields Ltd., ISBN 0 95162262 0 5, 1990.
- [67] T. J. E. Miller and M. McGilp: "Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design," *IEE Proceedings*, vol. 137, Pt. B, no. 6, pp 337-347, November 1990.
- [68] T. J. E. Miller, M. Glinka, M. McGilp, C. Cossar, G. Gallegos-Lopez, D. Ionel, and M. Olaru, "Ultra-fast model of the switched reluctance motor," *IEEE IAS Annual Meeting*, St. Luis, 1998.
- [69] A. V. Radun, "Design Considerations for the Switched Reluctance Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1079-1087, September/October 1995.
- [70] Pollock, C. and B. W. Williams, "The Design and Performance of a Multiphase Switched Reluctance Motor," *Proc. EPE Aachen*, pp. 29-34, October 1989.
- [71] M. A. El-Khazendar and J. M. Sepsenson, "Analysis and optimization of 2-phase self-starting switched reluctance motor," in *Proc. Int. Conf. on Electrical Machines*, Munich, Part 3, pp. 1031-1034, September 1986.
- [72] J. C. Compter, "Microprocessor-controlled single-phase reluctance motor," *Drives/Motors/Controls*, Brighton, pp 64-68, 1984.
- [73] Horst G: Unated States patent No. 5122697, 1992.
- [74] J. V. Byrne, M. F. McMullin, and J. B. O'Dwyer, "A high performance variable reluctance drive: A new brushless servo," in *Proc. MOTOR-CON*, pp. 147-159, October 1985.
- [75] D. Goslicki, "A variable reluctance direct drive servo system," in *Proc. Intelligent Motion*, pp. 498-506, October 1989.
- [76] M. Bent, "Switched reluctance motors and controllers in machine tools," in *Proc. Intelligent Motion*, pp. 507-516, October 1989.
- [77] M. Ilic-Spong, T. J. E. Miller, S. R. MacMinn, and J. S. Thorp, "Instantaneous torque control of electric motor drives," in *Proc. PESC 85*, Toulouse, 1985.
- [78] M. Ilic-Spong, R. Marino, S. M. Peresada, and D. G. Taylor, "Feedback linearisation control of switched reluctance motors," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. AC-32, no. 5, pp. 371-379, May 1987.

- [79] N. Matsui, N. Akao, and T. Wakino, "High precision torque control of reluctance motors," *IEEE Trans. Ind App.*, vol. 27, no. 5, pp. 902-907, Sept./Oct. 1991.
- [80] K. A. Regas and S. D. Kendig, "Step motors that perform like servos," *Machine Design (USA)*, pp. 116-120, December 1987.
- [81] Jeromy Meisel, *Principles of Electromechanical Energy Conversion*, McGraw-Hill book company, United States of America, 1966.
- [82] S. A. Nasar, *Electromagnetic Energy Conversion Devices and Systems*, Prentice-Hall, Inc, Englewood Cliffs, New Jersey, United States of America, 1970.
- [83] P. T. Belkinsop, "A novel, self-commutating, singly-excited motor," Ph.D. thesis, University of Leeds, 1976.
- [84] W. D. Harris and J. H. Lang, "A Simple Motion Estimator for Switched Reluctance Motors," *Proceedings of the IEEE-IAS Annual Meeting*, Pittsburgh, PA, October, 1988.
- [85] J. R. Frus and B. C. Kuo, "Closed loop control of step motors without feedback encoders," in *Proceedings of the Fifth Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices*, CC1-CC11, May 1986.
- [86] B. C. Kuo and A. Cassat, "On current detection in variable reluctance step-motors," in *Proceedings of Sixth Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices*, Urbana-Champaign, pp. 205-220, May 1977.
- [87] A. Lumsdaine, J. H. Lang, and M. J. Balas, "A State Observer for Variable Reluctance Motors: Analysis and Experiments," in *Proceedings of the 19th Asilomar Conference on Circuits, Systems and Computers*, Pacific Grove, Ca, November 6-8, 1985.
- [88] P. H. Chappell, W. F. Ray, and R. J. Blake, "Microprocessor Control of Variable Reluctance Motor," *Proceedings of the IEE*, vol. 131, Pt. B, no. 2, pp. 51-60, March 1984.
- [89] G. Amaratunga, K. W. Kwan, M. Tso, and D. G. Crawley, "A Single-Chip CMOS IC for Closed-Loop Control of Step Motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 36, No. 4, pp. 539-544, November 1989.
- [90] National Semiconductor Corp., *LMB1008 SPEED Switched Reluctance Motor Control Circuit*, Preliminary Data Sheet, September 1989.
- [91] Texas Instruments, *DSP Solutions for the Switched Reluctance Motor*, Application Report, July 1997.
- [92] J. M. Stephenson, S. R. MacMinn, and J.R. Hendershot, "Switched Reluctance Drives", *IEEE Applications Society Conference, 25th IAS Annual Meeting*, Seattle, WA, October 1990.

- [93] T. J. E. Miller and T. M. Jahns, "A Current-Controlled Switched-Reluctance Motor for FHP Applications," in *Proceedings of the Conference on Applied Motion Control*, Minneapolis, MN, pp. 109-117, June 1986.
- [94] T. J. E. Miller, P. G. Bower, R. Becerra, and M. Ehsani, "Four quadrant brushless reluctance motor drive," in *IEE Conf. Power Eletron. and Variable Speed Drives*, London, pp. 273-276, July 1988.
- [95] P. Sood, "Power converter for switched reluctance motor," ESCD - Emerson Electric, St. Louis, MO, patent pending.
- [96] R. Krishnan, *Switched Reluctance Motor Drives*, The Bradley Department of Electrical Engineering Virginia Polytechnic Institute and State University Blacksburg, VA 24061 USA, 1994.
- [97] M. Moallem, H. Nikkhajoei, and M. Falahi, "Predicting performance of a switched reluctance machine using improved magnetic equivalent circuit method," in *Proc. of the 1995 Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems*, vol. 1, pp. 198-201, 1995.
- [98] PC-SRD User's manual, Version 5.2, 1992
- [99] P. Pillay, Y. Liu, W. Cai, and T. Sebastian, "Multiphase operation of switched reluctance drives," *IEEE IAS, Annual Meeting*, New Orleans, October 1997.
- [100] Y. Tang, "Switched reluctance motor with fractionall pitched windings and bipolar currents," *IEEE IAS, Annual Meeting*, St. Luis, October 1998..
- [101] A. M. Michaelides and C. Pollock, "Modelling and design of switched reluctance motors with two phases simultaneously excited," *IEE Proceedings - Electr. Power Appl.*, vol. 143, no. 5, pp. 361-370, September 1996.