

SVEUČILIŠTE U SPLITU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, STROJARSTVA I BRODOGRADNJE

Šime Grbin, dipl. ing.

Regulacija prekidačkog reluktantnog generatora

KVALIFIKACIJSKI DOKTORSKI ISPIT

Zadar, rujan 2016.

1. UVOD	1
2. OPIS RADA PREKIDAČKOG RELUKTANTNOG GENERATORA	3
2.1. Elektromagnetska pretvorba energije prekidačkog reluktantnog generatora	6
2.2. Gubici prekidačkog reluktantnog generatora	11
2.3. Asimetrični mosni pretvarač za upravljanje prekidačkim reluktantnim generatorom	13
3. MODELIRANJE PREKIDAČKOG RELUKTANTNOG GENERATORA I ODREĐIVANJE PARAMETARA	15
3.1. Određivanje parametara prekidačkog reluktantnog generatora i njihovo uključenje u klasični model	15
3.1.1. Određivanje omskog otpora faznog namota i faznog induktiviteta.....	15
3.1.2. Određivanja međuinduktiviteta prekidačkog reluktantnog generatora.....	20
3.2. Klasični model prekidačkog reluktantnog generatora.....	20
3.3. Numerički modeli prekidačkog reluktantnog generatora zasnovani na metodi konačnih elemenata.....	25
4. SUSTAVI REGULACIJE PREKIDAČKOG RELUKTANTNOG GENERATORA S ASIMETRIČNIM MOSNIM PRETVRAČEM	26
4.1. Regulirane varijable prekidačkog reluktantnog generatora.....	27
4.2. Oblikovanje fazne struje prekidačkog reluktantnog generatora.....	29
4.2.1. Meko i tvrdo sklapanje tranzistora asimetričnog mosnog pretvarača.....	30
4.2.2. Utjecaj inducirane elektromotorne sile na oblik fazne struje prekidačkog reluktantnog generatora	32
4.2.3. Pulsno-širinsko, histerezno i jednopulsno oblikovanje fazne struje prekidačkog reluktantnog generatora	33
4.2.4. Odabir kutova paljenja i gašenja.....	35
4.2.5. Sankcija uzbude i korisnost prekidačkog reluktantnog generatora.....	38
4.2.6. Stanje kontinuirane fazne struje prekidačkog reluktantnog generatora.....	39
4.3. Načini regulacije varijabli prekidačkog reluktantnog generatora	40
4.4. Rad prekidačkog reluktantnog generatora na krutoj mreži.....	41
5. ZAKLJUČAK	43

1. UVOD

Prekidački reluktantni stroj (*engl. Switched Reluctance Machine - SRM*) je električni stroj kod kojeg je pomični dio bez namota, a namoti faza nalaze se na nepomičnom dijelu [1]. Pomični i nepomični dio imaju istaknute polove koji se nastoje poravnati u položaj najmanje reluktancije. Izraz prekidački reluktantni stroj prvi put je koristio S.A. Nasar 1969. g. kako bi opisao jednostavan oblik SRM-a. Ponekad se za SRM koristi izraz *engl. variable reluctance machine* (VR – stroj). Koriste se još izrazi reluktantni stroj bez četkica (*engl. brushless reluctance machine*) i elektronički komutirani reluktantni stroj (*engl. electronically commutated reluctance machine*). Točniji naziv za prekidanje struje faza SRM-a je komutacija, tako da elektronički komutirani prekidački stroj bolje odgovara opisu SRM-a. Prekidanje struje faza SRM-a ima sličnu funkciju kao komutacija kod istosmjernog stroja.

Geometrijska jednostavnost, nepostojanje namota ili permanentnih magneta na pomičnom dijelu, manji trošak izrade, veća pouzdanost i robusnost u odnosu na druge električne strojeve glavne su značajke SRM-a [1], [2]. Namoti se ne nalaze na pomičnom dijelu nego samo na statoru stroja što olakšava hlađenje jer se pomični dio ne zagrijava zbog gubitaka u bakru. SRM nema permanentnih magneta ili namota na pomičnom dijelu što pojednostavljuje konstrukciju. Izbjegnuti su problemi vezani uz permanentne magnete kao što su magnetiziranje i demagnetiziranje, ali s druge strane SRM ima izraženu magnetsku nelinearnost uzrokovanu magnetskim zasićenjem željeza i geometrijom stroja i zato je teže s njim upravljati u usporedbi s drugim električnim strojevima. Da bi se to nadoknadilo potrebno je precizno upravljati faznim strujama SRM-a. Najveći nedostatak prekidačkog reluktantnog stroja su propadi momenta te kao posljedica akustična buka, ali primjenom različitih algoritama upravljanja strojem moguće je ublažiti taj nedostatak. Sustav s prekidačkim reluktantnim strojem zahtjeva točno poznavanje pozicije pomičnog dijela da bi se kod upravljanja točno odredio relativni položaj između polova pomičnog i nepomičnog dijela stroja te prema tome zadao nalog za magnetiziranje odgovarajuće faze.

Razvoj poluvodičkih komponenti šezdesetih godina prošlog stoljeća omogućio je razvoj upravljanja SRM-om. Bipolarni tranzistori, a kasnije MOSFET i IGBT tranzistori imaju mogućnost prisilne komutacije i pulsno-širinskog upravljanja strujom na mnogo većim frekvencijama od tiristora. Razvoj mikroprocesora i odgovarajućih digitalnih integriranih krugova omogućili su korištenje algoritama upravljanja SRM-om koji su kompleksniji od algoritama upravljanja istosmjernim i ranijim kaveznim strojevima. Razvoj brzih računala, naprednih programskih jezika i metode konačnih elemenata omogućili su analizu rada SRM-a.

SRM može biti projektiran za linearno [3] – [8] ili kružno gibanje. SRM projektiran za kružno gibanje ima sličnu strukturu kao sinkroni stroj s istaknutim polovima, ali bez namota na rotoru (slika 2.1). Rotor ima istaknute polove tako da se postigne maksimalna promjena induktiviteta, odnosno reluktancije duž oboda rotora koliko to geometrija i namjena stroja dozvoljava. Broj rotorskih i statorskih polova stroja bira se prema namjeni. Veći broj polova osigurava mirniji rad s manjim propadima momenta, ali s druge strane zahtjeva veći broj poluvodičkih elemenata što čini sustav sa SRG-om kompleksnijim. Faze stroja mogu se magnetizirati neovisno jedna o drugoj. Magnetiziranjem jedne od faza, istaknuti dio rotora (rotorski pol) najbliži toj fazi nastoji se poravnati s fazom, odnosno pokretni dio stroja nastoji doći u položaj gdje je fazni induktivitet pod uzbuđom najveći, odnosno reluktancija najmanja [9]. Tako se ostvaruje moment stroja. Ako je kretanje rotora u smjeru momenta onda se radi o motorskom načinu rada, a ako je u suprotnom generatorskom. Kod motorskog načina rada omjer broja statorskih i rotorskih istaknutih polova ne smije biti cijeli broj jer inače postoji

opasnost od nemogućnosti stvaranja elektromagnetskog momenta ukoliko su statorski i rotorski polovi poravnati prije pokretanja stroja. Kod generatorskog načina rada stator i rotor mogu imati jednak broj polova te se u tom slučaju magnetiziraju svi statorski polovi istovremeno i takav se SRM zove jednofazni prekidački reluktantni generator [1], [10].

Prekidačkim reluktantnim generatorom (*engl. Switched Reluctance Generator - SRG*), odnosno SRM-om u generatorskom načinu rada, upravlja se asimetričnim mosnim pretvaračem ili varijantom tog pretvarača kod kojeg su uzbudna sabirnica i sabirnica tereta razdvojene [11] – [18]. Kod asimetričnog mosnog pretvarača pojedinačna faza stroja nalazi se između dva tranzistora kojima je odvojena od sabirnica asimetričnog mosnog pretvarača. Ovisno o položaju rotora i zahtjevima regulacije zadaju se impulsi na tranzistore odgovarajuće faze dovodeći fazu SRG-a u jedno od četiri moguća stanja: magnetiziranje, nulto stanje, demagnetiziranje i neaktivno stanje. Faza se magnetizira tijekom perioda vođenja dok su tranzistori faze uključeni. Isključenjem jednog tranzistora nastupa nulto stanje kod kojeg magnetski tok nastoji zadržati konstantnu vrijednost. Isključenjem oba tranzistora nastupa period generiranja kad se generirana i pohranjena magnetska energija u fazi predaju preko sabirnica asimetričnog mosnog pretvarača pomoću dioda na trošilo ili izmjenjivač. Kad fazna struja padne na nulu, faza ulazi u neaktivno stanje koje traje do idućeg uključivanja tranzistora. Jedna od glavnih prednosti SRG-a je mogućnost rada s različitim brzinama i naponima. Kako se magnetskim poljem upravlja oblikovanjem fazne struje stroja, generator može raditi i u području slabljenja polja [19]. Gustoća snage SRG-a usporediva je s asinkronim generatorima, ali uz strože konstrukcijske zahtjeve stroja: potrebno je postići manji zračni raspor ili koristiti materijale koji ulaze u zasićenje pri većim iznosima gustoće magnetskog polja kao što je kobalt [19].

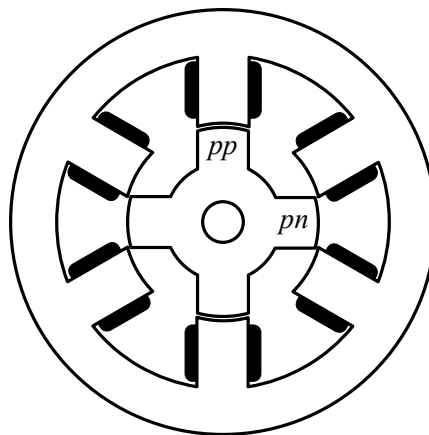
SRM nalazi primjenu gdje su potrebne velike brzine te rad u velikom rasponu brzina: u aeroindustriji kao starter i generator [11], [20] – [23], u autoindustriji za pogon električnih automobila [24] – [26], u vjetrogeneratorima [15], [27] – [33], u generatorima koji koriste energiju valova [8], u spravi za vježbanje [34] i općenito u industriji ili kao pogonski stroj ili kao stroj za vođenje [9]. Kod sustava kod kojih se traži pouzdanost, kao što je to aeroindustrija, vrlo bitna je tolerancija na kvar prekidačkog reluktantnog stroja. Kako su faze stroja nezavisne, ispadanje jedne faze ne dovodi do zatajenja sustava jer zdrave faze i dalje funkcioniraju, ali s manjom korisnosti [10], [20].

Primjer tvrtki koje proizvode prekidačke reluktantne strojeve za industrijsku primjenu su NIDEC SR Drives [35] i Rocky Mountain Technologies [36].

2. OPIS RADA PREKIDAČKOG RELUKTANTNOG GENERATORA

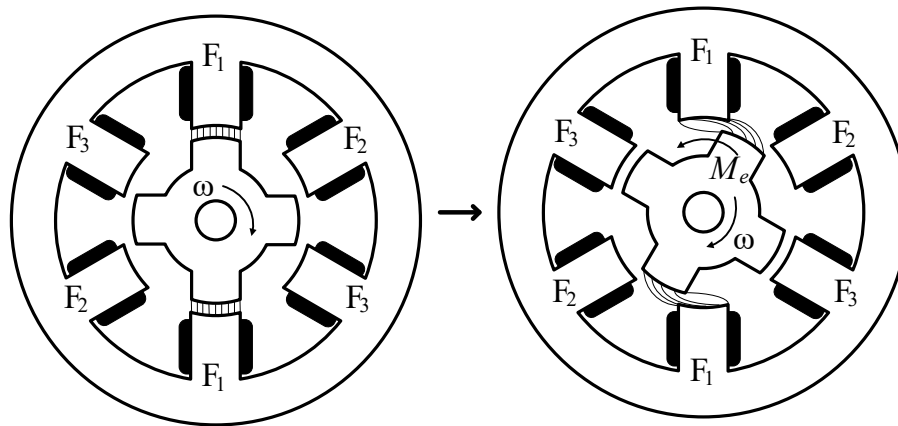
Prekidački reluktantni generator pretvara kinetičku energiju u elektromagnetsku u slučaju kad je moment na osovini stroja SRG-a veći i suprotnog smjera od elektromagnetskog momenta. Dva krajnja položaja u kojem se rotorski i statorski pol SRG-a mogu naći su potpuno poravnat položaj (*pp*) i potpuno nepravdat položaj (*pn*) što se vidi sa slike 2.1 na primjeru trofaznog SRM-a koji ima šest statorskih i četiri rotorska pola, odnosno 6/4 strukturu. Položaj rotorskog pola između potpuno poravnatog i potpuno nepravdatog položaja je nepravdat položaj. Svaki statorski pol ima svoj namot koji se naziva faza stroja. Statorski pol se magnetizira puštanjem struje kroz fazu stroja. Ako se rotorski pol nalazi u nepravdatom položaju u odnosu na magnetiziranu fazu tada postoji elektromagnetski moment koji želi privući rotorski pol statorskom, odnosno dolazi do pretvorbe električne energije u kinetičku (motorski način rada). Ako na rotor djeluje mehanički moment suprotan i veći od elektromagnetskog, dolazi do pretvorbe kinetičke energije u električnu (generatorski način rada) [37], [38].

Puštanjem struje kroz fazni namot kad rotorski pol prolazi kraj položaja potpunog poravnavanja, kroz polove se zatvara magnetski tok te se tako pohranjuje magnetska energija potrebna za pretvorbu kinetičke energije u elektromagnetsku. Statorski pol se demagnetizira prekidanjem struje kroz fazni namot te se generirana energija, kao i pohranjena magnetska energija dijelom skladište, a dijelom prosljeđuju prema trošilu ili izmjenjivaču. Slijed magnetiziranja statorskih polova je suprotan okretanju rotora stroja i za generatorski i za motorski način rada [39].

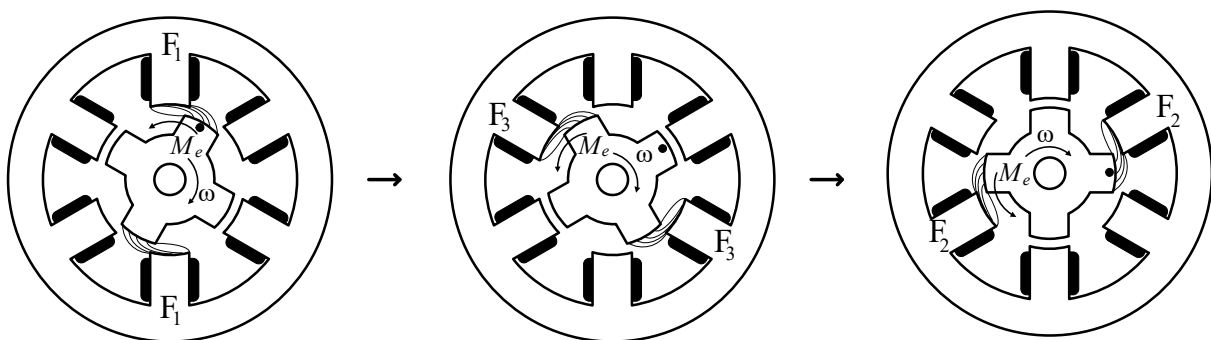


Slika 2.1. Potpuno poravnat (*pp*) i potpuno nepravdat položaj (*pn*) statorskog i rotorskog pola

Na slikama 2.2 i 2.3 prikazan je elektromagnetski moment M_e i smjer kretanja rotora za generatorski način rada. S ω je označen brzina i smjer kretanja rotora. Statorski pol F_1 sa slike 2.2 je magnetiziran te se rotor kreće u smjeru kazaljke na satu, suprotno elektromagnetskom momentu kojeg namot pola stvara. Kad rotor dođe u nepravdati položaj u odnosu na statorski pol F_1 , struja koja teče kroz namot pola se prekida te se generirana i pohranjena magnetska energija pretvara u električnu. U međuvremenu pol F_3 preuzima generiranje energije na isti način kao i pol F_1 . Slika 2.3 prikazuje redoslijed magnetiziranja polova za generatorski način rada. Iz ovog primjera je vidljivo da magnetiziranje polova mora biti precizno sinkronizirano sa položajem rotora pomoću enkodera.

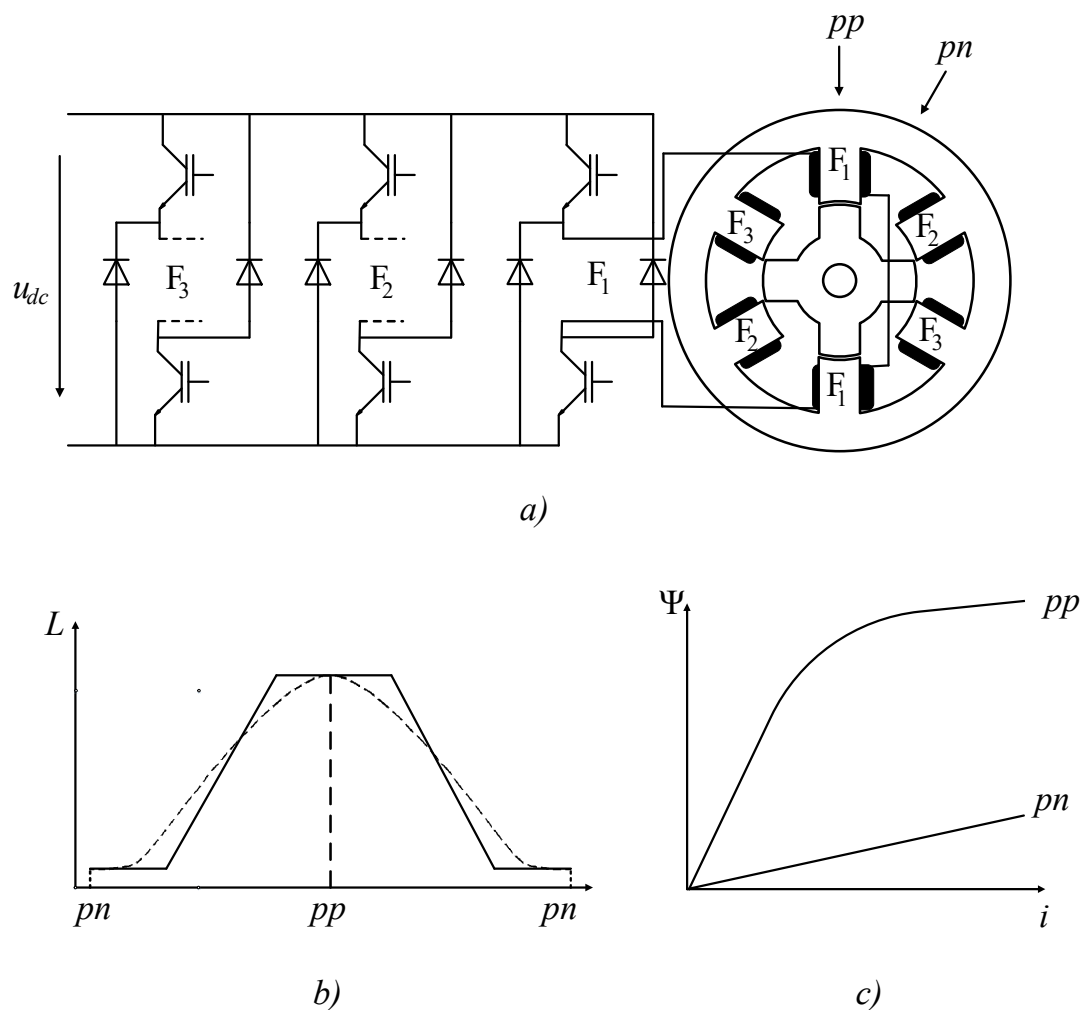


Slika 2.2. Elektromagnetski moment u generatorskom načinu rada



Slika 2.3. Redoslijed magnetiziranja faza za generatorski način rada 6/4 SRM-a

Na slici 2.4 a) prikazan je trofazni asimetrični mosni pretvarač te spajanje jednog namota statorskog pola, odnosno jedne faze SRG-a na odgovarajuću granu koja se sastoji od dva tranzistora i dvije diode. Ostale faze stroja povezuju s pripadajućim granama pretvarača na sličan način. Sve grane pretvarača povezane su sabirnicama. Faza stroja se magnetizira pod utjecajem napona između sabirnica u_{dc} kad se tranzistori odgovarajuće grane uključe. Gašenjem tranzistora te grane pohranjena magnetska energija i generirana energija se pomoću dioda prosljeđuju preko sabirnica pretvarača na trošilo ili u izmjenjivač. Na obodu stroja prikazani su položaji potpunog poravnavanja pp i potpunog neporavnavanja pn za fazu F_1 .



Slika 2.4. Shema spajanja asimetričnog mosnog pretvarača sa SRG-om (a), idealni i stvarni induktivitet u ovisnosti o položaju (b), magnetski tok u ovisnosti o struji faze za položaj pp i pn (c)

Magnetski tok kojeg faza stroja može ostvariti izravno je ovisan o faznom induktivitetu. Na slici 2.4 b) punom crtom je prikazan linearizirani induktivitet [2], [30], [40], [41] u ovisnosti o položaju statorskog i rotorskog pola, a primjer stvarnog induktiviteta je prikazan isprekidanom crtom. Pri položaju potpunog preklapanja statorskog i rotorskog pola pp , induktivitet je najveći, odnosno magnetska reluktancija je najmanja jer se magnetski tok zatvara preko željeza i preko minimalnog iznosa zračnog raspora. Udaljavanjem statorskog i rotorskog pola zračni raspor se povećava što povećava i magnetsku reluktanciju, stoga je i induktivitet manji. Induktivitet je minimalan pri položaju potpunog nepreklapanja statorskog i rotorskog pola.

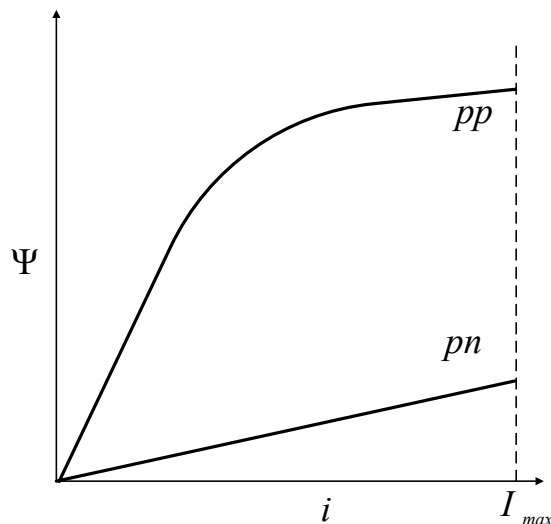
Osim o položaju, induktivitet se mijenja i u ovisnosti o faznoj struji zbog magnetskog zasićenja željeza. Na slici 2.4 c) prikazan je magnetski tok Ψ za položaj pp i pn u ovisnosti o struji faze. Pri položaju pp zračni raspor je najmanji stoga je i induktivitet najveći pa je i utjecaj magnetskog zasićenja željeza na magnetski tok najveći. Pomicanjem rotorskog pola prema položaju pn povećava se magnetski otpor i induktivitet je sve manji kao što je prikazano na slici 2.4 b). Pri položaju pn induktivitet je dovoljno mali da utjecaj magnetskog zasićenja željeza ne postoji u normalnom radu, stoga se induktivitet pri tom položaju ne

mijenja značajno s promjenom struje pa se i magnetski tok pri položaju pn mijenja približno linearno sa strujom faze.

Položaju potpunog poravnavanja pp pripada kut potpunog poravnavanja θ_{pp} , a položaju potpunog nedoravnavanja pn pripada kut potpunog nedoravnavanja θ_{pn} . Upravljanjem faznom strujom, uzimajući u obzir položaj rotora, odnosno relativni položaj statorskih i rotorskih polova, moguće je ostvariti generatorski ili motorski način rada. To se postiže odabirom položaja statorskog i rotorskog pola pri kojem se tranzistori faze pale (θ_p - kut paljenja) i pri kojem se gase (θ_g - kut gašenja). Područje između θ_p i kuta pri kojem fazna struja padne na nulu zove se kut vođenja θ_v . Ako je kut vođenja takav da induktivitet L raste s promjenom položaja rotorskog pola u odnosu na statorski pol pod uzbudom, onda stroj radi motorskom načinu, a ako pada onda radi u generatorskom.

2.1. Elektromagnetska pretvorba energije prekidačkog reluktantnog generatora

Objašnjenje elektromagnetske pretvorbe energije SRG-a temelji se na krivuljama magnetiziranja, odnosno krivuljama magnetskog toka Ψ u ovisnosti o faznoj struji i pri određenom položaju statorskog i rotorskog pola θ [1], [9], [42]. Na slici 2.5 prikazane su krivulje magnetiziranja za dva krajnja položaja rotorskog i statorskog pola. Pri potpuno poravnatom položaju pp fazni induktivitet je najveći stoga je i magnetsko polje tu najveće te je izražen efekt magnetskog zasićenja željeza. Pri potpuno nedoravnatom položaju pn induktivitet je najmanji pa željezo ne može ući u magnetsko zasićenje kod normalnog rada stroja. Elektromagnetska pretvorba energije događa se unutar površine koju zatvaraju krivulje magnetiziranja potpuno poravnatog i nedoravnatog položaja i maksimalno dozvoljene fazne struje I_{max} .

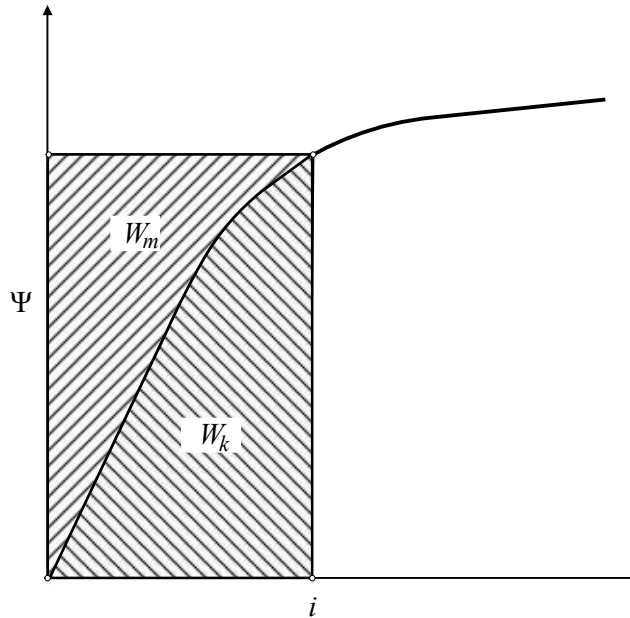


Slika 2.5. Krivulje magnetiziranja za potpuno poravnat i potpuno nedoravnat položaj rotorskog pola

Pohranjene magnetska energija W_m i koenergija W_k grafički su prikazane na slici 2.6, a matematički glase:

$$\begin{aligned}
 W_m &= \int i d\Psi \\
 W_k &= \int \Psi di
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

gdje je i trenutna vrijednost fazne struje.

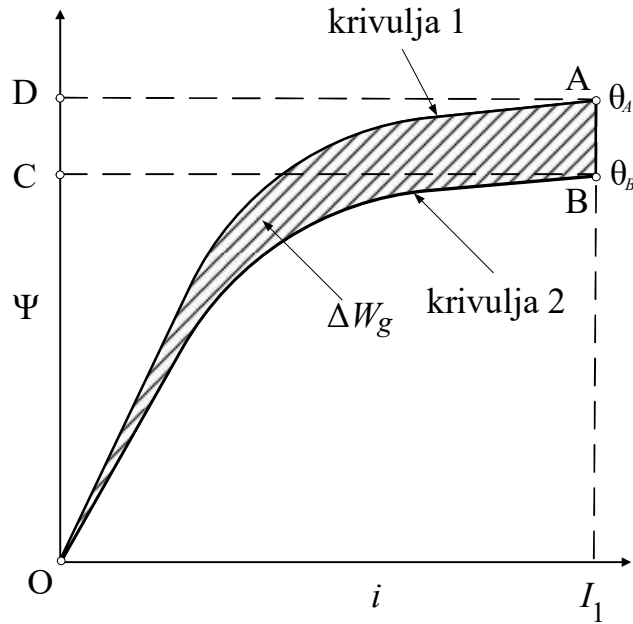


Slika 2.6. Definicija pohranjene magnetske energije W_m i koenergije W_k

U idealnom, magnetski linearnom stroju kod kojeg nema magnetskog zasićenja, krivulja magnetiziranja je ravna, odnosno magnetski tok se linearno mijenja u ovisnosti o struji i $W_m = W_k$.

Krivulja 1 na slici 2.7 odgovara položaju rotora definiranim položajem θ_A . Kada se rotor pomakne za kut $\Delta\theta = \theta_B - \theta_A$ tada je magnetiziranje prikazano krivuljom 2. Ukoliko se ova promjena položaja odvija pri konstantnoj struji I_1 onda je energija razmijenjena preko sabirnice:

$$\Delta W_e = \int i \frac{d\Psi}{dt} dt = \int i d\Psi = ABCD
 \tag{2.2}$$



Slika 2.7. Generirana energija

Promjena pohranjene magnetske energije iznosi:

$$\Delta W_m = OAD - OBC \quad (2.3)$$

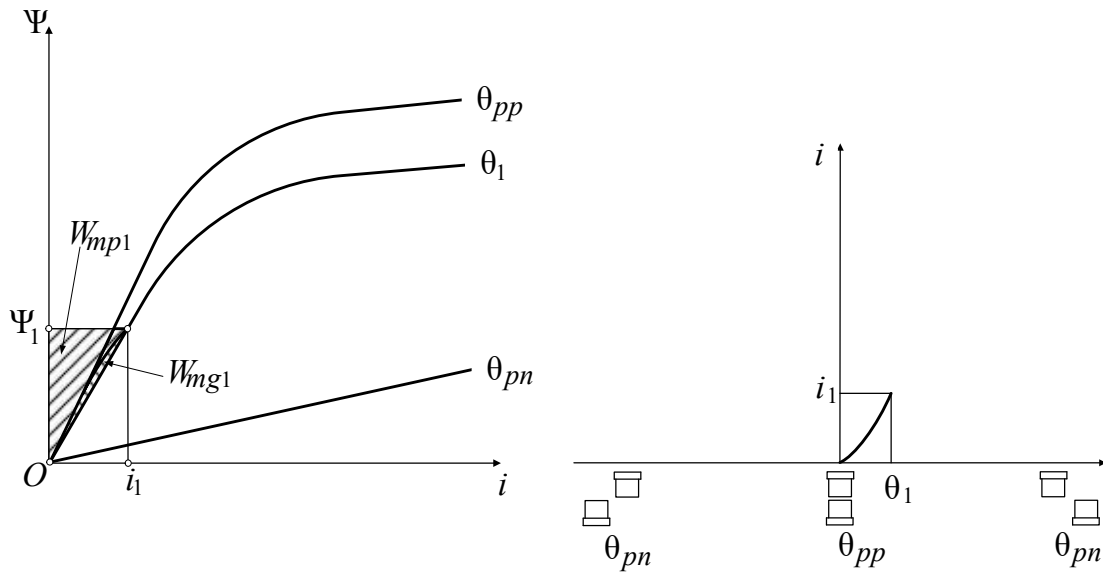
Promjena generirane energije prema jednadžbama (2.2) i (2.3) te slici 2.7 iznosi:

$$\begin{aligned} \Delta W_g &= \Delta W_e - \Delta W_m \\ &= ABCD - (OAD - OBC) \\ &= ABCD - OAD + OBC \\ &= OAB \\ &= M_e \Delta \theta \end{aligned} \quad (2.4)$$

gdje je M_e elektromagnetski moment stroja [1]. Ako se zanemari magnetsko zasićenje može se izraziti kao [15], [43]:

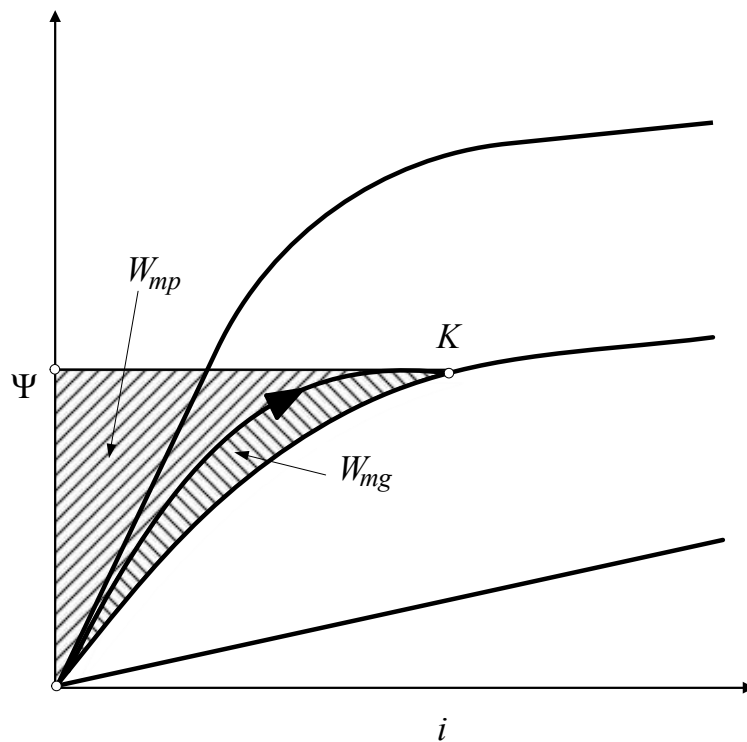
$$M_e = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\theta} i^2 \quad (2.5)$$

Da bi se ostvarilo generiranje, fazu stroja potrebno je prethodno magnetizirati. Prije nego se tranzistori jedne grane prikazani na slici 2.4 uključe fazna struja i i magnetski tok Ψ su nula što je definirano tačkom O na slici 2.8. Zbog jednostavnijeg prikaza uzima se da se tranzistori pale pri položaju potpunog poravnavanja. Kad se tranzistori uključe faza se počinje magnetizirati. Nakon nekog vremena fazna struja naraste na vrijednost i_1 sa slike 2.8 i kut između statorskog i rotorskog pola iznosi θ_1 . U toj tački magnetski tok ima vrijednost Ψ_1 . Energija potrebna za izgradnju tog magnetskog polja dolazi iz dva izvora. Energija označena površinom W_{mp1} sa slike 2.8 je magnetska energija dostavljena putem sabirnica u fazu stroja. Energija označena površinom W_{mg1} je pohranjena magnetska energija nastala pretvorbom iz kinetičke energije, odnosno generirana energija.



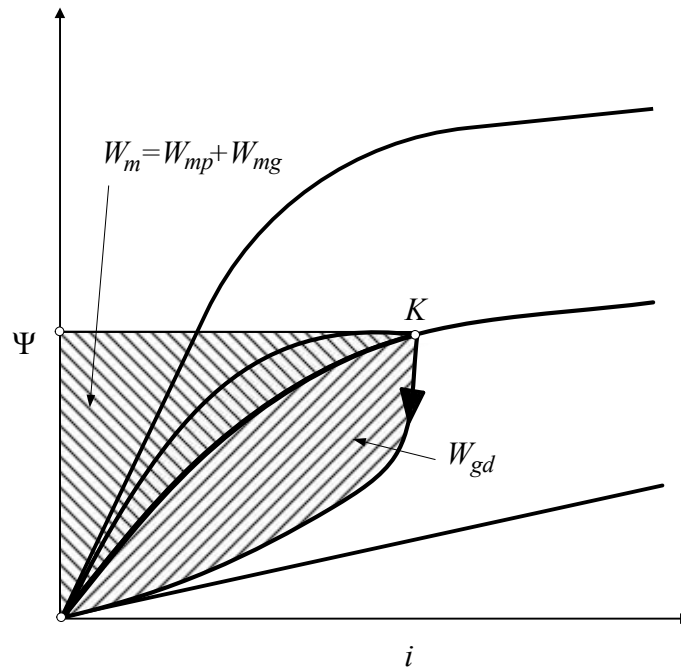
Slika 2.8. Elektromagnetska pretvorba energije na početku magnetiziranja faze stroja

Za vrijeme jednog ciklusa generiranja radna točka $[i, \Psi]$ prati krivulju sličnu krivulji prikazanoj na slikama 2.9 - 2.11. Dok su tranzistori uključeni faza se magnetizira sve do točke K sa slike 2.9 na način kako je to objašnjeno na slici 2.8. U točki K tranzistori se gase, počinju voditi diode te pohranjena magnetska energija iznosi $W_m = W_{mp} + W_{mg}$, gdje je W_{mp} pohranjena magnetska energija dobivena preko sabirnice, a energija W_{mg} predstavlja pohranjenu magnetsku energiju dobivenu pretvorbom rotacijske kinetičke energije.



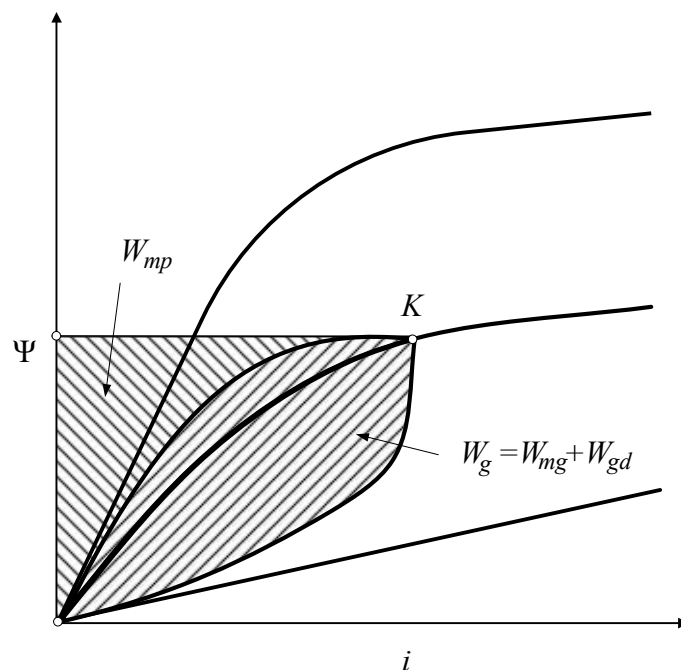
Slika 2.9. Pretvorba energije za vrijeme vođenja tranzistora

U točki K tranzistori sa slike 2.4 se gase, diode počinju voditi te fazna struja počinje padati. Kinetička energija pretvorena u električnu energiju za vrijeme vođenja dioda označena je površinom W_{gd} na slici 2.10. Za vrijeme vođenja dioda uz kinetičku energiju, u električnu energiju također se pretvara magnetska energija $W_m = W_{mp} + W_{mg}$ pohranjena u fazi za vrijeme vođenja tranzistora. Energija magnetiziranja W_m i energija generirana za vrijeme vođenja dioda W_{gd} zajedno daju energiju demagnetiziranja $W_d = W_m + W_{gd}$ jer se u cijelosti pretvaraju u električnu energiju za vrijeme vođenja dioda, odnosno za vrijeme demagnetiziranja.



Slika 2.10. Pretvorba energije za vrijeme vođenja dioda

Na slici 2.11 prikazana je generirana energija u jednom ciklusu vođenja kao površina $W_g = W_{mg} + W_{gd}$, odnosno kao energija generirana za vrijeme vođenja tranzistora W_{mg} i energija generirana za vrijeme vođenja dioda W_{gd} . Također je prikazana energija magnetiziranja W_{mp} dobivena preko sabirnice.



Slika 2.11. Pretvorba energije: generirana (W_g) i energija magnetiziranja dobivena preko sabirnica (W_{mp})

SRG koji ima manji zračni raspor pri manjim strujama ulazi u zasićenje pri potpuno poravnatom položaju. Dakle, stroj s manjim zračnim rasporom može zatvoriti veću površinu W_g sa slike 2.11. odnosno ima veću gustoću snage [44].

2.2. Gubici prekidačkog reluktantnog generatora

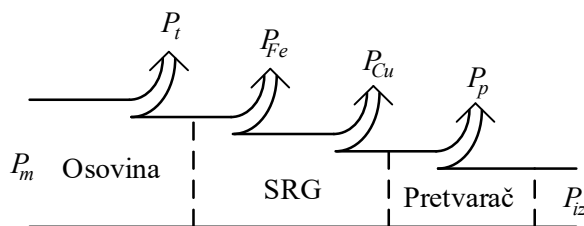
Snaga na izlazu iz sustava prekidačkog reluktantnog generatora i asimetričnog mosnog pretvarača P_{iz} je ulazna snaga na osovini P_m stroja umanjena za gubitke P_g [19]:

$$P_{iz} = P_m - P_g \quad (2.6)$$

Ukupni gubici SRG-a definirani su jednačbom (2.7) i prikazani su slikom 2.12.

$$P_g = P_t + P_{Fe} + P_{Cu} + P_p \quad (2.7)$$

gdje su P_t mehanički gubici, P_{Fe} gubici u željezu SRG-a, P_{Cu} gubici u bakru faznih namota SRG-a i P_p su sklopni gubici asimetričnog mosnog pretvarača.



Slika 2.12. Gubici prekidačkog reluktantnog generatora

P_t su mehanički gubici koji nastaju zbog trenja i ovisni su o brzini vrtnje i o obliku rotora. Gubici u željezu uzrokovani su histereznim gubicima, kružnim strujama i pomicanjem magnetskih domena [45], [46]. Histerezni gubici rezultat su promjene gustoće magnetskog toka i magnetskog polja u željezu. Promjenom gustoće magnetskog toka oko magnetskih silnica stvaraju se parazitske struje, tako da se gubici kružnih struja svode na Joulove gubitke u željezu. Kružne struje uzrokuju i pomicanje magnetskih domena što je izvor dodatnih gubitaka u željezu.

Gubici u željezu mogu se procijeniti na dva načina, proračunom ili iz mjerenja. Proračun gubitaka u željezu kod SRM-a je kompliciran jer valni oblici magnetskog toka nisu sinusni i različiti su za različite dijelove stroja [45] – [50]. Gubici u željezu mogu se izraziti kao:

$$P_{Fe} = P_h + P_k + P_e \quad (2.8)$$

gdje su P_h histerezni gubici, P_k su gubici kružnih struja i P_e su gubici zbog pomicanja magnetskih domena. Histerezni gubici proporcionalni su površini histereze:

$$P_h = K_1 \int HdB \quad (2.9)$$

Gubici kružnih struja i gubici zbog pomicanja magnetskih domena su proporcionalni promjeni magnetskog polja:

$$P_k = K_2 \int \left| \frac{dB}{dt} \right|^2 dt \quad (2.10)$$

$$P_e = K_3 \int \left| \frac{dB}{dt} \right|^{\frac{3}{2}} dt \quad (2.11)$$

K_1 , K_2 i K_3 su koeficijenti određeni karakteristikama željeza. Magnetsko polje i promjena magnetskog polja računaju se metodom konačnih elemenata. Kako se različitim dijelovima SRG-a magnetsko polje mijenja različitim frekvencijama i na različit način, potrebno je za svaki dio napraviti procjenu magnetskog polja i promjene magnetskog polja. Stroj se dijeli na sredinu rotora, obod statora, rotorske polove i statorske polove. Za svaki se dio stroja pomoću jednadžbi (2.9 - 2.11) računaju gubici u željezu. Gubici u željezu mogu se predstaviti otporom postavljenim u paralelu s faznim namotom. Taj otpor ovisi o faznoj struji i o položaju rotora [6], [51] – [53].

Simulacijom je pokazano u [45] da su kod jednopulsnog upravljanja strojem histerezni gubici i gubici kružnih struja uglavnom konstantni bez obzira na brzinu okretaja. Histerezni gubici su najveći u područjima rotora, dok su gubici kružnih struja najveći u području statorskog oboda.

Gubici u željezu mogu se procijeniti iz mjerenja ako se mjeri ulazna i izlazna snaga. Od razlike je potrebno oduzeti sve ostale gubitke tako da su gubici u željezu ono što ostaje [47], [49].

Ako se pretpostavi da sve fazne struje imaju jednak valni oblik, gubici u bakru se mogu odrediti kao:

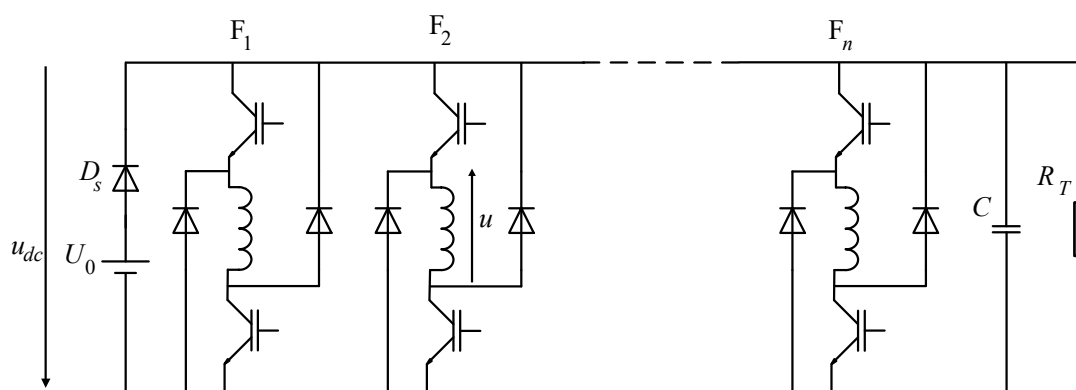
$$P_{Cu} = NI_{rms}^2 R \quad (2.12)$$

gdje je N broj faza stroja, I_{rms} efektivna vrijednost fazne struje i R otpor faznog namota stroja.

Gubici asimetričnog mosnog pretvarača P_p sastoje se od sklopnih gubitaka i Joulovih gubitaka u elementima pretvarača.

2.3. Asimetrični mosni pretvarač za upravljanje prekidačkim reluktantnim generatorom

Asimetrični mosni pretvarač sa slike 2.13 ima zadatak osigurati pojedinim fazama prekidačkog reluktantnog generatora energiju za magnetiziranje te generiranu energiju predati trošilu ili izmjenjivaču. Asimetrični mosni pretvarač ima broj grana jednak broju faza SRG-a. Svaka grana pretvarača označena s ($F_1 - F_n$) na slici 2.13 sastoji se od dva tranzistora, dvije diode i faze stroja. Grane su međusobno povezane pozitivnom i negativnom sabirnicom. Napon između sabirnica je u_{dc} . Prije puštanja stroja u pogon, odnosno prije magnetiziranja prve faze, potrebno je osigurati minimalan napon između sabirnica $u_{dc}=U_0$. Taj napon se osigurava iz istosmjernog naponskog izvora iznosa U_0 . Ukoliko za vrijeme rada sustava napon između sabirnica padne ispod U_0 , dioda D_s počne voditi i nadoknadi energiju iz nezavisnog izvora napajanja.



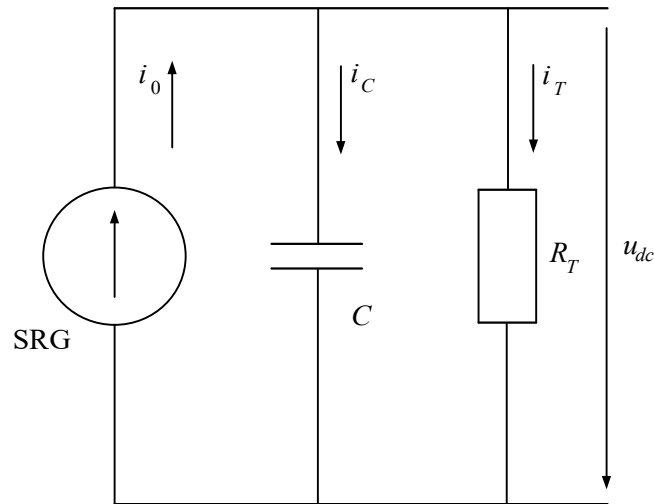
Slika 2.13. Sustav SRG-a s mosnim pretvaračem, kondenzatorom, teretom i izvorom za početnu uzбудu

Kondenzator C spojen je između sabirnica pretvarača i služi kao međuspremnik energije. Faza stroja magnetizira se dovođenjem impulsa na pripadajuće tranzistore kojima je odvojena od sabirnica pretvarača. Za vrijeme magnetiziranja, faza stroja potrebnu energiju preuzima iz kondenzatora. Za vrijeme generiranja, preko pripadajućih dioda faze i sabirnica pretvarača, kondenzator C i trošilo R_T preuzimaju generiranu energiju i energiju preuzetu za magnetiziranje faze. Za vrijeme dok niti jedna faza ne generira trošilo R_T se napaja samo iz kondenzatora. Umjesto trošila moguće je priključiti izmjenjivač. Ako generator generira više energije nego što trošilo troši onda napon na kondenzatoru raste. Ako generira manje onda napon na kondenzatoru pada.

Za tranzistorske prekidače u mosnom pretvaraču najčešće se koriste MOSFET i IGBT tranzistori. Pogodni su jer imaju mogućnost prisilne komutacije. Uvjet koji moraju zadovoljiti je naponsko i strujno opterećenje. Isti uvjet vrijedi i za diode.

Kondenzator C odabire se prema maksimalno dozvoljenoj valovitosti napona ΔU_{max} na kondenzatoru kojeg sustav zahtjeva [19]. Pojednostavljena ekvivalentna shema SRG-a

prikazana je na slici 2.14, gdje je i_0 suma svih trenutnih struja koje teku kroz faze generatora, i_c je struja kondenzatora i i_t je struja tereta.



Slika 2.14. Pojednostavljeni model SRG-a

Kad se faza generatora magnetizira struja teče od kondenzatora prema generatoru i napon na kondenzatoru pada. Za vrijeme generiranja struja teče od generatora prema kondenzatoru i napon raste. Prema [54] tri su izvora valovitosti napona između sabirnica. Prvi uzrok je nelinearnost stroja koja uzrokuje nelinearno magnetsko polje. Drugi uzrok je inducirana elektromotorna sila (EMS). Ako je EMS veća od napona između sabirnica, može uzrokovati nekontroliran rast fazne struje. Kako inducirana EMS ovisi o struji faze, nekontroliran rast struje se odražava na valovitost napona između sabirnica. Treći uzrok je magnetiziranje i demagnetiziranje faze stroja.

Kako je treći slučaj propada napona između sabirnica dominantan, kondenzator se bira iz izraza za propad napona:

$$\Delta u \cong \sqrt{\left(\frac{2uR_s}{R_T}\right)^2 + \left(\frac{u}{\omega_m R_T C}\right)^2} \quad (2.13)$$

Gdje je R_s ekvivalentni serijski otpor kondenzatora, a ω_m je frekvencija magnetiziranja faza stroja [54]. Iz jednadžbe (2.13) je vidljivo da odabir kondenzatora s većim kapacitetom i manjim ekvivalentnim otporom omogućava i manji propad napona između sabirnica.

Ako se zanemari ekvivalentni serijski otpor kondenzatora, njegov kapacitet se može odrediti pomoću jednadžbe [19]:

$$C = \frac{\Delta Q_{\max}}{\Delta U_{\max}} \quad (2.14)$$

gdje se ΔQ_{\max} dobiva integriranjem struje faze u jednom ciklusu vođenja za maksimalnu predviđenu struju. Odnosno, kondenzator se bira tako da propad napona na kondenzatoru bude maksimalno ΔU_{\max} .

3. MODELIRANJE PREKIDAČKOG RELUKTANTNOG GENERATORA I ODREĐIVANJE PARAMETARA

Kod pristupa rješavanju raznih problema pomoću prekidačkog reluktantnog generatora korisno je napraviti model stroja. Modelom se mogu analizirati različite strukture SRG-a, predvidjeti gubici, optimizirati rad i upravljanje strojem. Za razliku od klasičnih električnih strojeva, SRG radi u dubokom magnetskom zasićenju da bi se povećala gustoća snage. Zbog magnetskog zasićenja i geometrije stroja, svi bitni parametri SRG-a (npr. induktivitet, moment...) su vrlo nelinearne funkcije fazne struje i položaja rotora što čini modeliranje stroja kompleksnim zadatkom. Određivanje parametara SRG-a opisano je u poglavlju 3.1.. Utvrđivanje preciznije ovisnosti induktiviteta o struji faze i položaju rotora osigurava točniji model SRG-a. Modeliranju SRG-a može se pristupiti na dva načina: numeričkim modeliranjem temeljenim na metodi konačnih elemenata i klasičnim modeliranjem što je opisano u poglavljima 3.2. i 3.3..

3.1. Određivanje parametara prekidačkog reluktantnog generatora i njihovo uključenje u klasični model

Uobičajeni model SRM-a temelji se na otporu u bakru i faznom induktivitetu te ne uključuje rasipne tokove, međuinđuktivitet između faza stroja i gubitke u željezu. Međuinđuktivitet se obično zanemaruje, a modeli SRG-a koji ga uključuju su složeniji i zahtijevaju veću računalnu snagu od klasičnog modela [55]. Utjecaj rasipnog toka na SRG je zanemariv osim kod strojeva koji imaju veći broj zuba na statorskim polovima. Prekidački reluktantni stroj s dva ili više zuba po statorskom polu ima takvu geometriju da može pod jedan statorski pol doći onoliko rotorskih polova koliko na statorskom polu ima zubiju. Rasipni induktivitet kod takvih strojeva se može predvidjeti samo metodom konačnih elemenata što zahtijeva veliku računalnu snagu, stoga se u simulacijama SRG-a s jednim zubom po statorskom polu zanemaruje [56]. Gubici u željezu kod jednopulsnog načina rada mogu iznositi i do 50 % ukupnih gubitaka stoga ih je korisno uključiti u model SRG-a [45].

3.1.1. Određivanje omskog otpora faznog namota i faznog induktiviteta

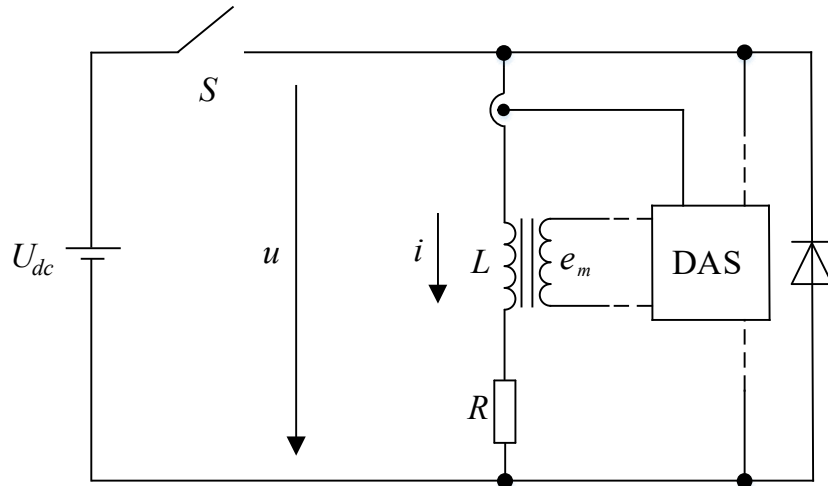
Ovisnost magnetskog toka o struji faze i položaju statorskog i rotorskog pola može se odrediti direktnom ili indirektnim metodama. Direktnom metodom magnetski tok se dobiva mjerenjem pomoću magnetskog senzora [57]. Induktivitet se dobiva dijeljenjem magnetskog toka s odgovarajućom faznom strujom. Ova metoda nije pogodna za male strojeve i zahtijeva magnetski senzor stoga se rijetko upotrebljava. Indirektne metode podrazumijevaju da se magnetski tok računa metodom konačnih elemenata (*engl. Final Element Method – FEM*) ili procjenjuje iz izmjerene struje, napona ili momenta iz pokusa.

Procjena ovisnosti magnetskog toka o položaju i faznoj struji metodom konačnih elemenata pogodna je kad je geometrija stroja potpuno poznata i kad su poznate karakteristike materijala od kojeg je napravljen. Nakon što se izgradi FEM mreža presjeka stroja računa se iznos magnetskog toka za različite iznose faznih struja i različite položaje statorskog i rotorskog pola [7], [16], [18], [27], [39], [58] 59 4 3 60 [30] .

Iz izmjerenih vrijednosti, induktivitet SRG-a može se dobiti pomoću sljedećih metoda [39], [61] – [64]: metodom istosmjerne uzbude, metodom izmjenične uzbude, ACS metodom (*engl. AC Superposition, ACS*) i momentnom metodom. Kako fazni induktivitet SRG-a ovisi

o položaju rotora kod svih metoda, rotor stroja potrebno je zakočiti u određenom položaju statorskog i rotorskog pola θ i zatim izvršiti mjerenja. To se ponavlja sve dok se ne izvrše mjerenja za sve relevantne položaje rotora.

Shema za procjenu induktiviteta metodom istosmjerne uzbude [6], [51], [52], [57], [64] – [67] prikazana je na slici 3.1.



Slika 3.1. Shema za mjerenje induktiviteta metodom istosmjerne uzbude

Nakon što se sklopka S zatvori potrebno je struju i namjestiti na vrijednost I_{dc} (pomoću promjenjivog otpornika npr.). Nakon što se sklopka S otvori, fazna struja se zatvara preko diode rušeći magnetski tok Ψ . Integriranjem inducirane elektromotorne sile zakočenog rotora e_m nastale uslijed promjene magnetskog toka dobiva se iznos magnetskog toka iz jednadžbe (3.1)[66].

$$\Psi(I_{dc}, \theta) = \int e_m dt = \int -(U_{dc} - iR) dt \quad (3.1)$$

Inducirana elektromotorna sila zakočenog rotora e_m može se izmjeriti ugradnjom pomoćnog svitka u fazu stroja. Pretpostavlja se da svitak ulančuje čitav magnetski tok faze. Ako to zbog konstrukcije stroja nije moguće, e_m se može dobiti oduzimanjem pada napona na otporu namota od napona izvora U_{dc} . U uređaj za prikupljanje podataka (*engl. DAS-Data Acquisition System*) pohranjuju se fazna struja i , napon U_{dc} ili inducirana elektromotorna sila e_m .

Fazni induktivitet za zadan položaj i struju faze I_{dc} iznosi:

$$L = \frac{\Psi}{I_{dc}} \quad (3.2)$$

Kod ove metode istosmjerni napon U_{dc} se može dobiti ili pomoću akumulatorskih baterija ili pomoću ispravljača. Ako se koriste akumulatorske baterije onda je potreban veći broj baterija spojenih u seriju da bi se postigao dovoljno velik napon. Problem kod ispravljača s kondenzatorom je što postoji izmjenična komponenta u naponu izvora te kondenzator i fazni namot stvaraju oscilacije, što smanjuje točnost mjerenja.

Kako se mjerenja uzimaju u diskretnim intervalima moguće je prilagoditi jednadžbu (3.1) te iz diskretnih vrijednosti odrediti magnetski tok za određenu faznu struju i određeni položaj pomoću jednadžbe [68], [69]:

$$\Psi(k, \theta) = U_{dc} \Delta t - Ri(k, \theta) + \Psi(k-1, \theta) \quad (3.3)$$

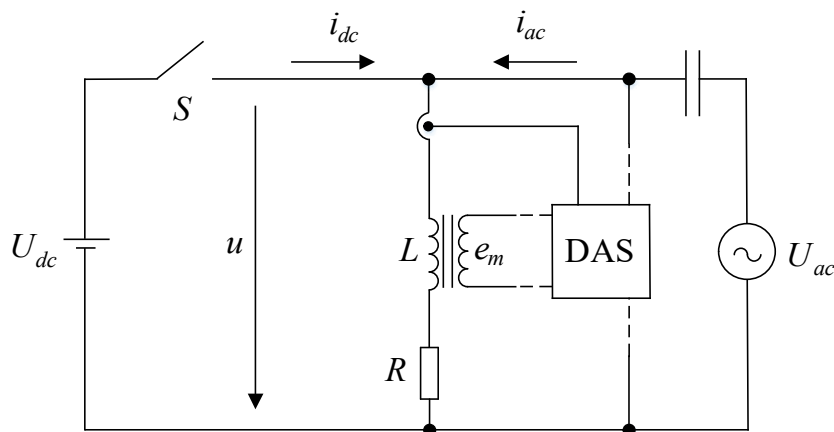
gdje je $\Psi(k, \theta)$ magnetski tok u trenutku $t_k = k\Delta t$ za kut između statorskog i rotorskog pola iznosa θ i struju iznosa $i(k, \theta)$.

Otpor faze R potrebno je odrediti prije svakog mjerenja jer se otpor mijenja zbog utjecaja topline. Zbog malog iznosa ne preporuča se mjerenje otpora multimetrom nego U-I metodom koja se lako može nadovezati na metodu za određivanje faznog induktiviteta [61].

Mjerenje ACS metodom provodi se tako da se na namot narine napon koji ima istosmjernu U_{dc} i izmjeničnu U_{ac} komponentu kako je to prikazano na slici 3.2. Istosmjerni napon kod ove metode mora biti bez valovitosti da ne bi došlo do interakcije s izmjeničnim naponom. Kondenzator na slici 3.2 služi da se razdvoji istosmjerni i izmjenični napon. Istosmjernom komponentom se određuje razina magnetske zasićenosti željeza, odnosno fazna struja pri kojoj se želi odrediti induktivitet. Izmjenična komponenta treba biti što manja moguća tako da izmjenična komponenta fazne struje ima oblik što bliži sinusoidi. Ova metoda zahtjeva izvor napona koji može imati istosmjernu i izmjeničnu komponentu što je nedostatak ove metode [50]. Induktivitet se ACS metodom određuje pomoću jednadžbe (3.4).

$$L(i_{dc}, \theta) = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{\left(\frac{U_{ac}}{i_{ac}}\right)^2 - R^2} \quad (3.4)$$

gdje je $L(i_{dc}, \theta)$ induktivitet pri faznoj struji i_{dc} i položaju θ . U_{ac} je napon izmjeničnog izvora, i_{ac} je iznos izmjenične komponente fazne struje i f je frekvencija izmjeničnog izvora.



Slika 3.2. Shema za mjerenje induktiviteta ACS metodom

U radu [70] kao naponski izvor korišten je jednofazni napon ispravljen diodom. S tim se postiže da je faza magnetizirana pozitivnim dijelom sinusoide napona, što odgovara i stvarnom načinu rada SRM-a. Prije svakog mjerenja željena maksimalna fazna struja postiže se promjenjivim otporom. Snimljeni napon umanjjen za pad napona na radnom otporu faze

stroja integrira se do trenutka u kojem je struja postigla veličinu za koju se želi odrediti magnetski tok.

U [62], [71] ovisnost magnetskog toka o struji faze i položaju rotora određena je iz izmjerenog momenta. Moment se mjeri na osovini stroja pri određenom položaju θ i određenoj istosmjernoj struji i . Na taj način izbjegnuto je utjecaj gubitaka u željezu na rezultat.

Momentna metoda se temelji na izrazu za koenergiju:

$$dW_k(i, \theta) = M(i, \theta)d\theta + \Psi(i, \theta)di \quad (3.5)$$

gdje je $W_k(i, \theta)$ koenergija u funkciji fazne struje i položaja rotora, M je statički moment, $\Psi(i, \theta)$ je magnetski tok za zadanu struju faze i položaj. Kako se mjerenje provodi dok kroz fazni namot teče istosmjerna struja, odnosno $di=0$, drugi dio jednadžbe (3.5) je nula pa se koenergija za položaj θ i faznu struju i računa integriranjem statičkog momenta:

$$W_k(i, \theta) = W'(i, \theta_{pn}) + \int_{\theta_{pn}}^{\theta} M(i, \theta)d\theta \quad (3.6)$$

gdje je θ_{pn} položaj potpunog nedoravnavanja. Kako na tom položaju nema magnetskog zasićenja, koenergija se može izračunati kao:

$$W_k(i, \theta_{pn}) = \frac{1}{2} L_{pn} i^2 \quad (3.7)$$

gdje je L_{pn} induktivitet pri položaju potpunog nedoravnavanja koji se određuje pomoću jedne od prethodno opisanih metoda. Iz jednadžbi (3.6) i (3.7) jednadžba za koenergiju glasi:

$$W_k(i, \theta) = \frac{1}{2} L_{pn} i^2 + \int_{\theta_{pn}}^{\theta} M(i, \theta)d\theta \quad (3.8)$$

Magnetski tok za zadanu faznu struju i i položaj rotora određuje se deriviranjem koenergije po faznoj struji:

$$\Psi(\theta, i) = \frac{dW_k(\theta, i)}{di} \quad (3.9)$$

Nakon što se provede mjerenje momenta za N_i različitih faznih struja na N_θ različitih položaja, jednadžbu (3.8) moguće je zapisati kao:

$$W_k(i_j, \theta_k) = \frac{1}{2} L_{pn} i_j^2 + \sum_{n=2}^k [M(\theta_n, i_j)] \otimes [\theta_n - \theta_{n-1}] \quad (3.10)$$

$$k = 2, 3, \dots, N_\theta; \quad j = 1, 2, \dots, N_i$$

Iz dobivenih iznosa koenergije za sve kombinacije položaja θ_k i faznih struja i_j magnetski tok se dobiva kao:

$$\Psi(i_j, \theta_k) = \frac{W_k(i_j, \theta_k) - W_k(i_{j-1}, \theta_k)}{i_j - i_{j-1}} \quad (3.11)$$

$$k = 2, 3, \dots, N_0; \quad j = 2, 3, \dots, N_i$$

Kako je struja $i_1=0$ tako je i magnetski tok $\Psi(i_1, \theta_k) = 0$.

Kad se dobije ovisnost induktiviteta o položaju rotora i struji faze postoji više načina kako ga prikazati da bude pogodan za model SRM-a. Najjednostavnija metoda je da se induktivitet aproksimira linearnom ovisnošću o položaju rotorskog naspram statorskog pola. Potrebno je izračunati ili izmjeriti induktivitet za položaj potpunog poravnavanja gdje je fazni induktivitet maksimalan i položaj potpunog naporavnavanja gdje je minimalan i zatim postaviti linearnu ovisnost induktiviteta o kutu θ [27], [72].

Alati umjetne inteligencije kao što su neuronske mreže (*engl. ANN – Artificial Neural Network*) [9], [73], [74], ANFIS (*engl. Adaptive Neural Fuzzy Inference System*) [64], [74] te sustavi neizrazite logike [66], [74] uspješno mogu mapirati nelinearne odnose između varijabli, što je primjenjivo na ovisnost induktiviteta SRM-a o struji faze i položaju rotora. U radovima [39], [60], [75] ovisnost magnetskog toka o položaju i struji spremljena je u memorijsku tablicu. Induktivitet ili magnetski tok mogu se aproksimirati raznim funkcijama [76], [77]. U [58] magnetski tok se aproksimira linearnom kombinacijom dviju gausovih funkcija.

U [15], [19], [26], [28], [72], [73], [78] – [82] induktivitet je predstavljen Fourierovim redom. Kako se fazni induktivitet mijenja periodično s položajem θ , može se predstaviti pomoću Fourierovog reda u ovisnosti o θ :

$$L(i, \theta) = \sum_{k=0}^m L_k(i, \theta) \cos(kN_r \theta) \quad (3.12)$$

gdje je N_r broj rotorskih polova, m je broj koeficijenata Fourierovog reda, θ je kut pri kojem je određeni koeficijent L_k definiran. L_k za $k=0$ je induktivitet u ovisnosti o struji faze koji vrijedi za potpuno poravnat položaj, dok je L_k za $k=m$ induktivitet pri potpuno naporavnom položaju gdje se zanemaruje mijenja s promjenom fazne struje. Ostali koeficijenti Fourierovog reda nalaze se na međusobno jednakim udaljenostima između potpuno poravnatog i potpuno naporavnatog položaja. Koeficijenti L_k ovise o struji faze stoga se mogu aproksimirati polinomom:

$$L_k(\theta, i) = \sum_{n=0}^p a_{\theta, n} i^n \quad (3.13)$$

gdje je p stupanj polinoma i $a_{\theta, n}$ su koeficijenti polinoma.

U radu [67] induktivitet 8/6 SRG-a predstavljen je Fourierovim redom. Broj koeficijenata Fourierovog reda je $m=2$ i $m=3$, odnosno za tri i četiri različite vrijednosti kuta θ . Stupanj polinoma je $p=5$.

3.1.2. Određivanja međuinuktiviteta prekidačkog reluktantnog generatora

Kao i induktivitet, međuinuktivitet se može dobiti pomoću metode konačnih elemenata ili procjenom iz izmjerene struje i napona iz pokusa. Kod metode konačnih elemenata, nakon što se izgradi FEM mreža presjeka stroja računa se iznos magnetskog toka faze pod uzbudom za različite položaje rotora uzimajući u obzir magnetski tok koji se zatvara i kroz neaktivne faze. U tom slučaju je moguće odrediti koliki udio toka se za pojedini položaj zatvara u ostalim fazama stroja [83].

Međuinuktivitet se procjenjuje iz izmjerenih podataka slično kao i kod induktiviteta. Provodi se metoda istosmjerne uzbude slično kao i kod mjerenja induktiviteta koje je opisano u podpoglavlju 3.1.1., samo što se još mjeri inducirani napon na otvorenim stezaljkama ostalih faza stroja [75], [84]. Međuinuktivitet je također kao i induktivitet ovisan o položaju rotora i struji faze pod uzbudom. Jednostavnim integriranjem napona na otvorenim stezaljkama i dijeljenjem sa faznom strujom pod uzbudom dobiva se međuinuktivitet:

$$L_{jk} = \frac{\Psi_{jk}}{I_j} = \frac{\int u_{jk} dt}{I_j}, k \neq j, k = 1 \dots n \quad (3.14)$$

gdje je j broj faze pod uzbudom, k su ostale faze, n je broj faza stroja, L_{jk} je međuinuktivitet između faze pod uzbudom j i faze k , Ψ_{jk} je ulančani magnetski tok između faza j i k . I_j je istosmjerna struja korištena kod mjerenja metodom istosmjerne uzbude. u_{jk} je inducirani napon izmjeren na stezaljkama faze k .

Prema [75] međuinuktivitet je najviše izražen u fazama susjednim fazi pod uzbudom te iznosi 8,5 % faznog induktiviteta faze pod uzbudom kad je položaj rotorskog pola na sredini između dva statorska pola.

3.2. Klasični model prekidačkog reluktantnog generatora

Kako su faze SRG-a međusobno neovisne, analiza stroja može se provesti za jednu fazu pa rješenje primijeniti za sve ostale faze. Na slici 3.3 prikazana je nadomjesna shema jedne grane asimetričnog mosnog pretvarača i jedne faze SRG-a. Fazni namot je odvojen pomoću dva tranzistora i dvije diode od sabirnica. Više grana spajaju se paralelno na zajedničke vodiče koji se u ovom slučaju nazivaju sabirnice kako je to opisano u poglavlju 2.3.. Na sabirnice pretvarača treba biti spojen naponski izvor i spremnik energije kao što prikazano na slici 2.13.

Početak analize je naponska jednadžba za namot na kojeg je narinut napon u , odnosno fazni napon:

$$u = \frac{d\Psi}{dt} + Ri \quad (3.15)$$

i je fazna struja, Ψ je ulančani magnetski tok i R otpor faznog namota stroja. Zanimaren je međuinuktivitet i gubici u željezu. Pretpostavljeno je da nema rasipanja magnetskog toka. Zanimareni su padovi napona na tranzistorima i diodama.

Magnetski tok se može zapisati kao umnožak induktiviteta L i fazne struje i .

$$u = \frac{d(Li)}{dt} + Ri \quad (3.16)$$

Deriviranjem magnetskog toka po vremenu dobiva se:

$$u = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL(i, \theta)}{dt} + Ri \quad (3.17)$$

Induktivitet ovisi o faznoj struji i i relativnom položaju statorskog i rotorskog pola θ . Deriviranjem induktiviteta po vremenu dobiva se:

$$u = L \frac{di}{dt} + i \left(\frac{dL}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + \frac{dL}{di} \frac{di}{dt} \right) + Ri \quad (3.18)$$

Kako je $\frac{d\theta}{dt}$ kutna brzina vrtnje stroja ω dobiva se:

$$u = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{d\theta} \omega + i \frac{dL}{di} \frac{di}{dt} + Ri \quad (3.19)$$

Jednadžba (3.19) može se zapisati kao:

$$u = \left(L + i \frac{dL}{di} \right) \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{d\theta} \omega + Ri \quad (3.20)$$

Induktivitet definiran jednadžbom (3.21) naziva se efektivni induktivitet:

$$L_e = L + i \frac{dL}{di} \quad (3.21)$$

Izraz $i \frac{dL}{di}$ naziva se dinamički induktivitet L_d i opisuje utjecaj magnetskog zasićenja željeza na induktivitet L [19], [79], [85]. S porastom struje induktivitet L se smanjuje, a fazna struja je uvijek pozitivna pa je efektivni induktivitet L_e uvijek manji od induktiviteta L kad fazna struja raste. Kako induktivitet L ima statičke vrijednosti, odnosno za jednu vrijednost fazne struje i i za jedan položaj θ postoji jedan induktivitet L , može se nazvati statičkim induktivitetom. Efektivni induktivitet L_e jednak je statičkom induktivitetu L faze ako stroj radi u linearnom magnetskom području.

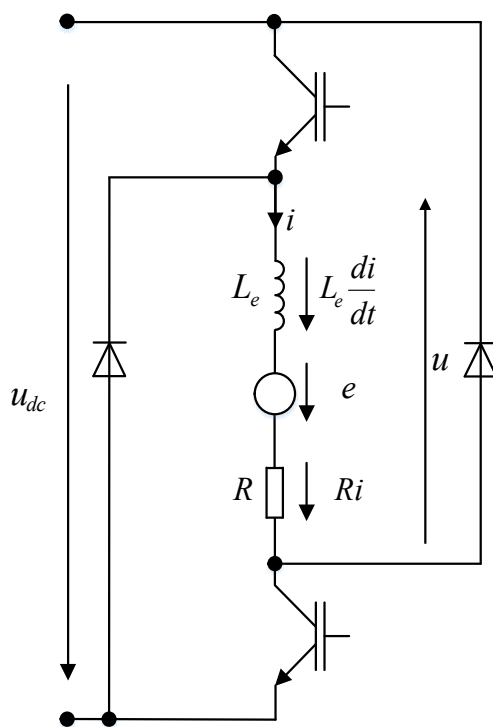
Izraz $R_e = \frac{dL}{d\theta} \omega$ označava ekvivalentni otpor pretvorbe energije [54]. Ovisi o brzini vrtnje ω i o derivaciji statičkog induktiviteta po položaju. U generatorskom načinu rada ima negativnu vrijednost. Zajedno s faznom strujom i čini induciranu elektromotornu silu (EMS) e :

$$e = iR_e = i \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (3.22)$$

Iz jednadžbi (3.19 – 3.22) dobiva se:

$$u = L_e \frac{di}{dt} + e + Ri \quad (3.23)$$

Nadomjesna shema sa slike 3.3 temelji se na naponskoj jednadžbi (3.23). Prvi dio jednadžbe je napon nastao zbog utjecaja efektivnog induktiviteta L_e i promjene fazne struje. Drugi dio je inducirana elektromotorna sila e , odnosno jednadžba (3.22). Treći dio je pad napona na otporu faznog namota. Napon u_{dc} je istosmjerni napon između sabirnica asimetričnog mosnog pretvarača. Napon u je fazni napon.



Slika 3.3. Nadomjesna shema jedne grane asimetričnog mosnog pretvarača i jedne faze SRG-a

Trenutna snaga iznosi:

$$ui = L_e i \frac{di}{dt} + R_e i^2 + Ri^2 \quad (3.24)$$

Energetska bilanca u jednom ciklusu vođenja iznosi:

$$\int uidt - \int L_e i \frac{di}{dt} dt - \int R_e i^2 dt - \int Ri^2 dt = 0 \quad (3.25)$$

Prvi dio jednadžbe (3.25) je energija razmijenjena preko sabirnica. Drugi dio je pohranjena magnetska energija u fazi stroja. Kako su pretpostavljeni idealni uvjeti drugi dio iznosi nula, odnosno sva pohranjena energija iz izvora napajanja vraća se u izvor. Treći dio je generirana energija. Može se primijetiti da generirana energija ne ovisi o smjeru struje u fazi jer je i^2 uvijek pozitivno. Energija može biti generirana samo ako je promjena induktiviteta u smjeru gibanja rotora negativna. Samo u tom slučaju faza stroja može predati preko sabirnica veću energiju nego što je preuzela. Četvrti dio jednadžbe su Joulovi gubici [53].

Klasični model SRG-a [5], [2], [39], [53], [55], [86] – [90] se temelji na naponskoj jednadžbi (3.23) i nadomjesnoj shemi jedne grane asimetričnog mosnog pretvarača i faze SRG-a prikazane na slici 3.3. Da bi se izgradio klasični model SRG-a treba biti poznata ovisnost induktiviteta o faznoj struji i i položaju rotora θ te poznat otpor faze R . U klasičnom modelu pretpostavljeno je da je induktivitet svake faze osno simetričan u odnosu na potpuno poravnati položaj te da isti parametri vrijede za svaku fazu. Zanemaren je međuinduktivitet i rasipni tok te se zanemaruju gubici u željezu. Pretpostavlja se da su tranzistori pretvarača idealne sklopke [72]. Jednadžba (3.23) može se zapisati kao:

$$i = \frac{1}{L_e} \int \left(u - Ri - \omega i \frac{dL}{d\theta} \right) dt \quad (3.26)$$

Simulacija koja se temelji na ovoj jednadžbi izbjegava računanje derivacije struje po vremenu. Zbog iterativnog načina računanja, derivacija može unijeti značajne greške u proračun. Na temelju jednadžbe (3.26) te nadomjesne sheme asimetričnog mosnog pretvarača i SRG-a sa slike 3.3 može se postaviti sustav jednadžbi koji opisuje rad SRG-a i pretvarača:

$$i_j = \frac{1}{L_{e_j}} \int \left(k_j u - Ri_j - \omega_m i_j \frac{dL}{d\theta_j} \right) dt, \quad j \in \{1 \dots n\} \quad (3.27)$$

Jednadžbu (3.27) potrebno je postaviti n puta, gdje n predstavlja broj faza stroja. Svi parametri označeni s indeksom j odnose se na fazu j . Parametar k može imati vrijednost 1, -1 ili 0. k ima vrijednost 1 dok vode tranzistori odnosno dok se faza magnetizira. Za to vrijeme fazni napon u je u smjeru napona između sabirnica u_{dc} . Kad se tranzistori isključe i počnu voditi diode, k ima vrijednost -1, odnosno fazni napon u je suprotnog smjera od napona u_{dc} . $k=0$ za vrijeme od trenutka kada fazna struja padne na nulu do kad položaj sljedeći put dostigne kut paljenja θ_p .

U jednadžbi (3.28) struja i_c je struja koja teče prema kondenzatoru C . Sastoji se od struje i_0 , odnosno struje koja teče od generatora prema kondenzatoru te struje tereta i_t .

$$i_c = i_0 - i_t = \sum_{j=1}^n -k_j i_j - i_t \quad (3.28)$$

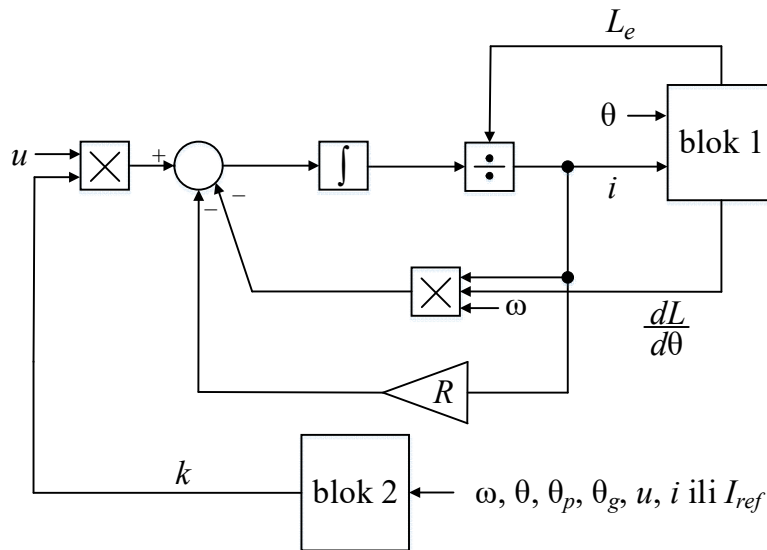
i_0 je zbroj trenutnih vrijednosti struja svih faza generatora, s tim da je fazna struja negativna za vrijeme magnetiziranja jer teče od kondenzatora prema fazi i pozitivna za vrijeme dok vode diode jer teče od faze prema kondenzatoru. U jednadžbi (3.29) napon na kondenzatoru koji je ujedno i napon između sabirnica u_{dc} , određen je strujom i_c te kapacitetom kondenzatora C i početnim naponom kondenzatora U_0 .

$$u_{dc} = \frac{1}{C} \int i_c dt + U_0 \quad (3.29)$$

Struja tereta, (3.30), određena je naponom u_{dc} i otporom trošila R_t .

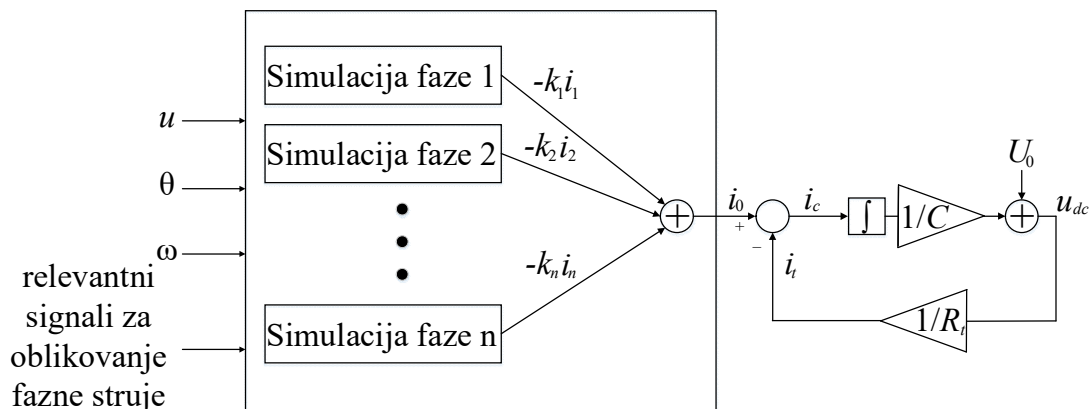
$$i_t = \frac{u_{dc}}{R_t} \quad (3.30)$$

Jednadžbe (3.27 – 3.30) su prikazane na slikama 3.4 i 3.5 u obliku prikladnom za *Matlab/Simulink*. Blokovska shema simulacije temeljena na jednadžbi (3.27) za jednu fazu prikazana je na slici 3.4. Ulazni podaci u simulaciju jedne faze su napon u , brzina vrtnje ω , položaj θ i signali relevantni za oblikovanje fazne struje, odnosno određivanje vrijednosti k što je opisano u poglavlju 4.2.. Blokovska shema simulacije jedne faze treba sadržavati dva bloka: „blok1“ sa slike 3.4, koji na temelju relativnog položaja statorskog i rotorskog pola θ i fazne struje i računa trenutni efektivni induktivitet L_e te promjenu induktiviteta po položaju i „blok 2“ koji računa vrijednost k na temelju pravila opisanih u poglavlju 4.2. i ulaznih signala koji mogu biti brzina vrtnje ω , položaj θ , kut paljenja θ_p , kut gašenja θ_g , napon između sabirnica u , fazna struja i ili referentna vrijednost fazne struje I_{ref} .



Slika 3.4. Blokovska shema simulacije jedne faze SRG-a

Primjena jednadžbi (3.27 – 3.30), odnosno cijeli model SRG-a nalazi se na slici 3.5.



Slika 3.5. Blokovska shema simulacije SRG-a

Model sadrži n modela jedne faze, odnosno po jedan model za svaku fazu stroja. Trenutne vrijednosti struja svih faza zbrajaju se uzimajući u obzir smjer te se tako dobiva struja i_0 . Od te struje oduzima se struja tereta i_t te se dobiva struja kondenzatora i_c iz koje se primjenom jednadžbe (3.29) dobiva napon između sabirnica u_{dc} .

3.3. Numerički modeli prekidačkog reluktantnog generatora zasnovani na metodi konačnih elemenata

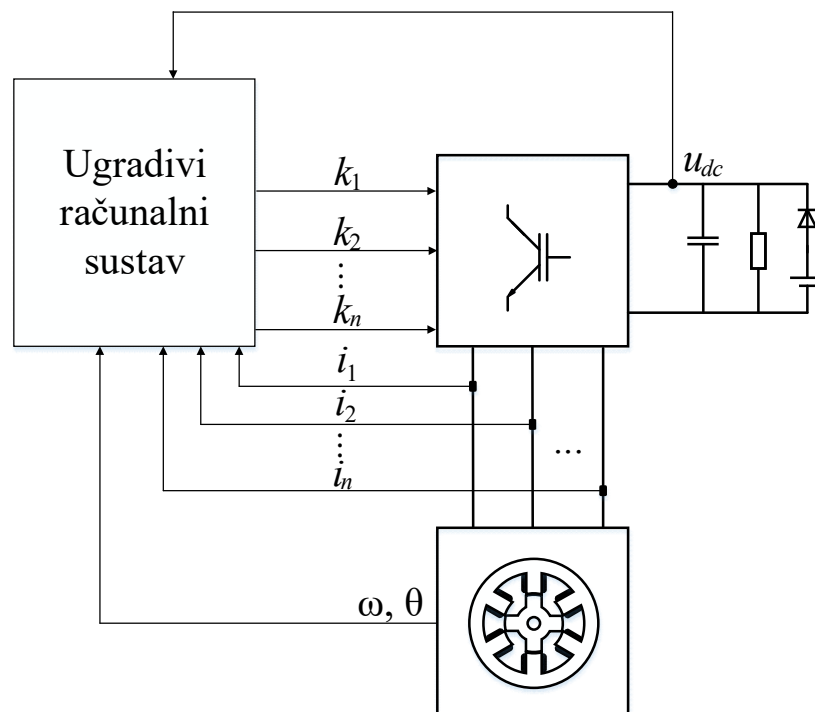
Da bi se izgradio model SRG-a temeljen na metodi konačnih elemenata potrebno je poznavati geometriju stroja i magnetsku permeabilnost materijala kroz koje se magnetski tok zatvara [12], [37], [39], [70], [86], [91]. Postoji više računalnih programa pomoću kojih se može analizirati i izračunati magnetsko polje stroja u dvije ili tri dimenzije (*Flux2D/3D* (*Cedrat SA*), *Ansys* (*AnSoft*), *Maxwel* (*AnSoft*), *MagNet*). FEM-model SRM-a mora sadržavati dva dijela: model magnetskog kruga i model električnog kruga koji su međusobno povezani preko faznog namota. Fazna struja se računa pomoću jednadžbe (3.23) u modelu električnog kruga. Ta struja je ulazni podatak za računanje magnetskog toka metodom konačnih elemenata u modelu magnetskog kruga. Dobiveni magnetski tok se koristi za dobivanje struje pomoću jednadžbe (3.23) u idućoj iteraciji [86].

Zbog velikog broja računalnih operacija potrebnih za numeričko računanje magnetskog toka metodom konačnih elemenata te zbog iterativnog načina rješavanja modela magnetskog i električnog kruga, analiza stroja ovom metodom je spora, ali vrlo točna. Točnost se povećava finijom podjelom stroja na konačne elemente. Ova metoda nije pogodna za primjenu upravljačkih algoritama zbog svoje kompleksnosti.

4. SUSTAVI REGULACIJE PREKIDAČKOG RELUKTANTNOG GENERATORA S ASIMETRIČNIM MOSNIM PRETVARAČEM

Da bi sustav koji sadrži SRG ispunio svoj zadatak potrebna je regulacija stroja. Različiti sustavi najčešće zahtijevaju da SRG na određenom iznosu održava različite referentne varijable: konstantan napon između sabirnica, struju sabirnica, izlaznu snagu iz generatora, brzinu vrtnje ili moment što je opisano u poglavlju 4.1.. Specifičan je način upravljanja SRG-om koji se koristi u vjetroturbinama jer je određen karakteristikom vjetroturbine što je također opisano u poglavlju 4.1.. Regulacija SRG-a se temelji na oblikovanju faznih struja stroja kao što je opisano u poglavlju 4.2.. Faznim strujama, između ostalog upravlja se na temelju referentnih signala koje generira regulator. Regulator iz usporedbe izmjerene i željene varijable na temelju zadanih pravila određuje referentnu vrijednost za oblikovanje fazne struje što je opisano u 4.3. Kod SRG-ova koji rade na krutoj mreži uz upravljanje asimetričnim mosnim pretvaračem upravlja se i izmjenjivačem koji predaje generiranu energiju u elektroenergetsku mrežu.

Klasični pogon s reluktantnim prekidačkim generatorom sastoji se, između ostalog od SRG-a, pretvarača, naponskih i strujnih senzora te senzora položaja i ugradivog računalnog sustava sa svojom periferijom kako je to prikazano na slici 4.1. U ugradivom računalnom sustavu implementira se regulacija varijabli opisanih u poglavlju 4.1. pomoću regulatora opisanih u poglavlju 4.3.. Također tu se implementira generiranje signala za upravljanje tranzistorima u granama asimetričnog mosnog pretvarača pomoću kojih se oblikuju fazne struje kao što je opisano u poglavlju 4.2. [19].



Slika 4.1. Implementacija regulacije na sustav SRG-a i asimetričnog mosnog pretvarača

Ugradivi računalni sustav sa slike 4.1 služi za prihvatanje i obradu mjerenih signala te zadavanje upravljačkih signala asimetričnom mosnom pretvaraču. Mjereni signali: fazne

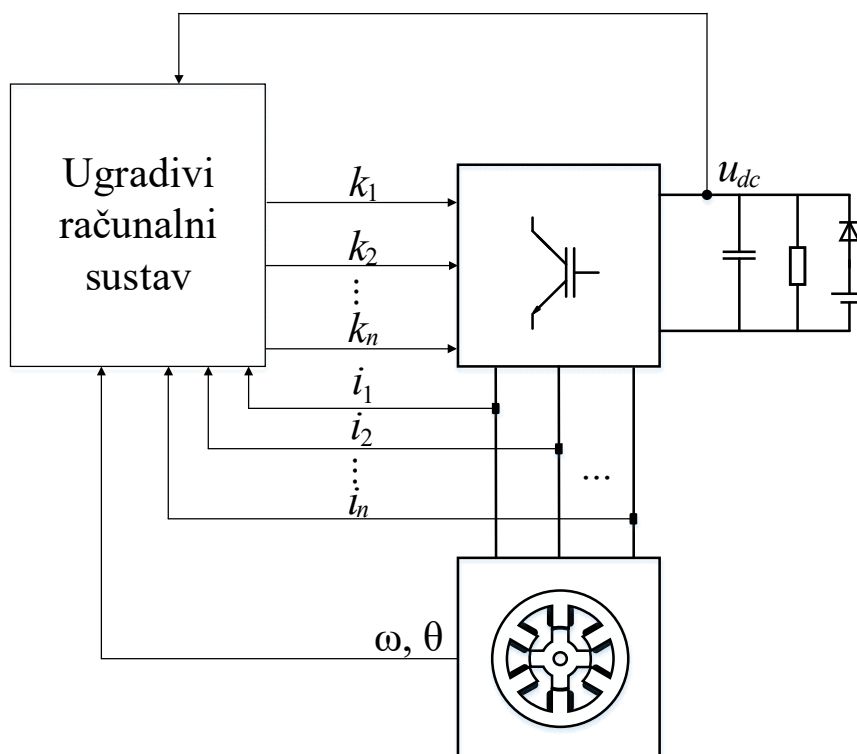
struje, napon između sabirnica, položaj i brzina rotora, prosljeđuju se u ugradivi računalni sustav, dok se signali generirani u ugradivom računalnom sustavu prosljeđuju prema tranzistorima pretvarača.

4.1. Regulirane varijable prekidačkog reluktantnog generatora

Najčešći zahtjev za sustav koji sadrži SRG je stabilan napon između sabirnica tako da najveći broj radova istražuje regulaciju te varijable [14], [15], [42], [43], [54], [72], [91] – [100]. Osim toga regulirana varijabla može biti izlazna struja sabirnica [34], [101] ili izlazna snaga [32], [33], [37], [102], [103]. U radu [29] zahtjev na sustav je da propadi momenta budu minimalni što je postignuto regulacijom momenta generatora. Regulator je dizajniran tako da na temelju referentne vrijednosti momenta računa referentnu vrijednost struje pomoću jednadžbe:

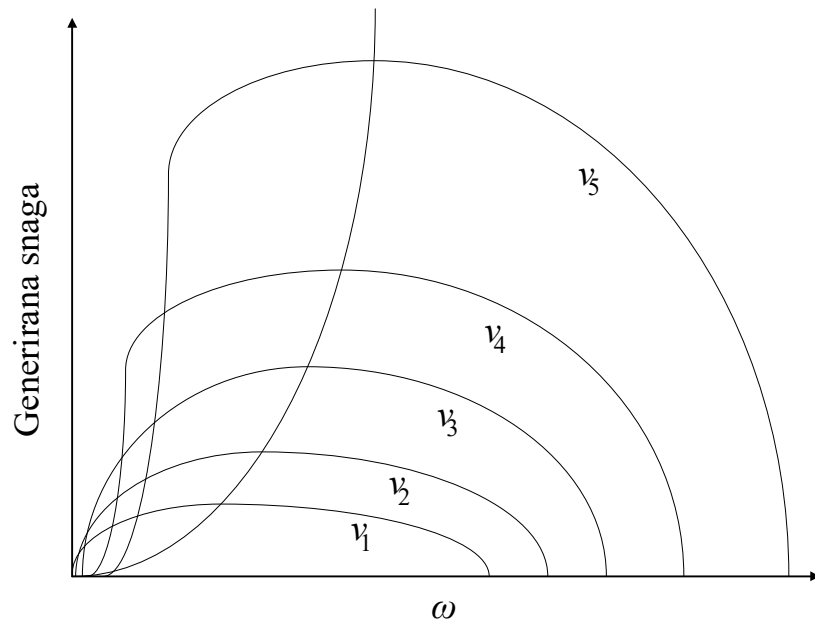
$$i_{ref} = \sqrt{\frac{2M_e}{\frac{dL}{d\theta}}} \quad (4.1)$$

gdje je i_{ref} iznos referentne vrijednosti struje. Regulacija je ostvarena kao na slici 4.2. U ugradivi računalni sustav ulaze trenutne izmjerene vrijednosti faznih struja i položaj rotora. U ugradivom računalnom sustavu definiran je referentni iznos momenta. Na temelju jednadžbe (4.1) dobivene su referentne vrijednosti faznih struja. Histerezni regulator generira signale koji se prosljeđuju na asimetrični mosni pretvarač.



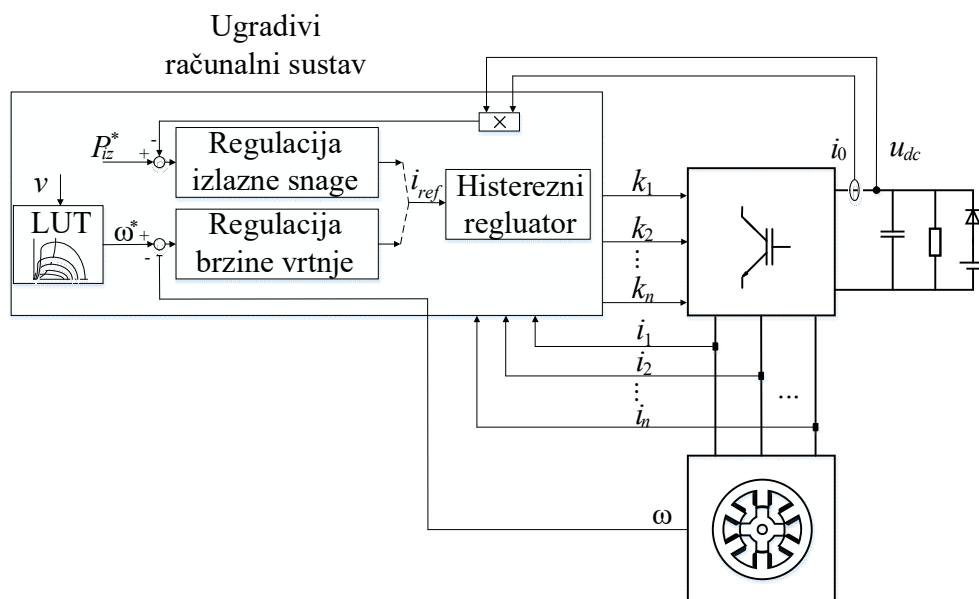
Slika 4.2. Regulacija momenta prekidačkog reluktantnog generatora

Kod primjene SRG-a u vjetroturbinama [31], [89], [91], [104] – [107] iznos referentne vrijednosti regulirane varijable određuje se na temelju brzine vjetra i karakteristike vjetroturbine. Primjer takve karakteristike prikazan je na slici 4.3 gdje su v_{1-5} karakteristike vjetroturbine za različite brzine vjetra.



Slika 4.3. Karakteristika vjetroturbine

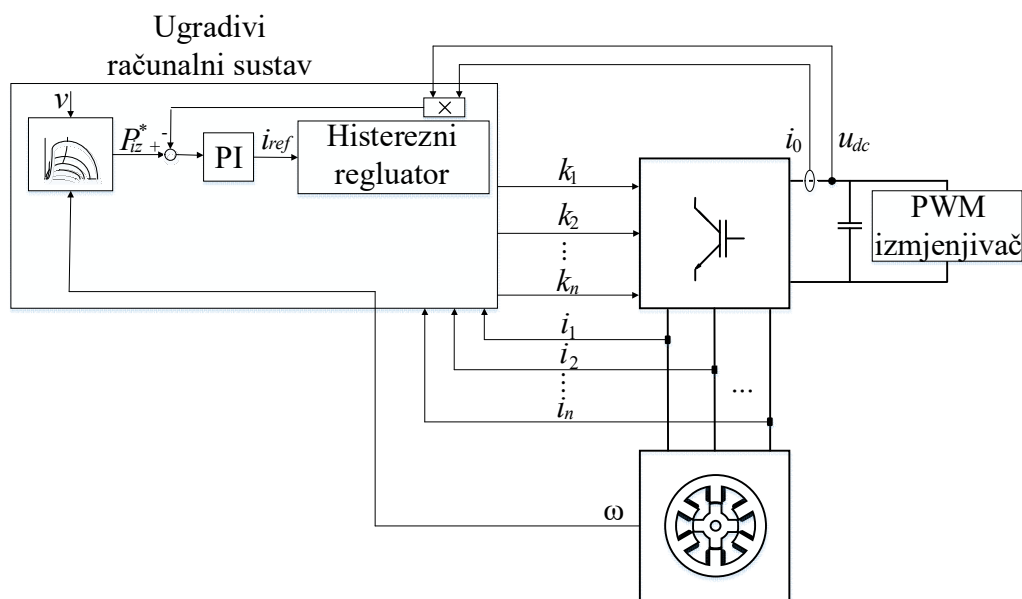
Za svaku brzinu vjetra postoji brzina okretaja vjetroturbine pri kojoj je izlazna snaga SRG-a maksimalna tako da regulirana varijabla može biti ili brzina okretaja [31], [105] – [107] ili izlazna snaga [89], [90], [104], [105]. Na slici 4.4. prikazana je regulacija brzine vrtnje SRG-a u sustavu s vjetroturbinom iz rada [105].



Slika 4.4. Regulacija brzine vrtnje prekidačkog reluktantnog generatora u sustavu s vjetroturbinom

Na slici 4.4 karakteristika vjetroturbine pohranjena je u memorijskoj tablici (*engl. Look-up table - LUT*). Sustav može raditi u području promjenjive ili konstantne izlazne snage P_{iz} . Ako je snaga vjetroturbine ispod maksimalne snage SRG-a onda stroj radi u području promjenjive snage, odnosno iz memorijske tablice se na temelju brzine vjetra v traži optimalna brzina vrtnje ω^* iz koje se dobiva referentni signal fazne struje i_{ref} . Ako je snaga vjetroturbine veća od maksimalne snage SRG-a onda stroj radi u području konstantne snage, odnosno na temelju razlike maksimalne P_{iz}^* i trenutne snage P_{iz} SRG-a određuje se referentna fazna struja i_{ref} .

Na slici 4.5. prikazana je regulacija izlazne snage SRG-a u sustavu s vjetroturbinom iz rada [104].



Slika 4.5. Regulacija izlazne snage prekidačkog reluktantnog generatora u sustavu s vjetroturbinom

U sustavu prikazanom na slici 4.5. referentni iznos trenutne izlazne snage P_{iz}^* određuje se iz karakteristike vjetroturbine na temelju brzine vjetra v i brzine okretaja SRG-a. Razlika između stvarne i referentne vrijednosti izlazne snage ulazi u PI regulator koji određuje iznos referentne struje i_{ref} . Histerezni regulator na temelju referentne struje oblikuje fazne struje SRG-a.

4.2. Oblikovanje fazne struje prekidačkog reluktantnog generatora

Prema jednadžbi (3.26) fazna struja ovisi otporu faze R , naponu faze u , brzini okretaja ω , stanju tranzistora u grani faze, efektivnom induktivitet L_e i promjeni induktiviteta po položaju. Na otpor faze se ne može utjecati s gledišta oblikovanja fazne struje. Ako se zanemari valovitost napona, fazni napon i brzina okretaja se ne mijenjaju značajno u jednom ciklusu vođenja, tako da se ni s tim varijablama ne može utjecati na oblik fazne struje. Induktivitet je fizička karakteristika stroja. Jedini način kako se fazne struje mogu oblikovati je upravljanje stanjima tranzistora u granama asimetričnog mosnog pretvarača. Tranzistori u grani faze mogu biti uključeni ili isključeni. Dok tranzistori vode fazna struja raste i faza se magnetizira. Tranzistori jedne grane mogu se nakon magnetiziranja isključiti istovremeno što se naziva

tvrdog sklopanje ili u različitim trenucima što je meko sklopanje kao što je opisano u podpoglavlju 4.2.1.. Utjecaj inducirane EMS na oblik fazne struje opisano je u podpoglavlju 4.2.2.. Ako je inducirana EMS značajno niža od faznog napona onda se fazna struja oblikuje PWM ili histereznim oblikovanjem da bi se iskoristilo cijelo područje generiranja. Ako je inducirana EMS približno jednaka faznom naponu onda se koristi jednopulsni način rada kao što je opisano u podpoglavlju 2.4.3.. U svakom ciklus vođenja odabiru se kutovi paljenja i gašenja kako je to opisano u podpoglavlju 2.4.4.. Odnos između energije magnetiziranja i generirane energije opisan je u podpoglavlju 2.4.5.. Stanje kontinuiranog vođenja može dovesti do pregrijavanja namota stroja što može dovesti do oštećenja što je opisano u podpoglavlju 2.4.6..

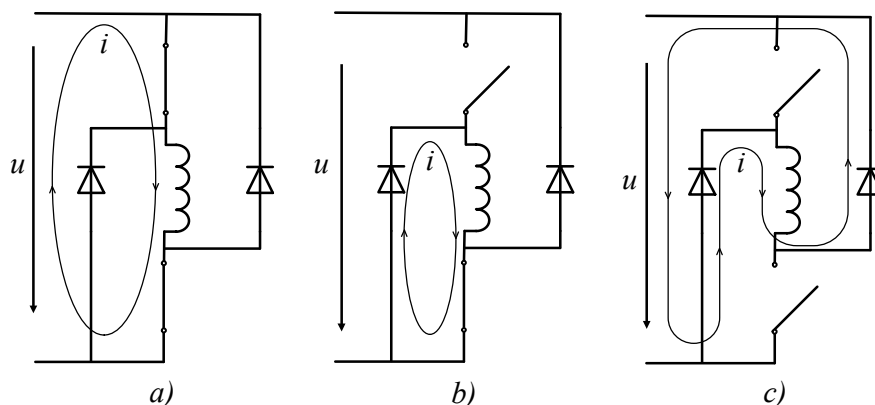
4.2.1. Meko i tvrdo sklopanje tranzistora asimetričnog mosnog pretvarača

Asimetričnim mosnim pretvaračem na faznom namotu SRG-a mogu se postići tri naponska stanja: magnetiziranje, nulto stanje i demagnetiziranje kao što je prikazano na slici 4.6. Slučaj kad su postignuta sva tri stanja u jednom ciklusu vođenja zove se meko sklopanje ili dvostupanjsko magnetiziranje. U slučaju tvrdog sklopanja postignuto je samo magnetiziranje i demagnetiziranje što se još naziva jednostupanjsko magnetiziranje [19], [41], [43], [67], [96], [100], [102].

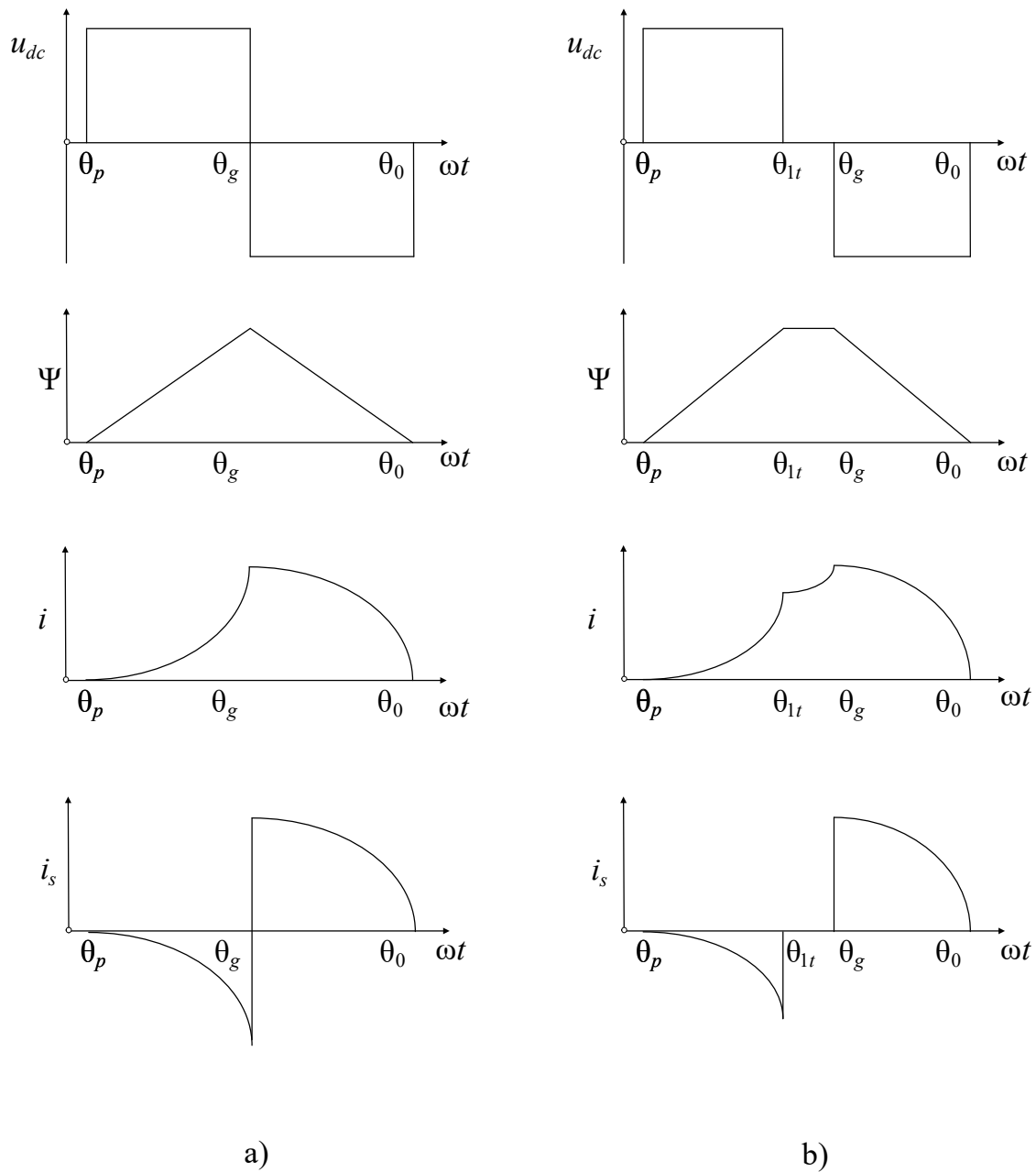
Kod tvrdog i kod mekog sklopanja, uključanjem tranzistora započinje period magnetiziranja pri kutu θ_p sa slike 4.7 i struja se zatvara kao što je prikazano na slici 4.6 a). Tada je napon na namotu pozitivan, fazna struja i magnetsko polje rastu kao što je prikazano na slici 4.7. Fazna struja teče od pozitivne sabirnice prema namotu stoga je struja sabirnice i_s negativna.

Ako se nakon magnetiziranja isključi samo jedan tranzistor u grani pretvarača, postiže se nulto stanje i struja se zatvara kao što je to prikazano na slici 4.6 b). Na slici 4.7 b) to stanje je označeno kutovima θ_{1t} i θ_g . Fazni napon je nula, magnetski tok nastoji zadržati konstantnu vrijednost, fazna struja raste zato što induktivitet pada kako se statorski i rotorski pol udaljuju nastojeći zadržati magnetski tok konstantnim. Struja i_s je nula.

Nakon što se isključe oba tranzistora počinje period demagnetiziranja. Struja se zatvara preko dioda kao na slici 4.6 c). Fazni napon je negativan, magnetsko polje i fazna struja padaju na nulu pri kutu θ_0 kao na slici 4.7. Struja teče od namota prema pozitivnoj sabirnici, stoga je struja i_s pozitivna.



Slika 4.6. Naponska stanja na faznom namotu: magnetiziranje (a), nulto stanje (b), demagnetiziranje (c)



Slika 4.7. Usporedba jednostupanjskog (a) i dvostupanjskog (b) magnetiziranja faze SRG-a

Kod mekog sklapanja manji su gubici pretvarača i manja je akustična buka u usporedbi s tvrdim sklapanjem. Manji je i propad napona između sabirnica prilikom magnetiziranja što znači da se može koristiti manji kondenzator. Negativna strana mekog sklapanja je što ima manju korisnost u usporedbi s tvrdim sklapanjem. U [19] pokazano je da je propad napona kod mekog sklapanja manji za 25 % uz oko 10 % manju korisnost.

4.2.2. Utjecaj inducirane elektromotorne sile na oblik fazne struje prekidačkog reluktantnog generatora

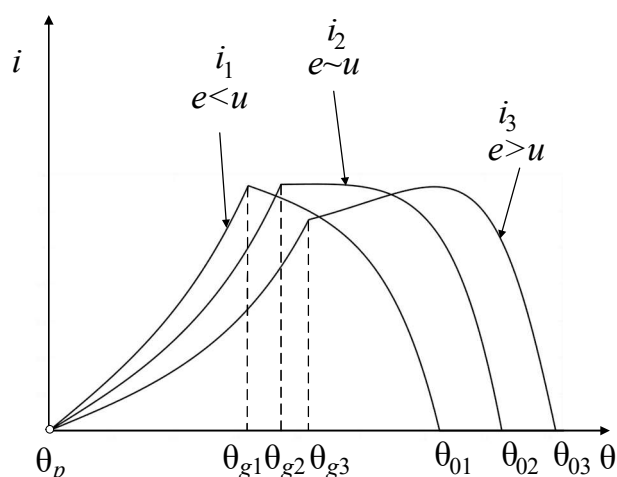
Ako se zanemari pad napona na otporu namota, jednačba (3.23), za vrijeme dok vode tranzistori se može zapisati kao:

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L_e} \left(u - \omega i \frac{dL}{d\theta} \right) \quad (4.2)$$

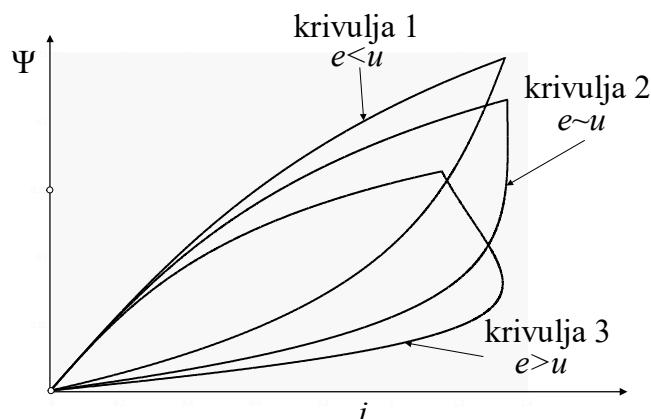
Efektivni induktivitet L_e , fazna struja i te brzina vrtnje ω su uvijek pozitivni. U generatorskom načinu rada, za vrijeme magnetiziranja promjena induktiviteta po položaju je negativna dok je fazni napon u pozitivan. Dakle, za vrijeme magnetiziranja jednačba (4.2) je uvijek pozitivna, odnosno fazna struja raste. Kad se tranzistori isključe fazni napon postaje negativan te vrijedi:

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L_e} \left(-u - \omega i \frac{dL}{d\theta} \right) \quad (4.3)$$

Tu se može dogoditi jedna od tri situacije [1], [14], [19], [43], [91], [108]. Ako je inducirana elektromotorna sila manja od faznog napona, izraz na desnoj strani jednačbe (4.3) je negativan, odnosno fazna struja, nakon što se isključe tranzistori počinje padati. To je na slici 4.8 označeno kao struja i_1 . Elektromagnetska pretvorba energije u tom slučaju prikazana je krivuljom 1 na slici 4.9. Ako je inducirana elektromotorna sila približno jednaka faznom naponu, izraz na desnoj strani je približno nula, odnosno gotovo nema promjene fazne struje. Tada struja ima ravni vrh kao što je prikazano na slici 4.8 strujom i_2 . Na slici 4.9 elektromagnetska pretvorba energije za taj slučaj prikazana je krivuljom 2 iz čega se vidi da zatvara najveću površinu s usporedbom s ostala dva slučaja i zato kad je ovaj uvjet zadovoljen generator ima maksimalnu korisnost [1], [19]. U trećem slučaju inducirana elektromotorna sila je veća od faznog napona pa je izraz na desnoj strani jednačbe (4.3) pozitivan. U tom slučaju čak i nakon isključenja tranzistora dolazi do porasta fazne struje. Porast fazne struje uzrokuje povećanje elektromotorne sile tako da struja i inducirana EMS počinju nekontrolirano rasti što može dovest do oštećenja stroja ili opreme. Na slici 4.8 to je prikazano strujom i_3 . Elektromagnetska pretvorba za taj slučaj prikazana je krivuljom 3 na slici 4.9. Ovaj slučaj osim što je opasan po opremu sustava ima i manju korisnost u usporedbi sa slučajem kada su fazni napon i inducirana elektromotorna sila približno jednake.



Slika 4.8. Utjecaj odnosa EMS i napona između sabirnica na oblik fazne struje



Slika 4.9. Utjecaj odnosa EMS i napona između sabirnica na elektromagnetsku pretvorbu energije

Da bi se izbjegao slučaj kada je inducirana EMS veća od faznog napona moguće je na temelju modela predvidjeti kolika će struja, pa tako i inducirana EMS faze biti u slijedećem vremenskom intervalu kao što je to predloženo u [26], [82]. Prilagodbom jednadžbe (3.26) dolazi se do jednadžbe:

$$i_{(k+1)} = i_k + \frac{T_s}{L_e(i_k, \theta_k)} \left(u_k - Ri_k - \omega i_k \frac{dL}{d\theta}(i_k, \theta_k) \right) \quad (4.4)$$

gdje su i_k , u_k , i θ_k trenutne izmjerene vrijednosti struje, faznog napona i položaja rotora i $L_e(i_k, \theta_k)$ je predviđena trenutna vrijednost efektivnog induktiviteta faze. i_{k+1} je predviđena struja u idućoj iteraciji. Predviđena inducirana EMS u idućoj iteraciji iznosi:

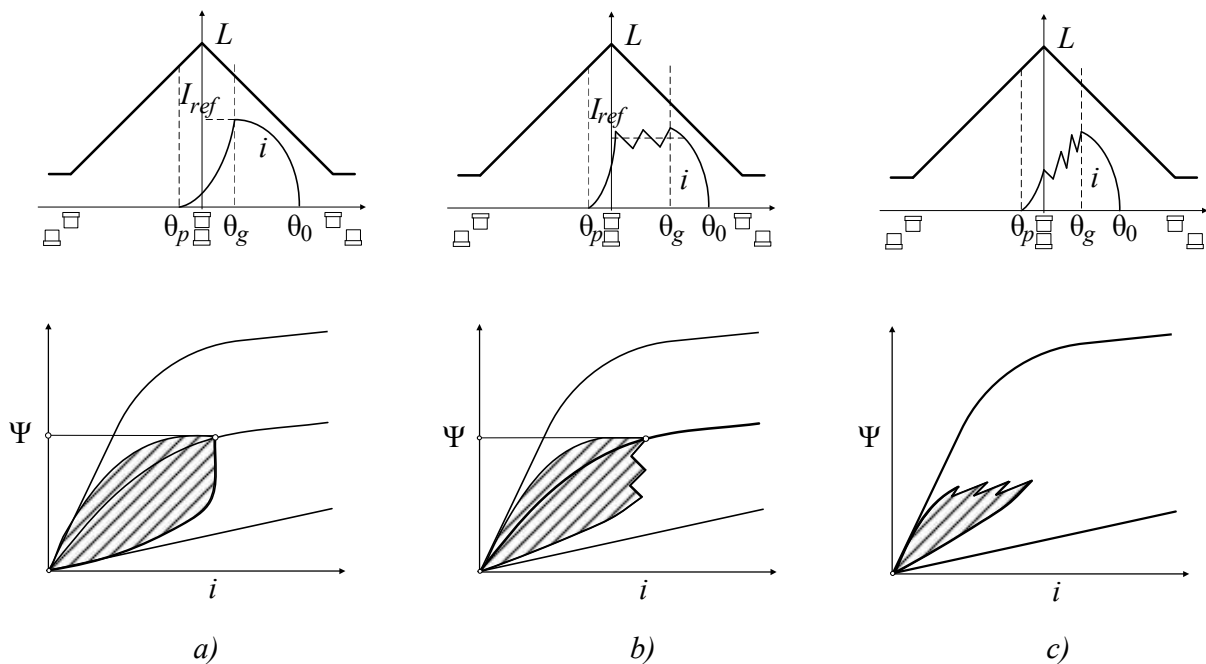
$$e_{(k+1)} = \omega i_{k+1} \frac{dL}{d\theta}(i_k, \theta_k) \quad (4.5)$$

Inducirana EMS i fazna struja mogu se predvidjeti i za više iteracija. Ako se predvidi da će inducirana EMS narasti preko napona između sabirnica fazna se struja prekida. Na ovaj način se sprječava bespotrebno strujno i naponsko naprezanje pretvarača.

4.2.3. Pulsno-širinsko, histerežno i jednopulsno oblikovanje fazne struje prekidačkog reluktantnog generatora

Tri su moguća načina oblikovanja fazne struje [17], [32], [72], [100]: jednopulsno ili APC (*engl. Angle Position Control*) kod kojeg se upravlja kutovima paljenja i gašenja, histerežno ili CCC (*engl. Current Chopping Control*) upravljanje i pulsno-širinsko ili PWM (*engl. Pulse Width Modulation – Pulsno-širinsko oblikovanje*). Kod jednopulsnog upravljanja mogu se mijenjati kut paljenja i kut gašenja [2], [19], [37], [103]. Također moguće je kut paljenja držati fiksnim, a mijenjati kut gašenja [92], [96], [97] ili obrnuto [33], [42]. Kod histereznog upravljanja fazna struja se drži između dvije vrijednosti oko referentne struje [15], [29], [31], [43], [54], [72], [90] – [93], [95], [97] – [102], [104] – [107]. Kod PWM-a [14], [32], [34],

[43], [94] upravlja se širinom pulsa unutar određenog intervala te se tako oblikuje fazna struja. Na slici 4.10 prikazani su oblici struje i elektromagnetska pretvorba za sva tri načina rada.



Slika 4.10. Valni oblik struje i elektromagnetska pretvorba energija za jednopulsno (a), histerezno (b) i PWM oblikovanje fazne struje (c)

Kao što je objašnjeno u podpoglavlju 4.2.2. prema jednadžbi (4.2) za vrijeme magnetiziranja inducirana EMS i fazni napon povećavaju faznu struju. Kad se tranzistori isključe, prema jednadžbi (4.3), fazni napon nastoji srušiti faznu struju, dok ju inducirana EMS nastoji povećati. Prema jednadžbi (3.22) inducirana EMS, osim o faznoj struji i derivaciji induktiviteta po položaju, ovisi o brzini vrtnje.

Ako je brzina vrtnje dovoljno velika da je inducirana EMS približno jednaka ili veća faznom naponu, prema jednadžbi (4.3) struja će nakon isključenja tranzistora padati sporo, ostati iste veličine ili rasti sve do položaja potpunog nepravnavanja. U tom slučaju biti će iskorišteno cijelo područje negativne promjene induktiviteta po položaju, odnosno područje generiranja. Dakle, pri dovoljno velikim brzinama koristi se jednopulsno oblikovanje fazne struje kako je to prikazano na slici 4.10 a).

Ako je brzina vrtnje dovoljno niska da je inducirana EMS značajno niža od faznog napona, onda se prema jednadžbi (4.3) fazna struja brzo ruši nakon isključenja tranzistora. U tom slučaju ima smisla u jednom ciklusu vođenja ponovno uključiti tranzistore da fazna struja poraste te da se tako iskoristi cijelo područje negativne promjene induktiviteta po položaju, odnosno cijelo područje generiranja kako je to prikazano na slikama 4.10 b) i 4.10 c). Dakle pri dovoljno niskim brzinama vrtnje koristi se pulsno-širinsko ili histerezno oblikovanje fazne struje. Najveća korisnost [19] SRG-a postiže kad fazna struja ima ravni vrh nakon isključenja tranzistora.

4.2.4. Odabir kutova paljenja i gašenja

Kod pulsno-širinskog i histereznog oblikovanja fazne struje kutovi paljenja i gašenja mogu se držati fiksnim [15], [32], [72], [89], [90], [93], [94], [99] ili se mogu mijenjati [95], [102], [106], [107]. Kod jednopulsnog oblikovanja fazne struje bitno je da je barem jedan kut promjenjiv jer se tako određuje do koje vrijednosti će fazna struja rasti. Vrijednost jednog kuta mora biti izlazna varijabla iz regulatora [33], [42], [92], [96], [97] ali mogu biti i oba [19], [2], [37], [103].

U [102] kutovi paljenja i gašenja biraju se tako da korisnost sustava bude najveća za histerezni način oblikovanja fazne struje. U [101] kut paljenja se bira takav da korisnost bude najveća uz kut gašenja takav da propad napona između sabirnica bude minimalan za histerezni način oblikovanja fazne struje. U [95] kut paljenja se bira takav da struja sabirnica i magnetski tok, kada se jedna faza demagnetizira i iduća magnetizira, ostanu nepromijenjenog iznosa. Kut gašenja se bira takav da se faza demagnetizira u području kada je promjena induktiviteta po položaju zanemariva. U tom području ne dolazi do pretvorbe kinetičke energije u magnetsku ili električnu pa su Joulovi gubici i gubici u željezu minimalni.

U [106], [107] za jednopulsni način rada kut paljenja se bira prema referentnoj struji, odnosno što je veća referentna struja tranzistori se ranije trebaju uključiti. Kut gašenja se bira tako da struja nakon gašenja tranzistora stigne pasti na nulu, odnosno što je veća brzina vrtnje, prije se isključe.

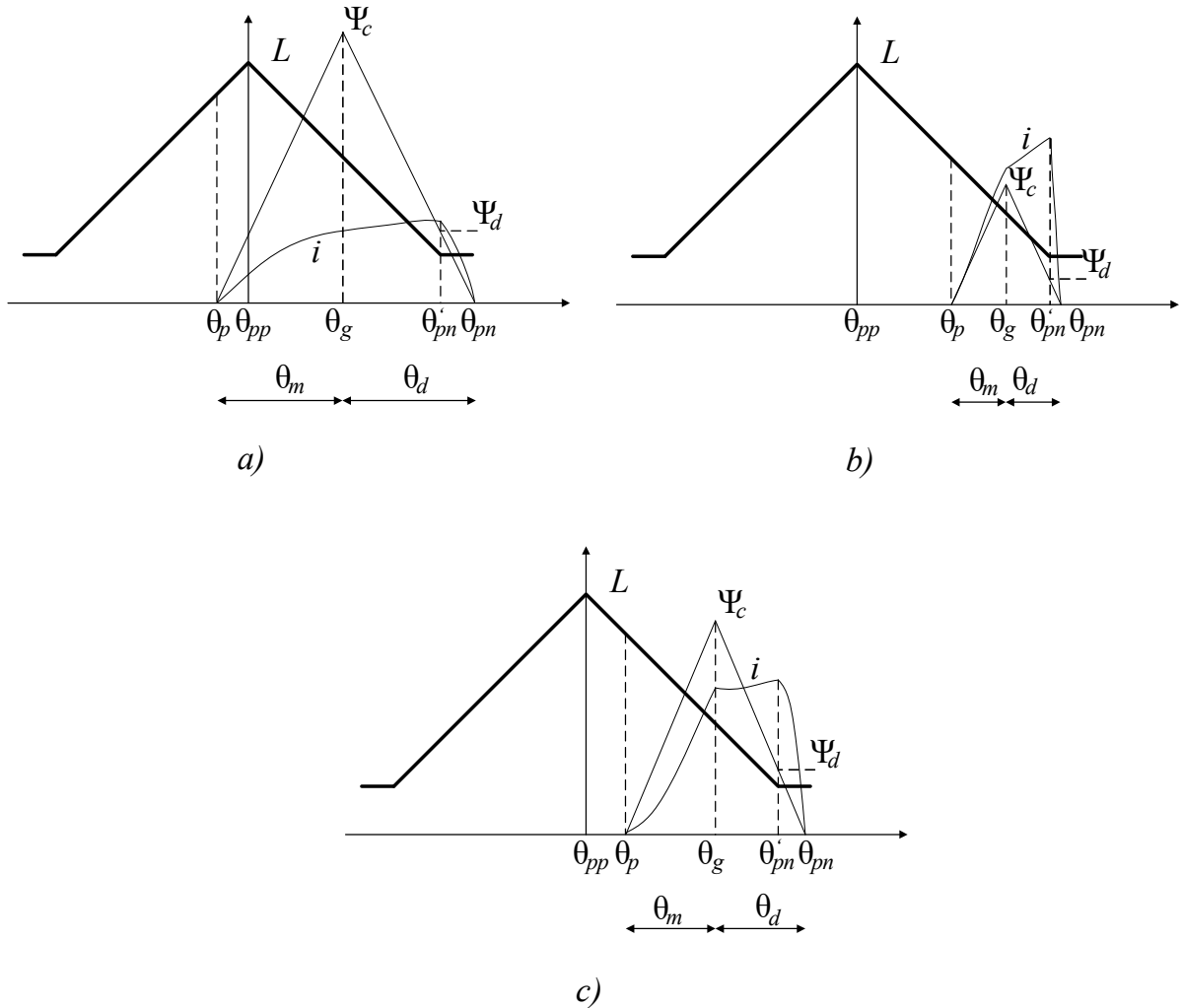
U [85] kutovi paljenja i gašenja biraju se za jednopulsni način rada tako da korisnost sustava bude najveća. Problemu je pristupljeno analitički. Tijekom kuta magnetiziranja θ_m , magnetski tok raste od nule do vrijednosti Ψ_c zbog pozitivnog napona na faznom namotu. θ_m označava kut kojeg rotorski pol prijeđe tijekom magnetiziranja i prikazan je na slici 4.11. Magnetski tok u tom periodu raste prema Faradayevom zakonu:

$$\Psi_c = \frac{1}{\omega} \int_{\theta_p}^{\theta_g} (u_{dc} - Ri) d\theta + \Psi_{c0} \quad (4.6)$$

gdje je Ψ_{c0} magnetski tok koji postoji u trenutku paljenja tranzistora. Kako magnetski tok tijekom svakog ciklusa vođenja poraste do neke vrijednosti i padne na nulu, Ψ_{c0} iznosi nula. Maksimalna vrijednost magnetskog toka Ψ_c sa slike 4.11, ovisi o brzini vrtnje ω , naponu između sabirnica u_{dc} i periodu magnetiziranja, odnosno razlici između kuta gašenja i paljenja $\theta_m = \theta_g - \theta_p$. Kut paljenja θ_p može se izabrati prije ili poslije poravnatog položaja, na slici 4.11 označenog kao θ_{pp} . Ako se tranzistori uključe prije položaja potpunog poravnavanja ($\theta_p < \theta_{pp}$), kut magnetiziranja je veći od slučaja kad se uključe nakon položaja potpunog poravnavanja ($\theta_p > \theta_{pp}$). Veliki kut magnetiziranja θ_m uzrokuje veliku vrijednost Ψ_c te posljedično povećane gubitke u željezu.

Nakon gašenja tranzistora pri kutu θ_g , tijekom kuta demagnetiziranja θ_d , magnetski tok se mijenja u ovisnosti o odnosu napona između sabirnica i inducirane EMS kao što je opisano u poglavlju 4.2.2.. Područje gdje je promjena induktiviteta po položaju zanemariva na slici 4.11 definirano je kutom između θ'_{pn} i θ_{pn} . U tom području inducirana EMS je zanemariva te zbog napona između sabirnica magnetski tok i fazna struja padaju na nulu. U tom području elektromagnetski moment je zanemariv. U području potpunog neporavnavanja pohranjena magnetska energija se vraća preko sabirnica pretvarača sa zanemarivim gubicima jer ne dolazi do pretvorbe kinetičke energije u električnu, ni obrnuto. Na slici 4.11 prikazani su primjeri

jednopsnog načina rada za tri slučaja: $\theta_p < \theta_{pp}$, $\theta_p > \theta_{pp}$ i optimalni odabir kuta paljenja i gašenja kako je to definirano jednađbama (4.11) i (4.12). Pretpostavljeno je da struja pada na nulu pri kutu potpunog neporavnavanja, odnosno $\theta_0 = \theta_{pn}$.



Slika 4.11. Oblik fazne struje kad je θ_p manji od θ_{pp} (a), θ_p veći od θ_{pp} (b) i optimalni θ_p (c)

Na slici 4.11 a) kut vođenja je velik pa je velika vršna vrijednost magnetskog toka i gubitaka u željezu. Iako je vršna vrijednost struje mala, efektivna vrijednost je velika pa su i gubici u bakru veliki. Na slici 4.11 b) period vođenja je znatno smanjen jer je kut paljenja u neporavnom položaju. U ovom slučaju gubici u željezu su smanjeni, ali su vršna i efektivna struja visoke pa su i gubici u bakru visoki.

Najveća korisnost stroja se postiže optimalnim balansiranjem gubitaka u bakru i u željezu. Maksimalna vrijednost magnetskog toka Ψ_c proporcionalna je kutu magnetiziranja θ_m . Ψ_d je vrijednost magnetskog toka pri kutu θ'_{pn} . Kod najveće korisnosti stroja Ψ_c i Ψ_d međusobno su u linearnom odnosu što može biti uvjet za odrađivanje optimalnih kutova paljenja i gašenja [85]:

$$\frac{\Psi_d}{\Psi_m} = c_\Psi \quad (4.7)$$

Kako je pad napona na radnom otporu namota faze zanemariv, može se pretpostaviti da se magnetski tok mijenja linearno s naponom između sabirnica. Tada Ψ_c iznosi:

$$\Psi_c = \frac{\theta_m u_{dc}}{\omega} \quad (4.8)$$

U području potpunog nepreklapanja magnetski tok se smanjuje zbog negativnog faznog napona. Ψ_d iznosi:

$$\Psi_d = \frac{(\theta_{pn} - \theta'_{pn})u_{dc}}{\omega} \quad (4.9)$$

Pri konstantnoj brzini, kutovi magnetiziranja i demagnetiziranja su gotovo jednaki:

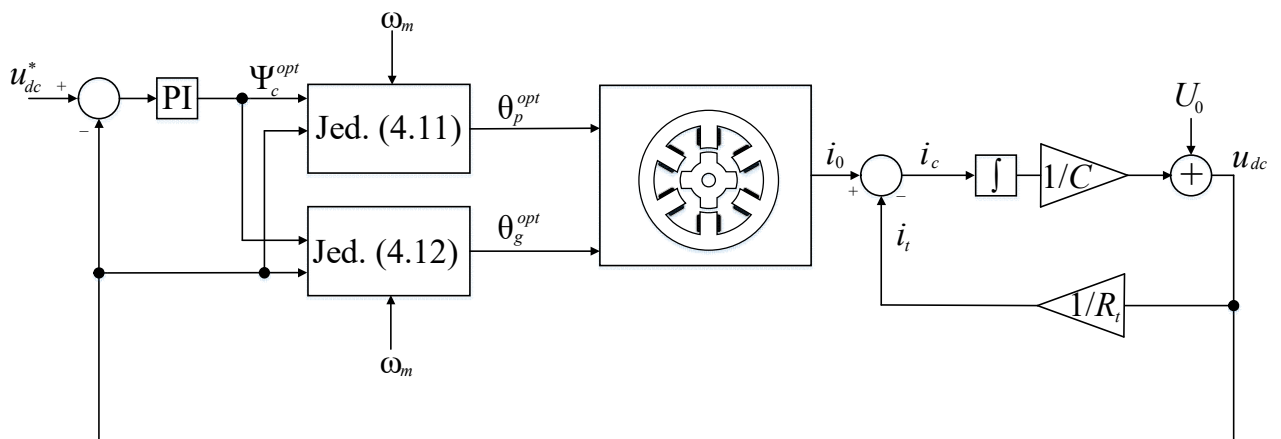
$$\theta_m \cong \theta_d = \frac{\Psi_c \omega}{u_{dc}} \quad (4.10)$$

Uvrštenjem jednadžbi (4.8) i (4.9) u uvjet (4.7) i korištenjem jednadžbe (4.10) optimalni kutovi paljenja i gašenja iznose:

$$\theta_p^{opt} = \theta'_{pn} - \frac{\Psi_c^{opt} \omega}{u_{dc}} (2 - c_\psi) \quad (4.11)$$

$$\theta_g^{opt} = \theta_p^{opt} + \theta_m = \theta_p^{opt} + \frac{\Psi_c^{opt} \omega}{u_{dc}} \quad (4.12)$$

Da bi se ispunili uvjeti iz jednadžbi (4.11) i (4.12) za procjenu optimalnih kutova paljenja i gašenja potrebno je mjeriti brzinu okretaja i napon između sabirnica. Optimalna vrijednost maksimalnog iznosa magnetskog toka Ψ_c^{opt} određuje se pomoću PI regulatora kojem je ulaz razlika između stvarne i referentne vrijednosti napona između sabirnica kao što je prikazano na slici 4.12.



Slika 4.12. Blokovski dijagram upravljanja uz odabir optimalnih kutova paljenja i gašenja

θ'_{pn} se određuje kao parametar iz mjerenja induktiviteta. c_Ψ se određuje eksperimentalno. Mjerenjem brzine okretaja n i momenta na osovini stroja moguće je dobiti ulaznu snagu. c_Ψ se određuje iz jednadžbe (4.13).

$$c_\Psi = \frac{(2\theta_m + \theta_p) - \theta'_{pn}}{\theta_m} \quad (4.13)$$

θ_m se određuje pomoću jednadžbe (4.10) za Ψ_c koji odgovara referentnom naponu u_{dc} . θ'_{pn} je određen položajem gdje promjena induktiviteta po položaju postaje zanemariva. Kako je kut gašenja definiran kao $\theta_g = \theta_p + \theta_m$, potrebno je još pronaći kut paljenja θ_p preko kojeg se određuje koeficijent c_Ψ . Kut θ_p se namješta ručno na takvu vrijednost da ulazna snaga bude minimalna.

Na slici 4.11 c) postignuta je maksimalna korisnost jer su odabrani optimalni kutovi paljenja i gašenja pa su tako najmanji gubici. Uz to fazna struja se gasi u području potpunog neporavnavanja tako da nema gubitka kroz kinetičku energiju.

4.2.5. Sankcija uzbude i korisnost prekidačkog reluktantnog generatora

Tijekom vođenja faze, pohranjena magnetska energija dolazi iz izvora napajanja i kinetičke energije. Energija demagnetiziranja, odnosno energija predana preko sabirnica nakon što se tranzistori isključe je energija koja dolazi iz pohranjene magnetske energije i kinetičke energije. Energija demagnetiziranja je veća od energije magnetiziranja [19]. Omjer energije magnetiziranja W_m i demagnetiziranja W_d je definirana sankcijom uzbude [1], [85], [91], [109], [110]:

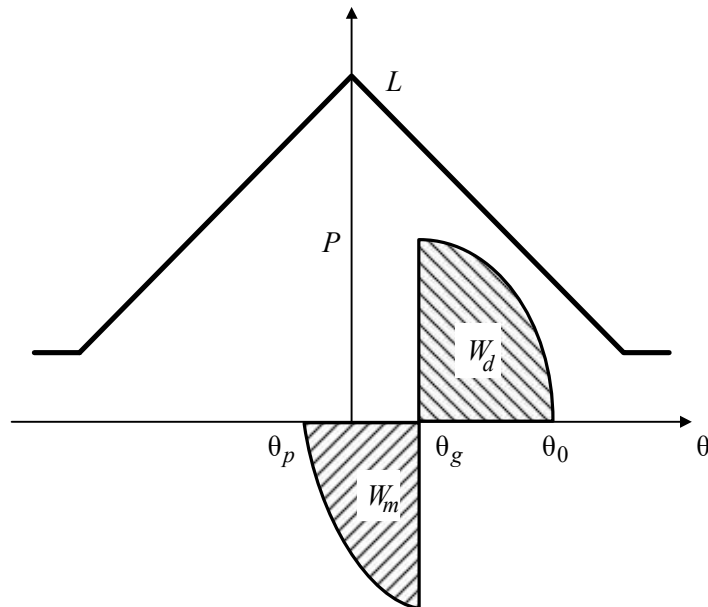
$$\varepsilon = \frac{W_m}{W_d} \quad (4.14)$$

gdje su:

$$W_m = W_{mp} + W_{mg} = \frac{u}{\omega} \int_{\theta_p}^{\theta_g} id\theta \quad (4.15)$$

$$W_d = W_m + W_{gd} = \frac{u}{\omega} \int_{\theta_g}^{\theta_0} id\theta \quad (4.16)$$

gdje su θ_p , θ_g , θ_0 kut paljenja, gašenja i kut pri kojem struja padne na nulu. Kako je objašnjeno u poglavlju 2.1., energija magnetiziranja W_m sastoji se od energije preuzete preko sabirnica W_{mp} i generirane energije za vrijeme vođenja tranzistora W_{mg} . Energija demagnetiziranja W_m je energija predana preko sabirnica za vrijeme vođenja dioda i sastoji se od energije magnetiziranja W_m i generirane energije za vrijeme vođenja dioda. Ako se pretpostavi da je napon između sabirnica nepromjenjiv, energija koju jedna faza razmjeni preko sabirnica izgleda kao na slici 4.13.



Slika 4.13. Energija magnetiziranja i demagnetiziranja faze SRG-a

Recipročna vrijednost sankcije uzbude je produktivnost SRG-a [19]. Korisnost generatora je definirana kao:

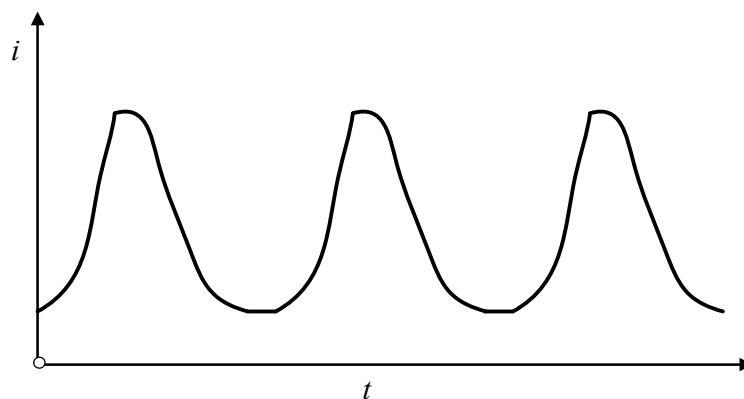
$$\eta = \frac{P_i}{P_u} \quad (4.17)$$

gdje je P_i izlazna električna snaga, dok je P_u ulazna mehanička snaga. Sankcija uzbude označava udio energije magnetiziranja, odnosno jalove energije W_m u ukupnoj energiji W_d , dok korisnost označava udio korisne snage u ukupnoj snazi.

U slučaju kad je EMS veća od napona između sabirnica u trenutku gašenja tranzistora, fazna struja nastavlja rasti. Tada je sankcija uzbude manja po iznosu u usporedbi sa slučajevima kada je EMS manja ili jednaka u . Tu se može doći do pogrešnog zaključka da je korisno dizajnirati takav sustav da $EMS > u$. U podpoglavlju 4.2.2. objašnjeno je da je korisnost stroja tada manja jer se zatvara krivulja elektromagnetske pretvorbe manje površine u usporedbi sa slučajem kada je $EMS \sim u$ što je vidljivo i na slici 4.9.

4.2.6. Stanje kontinuirane fazne struje prekidačkog reluktantnog generatora

Ako se faza magnetizira više od pola intervala, fazna struja ne može pasti na nulu prije početka sljedećeg intervala. Ako se zadrži takav način magnetiziranja, nakon nekoliko intervala fazna struja ulazi u stanje kontinuiranog vođenja gdje ima istosmjernu komponentu te oscilira između minimalne i maksimalne vrijednosti kao što je to prikazano na slici 4.14. Istosmjerna komponenta podiže efektivnu vrijednost fazne struje i ta struja može porasti na vrijednost veću od nazivne vrijednosti fazne struje i oštetiti generator [19], [106].



Slika 4.14. Valni oblik kontinuirane fazne struje

Da bi se izbjeglo stanje kontinuiranog vođenja u [106] predloženo je da se kut gašenja smanjuje s brzinom okretaja na način:

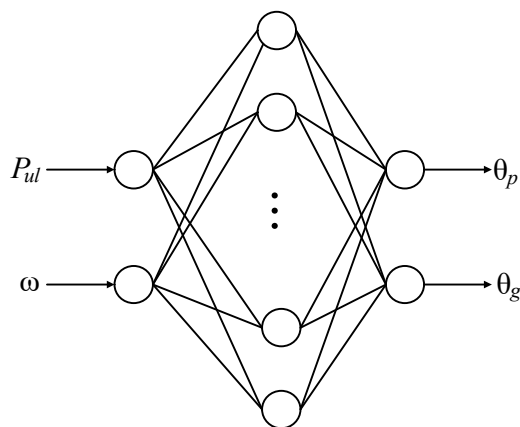
$$\theta_g = \theta_{g_max} - K_a \omega \quad (4.18)$$

gdje je θ_{g_max} maksimalni dozvoljeni kut gašenja i K_a je faktor proporcionalnosti.

4.3. Načini regulacije varijabli prekidačkog reluktantnog generatora

Da bi regulacijski sustav koji se temelji na SRG-u ispunio svoj zadatak potrebno je dizajnirati regulator sustava. Regulacijski sustav se implementira u ugradivom računalnom sustavu sa slike 4.1. Najčešće korišteni regulator je PID koji na temelju razlike trenutne i referentne vrijednosti regulirane varijable određuje referentnu vrijednost za oblikovanje fazne struje. Kod PWM oblikovanja to je faktor vođenja, odnosno širina pulsa [14], [32], [34], [43], [94]. Kod histereznog oblikovanja to je referentna struja [15], [31], [51], [72], [90], [91], [93], [95], [97] – [102], [104], [105]. Kod jednopulsnog načina rada to je kut paljenja [42] ili kut gašenja [92], [96], [97].

U [2], [19] korišten je jednopulsni način rada. Mapirana je snaga za različite vrijednosti napona između sabirnica, brzine vrtnje kuta paljenja i kuta gašenja te je sastavljena memorijska tablica koja na temelju trenutne vrijednosti napona između sabirnica i brzine vrtnje daje takve kutove paljenja i gašenja da je izlazna snaga maksimalna moguća. U [37] situacija je slična, a razlika je u tome što je umjesto napona između sabirnica ulaz u regulator referentna snaga. U [103] dizajniran je regulator na temelju neuronske mreže prikazane na slici 4.15. Ulaz u neuronsku mrežu su izlazna snaga generatora P_{iz} i brzina vrtnje ω . Izlaz iz neuronske mreže su kut paljenja θ_p i kut gašenja θ_g . Podaci za treniranje neuronske mreže dobiveni su iz simulacije SRG-a. Za različite brzine vrtnje pronađeni su kutovi paljenja i gašenja koji daju optimalnu izlaznu snagu.



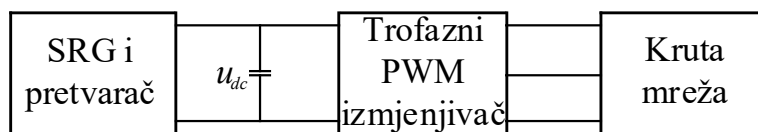
Slika 4.15. Neuronska mreža za odabir optimalnih kutova paljenja i gašenja

U [96], [97] dizajniran je regulator pomoću neizrazite logike kojem je zadatak održavati brzinu vrtnje na temelju informacije dobivene iz karakteristike vjetroturbine. U [33] ulazi u regulator temeljen na neizrazitoj logici su trenutna vrijednost fazne struje i napona između sabirnica, a izlaz je kut paljenja za jednopulsni način rada. Na taj način se regulira izlaznom snagom SRG-a. U [14] regulator temeljen na neizrazitoj logici na temelju razlike trenutne vrijednosti napona između sabirnica i referentnog napona određuje širinu pulsa za PWM oblikovanje faznih struja stroja.

U [89] dizajniran je regulator kojem je zadatak dobiti maksimalnu snagu iz vjetroturbine. To je postignuto tako da regulator iterativno traži maksimalnu snagu. Na temelju promjene snage i brzine okretaja iz prethodnog koraka zaključuje treba li referentnu struju za histerezni način rada u idućem koraku povećati ili smanjiti za određeni korak.

4.4. Rad prekidačkog reluktantnog generatora na krutoj mreži

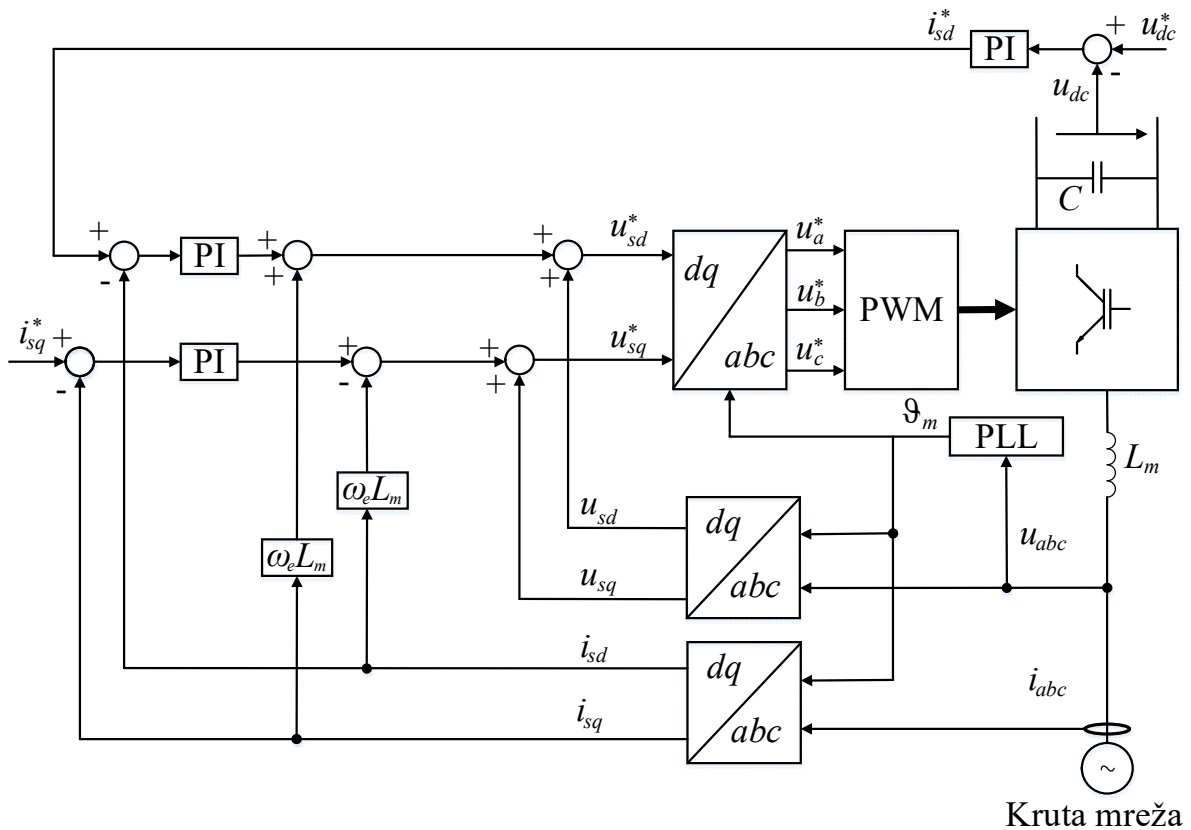
Energiju koju generira SRG moguće je predati u krutu mrežu preko trofaznog PWM izmjenjivača [31], [90], [92], [104]. Istosmjerna strana izmjenjivača spaja se na sabirnice pretvarača SRG-a, a izmjenična na krutu mrežu kao što je to prikazano na slici 4.16.



Slika 4.16. Spoj SRG-a preko izmjenjivača na krutu mrežu

Primjer upravljanja izmjenjivačem prikazan je na slici 4.17. Zadatak izmjenjivača je regulacija istosmjernog napona u_{dc} i dostava generirane energije u krutu mrežu. Izmjenjivač dobiva signale za paljenje i gašenje tranzistora iz bloka označenog kao PWM na slici 4.17. Taj blok referentne signale u_a^* , u_b^* , u_c^* preko tranzistora izmjenjivača pretvara u izlazni napon koji se prenosi na krutu mrežu. Izlazni napon treba biti sinkroniziran s krutom mrežom. Da bi se to postiglo referentni signali u_{sd}^* i u_{sq}^* trebaju biti pretvoreni iz dq koordinatnog sustava u rotirajući abc koordinatni sustav uz odgovarajući fazni kut vektora napona mreže ϑ_m koji se dobiva iz PLL bloka, odnosno iz sustava fazno zatvorene petlje (*engl. Phase Locked Loop*).

PLL na temelju izmjerenog napona mreže određuje fazni kut vektora napona mreže koji se koristi pri transformaciji u rotirajući koordinatni sustav.



Slika 4.17. Regulacija trofaznog PWM izmjenjivača

Referentni signali u_{sd}^* i u_{sq}^* dobivaju se uz modifikaciju, kao izlaz iz dva PI regulatora kako je prikazano na slici 4.17. Signal u_{sd}^* dobiva se kao signal iz PI regulatora kojem je ulaz razlika referentnog signala struje i_{sd}^* i signala i_{sd} . Signali i_{sd} i i_{sq} dobivaju se transformacijom izmjerenih struja krute mreže u dq koordinatni sustav. Signal struje i_{sd}^* dobiva se kao signal iz PI regulatora kojem je ulaz razlika referentnog napona u_{dc}^* i u_{dc} . Signalom struje i_{sd}^* utječe se na napon između sabirnica pretvarača SRG-a, odnosno na napon na ulazu u trofazni PWM izmjenjivač. Također utječe se na količinu radne energije predane u krutu mrežu. Signalom i_{sq}^* određuje se količina jalove snage predane u krutu mrežu.

5. ZAKLJUČAK

Do prije pedesetak godina prekidački reluktantni stroj postojao je samo kao koncept. Mogućnosti poluvodičkih sklopki kakve zahtijeva SRM do tada su bile nezadovoljavajuće. SRM je zanimljiv za primjenu u industriji zbog jeftine izrade i robusnosti. Razvojem elemenata energetske elektronike, odnosno poluvodičkih sklopki krenuo je i razvoj SRM-ova. Povećanjem kvalitete poluvodičkih komponenti s jedne strane i povećanje računalne snage s druge strane omogućili su ulazak SRM-ovima u industrijsku primjenu. Razvoj sve kompleksnijih programskih jezika i povećanje računalne snage omogućili su stvaranje modela SRM-a, odnosno analizu rada stroja. Isto tako mogući su sve kompleksniji algoritmi upravljanja SRM-om. Kako napreduje razvoj poluvodičkih sklopki moguća je veća frekvencija sklapanja i kako napreduje računalna snaga, kompleksniji algoritmi omogućuju veću upravljivost strojem, odnosno nedostaci stroja, kao što su propad momenta i izražena nelinearnost se smanjuju.

Prekidački reluktantni stroj može raditi u motornom i generatorskom načinu rada. U ovom radu opisan je generatorski način rada pomoću krivulja magnetiziranja. Magnetsko polje faze ovisi o trenutnom induktivitetu i trenutnoj struji koja teče kroz fazni namot što induktivitet čini najbitnijim parametrom SRM-a za izgradnju modela stroja. Opisani su načini određivanja induktiviteta SRM-a u ovisnosti o faznoj struji te o položaju između statorskog i rotorskog pola. Uz induktivitet, opisan je način određivanja međuinduktiviteta i otpora namota stroja. Polazeći od naponske jednadžbe kao temelja, predstavljen je klasični model SRG-a. Napravljena je model za jednu fazu stroja te je model cijelog SRG-a prikazan kao zbroj modela pojedinačnih faza.

Uz odgovarajuće upravljanje, sustavi koji se temelje na SRG-u mogu ostvariti razne zahtjeve: održavati konstantan napon između sabirnica, struju sabirnica, izlaznu snagu iz generatora, brzinu vrtnje ili moment. To je moguće uz odgovarajuću regulaciju sustava koja na temelju referentnih i izmjerenih varijabli određuje uvjete pod kojima će se oblikovati fazna struja. Oblikovanjem fazne struje utječe se na zahtjeve koji su postavljeni na sustav, ali potrebno je paziti na restrikcije jer pojavom prevelike fazne struje, kuta gašenja ili inducirane elektromotorne sile može doći do oštećenja sustava prilikom pojave prenapona ili velikih vrijednosti faznih struja.

Daljnji razvoj regulacijskih sustava koji se temelje na SRG-u teži ka razvoju univerzalnog regulatora. Novi sustavi regulacije kao što su neizravna logika i neuronske mreže na dobrom su putu ka ostvarenju tog cilja. Kompleksniji algoritmi mogu riješiti nedostatke SRG-a, ali ne mogu se primijeniti jer je potrebna velika računalna snaga za njihovo izvršenje u stvarnom vremenu. Algoritam za upravljanje SRG-ovima treba otkloniti nedostatke SRG-a, biti primjenjiv za velik broj SRG-ova i za različite uvjete rada i s druge strane treba se izvršavati u stvarnom vremenu.

LITERATURA

- [1] T. J. E. Miller, *Electronic Control of Switched Reluctance Machine*, Newnes Power Engineering Series, Oxford, GB, 2001.
- [2] P. Asadi, M. Ehsani, B. Fahimi, *Design and control characterization of switched reluctance generator for maximum output power*, Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06., Dallas, TX, SAD, pp. 1639-1644, 2006.
- [3] A. E. Santo, M. R. Calado, C. Cabrita, *Static Simulation of a Linear Switched Reluctance Actuator with the Flux Tube Method*, Advances in Electrical and Computer Engineering, Vol. 10, No. 2, pp. 35-42, 2010.
- [4] J. G. Amoros, P. Andrada, *Magnetic circuit analysis of a linear switched reluctance motor*, 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09., Barcelona, Španjolska, 2009.
- [5] J. Corda, S. M. Jamil, *Inclusion of eddy currents impact in the model of a switched reluctance machine based on the equivalent electric circuit*, Electrical Engineering Electronic Journal, Vol. 1, 2013.
- [6] J. Corda, S. M. Jamil, *Experimental Determination of Equivalent-Circuit Parameters of a Tubular Switched Reluctance Machine With Solid-Steel Magnetic Core*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 1, pp. 304-310, 2010.
- [7] A. Mosallanejad, A. Shoulaie, *Investigation and Calculation of Magnetic Field in Tubular Linear Reluctance Motor Using FEM*, Advances in Electrical and Computer Engineering, Vol. 10, No. 4, pp. 43-48, 2010.
- [8] G. Brady, C. O'Loughlin, J. Massey, D. Griffiths, C. Villegas, *Design and test of a linear switched reluctance generator for use in wave-energy applications*, 4th International Conference on Ocean Energy, ICOE, Dublin, Irska, 2012.
- [9] T. J. E. Miller, *Optimal design of switched reluctance motors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, pp. 15-27, 2002.
- [10] T. Sawata, P. C. Kjaer, C. Cossar, T. J. E. Miller, Y. Hayashi, *Fault-tolerant operation of single-phase SR generators*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 4, pp. 774-781, 1999.
- [11] J. Sun, Z. Wei, S. Wang, Q. Zhan, Z. Ma, *Modeling and Design of Switched Reluctance Starter/Generator*, System Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS 2009 Moscow), Moskva, RUSSIA, pp. 1977-1983, 2009.
- [12] O. Ichinokura, T. Kikuchi, K. Nakamura, T. Watanabe, H. Guo, *Dynamic simulation model of switched reluctance generator*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 39, No. 5, pp. 3253-3255, 2003.
- [13] A. Radun, *Generating with the switched reluctance motor*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual, Orlando, FL, SAD, Vol. 1, pp. 41-47, 1994.

- [14] H. Chen, X. Zan, X. Wang, *Excitation for establishing voltage of Switched Reluctance generator at low rotor speed*, The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, Hefei, Kina, pp. 378-381, 2010.
- [15] F. Messai, M. Makhoulouf, A. Messai, K. Nabti, H. Benalla, *Nonlinear Modeling and Simulation of a Four-phase Switched Reluctance Generator for Wind Energy Applications*, Journal of Clean Energy Technologies, Vol. 1, No. 2, pp. 127-131, 2013.
- [16] R. Jayapragash, C. Chellamuthu, *Analysis of switched reluctance machine using FEA for renewable energy system*, Power, Energy and Control (ICPEC), 2013 International Conference on, Sri Ranganalathum Dindigul, Indija, pp. 777-781, 2013.
- [17] L. Chuang, Y. Jiageng, Z. Xuezhong, L. Diji, *Investigation and practice for basic theory of switched reluctance generators*, 2005 International Conference on Electrical Machines and Systems, Nanjing, Kina, Vol. 1, pp. 575-579, 2005.
- [18] R. Jayapragash, C. Chellamuthu, *Modeling and performance analysis of switched reluctance generator*, Science Engineering and Management Research (ICSEMR), 2014 International Conference on, Chennai, Indija, pp. 1-4, 2014.
- [19] P. Asadi, *Development and application of an advanced switched reluctance generator drive*, doktorska disertacija, Texas A&M University, 2006.
- [20] I. Husain, A. Radun, J. Nairus, *Fault analysis and excitation requirements for switched reluctance-generators*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 17, No. 1, pp. 67-72, 2002.
- [21] M. E. Elbuluk, M. D. Kankam, *Potential starter/generator technologies for future aerospace applications*, Aerospace and Electronics Conference, 1996. NAECON 1996., Proceedings of the IEEE 1996 National, Dayton, OH, USA, Vol. 1, pp. 75-82, 1996.
- [22] Q. Ming, D. Lei, H. Xiaojiang, L. Xiaozhong, *A rapid design method for high speed aeronautic switched reluctance generator*, Electric Information and Control Engineering (ICEICE), 2011 International Conference on, Wuhan, Kina, pp. 1937-1941, 2011.
- [23] C. Cossar, L. Kelly, T. J. E. Miller, C. Whitley, C. Maxwell, D. Moorhouse, *The design of a switched reluctance drive for aircraft flight control surface actuation*, Electrical Machines and Systems for the More Electric Aircraft (Ref. No. 1999/180), IEE Colloquium on, London, Engleska, pp. 1-8, 1999.
- [24] K. Urase, K. Kiyota, H. Sugimoto, A. Chiba, *Energy efficiency comparison of SR and IPM generators for hybrid electric vehicle*, 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Denver, CO, SAD, pp. 5085-5091, 2013.
- [25] N. Schofield, S. Long, *Generator Operation of a Switched Reluctance Starter/Generator at Extended Speeds*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 58, No. 1, pp. 48-56, 2009.
- [26] B. Fahimi, *On the suitability of switched reluctance drives for starter/generator application*, Vehicular Technology Conference, 2002. VTC Spring 2002. IEEE 55th, Brimingham, AL, SAD, Vol. 4, pp. 2070-2075, 2002.

- [27] M. A. Mueller, *Design and performance of a 20 kW, 100 rpm, switched reluctance generator for a direct drive wind energy converter*, IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005., San Antonio, TX, SAD, pp. 56-63, 2005.
- [28] M. Nassereddine, *Switched Reluctance generator for wind power applications*, Proceedings of world academy of science engineering and technology, Vol. 31, 2008.
- [29] P. Lobato, A. Cruz, J. Silva, A. J. Pires, *The Switched Reluctance Generator for Wind Power Conversion*, Proceedings da Conferência 9CHLIE - 9th Spanish Portuguese Congress on Electrical Engineering, Marbella, Spain, 2005.
- [30] E. Darie, C. Cepisca, *The Use of Switched Reluctance Generator in Wind Energy Applications*, 13th Power Electronics and Motion Control Conference, Poznan, Poljska, pp. 1963-1966, 2008.
- [31] D. McSwiggan, L. Xu, T. Littler, *Modelling and control of a variable-speed switched reluctance generator based wind turbine*, Universities Power Engineering Conference, 2007. UPEC 2007. 42nd International, Brighton, Engleska, pp. 459-463, 2007.
- [32] C. Hao, S. Tao, X. Fang, Z. Yifeng, *A switched reluctance wind power generator with the excitation of low voltage*, Systems, Man and Cybernetics, 2002 IEEE International Conference on, Hammamet, Tunis, Vol. 6, 2002.
- [33] H. Chen, Z. Shao, *Turn-on angle control for switched reluctance wind power generator system*, Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE, Busan, Južna Korea, Vol. 3, pp. 2367-2370, 2004.
- [34] C. G. Turker, F. E. Kuyumcu, *The modelling and the simulation of the switched reluctance generator*, Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE, Orlando, FL, SAD, pp. 1421-1426, 2008.
- [35] NIDEC SR Drives, <http://www.srdrives.com/>, 27.6.2016.
- [36] Rocky Mountain Technologies, http://www.rockymountaintechnologies.com/Papers_SR.html, 27.6.2016.
- [37] E. Mese, Y. Sozer, J. M. Kokernak, D. A. Torrey, *Optimal excitation of a high speed switched reluctance generator*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, New Orleans, LA, SAD, Vol. 1, pp. 362-368, 2000.
- [38] A. Arifin, I. H. Al-Bahadly, S. C. Mukhopadhyay, *A Comprehensive Simulation Platform for Switched Reluctance Generator System*, WSEAS Transactions on Power Systems, Vol. 7, No. 4, 2012.
- [39] F. D'hulster, R. Stockman, R. J. M. Belmans, *Modelling of Switched Reluctance Machines: State of Art*, International Journal of Modelling and Simulation, Vol. 4, pp. 214-223, 2004.
- [40] R. Gobbi, K. Ramar, N.C. Sahoo, *Fuzzy Iterative Technique for Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors*, Electric Power Components and Systems, July, pp. 982-1004, 2009.

- [41] S. Dixon, B. Fahimi, *Enhancement of output electric power in switched reluctance generators*, Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International, Madison, WI, SAD, Vol. 2, pp. 849-856, 2003.
- [42] V. Hrabovcová, M. Lipták, P. Rafajdus, *Magnetic Circuit Optimization for a Switched Reluctance Generator*, International Review of Electrical Engineering (IREE), Vol. 5, No. 4, pp. 1571-1579, 2010.
- [43] B. Shao, A. Emadi, *A digital control for switched reluctance generators*, Mechatronics (ICM), 2011 IEEE International Conference on, Istanbul, Turska, pp. 182-187, 2011.
- [44] A. V. Radun, *Design considerations for the switched reluctance motor*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 5, pp. 1079-1087, 1995.
- [45] M. Torrent, P. Andrada, B. Blanquã, E. Martinez, J. I. Perat, J. A. Sanchez, *Method for estimating core losses in switched reluctance motors*, European Transactions on Electrical Power, Vol. 21, No. 1, 2011.
- [46] J. T. Charton, J. Corda, A. Hughes, J. M. Stephenson, M. L. McClelland, *Modelling and prediction of iron loss with complex flux waveforms*, IEE Proceedings - Electric Power Applications, Vol. 152, No. 4, pp. 862-870, 2005.
- [47] J. Boivie, *Iron loss model and measurements of the losses in a switched reluctance motor*, Electrical Machines and Drives, 1993. Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 376), Oxford, Engleska, pp. 219-222, 1993.
- [48] T. L. Mthombeni, P. Pillay, *Lamination core losses in motors with nonsinusoidal excitation with particular reference to PWM and SRM excitation waveforms*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 4, pp. 836-843, 2005.
- [49] J. Faiz, B. Ganji, P. Pillay, C. Yicheng, *Analytical core loss model for the switched reluctance motor with experimental verification*, The 9th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM04, Brasov, Rumunjska, pp. 47-52, 2004.
- [50] Y. Hayashi, T. J. E. Miller, *A new approach to calculating core losses in the SRM*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 5, pp. 1039-1046, 1995.
- [51] D. Vukadinović, Š. Grbin, M. Bašić, *Novel Equivalent Circuit of Switched Reluctance Machine with Iron Losses*, in 4th European Conference for the Applied Mathematics and Informatics (AMATHI '13), Dubrovnik, Hrvatska, pp. 195-199, 2013.
- [52] D. Vukadinović, Š. Grbin, M. Bašić, *Experimental Method of Determining the Equivalent Circuit Parameters of a Switched Reluctance Machine*, Advances in Electrical and Computer Engineering, Vol. 15, No. 3, pp. 93-98, 2015.
- [53] V. V. Athani, V. N. Walivadekar, *Equivalent circuit for switched reluctance motor*, Electric Machines & Power Systems, Vol. 22, No. 4, pp. 533-543, 1994.
- [54] Y. C. Chang, C. M. Liaw, *On the Design of Power Circuit and Control Scheme for Switched Reluctance Generator*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 1, pp. 445-454, 2008.

- [55] A. Fleury, J. Dias, R. H. Araújo, W. F. V. Silveira, A. Andrade, C. Ribeiro, *Effects of the Mutual inductances on the Switched Reluctance Machines*, International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'12), Santiago de Compostela, Španjolska, 2012.
- [56] J. Faiz, J. W. Finch, *Two-dimensional leakage flux estimation in switched reluctance motors*, Electrical Machines and Drives, 1989. Fourth International Conference on (Conf. Publ. No. 310), London, Engleska, pp. 317-321, 1989.
- [57] R. Krishnan, P. Materu, *Measurement and instrumentation of a switched reluctance motor*, Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE, San Diego, CA, SAD, Vol. 1, pp. 116-121, 1989.
- [58] H. J. Chen, D. Q. Jiang, J. Yang, L. X. Shi, *A New Analytical Model for Switched Reluctance Motors*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, No. 8, pp. 3107-3113, 2009.
- [59] A. Takahashi, H. Goto, K. Nakamura, T. Watanabe, O. Ichinokura, *Characteristics of 8/6 Switched Reluctance Generator Excited by Suppression Resistor Converter*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 42, No. 10, pp. 3458-3460, 2006.
- [60] Š. Mašić, *Computation of Static, Steady-State and Dynamic Characteristics of the Switched Reluctance Motor*, Automatika, Vol. 43, pp. 109-117, 2002.
- [61] R. Gobbi, N. C. Sahoo, R. Vejian, *Experimental Investigations on Computer-Based Methods for Determination of Static Electromagnetic Characteristics of Switched Reluctance Motors*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 57, No. 10, pp. 2196-2211, 2008.
- [62] K. Y. Lu, P. O. Rasmussen, A. E. Ritchie, *Investigation of Flux Linkage Profile Measurement Methods for Switched Reluctance Motors and Permanent Magnet Motors*, IEEE Trans. Instrumentation and Measurements, Vol. 58, No. 9, pp. 3191-3198, 2009.
- [63] H. Cailleux, J.C. Mouchox, B. Multon, E. Hoang, J.Y. Le Chenadec, *Comparison of measurement methods to determine the electromagnetic characteristics of switched reluctance motors*, Proc. Electr. Drive Design Appl. (EPE Chapter Drives), pp. 639-644, 1994.
- [64] W. Ding, D. Liang, *Modeling of a 6/4 Switched Reluctance Motor Using Adaptive Neural Fuzzy Inference System*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 44, No. 7, pp. 1796-1804, 2008.
- [65] S. K. Sahoo, *High-performance torque control of switched reluctance motor*, doktorska disertacija, Department of electrical and computer engineering, National University of Singapore, 2006.
- [66] T. Kosaka, K. Ochiai, N. Matsui, *Sensorless Control of SRM using Magnetizing Curves*, Electrical Engineering in Japan, Vol. 135, No. 2, pp. 60-68, 2001.
- [67] W. Lu, *Modeling and Control of Switched Reluctance Machines for Electro-Mechanical Brake Systems*, doktorska disertacija, Electrical Engineering Department, The Ohio State University, 2005.

- [68] W. G. Hurley, W. H. Wolfle, *Transformers and inductors for power electronics: theory, design and application*, John Wiley & Sons, 2013.
- [69] H. J. Chen, W. P. Jing, *Flux linkage determination of the switched reluctance motor from measurable quantities at steady-state operations*, IET Electric Power Applications, Vol. 5, No. 2, pp. 210-216, 2011.
- [70] B. Parreira, S. Rafael, A. J. Pires, P. J. C. Branco, *Obtaining the magnetic characteristics of an 8/6 switched reluctance machine: from FEM analysis to the experimental tests*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 6, pp. 1635-1643, 2005.
- [71] J. Zhang, A. V. Radun, *A New Method to Measure the Switched Reluctance Motor's Flux*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, No. 5, pp. 1171-1176, 2006.
- [72] S. Song, W. Liu, *A Novel Method for Nonlinear Modeling and Dynamic Simulation of a Four-phase Switched Reluctance Generator System Based on MATLAB/SIMULINK*, 2007 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Harbin, China, pp. 1509-1514, 2007.
- [73] S. Shoujun, L. Weiguo, *A Comparative Study on Modeling Methods for Switched Reluctance Machines*, Computer and Information Science, Vol. 3, No. 2, pp. 205-210, 2010.
- [74] T. Lachman, T. R. Mohamad, C. H. Fong, *Nonlinear modelling of switched reluctance motors using artificial intelligence techniques*, IEE Proceedings - Electric Power Applications, Vol. 151, No. 1, pp. 53-60, 2004.
- [75] D. Panda, V. Ramanarayanan, *Mutual Coupling and Its Effect on Steady-State Performance and Position Estimation of Even and Odd Number Phase Switched Reluctance Motor Drive*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 43, No. 8, pp. 3445-3456, 2007.
- [76] C. L. Xia, M. Xue, T. N. Shi, *A New Rapid Nonlinear Simulation Method for Switched Reluctance Motors*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 24, No. 3, pp. 578-586, 2009.
- [77] S. H. Mao, M. C. Tsai, *An analysis of the optimum operating point for a switched reluctance motor*, J. Magn. Magn. Mater., Vol. 282, pp. 53-56, 2004.
- [78] H. P. Chi, R. L. Lin, J. F. Chen, *A Fast-built Flux-linkage Model for Switched-reluctance Motors*, Journal of the Chinese Institute of Engineers, Vol. 29, No. 6 pp. 1071-1080, 2006.
- [79] H. P. Chi, R. L. Lin, J. F. Chen, *Simplified flux-linkage model for switched-reluctance motors*, IEE Proceedings - Electric Power Applications, Vol. 152, No. 3, pp. 577-583, 2005.
- [80] K. I. Hwu, *Dynamic Modelling of SRM drive assisted by Powersys and Simulink*, International Review of Electrical Engineering-IREE, Vol. 2, No. 2, pp. 282-292, 2007.

- [81] R. L. Lin, J. F. Chen, H. P. Chi, *Spice-based flux-linkage model for switched reluctance motors*, IEE Proceedings - Electric Power Applications, Vol. 152, No. 6, pp. 1468-1476, 2005.
- [82] M. Kiani, *Model predictive control of stator currents in Switched Reluctance Generators*, 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Istanbul, Turska, pp. 842-846, 2014.
- [83] D. Ikeda, N. Yamamura, M. Ishida, *Proposal of simplified equivalent model for Switched Reluctance Generator*, Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2013 International Conference on, Busan, Kina, pp. 720-724, 2013.
- [84] B. Han-Kyung, *Control of Switched Reluctance Motors Considering Mutual Inductance*, Virginia, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2000.
- [85] I. Kioskeridis, C. Mademlis, *Optimal Efficiency Control of Switched Reluctance Generators*, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 21, No. 4, pp. 1062–1072, 2006.
- [86] A. Matveev, V. Kuzmichev, R. Nilssen, T. Undeland, *Two approaches for modeling of switched reluctance drives*, Electrical Power Electronics 2003. EPE 2003, Toulouse, Francuska, pp. 2-4, 2003.
- [87] M. Liptak, V. Hrabovcova, P. Rafajdus, *Equivalent Circuit of Switched Reluctance Generator Based on DC Series Generator*, Journal of Electrical Engineering, Vol. 59, No. 1, pp. 23-28, 2008.
- [88] V. Hrabovcova, P. Rafajdus, M. Liptak, *Output Power of Switched Reluctance Generator with regard to the Phase Number and Number of Stator and Rotor Poles*, Journal of Electronics and Electrical Engineering, Vol. 109, No. 3, pp. 25-30, 2011.
- [89] L. Xiong, B. Xu, H. Gao, L. Xu, *A novel algorithm of switched reluctance generator for maximum power point tracking in wind turbine application*, 2009 International Conference on Sustainable Power Generation and Supply, Nanjing, Kina, pp. 1-5, 2009.
- [90] R. Cardenas, R. Pena, M. Perez, J. Clare, G. Asher, P. Wheeler, *Control of a switched reluctance generator for variable-speed wind energy applications*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 4, pp. 781-791, 2005.
- [91] W. U. N. Fernando, M. Barnes, O. Marjanovic, *Excitation control and voltage regulation of switched reluctance generators above base speed operation*, 2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Chicago, IL, SAD, pp. 1-6, 2011.
- [92] G. P. Viajante, *A grid connection scheme of a Switched Reluctance Generator for active power injection*, Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International, Chicago, IL, SAD, pp. 415-420, 2013.
- [93] P. Chancharoensook, M. F. Rahman, *Control of a four-phase switched reluctance generator: experimental investigations*, Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International, Madison, WI, SAD, Vol. 2, pp. 842-848, 2003.

- [94] E. Echenique, J. Dixon, R. Cardenas, R. Pena, *Sensorless Control for a Switched Reluctance Wind Generator Based on Current Slopes and Neural Networks*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 3, pp. 817-825, 2009.
- [95] C. Mademlis, I. Kioskeridis, *Optimizing Performance in Current-Controlled Switched Reluctance Generators*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 3, pp. 556-565, 2005.
- [96] G. P. Viajante, D. A. Andrade, L. C. Gomes, M. A. A. Freitas, V. R. Bernardeli, A. W. F. V. Silveira, *A voltage control strategy for Switched Reluctance Generator*, Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International, Chicago, IL, SAD, pp. 421-426, 2013.
- [97] A. W. F. V. Silveira, D. A. Andrade, A. V. S. Fleury, L. C. Gomes, C. A. Bissochi, R. J. Dias, *Generated voltage control of the SRM operating as motor/generator*, 2009 Brazilian Power Electronics Conference, Bonito-Mato Grosso do Sul, Brazil, pp. 830-835, 2009.
- [98] B. Bilgin, A. Emadi, M. Krishnamurthy, *Switched reluctance generator with higher number of rotor poles than stator poles*, 2012 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Dearborn, MI, SAD, 2012.
- [99] M. Lipták, V. Hrabovcová, P. Rafajdus, B. Zigmund, *Switched Reluctance Machine with Asymmetric Power Converter in Generating Mode*, Acta Electrotechnica et Informatica, Vol. 7, No. 1, pp. 5-10, 2007.
- [100] H. Peng, L. Yi, W. Deng, J. Zhu, *Increasing Output Power of Switched Reluctance Generator with Three-Level Power Converter*, Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), Wuhan, Kina, pp. 1-4, 2011.
- [101] C. Sikder, I. Husain, Y. Sozer, *Switched Reluctance Generator Control for Optimal Power Generation With Current Regulation*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 50, No. 1, pp. 307-316, 2014.
- [102] Z. Li, D. Gao, D. Lee, J. Ahn, *Power closed-loop control for high efficiency switched reluctance generator*, 2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Seoul, Južna Korea, pp. 590-593, 2012.
- [103] P. Kerdtuad, S. Kittiratsatcha, *A novel output power control for variable-speed switched reluctance generators using artificial neural network*, Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014 17th International Conference on, Hangzhou, Kina, pp. 2839-2845, 2014.
- [104] R. Cardenas, R. Pena, M. Perez, G. Asher, J. Clare, P. Wheeler, *Control system for grid generation of a switched reluctance generator driven by a variable speed wind turbine*, Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE, Busan, Južna Korea, Vol. 2, pp. 1879-1884, 2004.
- [105] X. Deng, *Design of switched reluctance generator system for wind power maximization*, Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference (EIConRusNW), 2015 IEEE NW Russia, St. Petersburg, Rusija, pp. 306-310, 2015.
- [106] K. Park, Z. Chen, *Self-tuning fuzzy logic control of a switched reluctance generator for wind energy applications*, 2012 3rd IEEE International Symposium on Power

- Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Aalborg, Danska, pp. 357-363, 2012.
- [107] K. Park, *Power Electronic Systems for Switched Reluctance Generator based Wind Farms and DC Networks*, doktorska disertacija, Department of Energy Technology, Aalborg University, 2014.
- [108] D. A. Torrey, *Switched reluctance generators and their control*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, pp. 3-14, 2002.
- [109] M. Ziapour, E. Afjei, M. Yousefi, *Optimum commutation angles for voltage regulation of a high speed switched reluctance generator*, Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2013 4th, Tehran, Iran, pp. 271-276, 2013.
- [110] I. Boldea, *Variable Speed Generators*, Drugo izdanje, CRC Press, 2015.