

UNIVERZITET U BEOGRADU
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET

Željko J. Grbo

**ENERGETSKI PRETVARAČI
ZA PREKIDAČKI RELUKTANTNI MOTOR**

-doktorski rad-

Beograd, 2007.

SADRŽAJ

1. Uvod	1
2. Prekidački reluktantni motor	
2.1 Opis motora i princip rada	7
2.2 Određivanje elektromagnetskog momenta	8
2.3 Uticaj širine statorskih i rotorskih polova na karakteristike motora	11
2.4 Promena smera obrtanja	12
2.5 Mehanička karakteristika prekidačkog reluktantnog motora	13
2.5.1 Zona konstantnog momenta	15
2.5.2 Zona konstantne snage	15
2.5.3 Zona maksimalnog ugla vođenja	18
2.6 Algoritmi za upravljanje prekidačkim reluktantnim motorom	18
2.7 Režimi rada prekidačkog reluktantnog motora	20
2.8 Prednosti i mane pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom	22
3. Modelovanje prekidačkog reluktantnog motora	
3.1 Postupci modelovanja prekidačkog reluktantnog motora	26
3.2 Izvođenje modela	27
3.3 Određivanje elektromagnetskog momenta	29
3.4 Određivanje parametara modela	30
3.5 Simulacioni rezultati	32
3.6 Modelovanje elektromotornog pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom	35
3.7 Značaj modela	36
4. Energetski pretvarači za napajanje prekidačkog reluktantnog motora	
4.1 Potrebne karakteristike energetskog pretvarača	40
4.2 Asimetrični polumostni invertor	43
4.3 Asimetrični invertor sa jednostrukim polumostom	46

4.4 <i>Miller</i> invertor	49
4.5 Invertor za motor sa bifilarnim namotajima	51
4.6 Invertor sa kapacitivnim razdelnikom	54
4.7 <i>Buck-boost</i> invertor	56
4.8 <i>C-dump</i> invertor	58
4.9 <i>Sood</i> invertor	60
4.10 <i>Mecrow</i> invertor	63
4.11 Uporedna analiza energetskih pretvarača za prekidački reluktantni motor	65
4.12 Analiza pobudnih kola za invertore za prekidački reluktantni motor	69
4.13 Izbor invertora za prekidački reluktantni motor	70
5. Novo rešenje invertora za prekidački reluktantni motor	
5.1 Modifikacije asimetričnog polumostnog invertora	73
5.2 Sinteza novog rešenja invertora za prekidački reliktantni motor	76
5.3 Simulacioni rezultati	85
5.4 Uporedna analiza asimetričnog polumostnog, Milerovog i novog rešenja invertora za prekidački reluktantni motor	86
6. Eksperimentalni rezultati	
6.1 Opis konstrukcije motora korišćenog u eksperimentima	89
6.2 Realizacija invertora i upravljačke elektronike	91
6.3 Upravljački algoritam	93
6.4 Eksperimentalni rezultati	94
6.5 Redukcija broja strujnih senzora	104
7. Pretvarači za prekidački reluktantni motor bez jednosmernog međukola	
7.1 Indirektni pretvarač bez jednosmernog međukola	109
7.2 Bezbedna komutacija četvorokvadrantnih prekidača	111
7.3 Direktni pretvarač bez jednosmernog međukola	113
8. Zaključak	
	120

1. UVOD

Predmet istraživanja u ovom radu su energetski pretvarači za prekidački reluktantni motor. Princip rada prekidačkog reluktantnog motora se zasniva na promeni reluktanse i ne uključuje postojanje obrtnog polja. Prekidački reluktantni motor nije pronalazak novijeg datuma. Još 1838. u Škotskoj je *Davidson* konstruisao ovakav motor [1], četiri decenije pre otkrića asinhronog motora. Usled nemogućnosti da se na efikasan način reši problem napajanja i upravljanja ovim tipom motora, tek u poslednjih tridesetak godina, zahvaljujući razvoju elektronskih komponenti, prekidački reluktantni motor postaje predmet intezivnog istraživanja. Današnjim tržištem motora dominira asinhroni motor. Najvažnije prednosti prekidačkog reluktantnog motora u odnosu na druge tipove motora su:

1. Motor je jednostavne i robustne konstrukcije. Mehanička konstrukcija rotora i statora je vrlo jednostavna. Kao posledica ove jednostavne konstrukcije i proizvodna cena motora može biti niska.
2. Za izradu prekidačkog reluktantnog motora ne koriste se stalni magneti, što takođe snižava cenu motora i povećava pouzdanost.
3. Na rotoru nema namotaja. Time su redukovani gubici na rotoru, što je jako značajno jer nema efikasnog načina za odvođenje toplote sa rotora. Takođe je eliminisana i opasnost od razletanja rotorskog namotaja usled dejstva centrifugalnih sila pri velikim brzinama obrtanja.
4. Zahvaljujući jednostavnoj konstrukciji i sopstveni moment inercije rotora je manji tako da su dinamička svojstva poboljšana u odnosu na druge tipove motora.
5. Motor može nastaviti sa radom i u slučaju ispada jedne ili više njegovih faza. Naravno, ovo važi pod uslovom da nije potrebno zaustavljanje i ponovno startovanje motora.
6. Za rad motora nisu potrebne četkice, što vodi povećanju pouzdanosti.

Glavni razlog naglog razvoja u ovoj oblasti je pre svega rezultat velikog napretka u oblasti elektronike. Dva najznačajnija dostignuća u elektronici koja su uticala na ovakav razvoj prekidačkog reluktantnog motora su:

- Razvoj snažnih poluprovodničkih komponenti
- Razvoj mikroračunarskih komponenti.

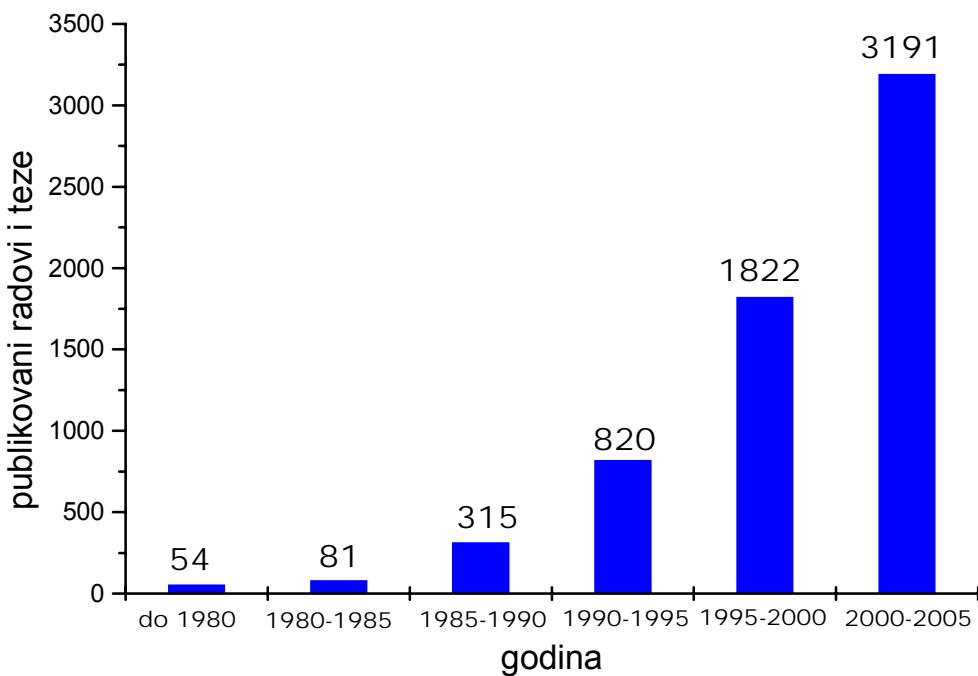
Potrebno je naglasiti da je veliku ulogu u podsticaju ovog razvoja imao i pad cena elektronskih komponenti i to pre svega mikrokontrolera.

Najvažnija razlika prekidačkog reluktantnog u odnosu na druge tipove motora je to što je za njegovo funkcionisanje neophodan invertor. Činjenica je da je primena motora počela mnogo pre razvoja elektronike. Sa razvojem snažnih poluprovodničkih komponenti razvijaju se i elektromotorni pogoni sa regulisanim brzinom obrtanja. Ovim putem ostvaruju se značajne uštede u potrošnji električne energije, kod ventilatora, pumpi i kompresora. U ovim aplikacijama je najčešće korišćen asinhroni motor.

Uprkos velikim istraživačkim naporima u ovoj oblasti, nije došlo do šire primene prekidačkih reluktantnih motora. Zbog konstrukcije rotora i statora sa isturenim polovima ovi motori poseduju veliku talasnost momenta. Oblikovanjem faznih struja moguće je talasnost momenta u potpunosti otkloniti. Ovo je bio predmet istraživanja velikog broja autora [3,...,10]. Smanjenjem talasnosti momenta su karakteristike elektromotornih pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom postale uporedive sa karakteristikama elektromotornih pogona sa asinhronim motorom, ali se umanjila prednost veće specifične snage.

Sledeća prepreka za širu primenu prekidačkog reluktantnog motora je neodgovarajući energetski pretvarač. Nasuprot očekivanjima da zbog mogućeg unipolarnog karaktera faznih struja energetski pretvarači za prekidački reluktantni motor budu jednostavniji nego za druge tipove motora postojeće topologije su i složenije i zahtevaju složenije upravljačko kolo nego pretvarači za asinhroni motor [11,...,18].

Koliki je naučni značaj ove tematike najbolje svedoči statistički prikaz naučne produkcije u vezi prekidačkog reluktantnog motora, dat na slici 1.1. Dijagram je napravljen na osnovu podataka preuzetih iz svetske baze radova i patenata iz ove oblasti, Brivit [2]. Lako je uočiti kakva se ekspanzija desila, a i dalje dešava u ovoj oblasti.



Slika 1.1 *Objavljeni radovi i teze.*

Cilj ovog rada je sinteza novog energetskog pretvarača boljih karakteristika od postojećih pretvarača. Glavni kriterijum u sintezi novog pretvarača je minimizacija broja poluprovodničkih prekidača. Pošto je struktura motora vrlo jednostavna i njegova cena je niska. Smanjenjem broja poluprovodničkih prekidača smanjuje se i cena energetskog pretvarača, a time se značajno može uticati na primenu prekidačkih reluktantnih motora. Samo smanjenje broja poluprovodničkih prekidača nije jedino merilo karakteristika energetskog pretvarača. Energetski pretvarač mora biti takav da uz minimalan broj poluprovodničkih prekidača omogućuje primenu algoritama za smanjenje talasnosti momenta, dovoljan napon za magnetizaciju i demagnetizaciju i dovoljan polazni moment nezavisno od položaja rotora. Potrebno je razmotriti i mogućnost izrade direktnih energetskih pretvarača, tj. pretvarača koji ne poseduju jednosmerno međukolo [19].

Rad je organizovan na sledeći način:

Drugo poglavlje sadrži osnovne pojmove i principe rada prekidačkog reluktantnog motora neophodne za razumevanje zahteva prema energetskim pretvaračima.

Treće poglavlje sadrži model prekidačkog reluktantnog motora prilagođen programskom paketu MATLAB. Upotrebom razvijenog modela omogućena je jednostavna provera

karakteristika postojećih, ali i projektovanje novih tipova energetskih pretvarača za prekidački reluktantni motor.

U četvrtom poglavlju su prikazani najznačajniji energetski pretvarači dosada publikovani i izvršeno je poređenje njihovih karakteristika. Putem simulacija pokazano je kakav efekat na razvijeni elektromagnetni moment imaju postojeće topologije.

Peto poglavlje sadrži prikaz novog tipa invertora za prekidački reluktantni motor. Na osnovu uočenih nedostataka postojećih topologija energetskih pretvarača, u postupku analitičke sinteze dobijen je novi tip invertora. Značajan korak ka dobijanju ove nove topologije je prelazak na rad sa bipolarnim faznim strujama. Ovo je potpuno nova topologija i predstavlja najznačajniji deo ovog rada, jer rešava problem energetskog pretvarača za prekidački reluktantni motor. Detaljno su objašnjeni svi režimi rada i sintetizovan upravljački algoritam. Prikazan je i novi tip invertora sa samo jednim strujnim senzorom. Na kraju petog poglavlja izvršeno je poređenje novog tipa invertora sa dva dosada najbolja poznata invertora.

Eksperimentalni rezultati su prikazani u šestom poglavlju. Prikazani eksperimenti u potpunosti potvrđuju teorijska očekivanja iz petog poglavlja.

U sedmom poglavlju je razmotrena i mogućnost izrade pretvarača bez jednosmernog međukola. Ovde je po prvi put prikazan matrični pretvarač za prekidački reluktantni motor, analizirani režimi rada i dat novi upravljački algoritam.

U zaključku je naglašeno šta je doprinos ovog rada i date su smernice za budući rad.

Literatura

- [1] P. J. Lawrenson et al., "Variable-speed switched reluctance motors", *IEE Proc.*, vol. 127, pt. B, no. 4, pp. 253-265, July 1980.
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robinson, "Power electronics: converters, applications and design", *John Wiley & Sons*, New York, 1989.
- [3] G. S. Buja, M. I. Vala, "Control characteristics of the SRM drives- part I: Operation in linear region", *IEEE Tran. Ind. Elec.*, vol. 38, no. 5, pp. 313-321, October 1991.
- [4] K. Russa, I. Husain, M. E. Elbuluk, "Torque-ripple minimization in switched reluctance machines over a wide speed range", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 5, pp. 1105-1112, Sept./Oct. 1998.
- [5] T. S. Chuang, C. Pollock, "Robust speed control of a switched reluctance vector drive using variable structure approach", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 44, no. 6, pp. 800-808, December 1997.
- [6] R. S. Wallace, D. G. Taylor, "A balanced commutator for switched reluctance motors to reduce torque ripple", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 7, no. 4, pp. 617-626, October 1992.
- [7] G. S. Buja, R. Menis, M. I. Valla, "Variable structure control of SRM drive", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 40, no. 1, pp. 56-63, February 1993.
- [8] P. Tandon, A. V. Rajarathnam, M. Ehsani, "Self-tuning control of a switched-reluctance motor drive with shaft position sensor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 4, pp. 1002-1010, July/August 1997.
- [9] M. Ehsani, K. R. Ramani, "Direct control strategies based on sensing inductance in switched reluctance motors", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 74-82, January 1996.
- [10] I. Husain, M. Ehsani, "Torque ripple minimization in switched reluctance motor drives by PWM current control", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 83-88, January 1996.
- [11] M. Barnes, C. Pollock, "Power electronic converters for switched reluctance drives", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 13, no. 6, pp. 1100-1111, Nov. 1998

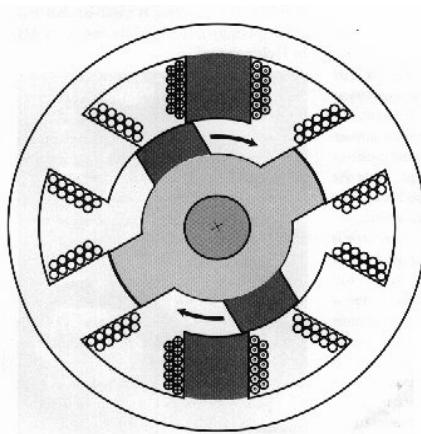
- [12] S. Vukosavić, V. Stefanović, "SRM inverter topologies: a comparative evaluation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 6, pp. 1034-1047, Nov./Dec. 1991.
- [13] R. M. Davis et al, "Inverter drive for switched reluctance motor: circuits and component ratings", *IEE Proc.*, vol. 128. pt. B, no. 2, pp. 126-136, March 1981.
- [14] R. Krishnan, P. Materu, "Analysis and design of a new converter topology for switched reluctance motor drives", *IEEE IAS Proc.*, pp. 1181-1185, 1989.
- [15] C. Pollock, B. Williams, "A unipolar converter for a switched reluctance motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 2, pp. 222-228, March/April 1990.
- [16] T. J. E. Miller, "Converter volt-ampere requirements of the switched reluctance motor drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 21, no. 5, pp. 1136-1144, Sept./Dec. 1985.
- [17] A. V. Radun, "High-power density switched reluctance motor drive for aerospace applications", *IEEE Ind. Appl.*, vol. 28, no. 1, pp. 113-119, Jan./Feb. 1992.
- [18] Y. G. Dessouky, B. W. Williams, J. E. Fletcher, "A novel power converter with voltage boosting capacitors for a four-phase SRM drive", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 45, no. 5, pp. 806-814, October 1998.
- [19] P. D. Ziogas, S. I . Khan, M. H. Rashid, "Analysis and design of forced commutated cycloconverters with improved transfer characteristics", *IEEE IAS 1985*, pp. 610-622.

2. PREKIDAČKI RELUKTANTNI MOTOR

U ovom poglavlju su prikazani osnovni principi rada prekidačkog reluktantnog motora. Izведен je izraz za elektromagnetski moment i objašnjeni kriterijumi za izbor širine statorskih i rotorskih polova. Razmotrene su glavne mane i prednosti ovog tipa motora. Dat je i kratak pregled literature relevantne za shvatanje sadašnjeg stanja u razvoju i primeni prekidačkog reluktantnog motora.

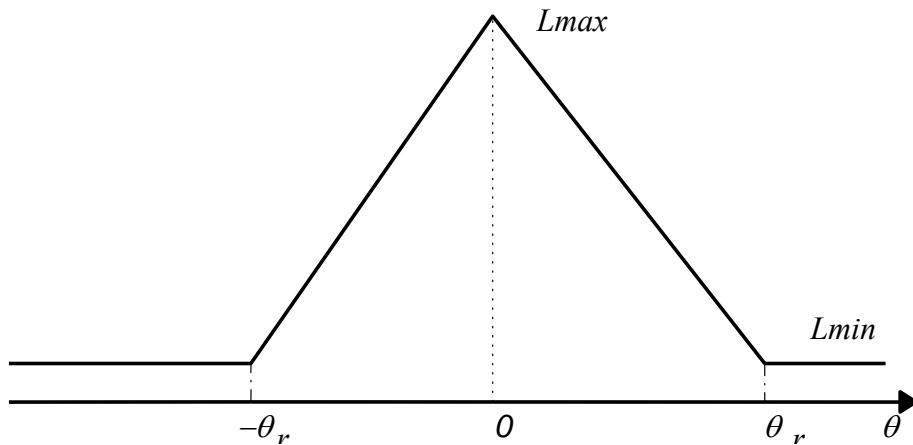
2.1 Opis motora i princip rada

Princip rada prekidačkog reluktantnog motora se zasniva na težnji elektromagnetskog sistema da zauzme položaj u kome je akumulisana elektromagnetska energija minimalna [1]. Konstrukcija prekidačkog reluktantnog motora je vrlo jednostavna. Motor poseduje isturene polove na statoru i na rotoru. Na statoru su koncentrični namotaji postavljeni tako da naspramnom paru polova odgovara jedan namotaj. Na rotoru nema namotaja. Na slici 2.1 je prikazan poprečni presek prekidačkog reluktantnog motora sa 6 polova na statoru i četiri pola na rotoru.



Slika 2.1 Poprečni presek prekidačkog reluktantnog motora 6/4.

Za razumevanje načina rada prekidačkog reluktantnog motora bitno je uočiti zavisnost induktivnosti jedne faze motora od međusobnog položaja rotora i statora. U opštem slučaju ova zavisnost je vrlo složena i teško ju je analitički predstaviti. Međutim, uz pretpostavku da se mogu zanemariti efekti zasićenja magnetskog materijala ova zavisnost se može linearizovati. Za prekidački reluktantni motor tipa 6/4 sa jednakom širinom statorskih i rotorskih polova idealizovan dijagram zavisnosti induktivnosti faze od međusobnog položaja rotora i statora prikazan je na slici 2.2. Za nulti ugao je uzet ugao pri kome se statorski i rotorski pol potpuno preklapaju. To je jedan od dvanaest međusobno ravnopravnih ravnotežnih položaja mogućih kod motora ovog tipa. Generalno, za dozvoljene kombinacije broja polova statora i rotora, važi da je broj ravnotežnih položaja jednak proizvodu broja polova rotora i broja pari polova statora [2].



Slika 2.2 *Zavisnost induktivnosti jedne faze motora od međusobnog položaja rotora i statora.
(jednaka širina statorskih i rotorskih polova)*

2.2 Određivanje elektromagnetskog momenta

Trenutna vrednost elektromagnetskog momenta koji proizvodi jedna faza prekidačkog reluktantnog motora je u opštem slučaju definisana izrazom (2.1) [1]:

$$M(\theta, \psi) = -\frac{dW(\theta, \psi)}{d\theta}, \quad (2.1)$$

gde je $W(\theta, \psi)$ energija.

Definicija energije je data izrazom (2.2):

$$W(\theta, i) = \int_0^\psi i(\theta, \psi) d\psi , \quad (2.2)$$

gde je $i(\theta, \psi)$ pobudna struja.

Energiju je moguće odrediti i pomoću gustine magnetske energije u nekoj zapremini V :

$$W(B, H) = \int_V \left(\int_0^{B_o} H dB \right) dV \quad (2.3)$$

Trenutnu vrednost elektromagnetskog momenta je moguće odrediti i preko koenergije:

$$M(\theta, i) = \frac{dW'(\theta, i)}{d\theta} , \quad (2.4)$$

gde je $W'(\theta, i)$ koenergija.

Definicija koenergije je data izrazom (2.5):

$$W'(\theta, i) = \int_0^i \psi(\theta, i) di , \quad (2.5)$$

gde je $\psi(\theta, i)$ magnetni fluks. Važi da je:

$$W'(\theta, i) = i \cdot \psi - W(\theta, \psi) . \quad (2.6)$$

Koenergiju je, kao i energiju, moguće odrediti i pomoću gustine magnetske energije u nekoj zapremini V .

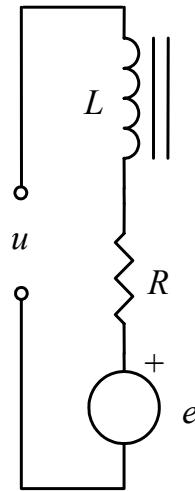
U slučaju linearnih sistema važi da je $\psi = L(\theta)i$, pa se izraz za koenergiju može napisati na sledeći način:

$$W'(\theta, i) = \frac{1}{2} L(\theta) i^2 \quad (2.7)$$

Kada sistem nije linearan, računanje koenergije je veoma teško izvesti analitički, pa se taj zadatak rešava primenom numeričkih računarskih alata.

Uz zanemarivanje uticaja amplitude struje na karakteristike magnetskog materijala moguće je izvesti izraz za elektromagnetni moment na sledeći način:

Na slici 2.3 prikazano je ekvivalentno električno kolo jedne faze prekidačkog reluktantnog motora. Sa L je označena induktivnost faze, sa R otpornost faznog namotaja, sa u napon na statorskom namotaju a sa e kontralektromotorna sila.



Slika 2.3 Ekvivalentno električno kolo jedne faze motora.

Ako se zanemari otpornost statorskog namotaja R , napon na statorskom namotaju u je definisan jednačinom (2.8):

$$u = -\frac{d\Phi}{dt} = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (2.8)$$

Trenutna snaga pobuđene faze motora je:

$$p = u \cdot i = L \cdot i \frac{di}{dt} + i^2 \frac{dL}{d\theta} \cdot \omega \quad (2.9)$$

Izraz (2.9) se može napisati u obliku:

$$p = \frac{1}{2} L \cdot \frac{d i^2}{dt} + i^2 \frac{dL}{d\theta} \cdot \omega + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dt} - \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (2.10)$$

Dalje je:

$$p = \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} L i^2 \right] + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dt} \omega \quad (2.11)$$

Pošto je trenutna snaga jednaka zbiru izvoda akumulisane energije i elektromagnetskog momenta sledi da je elektromagnetski moment M :

$$M = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta}. \quad (2.12)$$

Ako učinimo uobičajenu aproksimaciju o linernoj promeni induktivnosti tada za elektromagnetski moment možemo usvojiti:

$$M = k_I \cdot i^2, \quad (2.13)$$

gde je k_I konstanta proporcionalnosti jednaka polovini strmine induktivnosti. Ova idealizovana predstava generisanja momenta prekidačkog reluktantnog motora se u dobroj meri slaže sa eksperimentalnim rezultatima pri malom intezitetu pobudne struje. Kada je intezitet pobudnih struja takav da se ulazi u zonu rada u kojoj se karakteristike magnetskog materijala ne mogu smatrati linearnim zavisnost je mnogo složenija i teško ju je analitički izraziti.

2.3 Uticaj širine statorskih i rotorskih polova na karakteristike motora

Na slici 2.2 je prikazana zavisnost samoinduktivnosti jedne faze prekidačkog reluktantnog motora od međusobnog položaja rotora i statora za slučaj kada su rotorski i statorski polovi iste širine. Ovakav profil samoinduktivnosti nije pogodan za primenu iz razloga što je suzbijanje negativnog momenta moguće samo ako se jako suzi interval tokom koga su pojedine faze magnetisane. Međutim ovo vodi ka velikoj talasnosti generisanog elektromagnetskog momenta. Zbog toga se rotorski i statorski polovi prave tako da im je širina različita. Kao posledica različitih širina polova statora i rotora karakteristika samoinduktivnosti dobija zaravnjen deo širine jednake razlici širina polova rotora i statora. Na ovom segmentu je bez obzira na intezitet pobudne struje generisani elektromagnetski moment jednak nuli. Zato je ovaj segment pogodan za demagnetizaciju odgovarajuće faze statora. Obično su statorski polovi uži od rotorskih polova jer se tako ostavlja više prostora za namotaje. Interesantno je razmotriti granične uslove za širinu rotorskih i statorskih polova. U cilju jednostavnijeg upravljanja motorom neophodno je minimizovati međusobne induktivnosti pojedinih faza. Takođe, poželjno je da motor može da startuje iz bilo koje pozicije rotora. Iz ova dva uslova se mogu izvesti relacije koje određuju mogući opseg širina polova rotora i statora. Ako je W_r širina rotorskih polova, a W_s širina statorskih polova, N_r broj polova rotora, a N_s broj polova statora može se pokazati da moraju biti zadovoljene sledeće dve relacije [1]:

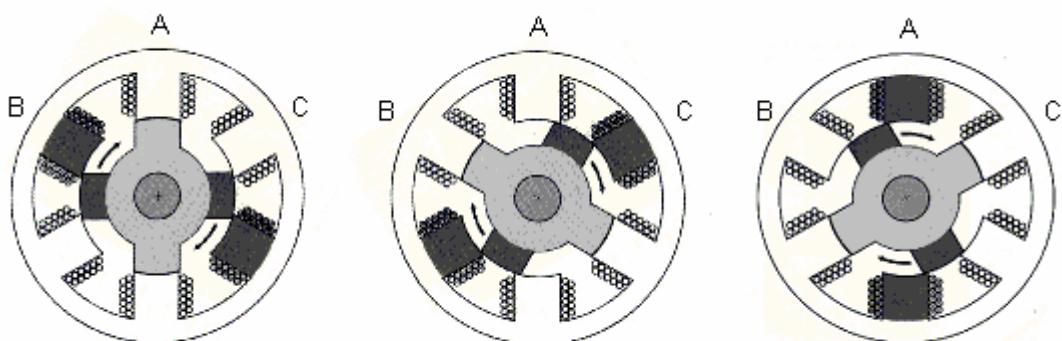
$$\min(W_r, W_s) > \frac{4\pi}{N_r \cdot N_s} \quad (2.14)$$

$$W_S \leq \frac{2\pi}{N_r} - W_r. \quad (2.15)$$

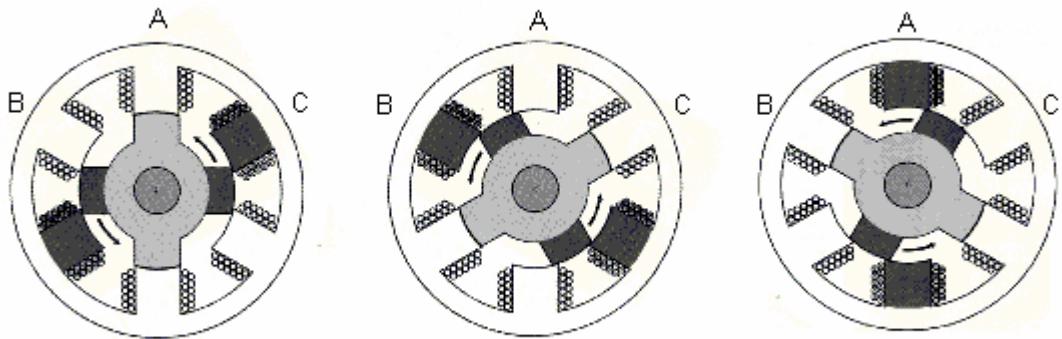
Relacija 2.14 proistiće iz zahteva za startovanje prekidačkog reluktantnog motora bez obzira na poziciju rotora, a relacija 2.15 iz uslova za minimizaciju međuinduktivnosti faza statora.

2.4 Promena smera obrtanja

Za pravilno funkcionisanje prekidačkog reluktantnog motora potrebno je pobuđivati fazne namotaje odgovarajućim redosledom. Promena smera obrtanja vrši se prostom promenom redosleda uključivanja pojedinih faza. Podrazumeva se da je elektromagnetski moment motora veći od momenta opterećenja. Na slici 2.4 je prikazano nekoliko uzastopnih pozicija rotora prekidačkog reluktantnog motora pri negativnom smeru obrtanja, a na slici 2.5, pri pozitivnom smeru obrtanja. Prva pozicija prikazana na slici 2.4 dobijena je pobudom samo faze A motora. Za pomeranje u sledeću poziciju potrebno je ukinuti pobudu fazi A, a pobuditi fazu B (zatamnjeni polovi). Kada je dostignuta druga pozicija, poklopljeni polovi rotora i polovi faze B, ukidanjem pobude fazi B i pobuđivanjem faze C prelazi se na treću poziciju. Treća pozicija prikazuje kako se, pobuđivanjem faze A i ukidanjem pobude fazi C, prelazi na prvu poziciju. Na sličan način se mogu razmotriti i pozicije rotora prikazane na slici 2.5.



Slika 2.4 *Uzastopne pozicije rotora prekidačkog reluktantnog motora za pozitivan smer obrtanja.*



Slika 2.5 *Uzastopne pozicije rotora prekidačkog reluktantnog motora za negativan smer obrtanja.*

2.5 Mehanička karakteristika prekidačkog reluktantnog motora

Pri projektovanju elektromotornih pogona neophodno je znati na koji način je moguće kontrolisati moment elektromotora. Ovo poglavlje sadrži opis mehaničke karakteristike prekidačkog reluktantnog motora. Na kraju je dat pregled dosada korišćenih metoda za upravljanje momentom i smanjenje talasnosti momenta prekidačkog reluktantnog motora.

Razmatranjem jednačine momenta prekidačkog reluktantnog motora, lako je zaključiti da je upravljanje momentom moguće ostvariti regulacijom pobudnih faznih struja [1]. Jedan od načina za regulaciju faznih struja, a time i upravljanje momentom prekidačkog reluktantnog motora, je promenom napona pri nepromenljivim uglovima uključenja i isključenja. Pošto je fluks srazmeran naponu, a moment kvadratu fluksa zavisnost moment-brzina je ista kao kod jednosmernog motora sa rednom pobudom. Vreme tokom koga su pojedine faze magnećene je obrnuto proporcionalno brzini, tako da fluks opada [2], [3]. Odavde sledi da je elektromagnetni moment obrnuto proporcionalan kvadratu brzine,

$$M \sim \frac{1}{\omega^2}, \quad (2.16)$$

a snaga obrnuto proporcionalna brzini obrtanja rotora motora,

$$P \sim \frac{1}{\omega}. \quad (2.17)$$

Za razliku od rednog motora za jednosmernu struju, kod prekidačkog reluktantnog motora, na momentnu karakteristiku, pored napona, moguće je uticati još i promenom ugla uključenja i ugla isključenja pojedinih faza. Brzina kojom se obrće rotor motora pri kojoj su pri maksimalnom naponu maksimalne i fazne struje naziva se baznom brzinom. Iznad ove brzine nije moguće dalje oblikovanje faznih struja.

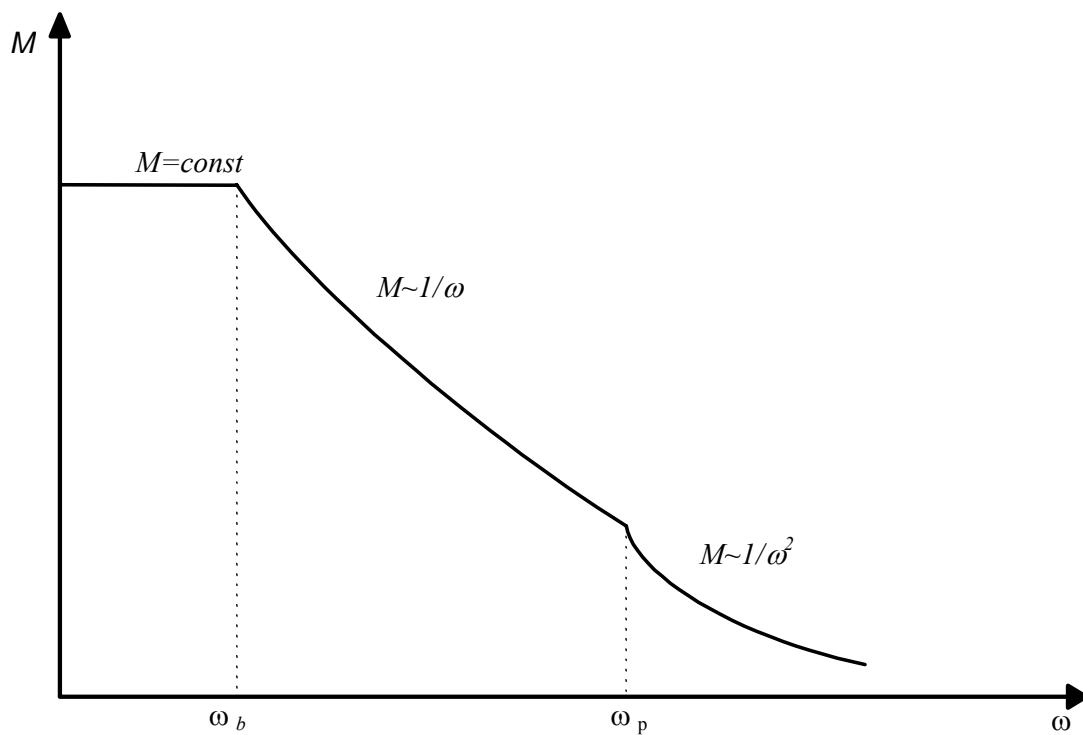
Kada je brzina obrtanja rotora motora takva da je moguće dostići maksimalnu struju tada se motor nalazi u režimu konstantog momenta. U ovom režimu rada neophodno je na neki način ograničavati fazne struje da ne bi bile više od maksimalno dozvoljenih.

Maksimalne i minimalne vrednosti uglova uključenja i isključenja zavise od konstrukcije motora, a maksimalna razlika ugla isključenja i ugla uključenja je jasno određena proizvodom broja polova statora i rotora.

Na osnovu izloženog moguće je grafički prikazati mehaničku karakteristiku prekidačkog reluktantnog motora. Karakteristika je prikazana na slici 2.6.

Mehanička karakteristika je podeljena na tri zone:

1. Zona konstantnog momenta
2. Zona konstantne snage
3. Zona maksimalnog ugla vođenja.



Slika 2.6 *Mehanička karakteristika prekidačkog reluktantnog motora.*

2.5.1 Zona konstantnog momenta

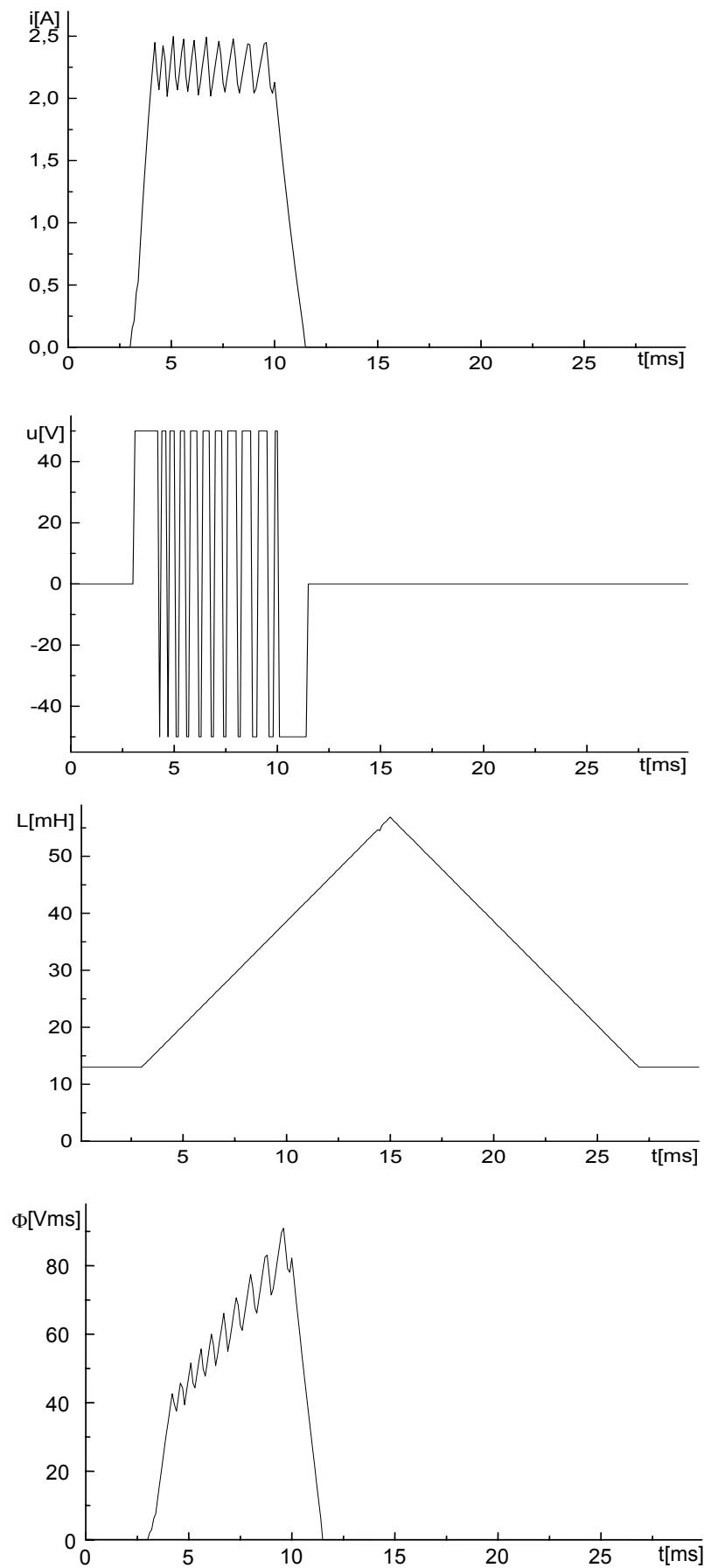
U ovoj zoni je, usled male kontralektromotorne sile, napon potreban za uspostavljanje maksimalne dozvoljene statorske struje manji od nominalnog napona motora. Zato je za rad u ovoj zoni potreban energetski pretvarač koji omogućuje ograničavanje struje pojedinih faza. Dijagrami struje, napona, samoinduktivnosti i fluksa jedne faze motora u ovoj zoni rada, pri brzini od 500rpm, su prikazan na slici 2.7. Na prikazanim dijagramima pretpostavljeno je:

- Za regulaciju struje koristi se histerezisni regulator,
- Koristi se tehnika *hard chopping*, tj. prepostavlja se da se za regulaciju struje ne koristi nulti napon. Ova tehnika se često naziva i *bipolar switching*.

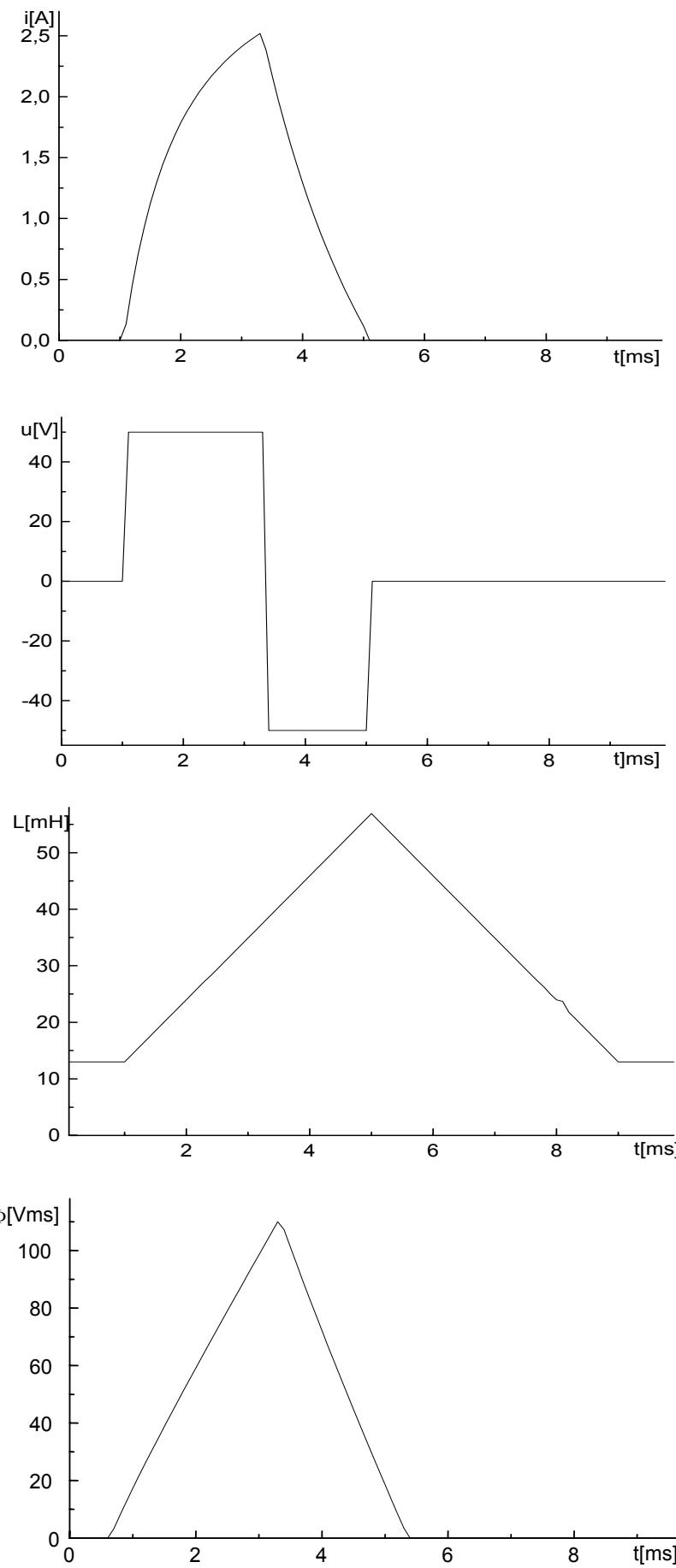
U ovoj zoni rada je lako oblikovati faznu struju tako da je pravilnim izborom referentne struje moguće u potpunosti eliminisati talasnost momenta prekidačkog reluktantnog motora. Naravno pri ovome je potrebno izabrati odgovarajuće uglove uključenja i isključenja pojedinih faza motora.

2.5.2 Zona konstantne snage

U ovoj zoni rada, zbog velike kontralektromotorne sile i kratkog vremena koje je na raspolaganju za magnećenje pojedinih faza, regulaciju struje je moguće vršiti samo promenom uglova uključenja i isključenja pojedinih faza motora. Pošto postoji limit u smislu minimalnog ugla uključenja i maksimalnog ugla isključenja ova zona se proteže sve do brzine pri kojoj se dostižu ti limiti. Na slici 2.8 su prikazani dijagrami struje, napona, samoinduktivnosti i fluksa jedne faze pri brzini od 1500rpm. Tipične širine ove zone su 2 do 3 ω_b . U prikazanom primeru na slici 2.8, kao i na slici 2.7, se podrazumeva da ugao uključenja faze motora odgovara uglu pri kome počinje porast samoinduktivnosti odgovarajuće faze. Ugao isključenja je, u cilju smanjenja generisanog negativnog momenta, manji od ugla pri kome je samoinduktivnost maksimalna. Osim toga, u prikazanim primerima, zanemareni su efekti zasićenja megnetskog materijala.



Slika 2.7 Fazna struja, napon, samoinduktivnost i fluks u zoni konstantnog momenta.



Slika 2.8 Fazna struja, napon, samoinduktivnost i fluks u zoni konstantne snage.

2.5.3 Zona maksimalnog ugla vođenja

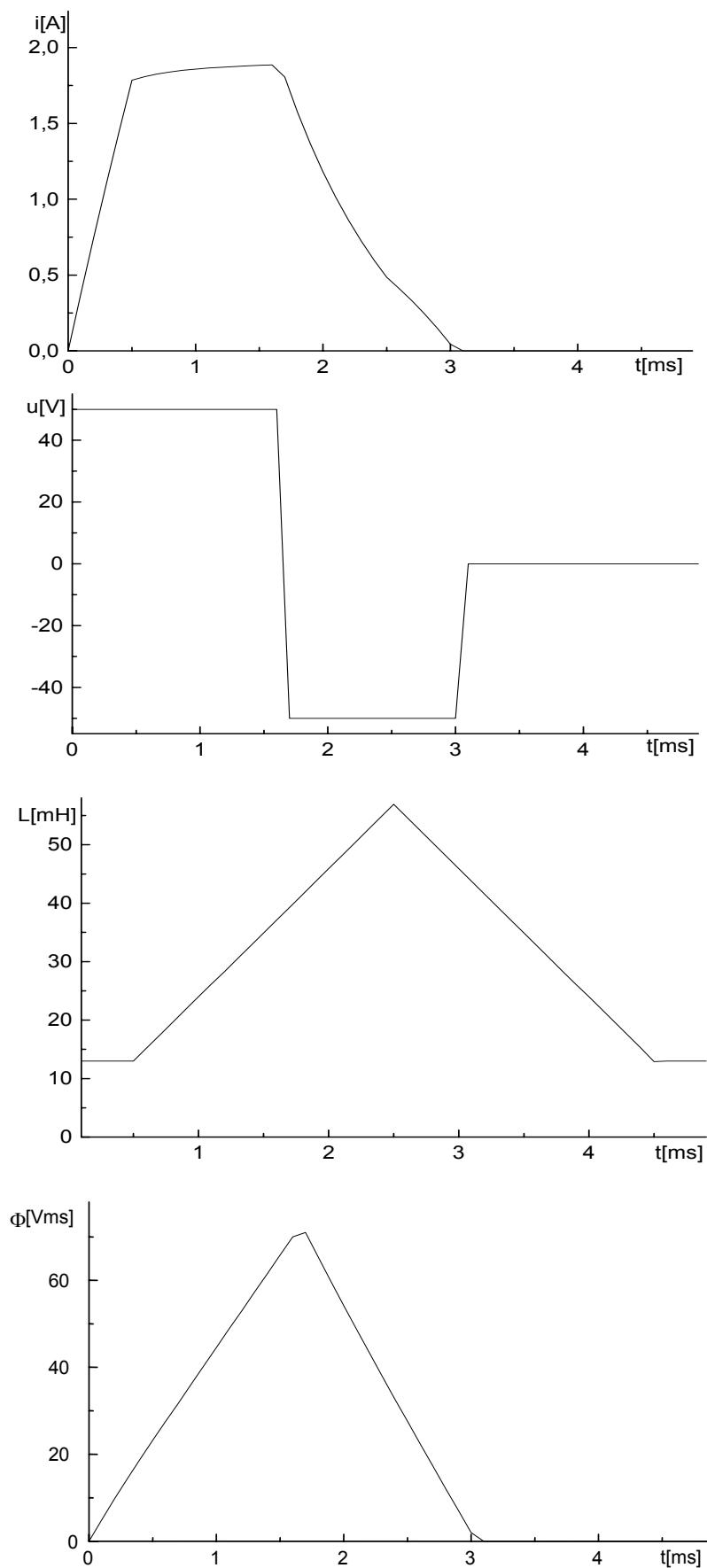
Kada se dostignu minimalni ugao uključenja i maksimalni ugao isključenja pojedinih faza prekidačkog reluktantnog motora dalja regulacija struje nije moguća. Sa povećanjem brzine obrtanja kontralektromotorna sila je sve veća, a vreme koje stoji na raspolaganju za magnetizaciju i demagnetizaciju je sve kraće. U ovom režimu rada, iako nema oblikovanja struje primenom impulsno širinske modulacije, prekidački gubici su veliki usled čestog uključivanja i iskjučivanja faza motora. Na slici 2.9 su prikazani dijagrami struje, napona, samoinduktivnosti i fluksa jedne faze pri brzini od 3000rpm. Na slici se vidi da je ugao uključenja pomeren u zonu u kojoj je samoinduktivnost minimalna. Dalje smanjenje ugla uključenja je kontraproduktivno jer doprinosi generisanju negativnog momenta. Sa povećanjem brzine i vreme koji stoji na raspolaganju za demagnetizaciju je sve kraće, tako da je potrebno smanjivati ugao isključenja.

2.6 Algoritmi za upravljanje prekidačkim reluktantnim motorom

Osnovni zadatok u sintezi algoritama upravljanja prekidačkim reluktantnim motorom je obezbeđenje stabilne podesive brzine. Svi algoritmi u suštini vrše regulaciju fazne struje, a za regulaciju fazne struje na raspolaganju su tri upravljačke veličine: napon faze, ugao uključenja i ugao isključenja. Za efikasnu kontrolu prekidačkog reluktantnog motora potrebno je obezbediti:

- Energetske pretvarače koju omogućuju kontrolu napona i struje
- Strujne davače
- Davače pozicije i brzine rotora prekidačkog reluktantnog motora
- Podesive uglove uključenja i isključenja pojedinih faza motora
- Bezbednu komutaciju struja u pobudnim namotajima motora.

Kao što je rečeno, najjednostavniji način za upravljanje prekidačkim reluktantnim motorom je podešavanje uglova uključenja i uglova isključenja pojedinih faza, pri čemu je amplituda pobudnog napona nepromenljiva. Dobre strane ovakvog načina upravljanja prekidačkim reluktantnim motorom su jednostavnost, visoka efikasnost i upotreba samo jednog strujnog davača (za prekostrujnu zaštitu) [8], [9].



Slika 2.9 Fazna struja, napon, samoinduktivnost i fluks u zoni maksimalnog ugla vodenja.

Većina savremenih rešenja koristi strujno kontrolisane pretvarače [10]. Primenom strujno kontrolisanih pretvarača moguće je pri nižim brzinama u potpunosti kontrolisati moment motora. Za eliminaciju talasnosti momenta prekidačkog reluktantnog motora dosada je predložen veliki broj, na prvi pogled, različitih algoritama [4].

Najviše korišćen metod za smanjenje talasnosti momenta prekidačkog reluktantnog motora se zasniva na tabelarnom zapisu zavisnosti momenta motora od trenutne pozicije rotora i inteziteta fazne struje. Nedostaci ovog metoda su veliki memorijski zahtevi i ogroman posao u pripremi tabelarnih vrednosti putem eksperimenata i/ili putem analize primenom metoda konačnih elemenata. Ovaj postupak postaje izuzetno složen ako se uzimaju u obzir i temperaturne varijacije parametara.

Nelinearne tehnike upravljanja kao što su upravljanje u kliznom režimu [13], neuralne mreže i fazi logika [5], [6], [7], su takođe često korišćene. Najveća mana ovih postupaka je složenost upravljačkog dela energetskog pretvarača.

Postupci koji najviše obećavaju su postupci zasnovani na funkcijama za raspodelu momenta [4], [10]. U zavisnosti kako su definisane ove funkcije moguće je ostvariti veliki broj algoritama za upravljanje momentom prekidačkog reluktantnog motora. Suština ovih postupaka je u pravilnom oblikovanju faznih struja. Zbog induktivnog karaktera faznih namotaja nije moguća trenutna promena fazne struje. U zavisnosti od ugla isključenja moguće je izdvojiti dva tipična slučaja:

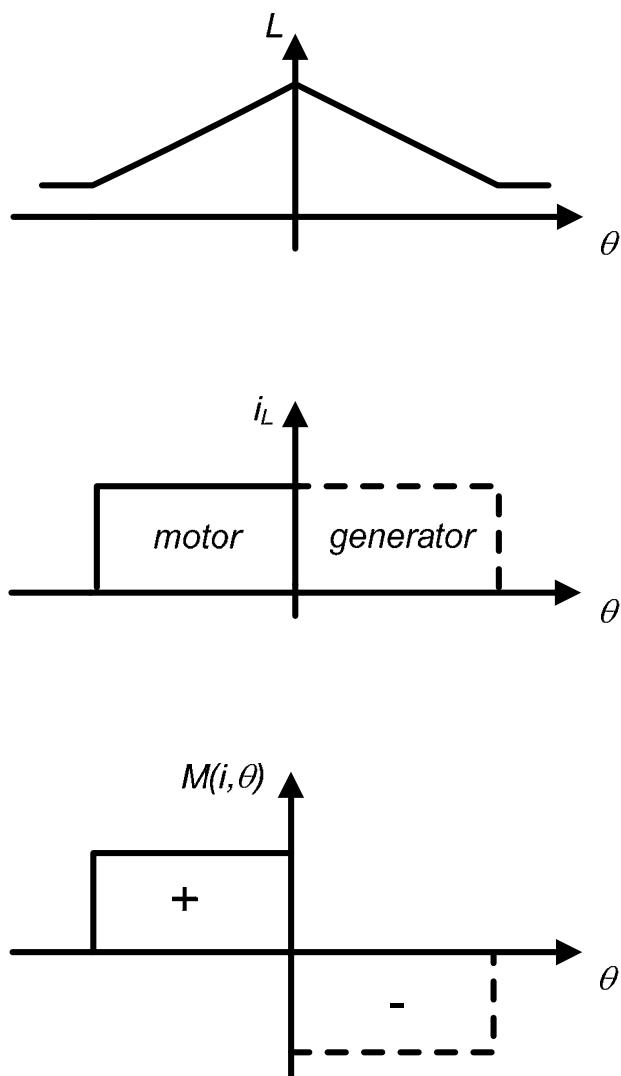
1) Ugao isključenja je mali, tako da je moguće u potpunosti eliminisati struju jedne faze pre uključenja naredne faze. Ovo rezultuje neminovnim pulsacijama momenta kao i smanjenjem srednje vrednosti generisanog elektromagnetskog momenta.

2) Ugao isključenja je takav da neminovno dolazi do preklapanja u vođenju dvaju susednih faza. U ovom slučaju pozitivnim momentom dolazeće faze moguće je redukovati uticaj negativnog momenta odlazeće faze na ukupni razvijeni elektromagnetski moment. Ovaj postupak zahteva primenu invertora koji dozvoljavaju preklapanje u vođenju susednih faza.

2.7 Režimi rada prekidačkog reluktantnog motora

U zavisnosti od generisanog elektromagnetskog momenta, koji zavisi od položaja strujnog impulsa u odnosu na trenutnu poziciju rotora razlikujemo motorski i generatorski režim rada.

Ako je strujni impuls pozicioniran u okviru zone gde je promena induktivnosti pozitivna tada motor radi u motorskom režimu, a ako je strujni impuls pozicioniran u zoni sa negativnom promenom induktivnosti tada motor radi u generatorskom režimu. Na slici 2.10 je data idealizovana predstava ovih režima rada. Pri realizaciji elektromotornih pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom, zbog induktivnog karaktera faznih namotaja, nije moguće ovako brzo uspostavljanje i ukidanje fazne struje, tako da postoje zone unutar kojih je prisutan motorski i zone tokom kojih je prisutan generatorski režim rada.



Slika 2.10 *Motorski i generatorski režim rada.*

2.8 Prednosti i mane pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom

Prednosti pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom su:

- Motor je jednostavne i robustne konstrukcije. Mehanička konstrukcija rotora i statora je vrlo jednostavna. Kao posledica ove jednostavne konstrukcije i proizvodna cena motora može biti niska.
- Za izradu prekidačkog reluktantnog motora ne koriste se stalni magneti, što takođe snižava cenu motora i povećava pouzdanost.
- Na rotoru nema namotaja. Time su redukovani gubici na rotoru, što je jako značajno jer nema efikasnog načina za odvođenje toplote sa rotora. Takođe je eliminisana i opasnost od razletanja rotorskog namotaja usled dejstva centrifugalnih sila pri velikim brzinama obrtanja.
- Zahvaljujući jednostavnoj konstrukciji i sopstveni moment inercije rotora je manji tako da su dinamička svojstva poboljšana u odnosu na druge tipove motora.
- Otpornost na ispad jedne ili više faza motora.
- Visoka efikasnost motora, čak veca od efikasnosti asinhronog motora [12].
- Za rad motora nisu potrebne četkice, što vodi povećanju pouzdanosti.
- Postoje topologije kod kojih je eliminisana mogućnost kratkog spoja na jednomernom međukolu.
- Temperaturne varijacije parametara motora su male u poređenju sa motorima sa permanentnim magnetima.
- Međusobni uticaj faza je mali, tako da je moment svake od faza moguće nezavisno kontrolisati.

Mane pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom su:

- Neophodan detektor pozicije rotora.
- Ne mogu funkcionisati bez energetskog pretvarača.
- Usled isturenih polova na rotoru i statoru, nivo buke može biti značajan.
- Većina energetskih pretvarača zahteva je složena za povezivanje.
- Startovanje motora je po specifičnoj proceduri.
- Postojeće topologije energetskog pretvarača uopšte ne koriste, ili ne koriste na efikasan način elektronske module koji se koriste za pogon sinhronog i asinhronog motora.

- Veliki broj kontrolnih parametara(napon, struja, ugao uključenja i ugao isključenja).
- Upravljački algoritmi se bitno menjaju sa svakom izmenom geometrijskih ili magnetskih osobina motora.
- Jedna od bitnih mana pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom je nedostatak kadrova koji dobro poznaju problematiku vezanu za ovaj tip motora.

Literatura

- [1] P. J. Lawrenson et al., "Variable-speed switched reluctance motors", *IEE Proc.*, vol. 127, pt. B, no. 4, pp. 253-265, July 1980.
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robinson, "Power electronics: converters, applications and design", *John Wiley & Sons*, New York, 1989.
- [3] S. Vukosavić, V. Stefanović, "SRM inverter topologies: a comparative evaluation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 6, pp. 1034-1047, Nov./Dec. 1991.
- [4] G. S. Buja, M. I. Vala, "Control characteristics of the SRM drives- part I: Operation in linear region", *IEEE Tran. Ind. Elec.*, vol. 38, no. 5, pp. 313-321, October 1991.
- [5] K. Russa, I. Husain, M. E. Elbuluk, "Torque-ripple minimization in switched reluctance machines over a wide speed range", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 5, pp. 1105-1112, Sept./Oct. 1998.
- [6] T. S. Chuang, C. Pollock, "Robust speed control of a switched reluctance vector drive using variable structure approach", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 44, no. 6, pp. 800-808, December 1997.
- [7] R. S. Wallace, D. G. Taylor, "A balanced commutator for switched reluctance motors to reduce torque ripple", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 7, no. 4, pp. 617-626, October 1992.
- [8] G. S. Buja, R. Menis, M. I. Valla, "Variable structure control of SRM drive", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 40, no. 1, pp. 56-63, February 1993.
- [9] P. Tandon, A. V. Rajarathnam, M. Ehsani, "Self-tuning control of a switched-reluctance motor drive with shaft position sensor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 4, pp. 1002-1010, July/August 1997.
- [10] M. Ehsani, K. R. Ramani, "Direct control strategies based on sensing iductance in switched reluctance motors", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 74-82, January 1996.
- [11] I. Husain, M. Ehsani, "Torque ripple minimization in switched reluctance motor drives by PWM current control", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 83-88, January 1996.

- [12] A. Binder, "Switched Reluctance Drive and inverter-fed Induction Machine - a comparison of design parameters and drive performance", *Electrical Engineering (Archiv für Elektrotechnik)* vol. 82, no. 5, pp. 239-248, August 2000.
- [13] G. John, A. R. Eastham, "Speed control of switched reluctance motor using sliding mode control strategy", *Conference Record of the 1995 IAS Annual Meeting* vol. 1, pp. 263 – 270, October 1995

3. MODELOVANJE PREKIDAČKOG RELUKTANTNOG MOTORA

Pri projektovanju elektromotornog pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom potrebno je što vernije predvideti karakteristike motora. Ovo je složen problem zbog toga što je prekidački reluktantni motor izrazito nelinearan. Karakteristike motora značajno se menjaju u zavisnosti od međusobnog položaja statora i rotora, a u procesu generisanja elektromagnetskog momenta je prisutno i zasićenje magnetnog materijala statora i rotora. U ovom poglavlju je dat kratak pregled postojećih postupaka modelovanja, a zatim izведен jedan jednostavan model prilagođen programskom paketu MATLAB.

3.1 Postupci modelovanja prekidačkog reluktantnog motora

Modelovanja prekidačkog reluktantnog motora je veoma važan korak u sintezi i analizi elektromotornih pogona sa ovim tipom motora. Izrazita nelinearnost prekidačkog reluktantnog motora značajno usložnjava problem modelovanja. Dosada je učinjen veliki broj pokušaja u modelovanju prekidačkog reluktantnog motora. Razvijeni postupci se mogu podeliti u četiri grupe:

1. Postupci modelovanja koji koriste metod konačnih elemenata [3]
2. Linearne ili polinomijalne aproksimacije [2]
3. Namenski programi,[1]
4. Metodi koji koriste opšte namenske programe za simulaciju [4], [5].

Glavne karakteristike svake od ovih grupa su:

1. Metod daje precizne rezultate, ali je komplikovan za primenu i zahteva značajnu računarsku snagu. Pored toga potreban je dodatni softver za obradu dobijenih rezultata. Zbog svoje računarske složenosti ovaj metod je neprimenljiv za rad u realnom vremenu i zato se pribegava aproksimativnim postupcima za modelovanje prekidačkog reluktantnog motora.

2. Za realne vrednosti struje pobude su ovi postupci netačni. Može se pokazati da greške mogu biti veće od 200-300%.
3. Potrebno je puno vremena za razvoj ovakvih programa i u suštini se svode na kombinaciju metoda iz prve i druge grupe.
4. Programska paket SPICE je jedan od programa koji se često koristi za modelovanje prekidačkog reluktantnog motora. Za primenu ovog paketa potrebno je motor modelovati koristeći postojeće modele elektronskih kola (operacionih pojačavača,...), što može predstavljati prilično složen problem.

Cilj ovog poglavlja je da prikaže model koji pripada četvrtoj grupi, ali zadržava sve dobre osobine prethodne tri grupe. Model je prilagođen programskom paketu MATLAB.

3.2 Izvođenje modela

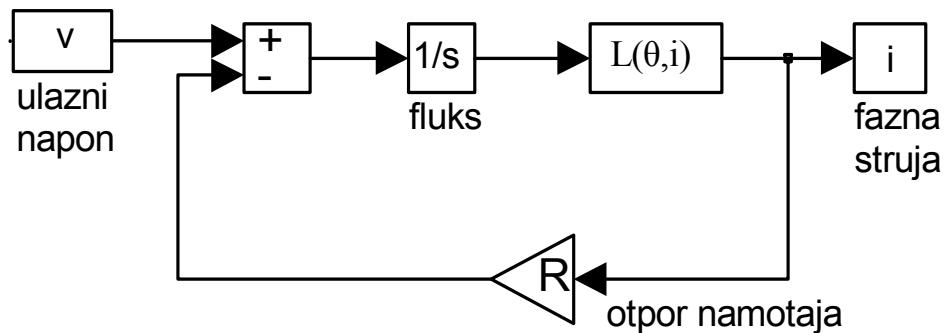
Polazne relacije za izvođenje modela SR motora su relacije Faradejevog zakona elektromagnetne indukcije :

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (3.1)$$

i Amperovog zakona:

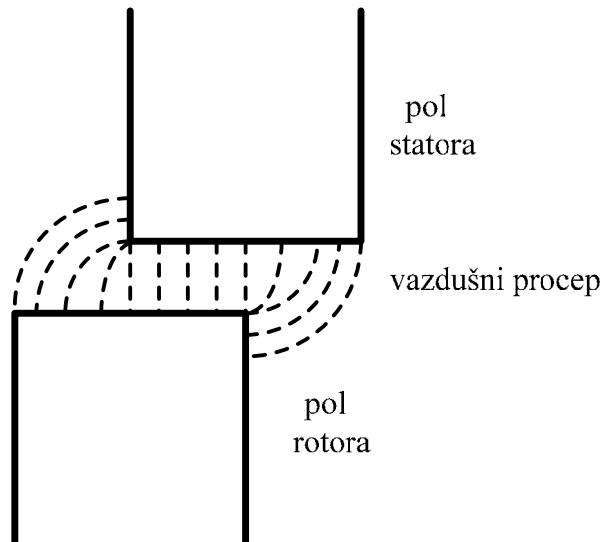
$$\oint H dl = NI \quad (3.2)$$

Jednu fazu SR motora je moguće predstaviti na način prikazan na slici 3.1.



Slika 3.1 Simulink model jedne faze prekidačkog reluktantnog motora.

Sledeći korak u modelovanju prekidačkog reluktantnog motora je modelovanje zavisnosti $L(\theta, i)$. U tom cilju, na slici 3.2 prikazana je raspodela fluksa za delimično preklopljene polove rotora i statora.

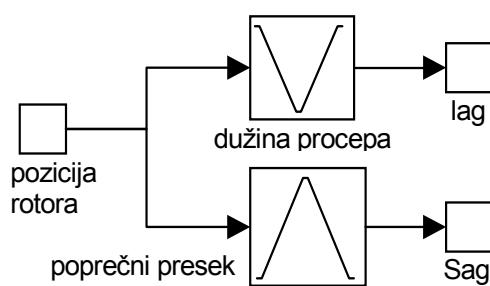


Slika 3.2 Delimično preklopljeni pol statora i rotora.

U cilju aproksimativnog određivanja zavisnosti $L(\theta, i)$, magnetsko kolo se može podeliti na dva dela:

- 1)feromagnetski deo koji je konstantne dužine i konstantnog poprečnog preseka,
- 2)vazdušni procep promenljive dužine i promenljivog poprečnog preseka.

Moguće je dodati i segmente koji opisuju uticaj delimičnog preklapanja rotora i statora (lokalno zasićenje po uglovima statora i rotora). Na slici 3.3 prikazan je model koji opisuje geometriju vazdušnog procepa, pri čemu su ivični efekti zanemareni.

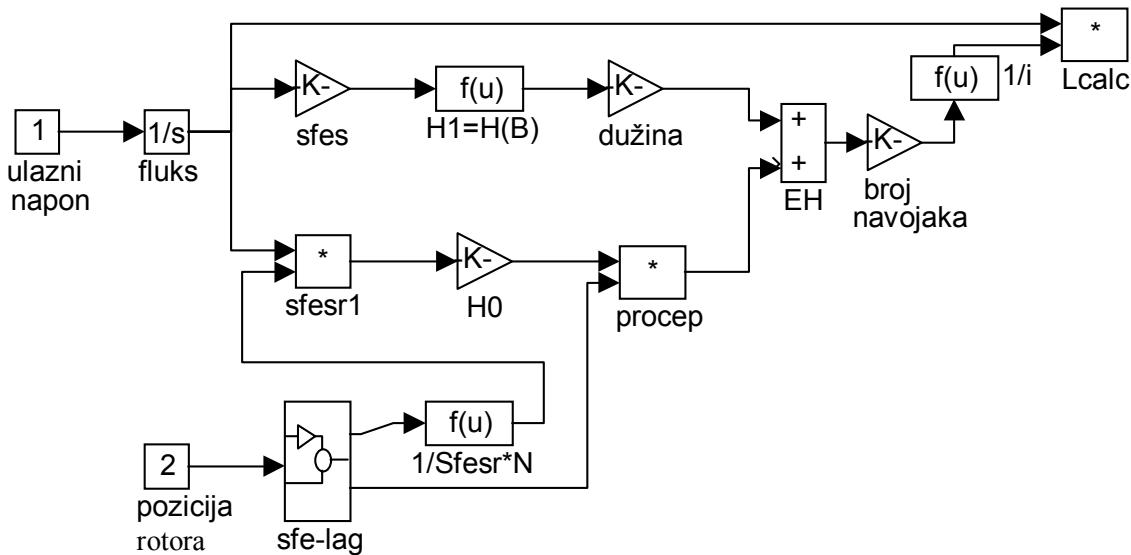


Slika 3.3 Model vazdušnog procepa.

Da bi se uzeli u obzir i efekti zasićenja magnetskog kola usvojena je veza između jačine magnetnog polja $H[\text{A/m}]$ i magnetne indukcije $B[\text{T}]$ oblika:

$$\frac{H}{H_0} = \frac{B}{B_0} \beta + (1 - \beta) \left(\frac{B}{B_0} \right)^s \quad (3.3)$$

Parametri B_0 , H_0 , β i s su određeni karakteristikama materijala rotora i statora. Posle određivanja jačine elektromagnetskog polja postupak određivanja induktivnosti jedne faze motora svodi na izračunavanje odnosa fluksa i struje faze. Kompletan model jedne faze je prikazan na slici 3.4. U modelu prikazanom na slici 3.4 sa *sfas* je označen usrednjeni poprečni presek magnetnog materijala, blok $H1=H(B)$ opisuje nelinearnu zavisnost definisanu jednačinom 3.3, a blok *dužina*, ukupnu dužinu rotorskog i statorskog magnetnog dela kola. Blok *sfe-lag* je model vazdušnog procesa prikazan na slici 3.3.

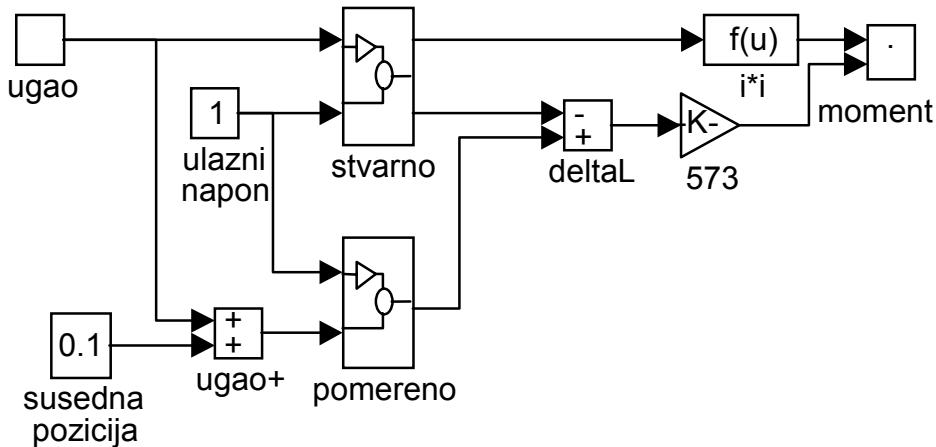


Slika 3.4 Simulink model jedne faze SR motora.

3.3 Određivanje elektromagnetskog momenta

Za određivanje elektromagnetskog momenta upotrebljen je model prikazan na slici 3.5. Usvojeni model opisuje teznu elektromagnetskog sistema da zauzme položaj u kome je magnetna reluktansa minimalna. Moment M je:

$$M = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\vartheta, i)}{d\vartheta} \quad (3.4)$$



Slika 3.5 Određivanje elektromagnetskog momenta primenom Simulinka.

Sa *stvarno* i *pomereno* su označeni blokovi tipa prikazanog na slici 3.4. Ova dva bloka su identična, ali je pozicija koju opisuje blok *pomereno*, za 0.1 stepen pomerena unapred u odnosu na blok *stvarno*. Cilj ovog pomeranja je dobijanje promene induktivnosti (blok *deltaL*). Blok 573 opisuje odnos $I/\Delta\theta$ u radijanima.

3.4 Određivanje parametara modela

Potrebno je odrediti dužinu i širinu vazdušnog procepa kada nema preklapanja polova rotora i statora. Potrebno je poznavati sledeće parametre motora:

- a) širinu statorskog pola ϑ_s
- b) širinu rotorskog pola ϑ_r
- c) poprečni presek pola statora s_{fes}
- d) broj navojaka jedne faze N
- e) dužinu magnetne konture rotor-stator, *dužina*
- f) minimalnu širinu vazdušnog procepa l_{omin}
- g) karakteristiku materijala od koga su načinjeni rotor i stator, izraz 3.3
- h) induktivnost faze pri maloj jačini pobudne struje kada nema preklapanja polova rotora i statora (L_1)

- i) induktivnost faze pri maloj jačini pobudne struje kada su polovi u potpunosti preklopljeni ($L2$).

Važe sledeće relacije (zanemareni su efekti zasićenja):

$$H_o l_o + H_m l_m = NI \quad (3.5)$$

$$\frac{\Phi}{\mu_o} \frac{l_o}{S_o} + \frac{\Phi}{\mu_m} \frac{l_m}{S_m} = N^2 I \quad (3.6)$$

Pošto je poznato da za male jačine pobudne struje model mora odgovarati trapeznom :

$$\frac{l_o}{S_o} = \frac{1}{k_1 + k_2 g_s} - k_3 \quad (3.7)$$

gde su:

$$k_1 = \frac{L_1}{\mu_o N^2} \quad (3.8)$$

$$k_2 = \frac{1}{\mu_o N^2} \frac{L_2 - L_1}{g_s} \quad (3.9)$$

$$k_3 = \frac{1}{\mu_r} \frac{l_m}{S_m} \quad (3.10)$$

Ako se izraz za odnos dužine i širine procepa napiše u obliku:

$$\frac{l_o}{S_o} = \frac{1 - \frac{k_2 k_3}{1 - k_1 k_3} g_s}{\frac{k_1}{1 - k_1 k_3} + \frac{k_2}{1 - k_1 k_3} g_s}, \quad (3.11)$$

a usvoji da je:

$$\frac{l_0}{S_o} = \frac{1 - \frac{\Delta l_o}{g_s l_{o\max}} g_s}{\frac{S_{o\min}}{l_{o\max}} + \frac{S_{o\max}}{l_{o\max}} \frac{g_s}{g_s}}, \quad (3.12)$$

poređenjem odgovarajućih članova se lako dolazi do potrebnih parametara modela.

3.5 Simulacioni rezultati

Da bi se ustanovilo koliko je model izložen u ovom radu upotrebljiv za procenu ponašanja pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom simuliran je motor koji je korišćen i u eksperimentalnom delu rada. Poprečni presek rotora eksperimentalnog motora i eksperimentalni rezultati su prikazani u petom poglavlju. Merenjem su određeni sledeći parametri ovog 6/4 motora:

- a) širina statorskog pola ϑ_s je 36 stepeni
- b) širina rotorskog pola ϑ_r je takođe 36 stepeni
- c) poprečni presek pola statora je s_{fes} 600 mm^2
- d) broj navojaka jedne faze N je 330
- e) dužinu magnetne konture rotor-stator (*dužina*) je 110mm
- f) minimalna širina vazdušnog procepa l_{omin} je 0.3mm
- g) karakteristika materijala od koga su načinjeni rotor i stator je takva da se zavisnost jačine magnetnog polja $H[\text{A/m}]$ od magnetne indukcije $B[\text{T}]$ može opisati izrazom:

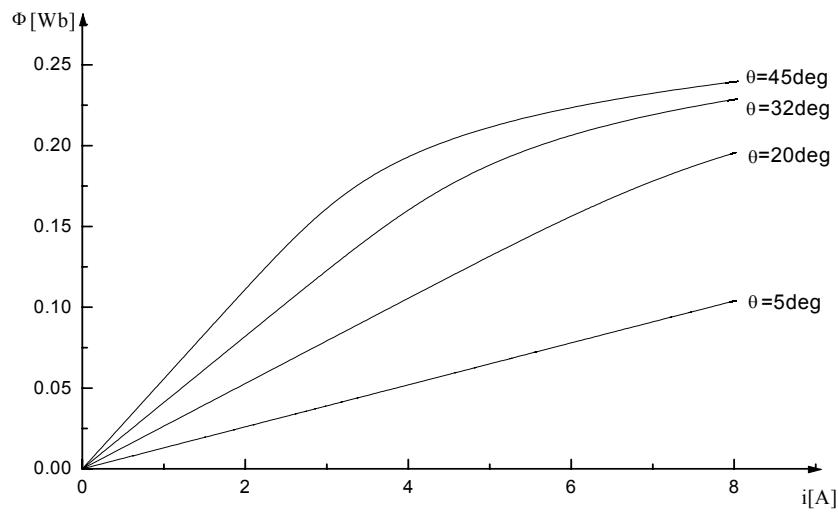
$$H = 8000B + 2000(B)^9, \quad (3.13)$$

- h) induktivnost faze pri maloj jačini pobudne struje kada nema preklapanja polova rotora i statora (L_1) je 13mH
- i) induktivnost faze pri maloj jačini pobudne struje kada su polovi u potpunosti preklopljeni (L_2) je 57mH.
- j) otpornost statorskog namotaja je 4Ω .

Primenom opisane procedure određena je zavisnost l_o/So :

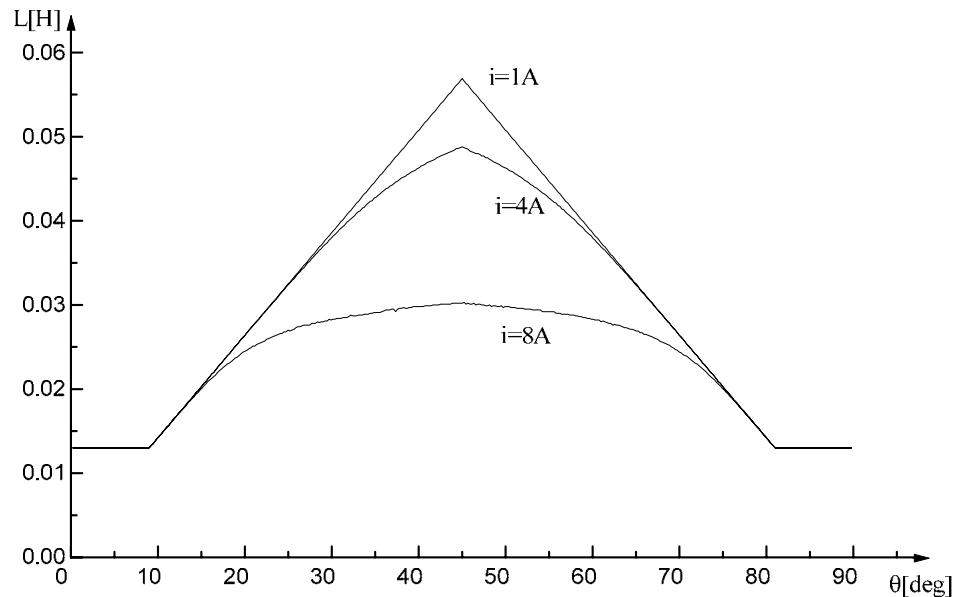
$$\frac{l_o}{S_o} = \frac{1 - 0.0199\vartheta}{0.115 + 0.0108\vartheta} \quad (3.14)$$

Upotrebom dobijenog modela određena je zavisnost elektromagnetskog fluksa i pobudne struje za različite pozicije rotora u odnosu na stator. Rezultati ove simulacije su prikazani na slici 3.6. Sa slike se jasno vidi da su efekti zasićenja feromagnetskog dela rotora i statora, tim veći, što je i veća preklopljenošć polova rotora i statora.

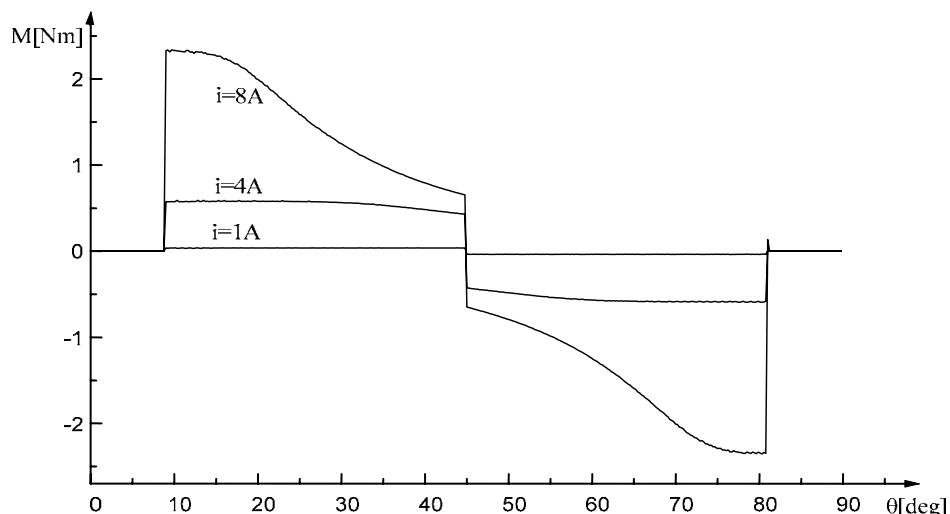


Slika 3.6 Krive magnećenja prekidačkog reluktantnog motora.

Na slici 3.7 je prikazana zavisnost samoinduktivnosti jedne faze prekidačkog reluktantnog motora od jačine pobudne struje i pozicije rotora. Vidi se da je samo pri malim jačinama pobudne struje ova zavisnost linearna, što praktično znači da prekidački reluktantni motor uglavnom radi sa zasićenjem materijala rotora i statora.



Slika 3.7 Samoinduktivnost jedne faze motora.



Slika 3.8 *Elektromagnetni moment motora.*

Već su dosada prikazani dijagrami dovoljni da se zaključi koliko su karakteristike prekidačkog reluktantnog motora nelinearne, tj. zavisne od pozicije rotora i jačine pobudne struje. Slika 3.8 prikazuje elektromagnetski moment koji ovakav motor razvija pri konstantnoj pobudnoj struci. Kao što se i moglo očekivati, na osnovu izloženog u drugom poglavlju, vidljivo je da konstantna fazna struja rezultuje konstantnim razvijenim elektromagnetskim momentom samo pri niskoj jačini pobude. Pri višim jačinama pobudne struje, karakteristika elektromagnetskog momenta je izrazito nelinearna kao posledica zasićenja magnetnog materijala rotora i statora.

Prikazani dijagrami daju jasne smernice o načinu na koji je potrebno upravljati prekidačkim reluktantnim motorom u cilju razvijanja maksimalnog momenta:

- 1) Bitno je što brže uspostavljanje fazne struje da bi se u potpunosti iskoristila zona u kojoj ne dolazi do lakog zasićenja motora.
- 2) U cilju sprečavanja pojave negativnog momenta neophodno je pobudu motora ukinuti pre dostizanja pozicije u kojoj su polovi statora i rotora u potpunosti preklopjeni. Moguće je praviti ove polove različitih širina, što će rezultovati nultim momentom u zoni širine jednake razlici širina statorskih i rotorskih polova, tj. cela ova zona se može koristiti za smanjivanje fazne struje na nulu.

Za male vrednosti pobudnih struja, zasićenja nema i karakteristike motora su bliske idealnim.

3.6 Modelovanje elektromotornog pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom

Na slici 3.9 je prikazan model celokupnog elektromotornog pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom. Model je dobijen korišćenjem modela jedne faze motora izvedenom u predhodnim pozpoglavljima. Blokovi označeni sa *faza1*, *faza2* i *faza3* su dobijeni integracijom modela jedne faze motora prikazanog na slici 3.4 i modela za određivanje generisanog momenta prikazanog na slici 3.5. Preostali blokovi na slici 3.9 su:

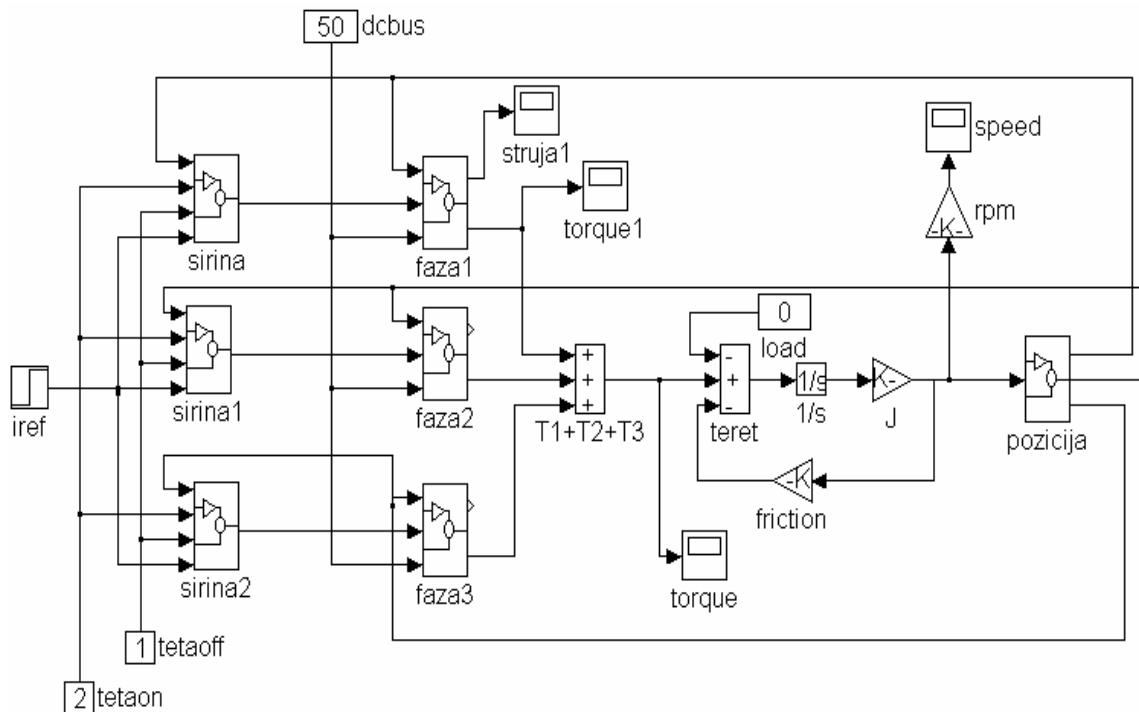
Blok pozicija: Zadatak ovog bloka je da osnovu brzine obrtanja i poznavanja startne pozicije rotora daje informaciju o trenutnoj poziciji rotora. Ovaj blok je praktično model senzora pozicije.

Blokovi širina, širina1 i širina2: Zadatak ovih blokova je da na osnovu trenutne pozicije rotora i zadatih uglova uključenja i isključenja određuju kada se vrši pobuda odgovarajuće faze.

Blok *load*: Opisuje radno opterećenje.

Blok *friction*: Model trenja.

Blokovi I/s i J : Modeluju uticaj momenta inercije rotora.



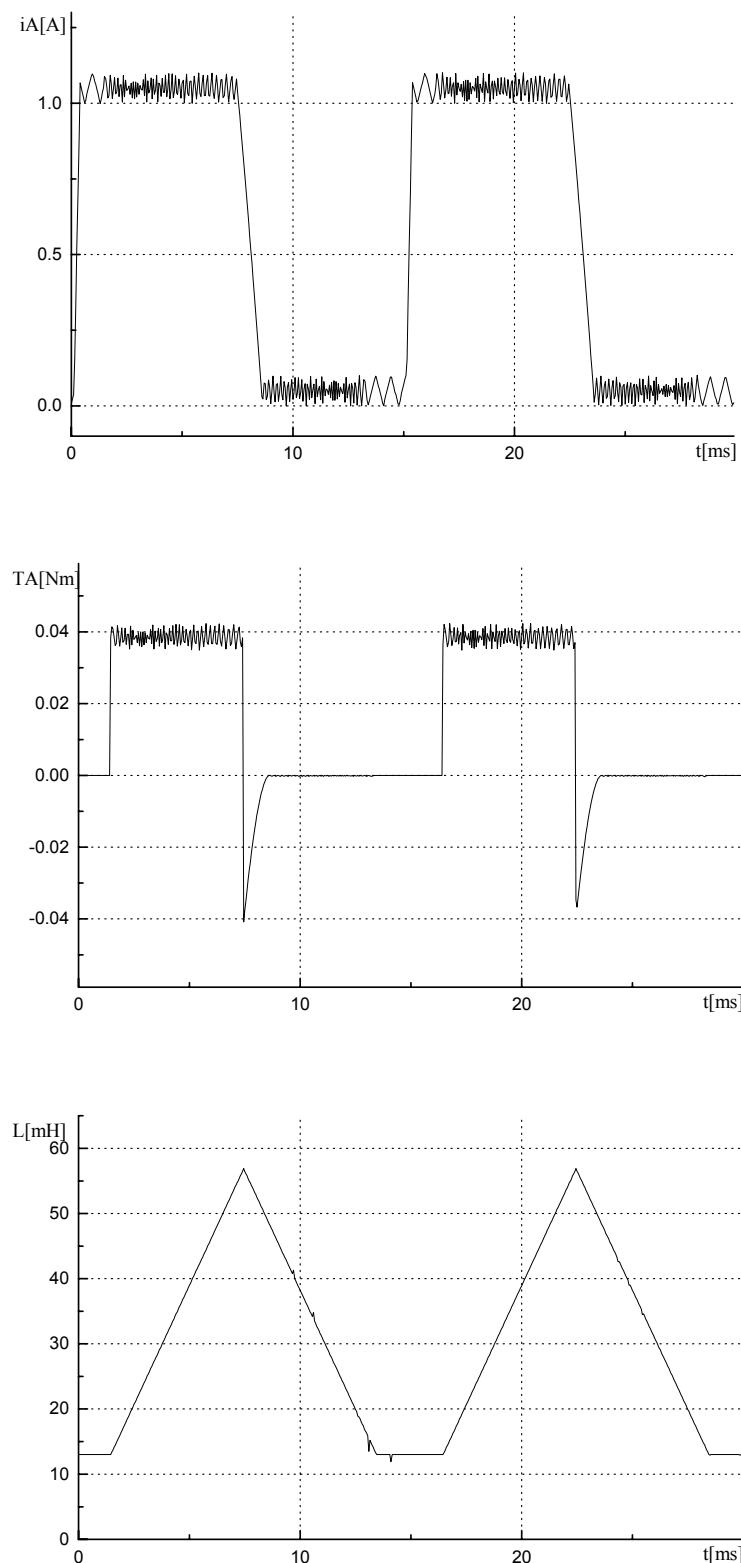
Slika 3.9 Simulink model elektromotornog pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom.

U cilju ilustrovanja rada elektromotornog pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom, a i radi provere predloženog modela, simuliran je rad pogona pri različitim uslovima i dobijeni rezultati poređeni sa teorijski očekivanim prikazanim u drugom poglavlju ovog rada. Prikazani model podrazumeva rad motora u otvorenoj petlji, tako da je brzina motora određena karakteristikama opterećenja, pobudnim naponom ili pobudnom strujom i ugovorima uključenja i isključenja faza motora. U slučaju kada je pobuda motora stručna za regulaciju faznih struja je korišćen regulator histerezisnog tipa. Histerezis je u svim simulacijama postavljen na 0.2 A. Na slici 3.10 su prikazani simulirana fazna struja, razvijeni elektromagnetski moment i samoinduktivnost faze motora pri maloj jačini pobudne struje od 1A. Dijagrami su prikazani za ustaljeni režim rada. Ugao uključenja je tokom ove simulacije bio 0 stepeni, a ugao isključenja 45 stepeni.

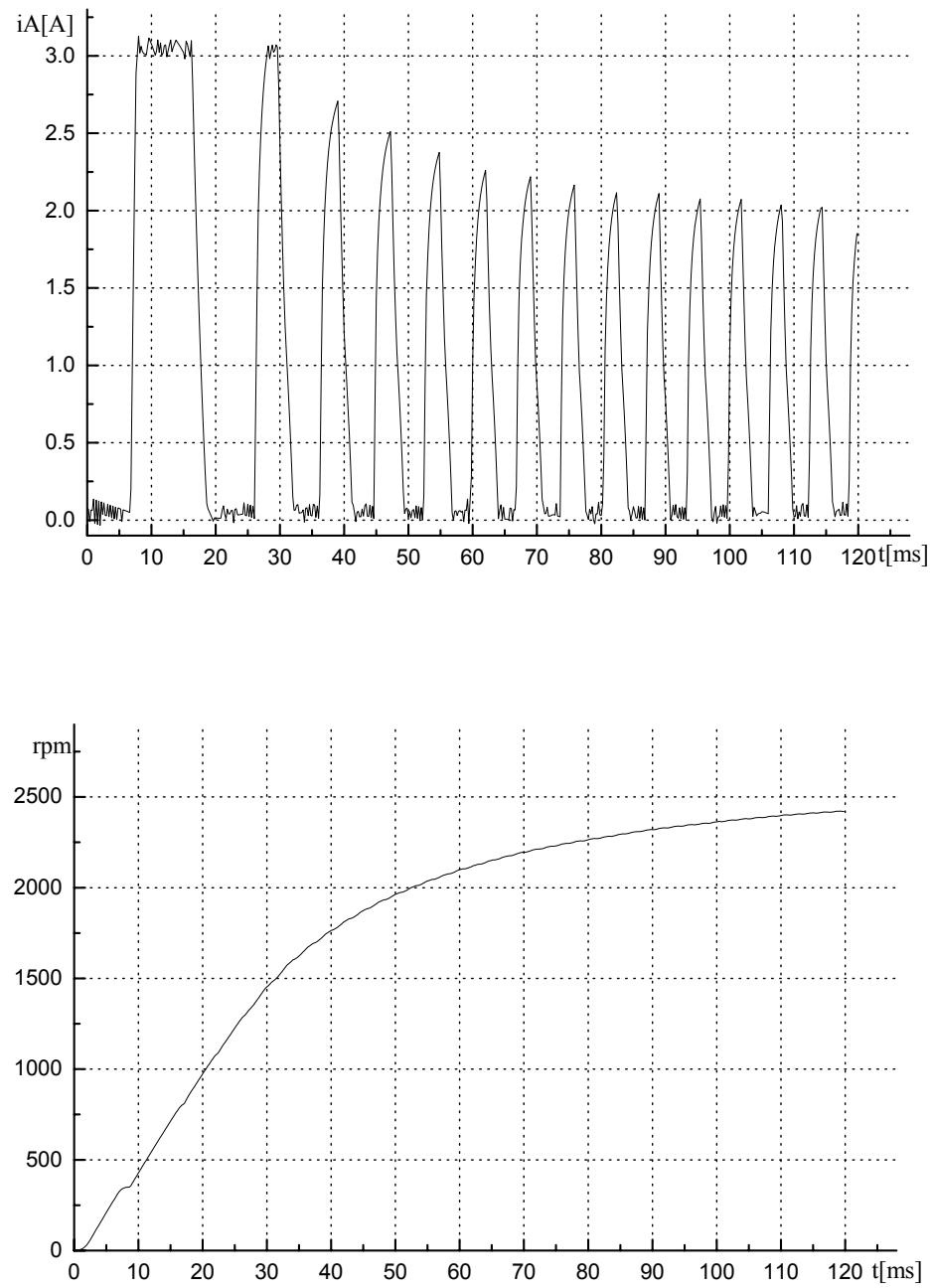
Na slici 3.11 su prikazani rezultati simulacije startovanja prekidačkog reluktantnog motora. Referentna struja je postavljena na 3A, ugao uključenja na 10, a ugao isključenja na 35 stepeni. Ovi dijagrami jasno pokazuju neophodnost limitiranja struje pri startovanju motora. Naime, ako se koristi prosta naponska kontrola struja je limitirana samo otpornošću namotaja, što zahteva ili projektovanje motora sa velikim gubicima u bakru, ili projektovanje energetskog pretvarača sa značajno predimenzionisanim komponentama. Ono što se još može zaključiti sa prikazanih dijagrama je da sa povećanjem brzine rada motora više nije moguće impulsno širinsko oblikovanje struje motora, tj. za dalju regulaciju struje na raspolaganju su samo promena ugla uključenja i ugla isključenja.

3.7 Značaj modela

Model izведен u ovom poglavlju poslužiće, u nastavku rada, za proveru karakteristika i poređenje postojećih topologija energetskih pretvarača za prekidački reluktantni motor. Osim toga biće korišćen i za modelovanje energetskog pretvarača bez jednosmernog međukola. Model dobro opisuje trenutne oblike struja i momenta pa može biti korišćen za optimizaciju algoritama upravljanja (izbor optimalnih uglova uključenja i isključenja, uobičavanje karakteristike momenta u cilju smanjenja talasnosti ukupnog generisanog momenta), kao i izbor poluprovodničkih prekidača (strujni limiti).



Slika 3.10 Ustaljeni režim rada pri 1000rpm.
(fazna struja, moment faze i samoinduktivost)



Slika 3.11 Simulacioni rezultati startovanja prekidačkog reluktantnog motora.
(fazna struja, brzina)

Literatura

- [1] T. J. E. Miller, M. McGilp, "Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design", *Proc. Inst. Elec. Eng.*, vol. 137 , pt. B, no. 6, pp. 337-346, Nov.1990.
- [2] H. Zelaya-de la Parra, C. Elmas, "Computer analysis of drive systems for the switched reluctance motor", *Proceedings EPE91*, pp. 1.360-1.365
- [3] A. M. Omekanda, C. Bcolhe, M. Renglet,"Calculation of magnetic parametars of a switched reluctance motor using an improved FEM-BIEM-application to different models for the torque calculation" *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 33, no. 4, pp. 914-918, July/August 1997.
- [4] J. Mahdavi, G. Suresh, B. Fahimi, M. Eshani, "Dinamic modeling of non-linear SRM drive with PSPICE, *Proceedings IAS97*.
- [5] G. Franceschini, S. Pirani, M. Rinaldi, C. Tassoni, "Spice-assisted simulation of controled electric drives:an application to switched reluctance drives" *IEEE tran. Industry Applications*, vol. 27, no. 6, pp. 1103-1110, Nov/Dec 1991.

4. ENERGETSKI PRETVARAČI ZA NAPAJANJE PREKIDAČKOG RELUKTANTNOG MOTORA

Na osnovu izloženih karakteristika prekidačkog reluktantnog motora i zahtevanih karakteristika pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom mogu se definisati uslovi koje treba da zadovolji energetski pretvarač. U ovom poglavlju su definisani i objašnjeni ovi uslovi. Prikazani su najznačajniji dosada poznata invertori i analizirane njihove karakteristike.

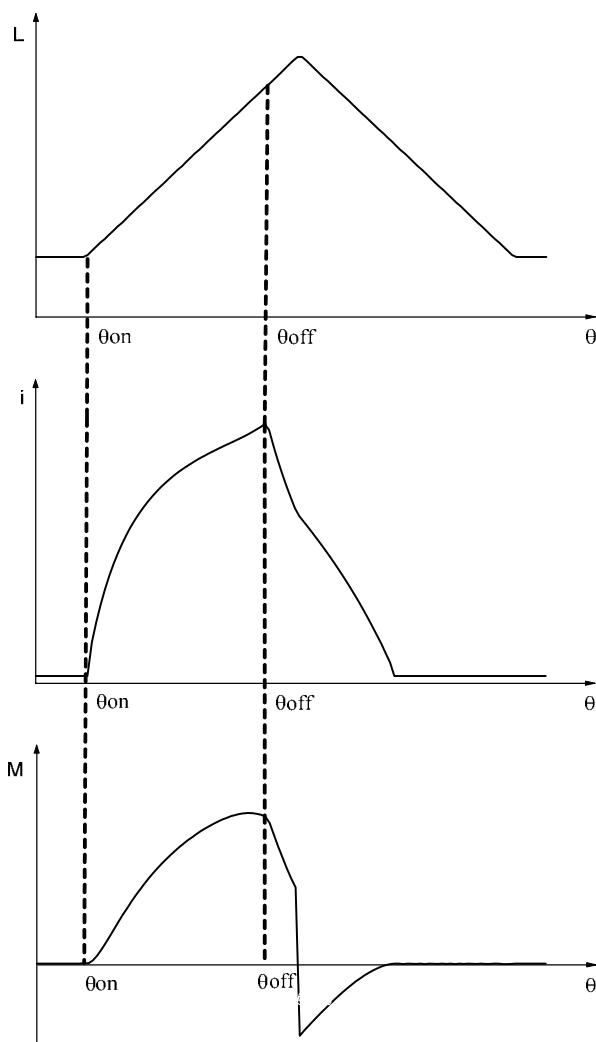
4.1 Potrebne karakteristike energetskog pretvarača

Pretvarač za prekidački reluktantni motor treba da zadovolji sledeće:

1. Moguća je impulsno širinska modulacija napona faze u cilju oblikovanja fazne struje motora.
2. Naponsko pojačanje pretvarača treba da bude maksimalno u cilju povećanja brzina pri kojima je moguće postići željeni oblik fazne struje.
3. Napon za demagnetizaciju (reset) struje faze mora biti dovoljno veliki da bi se ograničila pojava negativnog momenta.
4. Moguća je istovremeno demagnetizacija jedne faze i impulsno širinsko oblikovanje struje naredne faze koja se magnetiše.
5. Poželjno je da pretvarač koristi jednostruko napajanje u cilju smanjenja maksimalnih napona na prekidačima.
6. Pretvarač mora posedovati što bolji ulazni faktor snage.
7. Moguća je istovremena magnetizacija više faza pri startovanju motora.
8. Minimizovati broj poluprovodničkih prekidača.
9. Minimizovati broj i veličinu reaktivnih komponenti pretvarača.
10. Pretvarač mora omogućiti jednostavnu izvedbu motora (bez bifilarnih namotaja).

Svaki od navedenih zahteva je posledica potrebnih karakteristika elektromotornog pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom, i to:

1. Ovaj zahtev je posledica potrebe za ograničavanjem fazne struje pri niskim brzinama. Ograničenje struje pri niskim brzinama je potrebno da struje faznih namotaja ne bi bile veće od maksimalnih dozvoljenih. Impulsno širinskom modulacijom struje je moguće značajno uticati na talasnost momenta prekidačkog reluktantnog motora.
2. Pretvarač treba da omogući maksimalno iskorišćenje ulaznog napona. Ovo je značajno jer se višim naponom povećava maksimalna brzina motora i proširuje opseg brzina u kome je moguće oblikovati faznu struju u cilju smanjenja talasnosti momenta.
3. Slika 4.1 pokazuje kakav uticaj na moment prekidačkog reluktantnog motora ima postojanje fazne struje tokom perioda kada je promena samoinduktivnosti negativna.



Slika 4.1 Generisanje negativnog momenta.

(samoinduktivnost faze, struja faze i elektromagnetni moment)

Većim naponom demagnetizacije je brže moguće svesti struju faznog namotaja na nulu i time smanjiti ili sasvim ukloniti pojavu negativnog momenta.

4. Istovremena demagnetizacija jedne faze i impulsno širinsko oblikovanje struje druge faze je izuzetno značajno za smanjenje talasnosti momenta motora. Svi savremeni algoritmi za smanjenje talasnosti momenta zahtevaju ovakav način rada.
5. Poluprovodnički prekidači za velike napone poseduju znatno lošije karakteristike od poluprovodničkih prekidača za manje napone. Kao granična vrednost se može izdvojiti napon od 600V. Pored lošijih karakteristika prekidači za napone veće od 600V su i znatno skuplji, što utiče na cenu pogona i čini ga nekonkurentnim u odnosu na pogone sa asinhronim motorom.
6. Ovaj zahtev je posledica sve strožijih zahteva u pogledu sadržaja viših harmonika u mrežnoj struci. Najčešći način za rešavanje ovog problema je primena korektora faktora snage u ispravljačkom delu energetskog pretvarača.
7. Pri startovanju motora potreban je često veliki moment, a u zavisnosti od konstrukcije motora i položaja rotora u odnosu na stator, veći moment je moguće ostvariti pobuđivanjem više faza istovremeno.
8. Ovo je zahtev koji najviše utiče na cenu energetskog pretvarača. Pošto je proizvodnja samog motora jednostavna energetski pretvarač značajno utiče na ukupnu cenu pogona. Cena celokupnog pogona je verovatno faktor koji najznačajnije utiče na tržišnu rasprostranjenost.
9. Reaktivne komponente su glomazne, skupe i smanjuju pouzdanost celokupnog pogona (starenje elektrolitskih kondenzatora), pa je bitno da ih bude što manje..
10. U cilju da sam motor bude što jednostavniji za proizvodnju i da njegova cena bude što niža treba izbegavati pretvarače koji traže posebnu konstrukciju motora.

Postavljeni zahtevi su često međusobno protivrečni, pa zato i postoji veliki broj različitih energetskih pretvarača koji ove zahteve ispunjavaju u većoj ili manjoj meri [1,...,9]. Bitno je uočiti da se neki od navedenih zahteva odnose samo na uticaj pretvarača na ulaznu mrežnu struju, a ne na karakteristike pogona.

Ispravljački deo energetskog pretvarača za prekidački reluktantni motor je, najčešće, isti kao i za asinhroni motor, tako da ovde neće biti posebno razmatran.

U daljem tekstu će biti prikazani najznačajniji dosada poznata invertori za prekidački reluktantni motor. U cilju lakšeg razumevanja njihovih radnih karakteristika prikazani su i odgovarajući simulacioni dijagrami struje i momenta jedne faze, kao i ukupan elektromagnetni momenat. Profil samoinduktivnosti jedne faze odgovara onom prikazanom u trećem poglavlju, slika 3.7. Prikazani su i dijagrami struja poluprovodničkih prekidača. Za sve invertore simulacioni rezultati su dobijeni uz pretpostavku da je brzina obrtanja vratila motora 1000 rpm. Na kraju poglavlja izvršena je komparativna analiza prikazanih invertora i na osnovu te analize izabrane najprihvaljivije topologije.

4.2 Asimetrični polumostni invertor

Asimetrični polumostni invertor za trofazni prekidački reluktantni motor je prikazan na slici 4.2 a jedna faza je izdvojena i prikazana na slici 4.3. Invertor se sastoji od 6 upravljivih i 6 neupravljivih poluprovodničkih prekidača. Za potpuno kontrolisanje stanja svih upravljivih poluprovodničkih prekidača potrebna su četiri galvanski odvojena izvora napajanja za napajanje pobudnih kola. Nije moguća pouzdana izrada izvora napajanja primenom *bootstrap* tehnike što pobudni sistem ovog invertora čini manje ekonomičnim u poređenju sa sistemom za pobudu trofaznog naponskog invertora za asinhroni motor. Moguće je izdvojiti tri različita režima rada za svaku fazu nezavisno. Pomoću slike 4.3 ovi radni režimi se definišu na sledeći način:

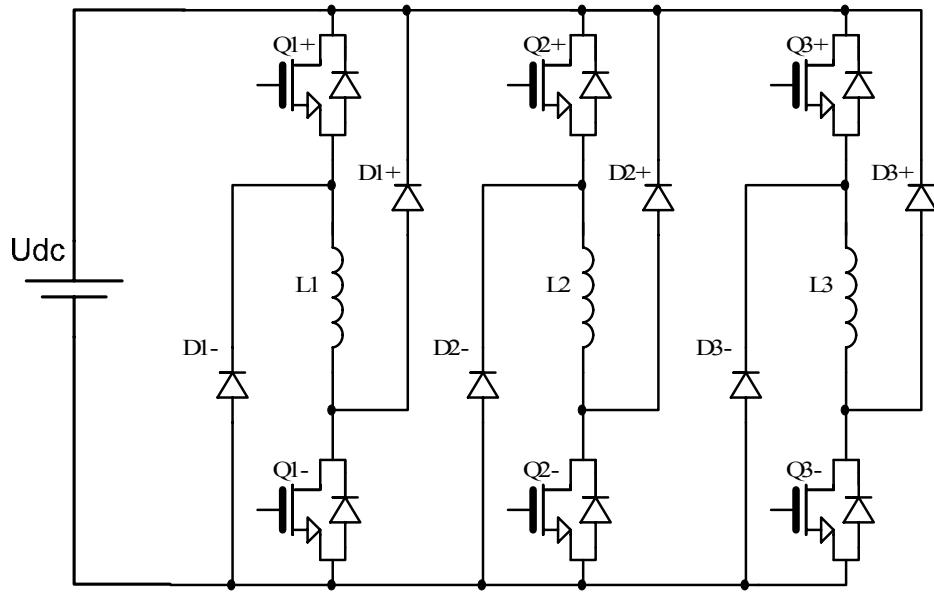
Režim 1: Prekidači Q1+ i Q1- su uključeni. Napon ove faze je jednak ulaznom naponu i struja faze raste. Zato je ovaj režim rada nazvan režimom magnetizacije.

Režim 2: Prekidači Q1+ i Q1- su isključeni. Ukoliko je pre momenta isključenja prekidača u odgovarajućoj fazi postojala struja tada se uključuju diode D1+ i D1- i struja faze pada pod dejstvom inverznog ulaznog napona. Ovo je režim demagnetizacije.

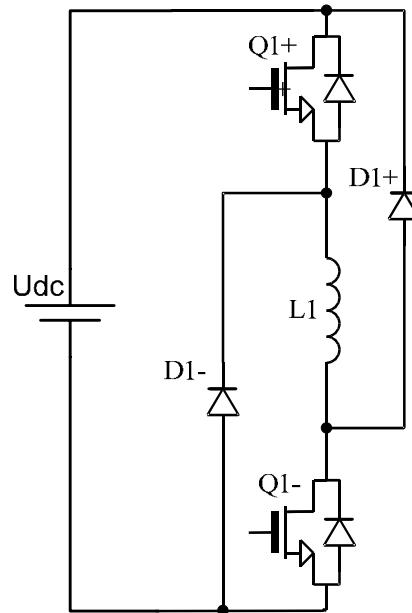
Režim 3: Samo jedan od prekidača Q1+ i Q1- je isključen. Struja faze je tada jednaka struji uključenog prekidača i odgovarajuće diode. Moguća su dva slučaja:

- a) Uključen prekidač Q1+ kada je provodna dioda D1+.
- b) Uključen prekidač Q1- kada je provodna dioda D1-.

Tokom ovog režima napon na faznom namotaju je praktično nula. Ovo je režim održavanja struje.



Slika 4.2 Asimetrični polumostni invertor.

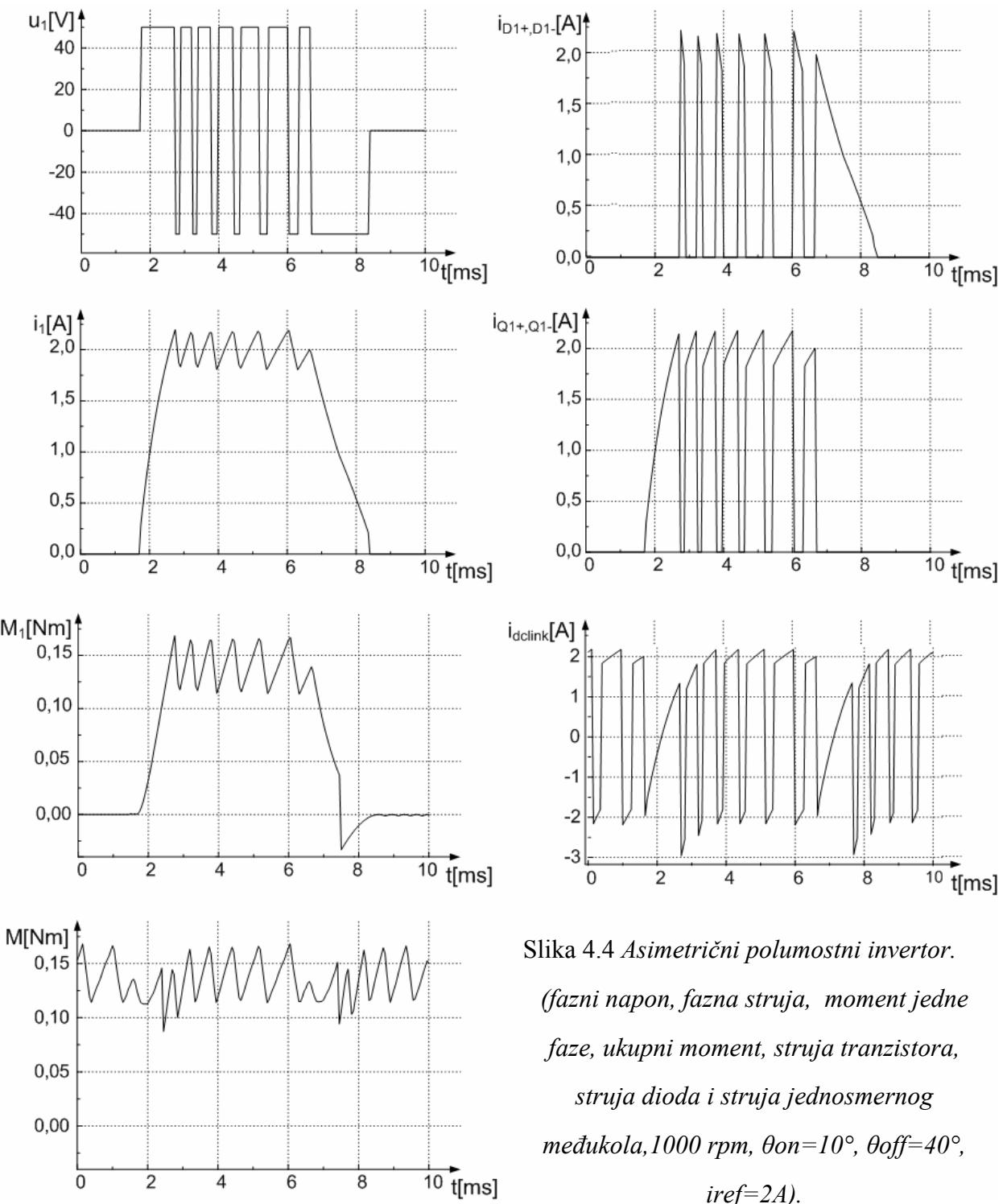


Slika 4.3 Jedna faza asimetričnog polumostnog invertora.

Kombinovanjem ova tri režima rada moguće je pri malim brzinama u potpunosti kontrolisati oblik fazne struje.

Na slici 4.4 prikazani su simulacioni dijagrami rada asimetričnog polumostnog invertora. Korišćen je histerezisni regulator struje sa histerezisom od 0.4A, a referentna struja je bila 2A. Napon jednosmernog međukola je 50V, ugao uključenja 10 stepeni, a ugao isključenja 40

stepeni. Brzina obrtanja je 1000 rpm. Pri velikim brzinama može se upravljati samo širinom ugla vođenja, a za magnetizaciju i demagnetizaciju na raspolaaganju je celokupan ulazni napon.



Slika 4.4 Asimetrični polumostni invertor.
(fazni napon, fazna struja, moment jedne faze, ukupni moment, struja tranzistora, struja dioda i struja jednosmernog međukola, 1000 rpm, $\theta_{on}=10^\circ$, $\theta_{off}=40^\circ$, $i_{ref}=2A$).

Ovako velika vrednost histerezisa struje je izabrana u cilju lakšeg uočavanja korišćenih radnih režima. Može se uočiti da je regulacija faznih struja ostvarena primenom samo Režima 1 i Režima 2. Ovaj način upravljanja je jednostavniji za realizaciju, ali rezultuje nešto višom radnom učestanošću. U literaturi se ovaj način regulacije struje često naziva *hard switching*. Ako se koriste Režim 1 i Režim 3 onda se upotrebljava termin *soft switching*.

Na osnovu dosada prikazanog moguće je izdvojiti najvažnije karakteristike asimetričnog polumostnog invertora:

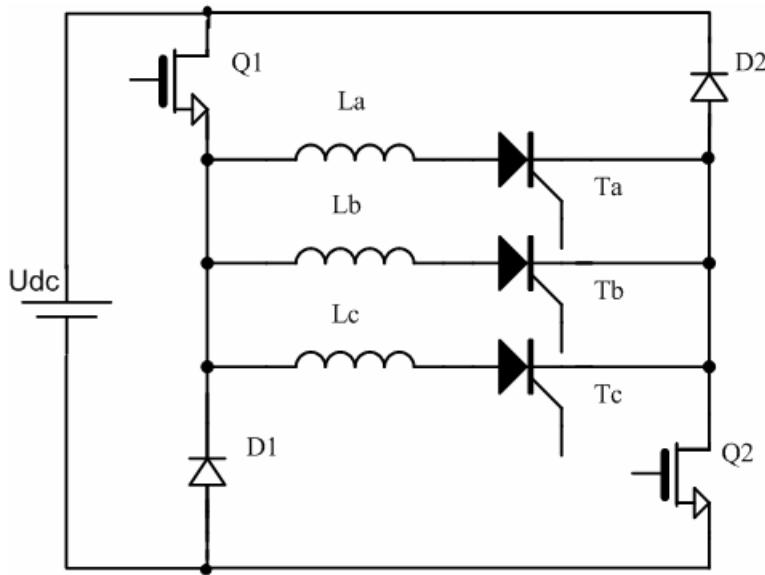
- Invertor se sastoји од 6 neupravlјивих prekidačа и 6 upravlјивих prekidačа,
- Minimalan potreban probojni napon prekidačа je jednak naponu jednosmernog međukola,
- Maksimalna struja prekidačа je jednaka maksimalnoj faznoj struci,
- Fazne struje su unipolarne,
- VA suma prekidačа $\sum VA = 12 \cdot I_f \max \cdot V_{dc \ max}$,
- Nema dodatnih pasivnih komponenti,
- Nema opasnosti od kratkog spoja jednosmernog međukola bez obzira na primenjenu kombinaciju stanja prekidačа,
- Upravljanje fazama je u potpunosti raspregnuto,
- Povezivanje je komplikovano.

4.3 Asimetrični invertor sa jednostrukim polumostom

U cilju pojednostavljenja, tj. smanjenja cene invertora za prekidački reluktantni motor u literaturi se sreće i topologija prikazana na slici 4.5. Ova topologija je bila interesantna u periodu kada su poluprovodnički prekidači poput MOS i IGBT tranzistora bili skupi, pa se rešenje invertora za prekidački reluktantni motor zasnivalo i na upotrebi tiristora.

U svaku fazu motora je dodat po jedan tiristor. Pomoću ovih tiristora vrši se selekcija odgovarajuće faze. Kada je izvršena selekcija faze dalji mogući režimi rada su za tu fazu isti kao kod asimetričnog polumostnog invertora. Broj komponenti u ovom invertoru je redukovani, ali se kao rezultat redukovanja broja komponenti pojavljuju dve značajne mane:

- 1) Smanjuje se koeficijent korisnog dejstva invertora jer se sada u provodnom putu uvek



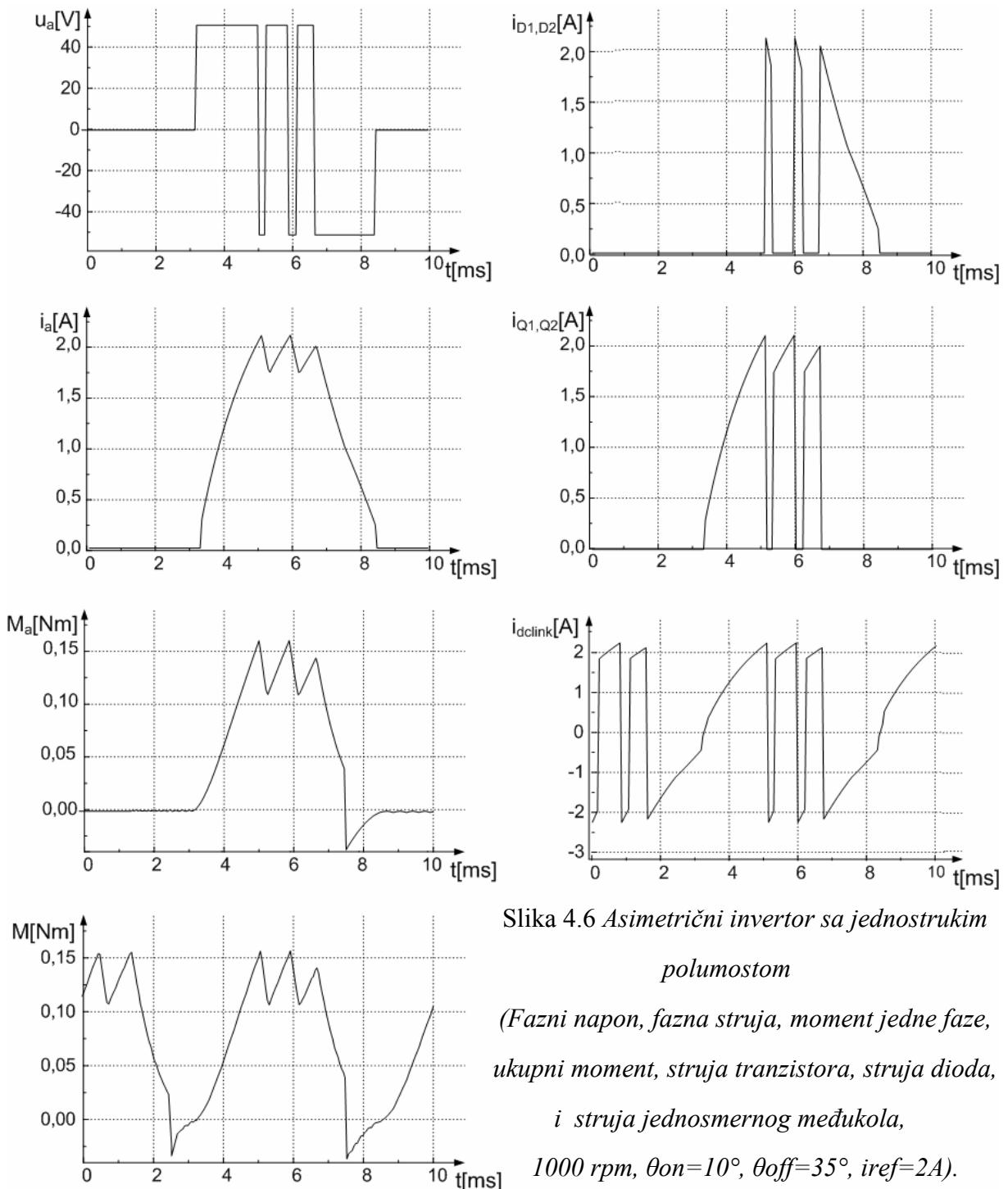
Slika 4.5 Asimetrični invertor sa jednostrukim polumostom.

nalaze tri poluprovodničke komponente. Na primer, u slučaju magnetizacije faze A, na provodnom putu se nalaze tranzistori Q1 i Q2, ali i tiristor Ta. Tokom demagnetizacije provodni put čine diode D1 i D2, i opet tiristor Ta. U režimu održavanja struje moguće su dve kombinacije stanja prekidača: kombinacija Q1, Ta, D2 ili kombinacija D1, Ta, Q2. Bitno je naglasiti da su gubici na tiristorima mali pri niskom broju obrtaja jer se uključuju samo pri promeni faza, a regulacija struje se vrši promenom stanja prekidača Q1 i Q2.

2) Nije moguća istovremena magnetizacija i demagnetizacija dve susedne faze motora. Ovo neminovno vodi ka povećenju talasnosti elektromagnetskog momenta, što je i ilustrovano simulacionim dijagramima prikazanim na slici 4.6. Lako je uočiti veliku talasnost momenta u zoni u kojoj nema preklapanja u vođenju dveju susednih faza.

Najvažnije karakteristike asimetričnog invertora sa jednostrukim polumostom su:

- Invertor se sastoji od 2 neupravljiva prekidača, 2 upravljiva prekidača i tri poluupravljiva prekidača,
- Minimalan potreban probojni napon prekidača je jednak naponu jednosmernog međukola,
- Maksimalna struja prekidača je jednaka maksimalnoj faznoj struci,
- Fazne struje su unipolarne,
- Nema dodatnih pasivnih komponenti,



- VA suma prekidača $\sum VA = 7 \cdot I_f^{\max} \cdot V_{dc \max}$,
- Nema opasnosti od kratkog spoja jednosmernog međukola bez obzira na primjenjenu kombinaciju stanja prekidača,
- Preklapanja u vođenju dve susedne faze nije dozvoljeno,
- Pobudno kolo je složeno, naročito za tiristorski deo kola,
- Povezivanje je zahvaljujući malom broju komponenti pojednostavljeno.

4.4 Miller invertor

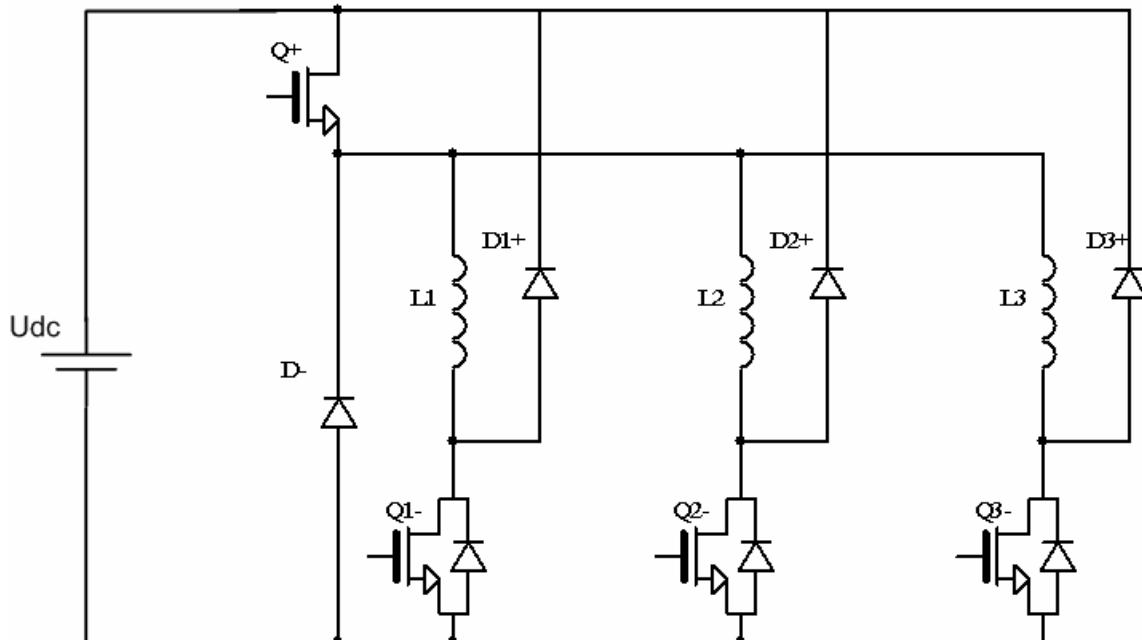
Milerova modifikacija asimetričnog polumostnog invertora se sastoji u zameni svih gornjih upravljivih prekidača jednim prekidačem i svih donjih dioda jednom diodom. Ovaj invertor za trofazni prekidački reluktantni motor je prikazan na slici 4.7. Moguće je izdvojiti sledeće radne režime (posmatra se faza L1):

Režim 1: Prekidači Q1- i Q+ su uključeni. Napon ove faze (L1) je jednak ulaznom naponu i struja faze raste. Zato je ovaj režim rada nazvan režimom magnetizacije.

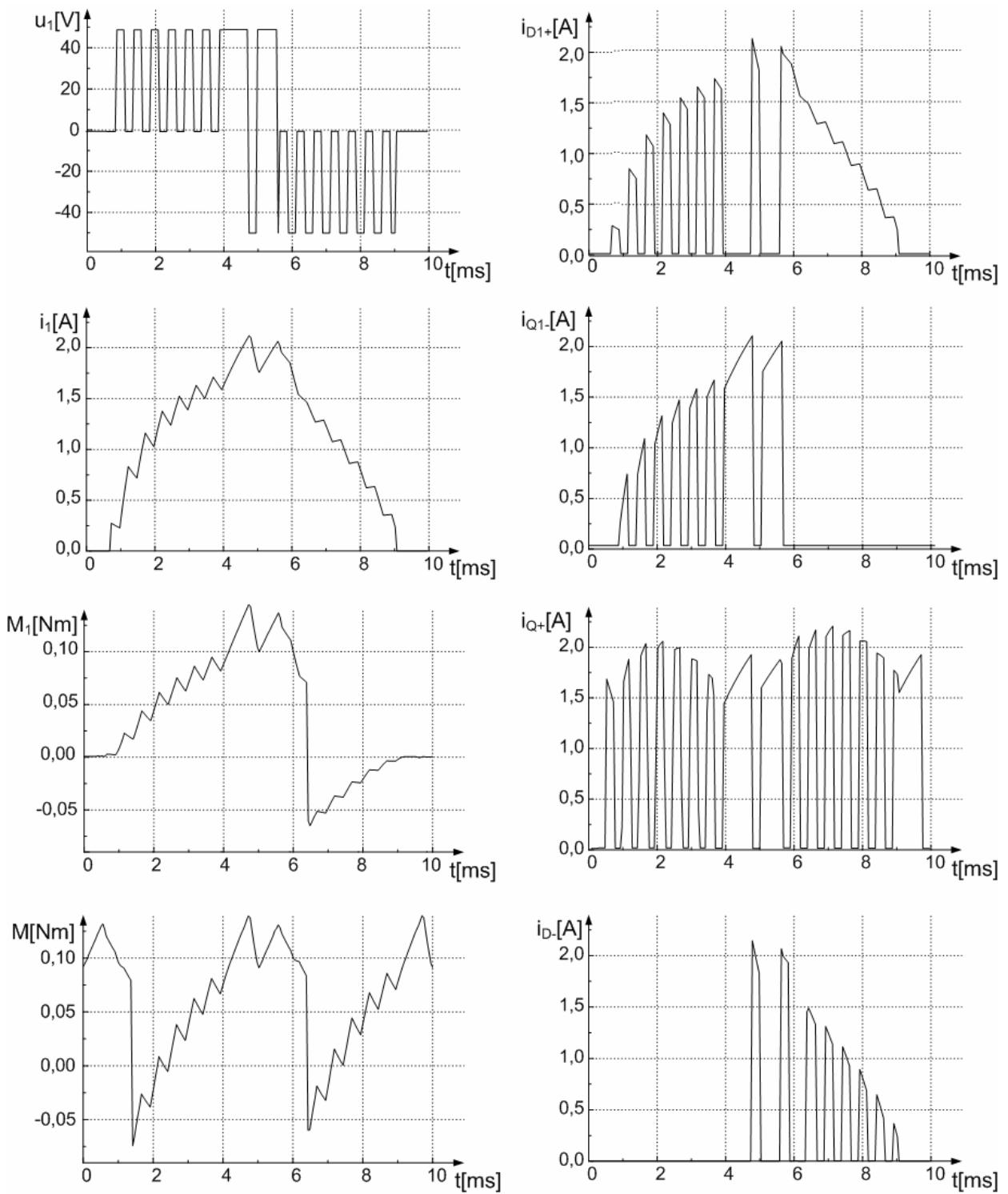
Režim 2: Prekidači Q1- i Q+ su isključeni. Ukoliko je pre momenta isključenja prekidača u odgovarajućoj fazi postojala struja tada se uključuju diode D1+ i D- i struja faze pada pod dejstvom inverznog ulaznog napona. Ovo je režim demagnetizacije.

Režim 3: Samo prekidač Q1- je isključen. Strujnu konturu tada čine uključeni prekidač Q+, odgovarajuća dioda D1+ i fazni namotaj L1. Napon na faznom namotaju je praktično nula. Ovo je režim održavanja struje.

Režim 4: Samo prekidač Q+ je isključen. Strujnu konturu tada čine uključeni prekidač Q1-, dioda D- i fazni namotaj L1. Napon na faznom namotaju je praktično nula. I ovo je režim održavanja struje.



Slika 4.7 Miller invertor.



Slika 4.8 Miller invertor.

(Fazni napon, fazna struja, moment jedne faze, ukupni moment, struja diode $D1+$, struja tranzistora $Q1-$, struja tranzistora $Q+$ i struja diode $D-$, 1000 rpm, $\theta_{on}=10^\circ$, $\theta_{off}=40^\circ$, $i_{ref}=2A$).

Radni režimi pojedinih faza nisu nezavisni i nemoguća je istovremena magnetizacija jedne i demagnetizacija neke druge faze. Posledica ovog ograničenja je da je srednja vrednost napona koju je moguće koristiti za magnetizaciju približno jednaka polovini napona jednosmernog međukola. Simulacioni dijagrami rada ovog invertora su prikazani na slici 4.8.

Bitne karakteristike Milerovog invertora su:

- Invertor se sastoji od 4 neupravljiva prekidača i 4 upravljiva prekidača,
- Minimalan potreban probajni napon prekidača je jednak naponu jednosmernog međukola,
- Maksimalna struja prekidača je jednaka maksimalnoj faznoj struji, osim za prekidače Q+ i D-, koji se moraju dimenzionisati za dvostruko veću struju,
- Fazne struje su unipolarne,
- VA suma prekidača $\sum VA = 6 \cdot I_{f \max} \cdot V_{dc \ max} + 2 \cdot 2I_{f \ max} \cdot V_{dc \ max} = 10 \cdot I_{f \ max} \cdot V_{dc \ max}$,
- Nema dodatnih pasivnih komponenti,
- Nema opasnosti od kratkog spoja jednosmernog međukola bez obzira na primjenjenu kombinaciju stanja prekidača,
- Preklapanja u vođenju dve susedne faze nije dozvoljeno, ali uz smanjen napon za magnetizaciju i demagnetizaciju, moguće je naizmenično ih uključivati i isključivati.
- Pobudno kolo je jednostavno,
- Povezivanje je zahvaljujući malom broju komponenti pojednostavljeno.

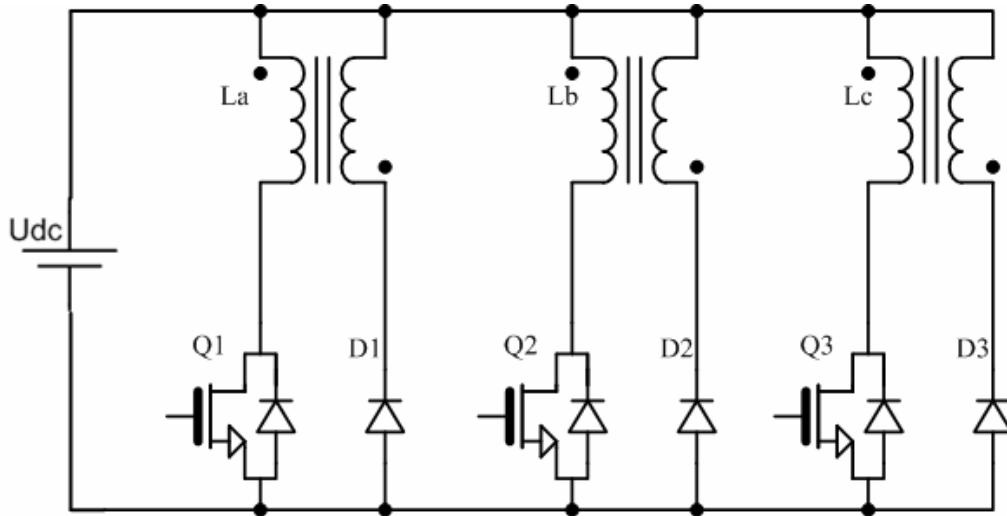
4.5 Invertor za motor sa bifilarnim namotajima

Na slici 4.9 je prikazan invertor za prekidački reluktantni motor sa bifilarnim statorskim namotajima, a na slici 4.10 odgovarajući simulacioni dijagrami.

Za ovaj tip invertora moguće je izdvojiti samo dva režima rada, posmatra se faza A, tj. prekidači Q1 i D1:

Režim 1: Uključen prekidač Q1. Ovo je režim magnetizacije faze A.

Režim 2: Isključen prekidač Q1. Pod pretpostavkom o savršenoj sprezi bifilarnih namotaja celokupna struja se seli u kolo koje čine fazni namotaj, dioda D1 i jednosmerno međukolo. Ovo je režim demagnetizacije faze A.

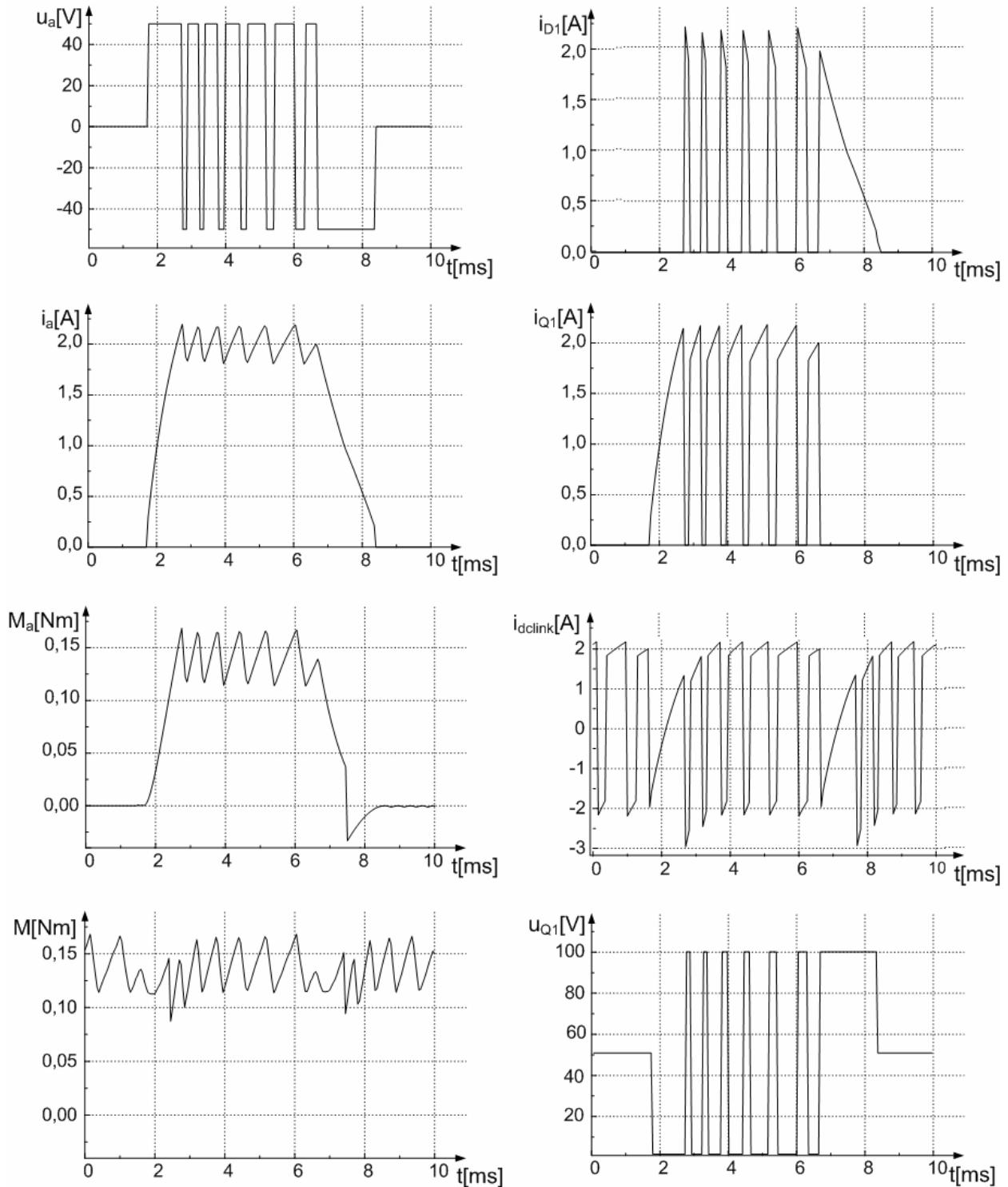


Slika 4.9 Invertor za motor sa bifilarnim namotajima.

Osnovne karakteristike ovog tipa invertora, u pogledu razvijenog elektromagnetskog momenta su iste kao kod asimetričnog polumostnog invertora.

Broj prekidača po fazi motora je minimalan, samo jedna dioda i jedan kontrolisani prekidač, pa su time minimizovani gubici u fazi vođenja. Međutim, zbog postojanja bifilarnih namotaja napon na prekidačima u isključenom stanju je jednak dvostrukoj vrednosti napona jednosmernog međukola. Ako se uzmu u obzir i rasipne induktivnosti u kolu, u realnom sistemu koeficijent sprege bifilarnih namotaja je uvek manji od jedan, onda se mora uzeti u obzir i pojava prenapona kao posledica navedene nesavršenosti. Isto tako u ovom invertoru nije moguća primena mekog prekidanja, tako da ukupno uzevši navedene karakteristike, kao i to da su poluprovodničke komponente za veće napone mnogo lošijih karakteristika, ukupni gubici ovog invertora veći. Osim toga, i konstrukcija motora sa bifilarnim namotajima je neracionalna jer je potrebna veća zapremina za statorske namotaje, što vodi ka skupljem i većem prekidačkom reluktantnom motoru. Može se uočiti i da:

- Maksimalna struja prekidača je jednaka maksimalnoj faznoj struji,
- Fazne struje su unipolarne,
- VA suma prekidača $\sum VA = 6 \cdot I_{f \max} \cdot 2V_{dc \ max}$,
- Nema dodatnih pasivnih komponenti,
- Upravljanje fazama je u potpunosti raspregnuto, a povezivanje jednostavno.

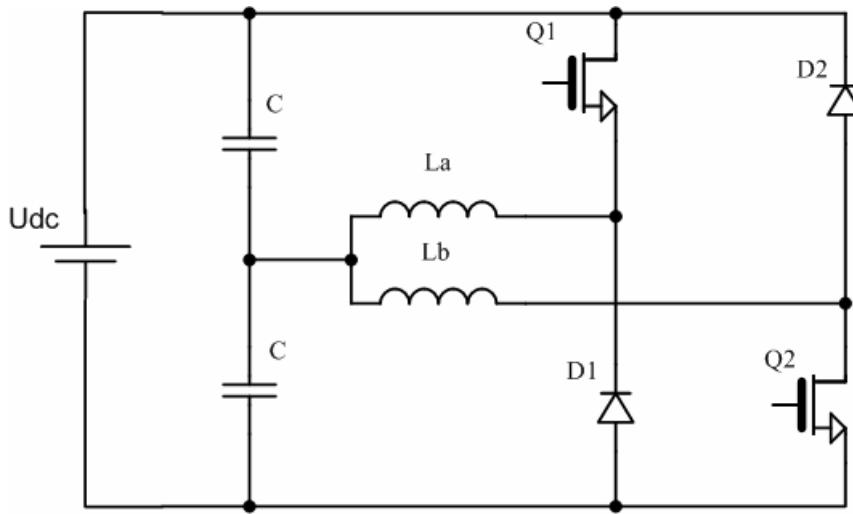


Slika 4.10 Invertor za motor sa bifilarnim namotajima.

(Fazni napon, fazna struja, moment jedne faze, ukupni moment, struja diode, struja tranzistora, struja jednosmernog međukola i napon tranzistora, 1000 rpm, $\theta_{on}=10^\circ$, $\theta_{off}=40^\circ$, $i_{ref}=2A$).

4.6 Invertor sa kapacitivnim razdelnikom

Invertor sa kapacitivnim razdelnikom je prikazan na slici 4.11. Invertor je prikazan za slučaj dvofaznog prekidačkog reluktantnog motora, pošto je ovaj tip invertora primenljiv samo na motore sa parnim brojem faza.



Slika 4.11 *Invertor sa kapacitivnim razdelnikom.*

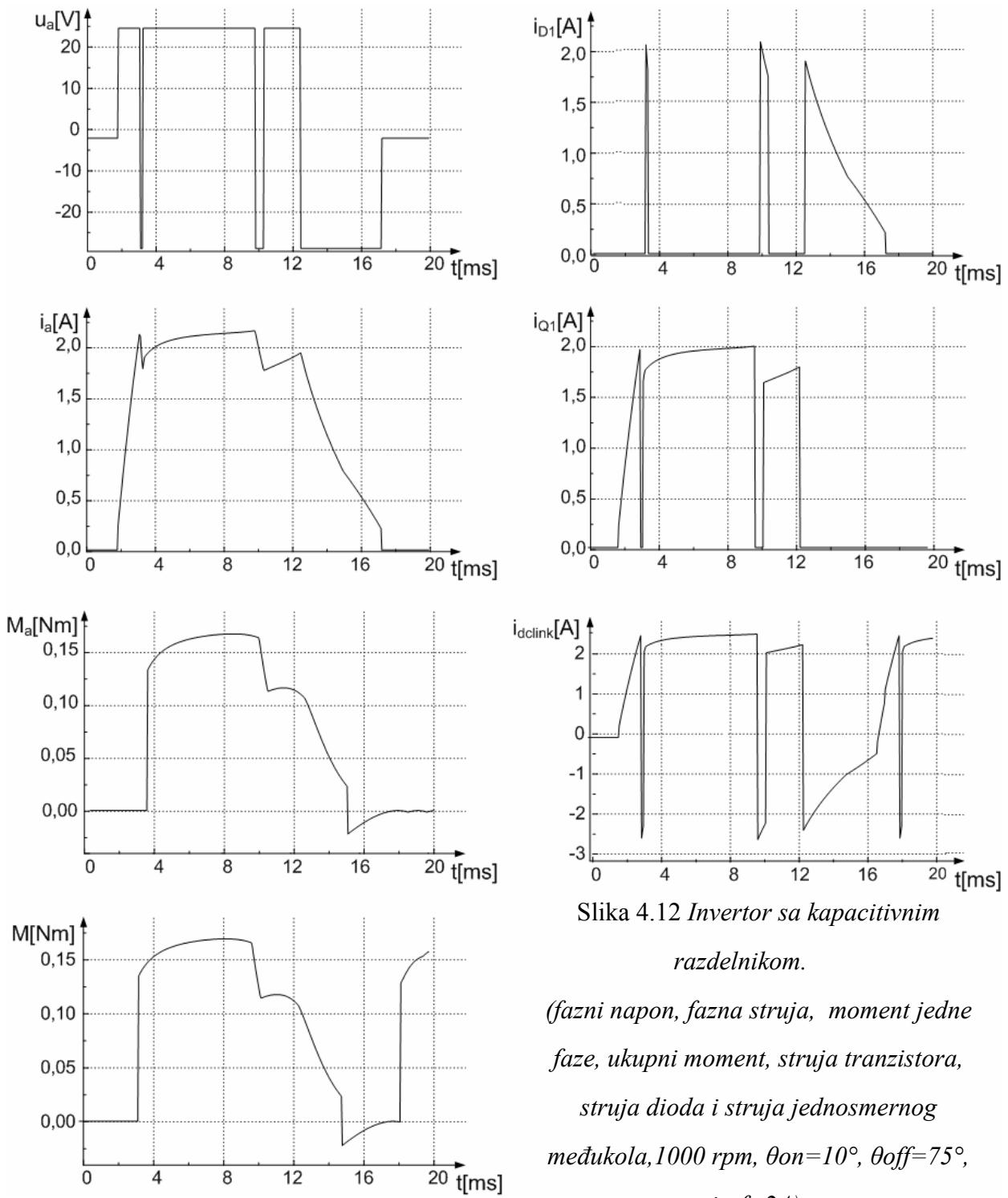
Način rada invertora sa kapacitivnim razdelnikom će biti ilustrovan na primeru faze A. Moguće je izdvojiti sledeće režime rada:

Režim 1: Faza magnetizacije faze A koja se ostvaruje uključenjem prekidača Q1. Bitno je uočiti da je napon za magnetizaciju jednak polovini napona jednosmernog međukola Udc.

Režim 2: Tokom ovog režima rada prekidač Q1 je isključen, a struja faze A se smanjuje jer je prisutan negativan napon na fazi motora. Ovo je faza demagnetizacije i strujnu konturu u ovoj fazi čine dioda D1, donji kondenzator C i fazni namotaj.

Kombinovanjem ova dva režima rada moguće je oblikovati faznu struju, ali samo pri niskom broju obrtaja, usled dvostruko manjeg napona koji je prisutan za magnetizaciju i demagnetizaciju. Potreban probojni napon prekidača je jednak naponu jednosmernog međukola, a posebno se mora voditi računa o balansiranju srednje tačke kapacitivnog razdelnika. Glavna prednost ove topologije je mali broj poluprovodničkih prekidača. Na slici 4.12 su prikazani dijagrami koji ilustruju rad ovog tipa invertora. Pomoću ovih dijagrama

može se uočiti kako smanjenje napona nepovoljno utiče na brzinu porasta i brzinu opadanja fazne struje, a time i na suženje mehaničke karakteristike pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom. Vidi se i da su maksimalne struje prekidača jednake maksimalnim faznim strujama.

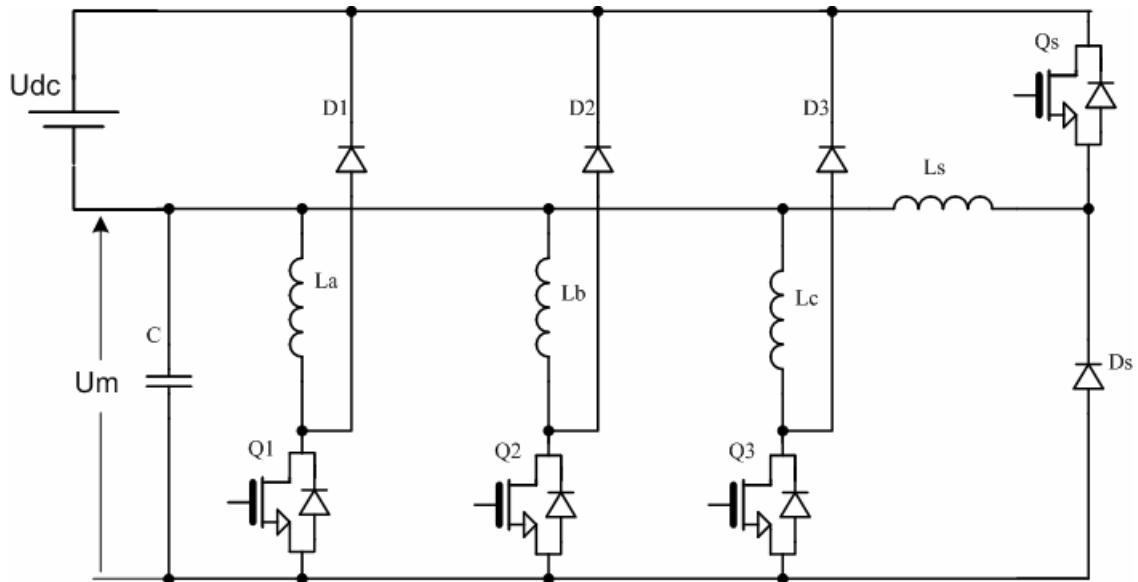


Slika 4.12 Invertor sa kapacitivnim razdelnikom.

(fazni napon, fazna struja, moment jedne faze, ukupni moment, struja tranzistora, struja dioda i struja jednosmernog medukola, 1000 rpm , $\theta_{on}=10^\circ$, $\theta_{off}=75^\circ$, $i_{ref}=2A$).

4.7 Buck-boost invertor

Glavna odlika *buck-boost* invertora, prikazanog na slici 4.13, je postojanje međusobno nezavisnih napona za magnetizaciju i demagnetizaciju. Posmatranjem šeme ovog invertora lako je zaključiti odakle potiče naziv *buck-boost*. Prekidač Q_s, dioda D_s, induktivnost L_s i kondenzator C čine dobro poznati prekidački regulator naponu *buck-boost* tipa. DC-DC pretvarač *buck-boost* tipa je izdvojeno prikazan na slici 4.14. Zadatak ovog prekidačkog regulatora je formiranje napona za magnetizaciju na kondenzatoru C. Napon za demagnetizaciju jednak je naponu jednosmernog međukola U_{dc}.



Slika 4.13 *Buck-boost invertor*

Moguće je izdvojiti dva režima rada i to (posmatrano u odnosu na fazu A):

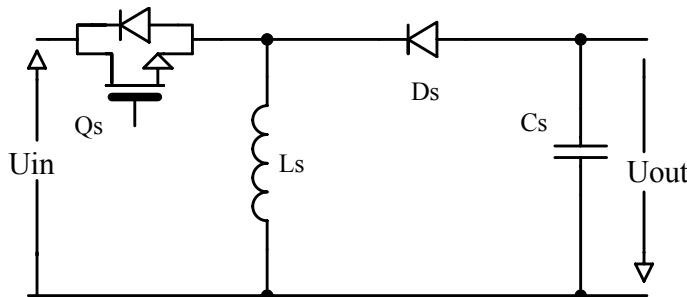
Režim 1: Magnetizacija. Uključenjem prekidača Q₁ na fazu A se dovodi napon sa izlaza *buck-boost* pretvarača.

Režim 2: Isključenjem prekidača Q₁ struju preuzima dioda D₁, i struja faze A brzo pada pod dejstvom napona jednosmernog međukola U_{dc}. Ovo je režim demagnetizacije.

Pored ovih režima rada direktno vezanih za faze rada prekidačkog reluktantnog motora, moguće je izdvojiti i dva režima rada *buck-boost* pretvarača (podrazumeva se da je reč o velikim snagama, tako da je pretvarač projektovan za kontinualni režim rada):

Režim 3: Uključen prekidač Q_s . To je režim tokom koga se energija iz jednosmernog međukola transformiše u struju kalema L_s .

Režim 4: Isključen prekidač Q_s . Struja kalema se kroz diodu D_s usmerava u kondenzator C_s i doprinosi formiranju napona za magnetizaciju.



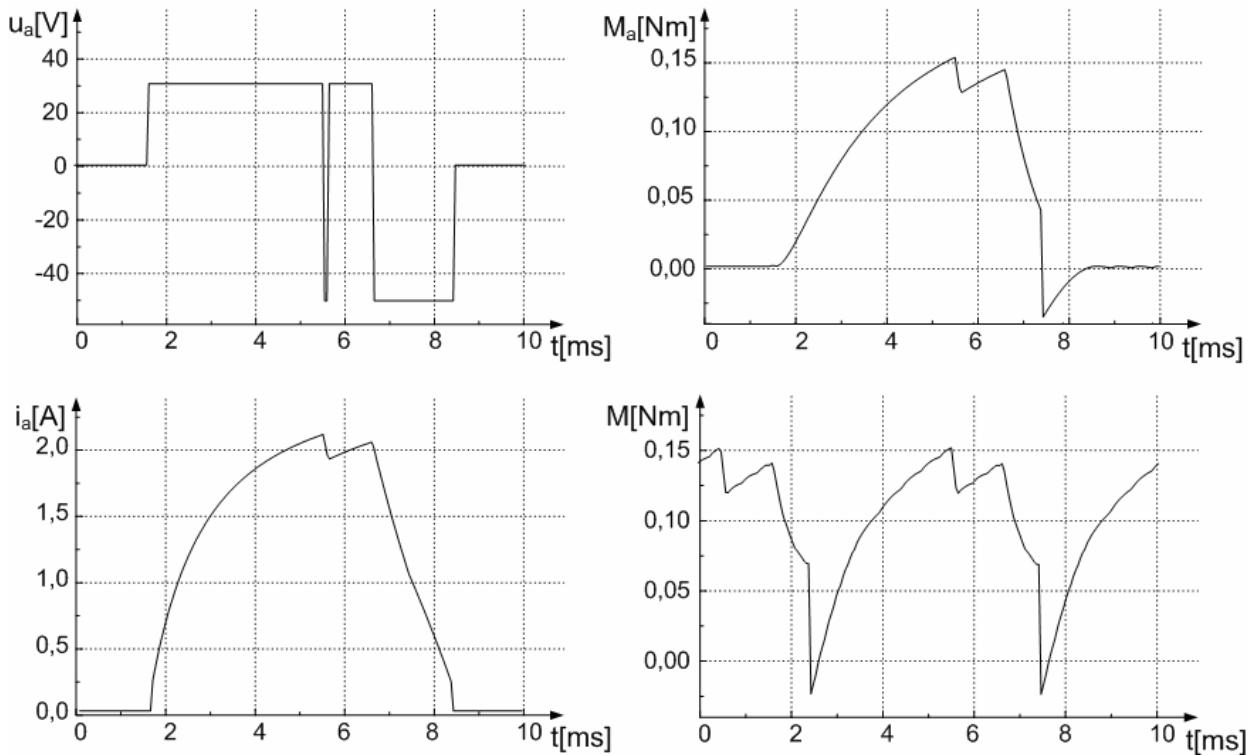
Slika 4.14 DC-DC buck-boost pretvarač.

Bitno je uočiti da je rad *buck-boost* pretvarača nezavisan od rada preostalog dela invertora. Sve faze se mogu nezavisno kontrolisati i za magnetizaciju i demagnetizaciju se mogu koristiti celokupan napon jednosmernog međukola i izlazni napon *buck-boost* pretvarača. Režim održavanja struje u ovom invertoru nije moguće ostvariti, ali je kontrolom napona na izlazu *buck-boost* pretvarača moguće redukovati učestanost rada prekidača Q_1 , Q_2 i Q_3 u zavisnosti od željene brzine motora. Naime, pri niskim brzinama rada ovaj napon je moguće držati nižim od napona jednosmernog međukola, a kada je potreban visok broj obrtaja ovaj napon je moguće, u cilju brzog uspostavljanja fazne struje, izdići iznad napona jednosmernog međukola. U radu [2], dati su i objašnjeni kriterijumi za izbor naponskih i strujnih karakteristika komponenti *buck-boost* invertora.

Glavne prednosti *buck-boost* invertora su nezavisna kontrola faza motora i mogućnost prilagođenja napona za magnetizaciju brzini obrtanja, tj eliminacija PWM upravljanja.

Glavne mane *buck-boost* invertora su veliki zahtevani probojni napon poluprovodničkih komponenti ($U_{dc}+U_m$) i veliki broj dodatnih pasivnih komponenti.

Na slici 4.15 prikazani su dijagrami koji ilustruju rad *buck-boost* invertora. Dijagrami su dobijeni uz pretpostavku da je u cilju smanjenja PWM učestanosti napon magnetizacije redukovana na 60% nominalne vrednosti. Lako je uočiti da redukcija napona magnetizacije pored smanjenja prekidačke učestanosti ima negativan uticaj na talasnost razvijenog elektromagnetsnog momenta.



Slika 4.15 *Buck-boost invertor.*

(fazni napon, fazna struja, moment jedne faze i ukupni moment,
 $1000 \text{ rpm}, \theta_{on}=10^\circ, \theta_{off}=40^\circ, i_{ref}=2A$).

4.8 C-dump invertor

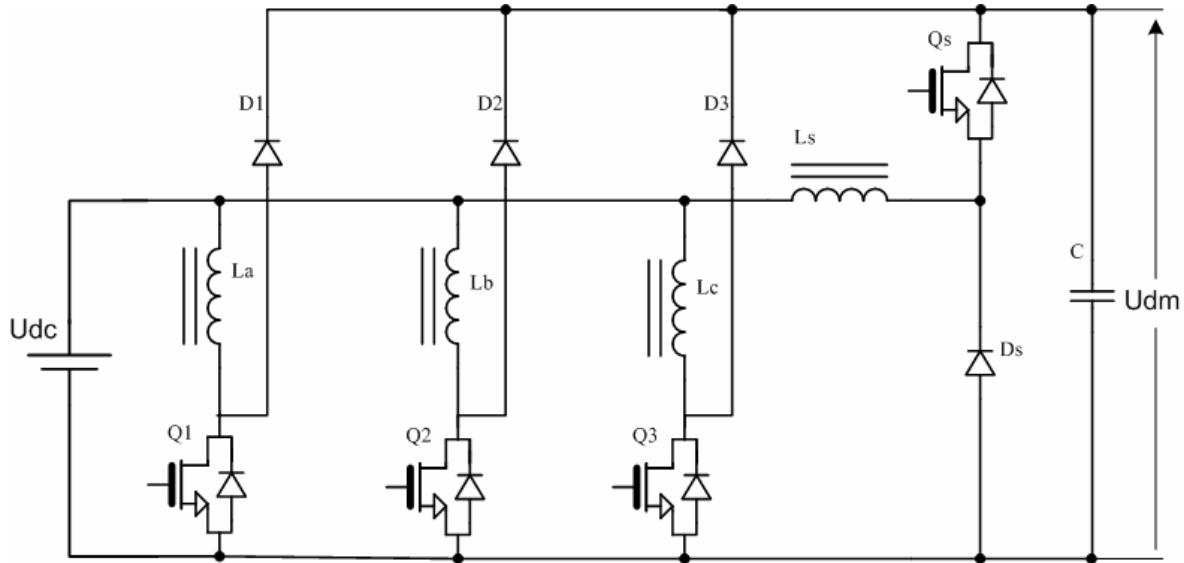
C-dump invertor je prikazan na slici 4.16. Kao i *buck-boost* invertor, i *C-dump* invertor pripada grupi invertora sa nezavisnim naponom za magnetizaciju i za demagnetizaciju. Za razliku od *buck-boost* invertora kod koga je napon za demagnetizaciju bio fiksan, a napon za magnetizaciju podešljiv, kod *C-dump* invertora napon za magnetizaciju je fikstan, a napon za demagnetizaciju podešljiv.

Kao i kod *buck-boost* invertora moguće je izdvojiti dva režima rada i to (posmatra se faza A):

Režim 1: Prekidač Q1 je uključen i vrši se magnetizacija faze A.

Režim 2: Prekidač Q1 je isključen i vrši se demagnetizacija faze A putanjom koju čine dioda D1 i kondenzator C.

Lako je uočiti da prekidač Qs, dioda Ds i kalem Ls čine dobro poznati *buck* pretvarač.



Slika 4.16 C-dump invertor.

Zadatak ovog pretvarača je regulacija napona za demagnetizaciju tj. napona na kondenzatoru C . U tom smislu moguće je izdvojiti još dva režima rada:

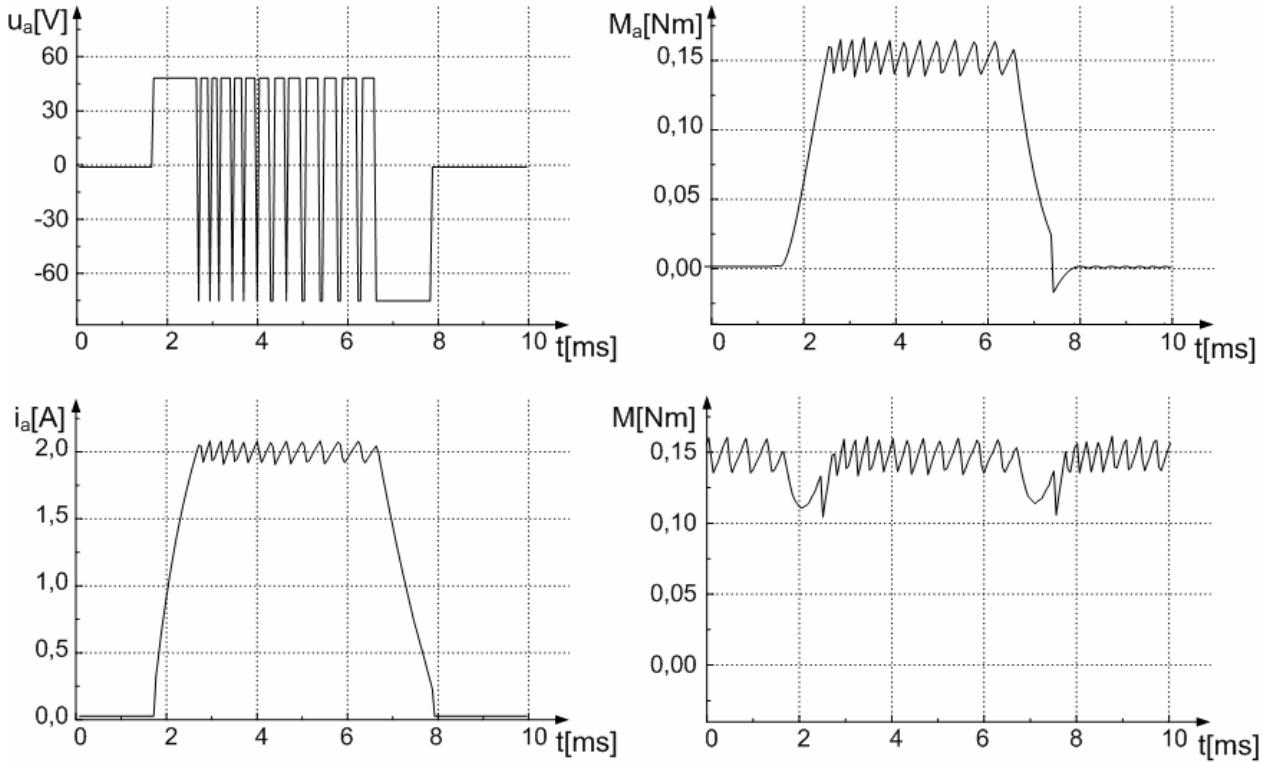
Režim 3: Pražnjenje kondenzatora C . Prekidač Q_s je uključen i preko kalema L_s energija iz kondenzatora C se prebacuje u jednosmerno međukolo.

Režim 4: Prekidač Q_s je isključen. Putanjom koju čine dioda D_s , kalem L_s i jednosmerno međukolo prazni se akumulisana energija iz kalema L_s .

Za razliku od *buck-boost* invertora ovde nije moguće izbeći impulsno širinsku modulaciju u cilju oblikovanja struje faze pri niskom broju obrtaja. Tokom ovakvog režima rada veliki deo energije se prebacuje u kondenzator C , a u cilju održavanja napona na kondenzatoru C na razumnom nivou, putem buck pretvarača nazad u jednosmerno međukolo.

Poželjno je ostvariti napon za demagnetizaciju koji je bar jednak naponu za magnetizaciju. To automatski znači da napon na kondenzatoru C mora biti dvostruko veći od napona jednosmernog međukola.

Na slici 4.17 prikazani su dijagrami koji ilustruju rad C-dump invertora. Dijagrami su dobijeni uz pretpostavku da je napon demagnetizacije U_{dm} veći za 50% od napona jednosmernog međukola. Lako je uočiti da povećanje napona demagnetizacije smanjuje vreme potrebno za reset struje faze, i na taj način smanjuje talasnost elektromagnetskog momenta motora.



Slika 4.17 *C-dump invertor.*

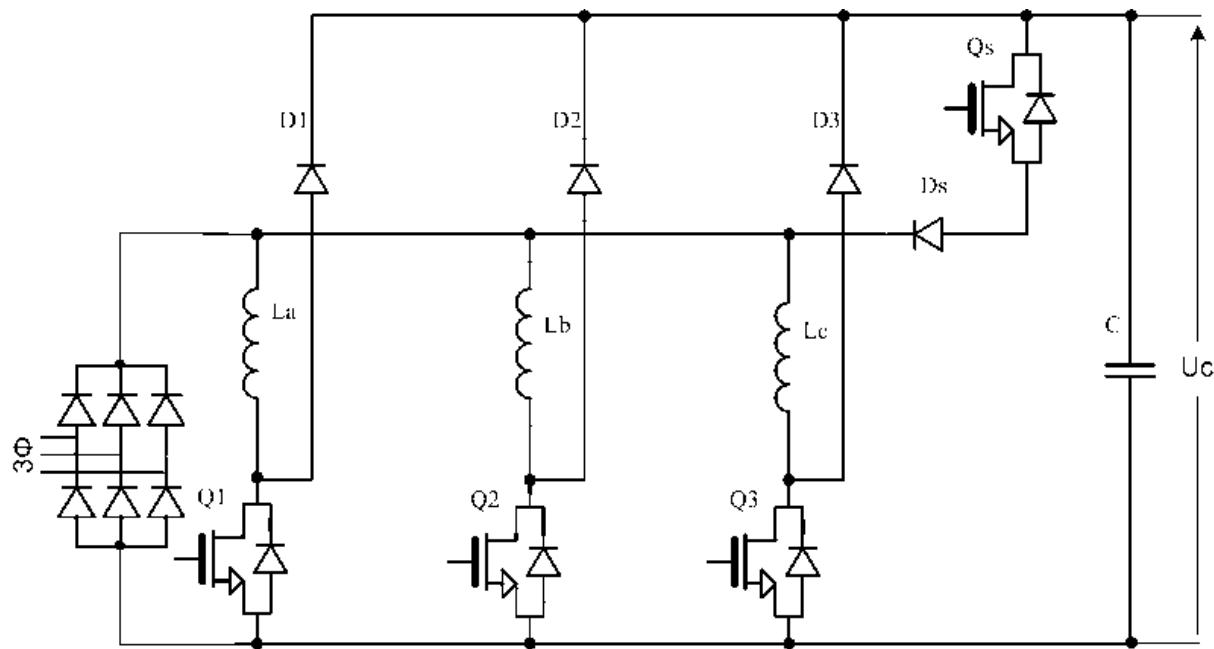
(fazni napon, fazna struja, moment jedne faze i ukupni moment,
 $1000 \text{ rpm}, \theta_{on}=10^\circ, \theta_{off}=40^\circ, i_{ref}=2A$).

4.9 *Sood* invertor

Sood invertor, kao i *buck-boost* i *C-dump* invertor, pripada klasi invertora sa dva izvora napajanja za magnetizaciju i demagnetizaciju. Međutim, za razliku od dva prethodno prikazana invertora, ovde ne postoji dodatni konvertor za generisanje drugog izvora napona. Drugi izvor napajanja se dobija tokom režima demagnetizacije, korišćenjem energije zaostale u namotajima motora. Osnovna odlika ovog invertora je eliminacija jednosmernog međukola. Ulaz *Sood* invertora je samo trofazni ispravljački diodni most. Na slici 4.18 je prikazan *Sood* invertor. Posmatrajući jednu od faza, npr. fazu A, moguće je izdvojiti četiri režima rada:

Režim 1: Uključen prekidač Q1. Ovo je režim magnetizacije naponom sa izlaza diodnog ispravljača.

Režim 2: Uključeni prekidači Q1 i Qs. Pod uslovom da je apon na kondenzatoru C veći od napona na izlazu diodnog ispravljača, diode u ispravljaču su inverzno polarisane, pa se



Slika 4.18 Sood invertor.

magnetizacija faze A vrši energijom iz kondenzatora C. Ako je ulazni napon veći od napona na kondenzatoru C, režim 2 je isti kao režim 1.

Režim 3: Režim održavanja struje se ostvaruje ako je uključen samo prekidač Q_s. Uspostavlja se strujna kontura sa malim padom napona koju čine prekidač Q_s, dioda D_s i dioda D₁.

Režim 4: Ako su svi prekidači isključeni, a uspostavljena je struja kroz fazni namotaj, struja se preusmerava u kondenzator C. Ovo je režim demagnetizacije.

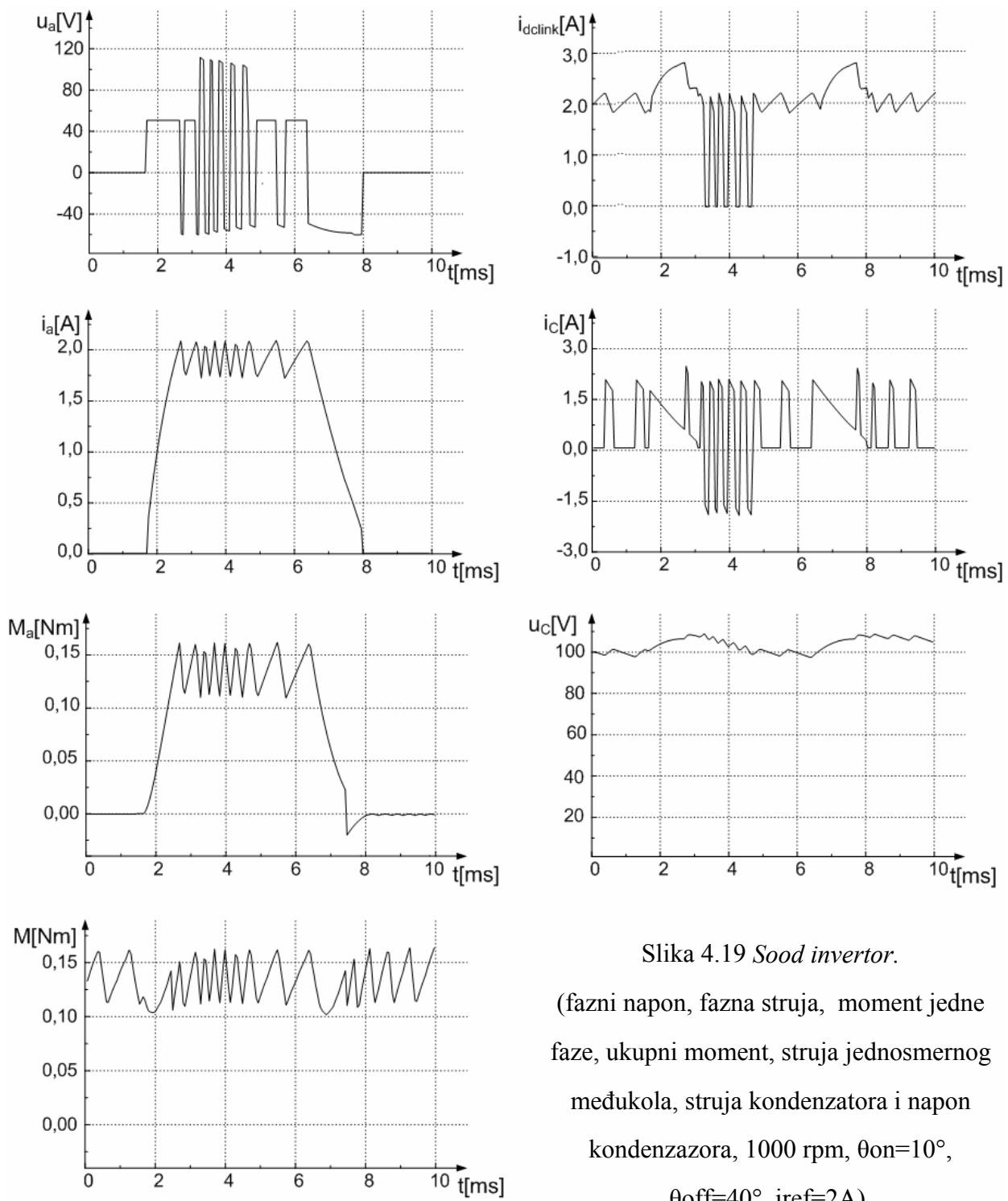
Poželjno je da napon na kondenzatoru, u cilju brze demagnetizacije, bude što veći. S druge strane ovaj napon određuje potreban probojni napon poluprovodničkih komponenti i samog kondenzatora pa je poželjno da bude što manji.

U cilju održavanja konstantnog napona na kondenzatoru potrebno je da energija koja se uzima iz kondenzatora u Režimu 2 bude jednaka energiji koja se vraća u kondenzator u Režimu 4.

Tokom rada sa niskim brojem obrtaja, potrebna je impulsno širinska modulacija u cilju oblikovanja fazne struje. U cilju regulacije napona na kondenzatoru potrebno je magnetizaciju vršiti odgovarajućim kombinovanjem Režima 1 Režima 2.

Pri uključenju *Sood* invertora neizbežno je kretanje rotora motora usled faznih struja kojima se puni kondenzator C (boost pretvarač). Pozitivan efekat ove pojave je redukcija udarne startne struje (inrush current) zahvaljući induktivnosti statorskih namotaja.

Eliminacijom jednosmernog međukola pojavljuje se problem i sa visokofrekventnim smetnjama kao posledicom impulsnog karaktera faznih struja.



Slika 4.19 *Sood* invertor.

(fazni napon, fazna struja, moment jedne faze, ukupni moment, struja jednosmernog međukola, struja kondenzatora i napon kondenzatora, 1000 rpm, $\theta_{on}=10^\circ$, $\theta_{off}=40^\circ$, $i_{ref}=2A$).

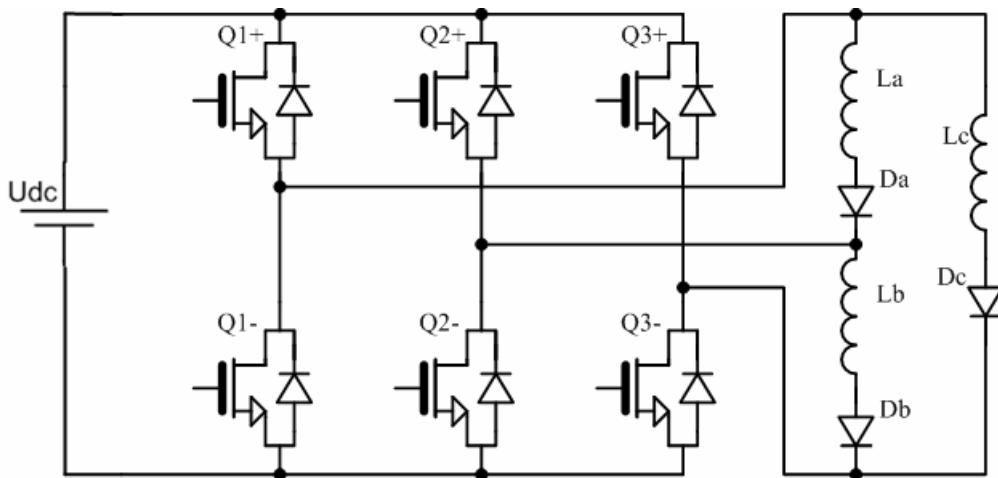
Maksimalnu brzinu motora je moguće povećati ako se za magnetizaciju faza motora koristi Režim 2. Međutim, povećanje koje je moguće ostvariti je neznatno, jer pri visokim brzinama nema dovoljno vremena za dopunjavanje kondenzatora C.

Kao i u slučaju *buck-boost* i C-dump invertora i kod *Sood* invertora potreban probojni napon poluprovodničkih komponenti je bar dvostruko veći od maksimalnog napona na izlazu ispravljača, što se u praktičnoj primeni svodi na upotrebu komponenti sa probajnim naponom od minimalno 1200V.

Na slici 4.19 prikazani su simulacioni dijagrami rada *Sood* invertora. Lako je uočiti da je, zahvaljujući dovoljnom naponu za magnetizaciju i demagnetizaciju, kao i nepostojanju limita u smislu preklapanja u vodjenju dvaju susednih faza, talasnost momenta mala. Međutim, pošto je struja i_{dclink} jednaka mrežnim strujama, jasno je da će i mrežne struje imati visok sadržaj harmonika.

4.10 Mecrow invertor

Mecrow invertor je prikazan na slici 4.20. Ovaj invertor predstavlja pokušaj da se invertor za prekidački reluktantni motor realizuje korišćenjem standardnih trofaznih modula koji se koriste za realizaciju invertora za asinhroni motor.



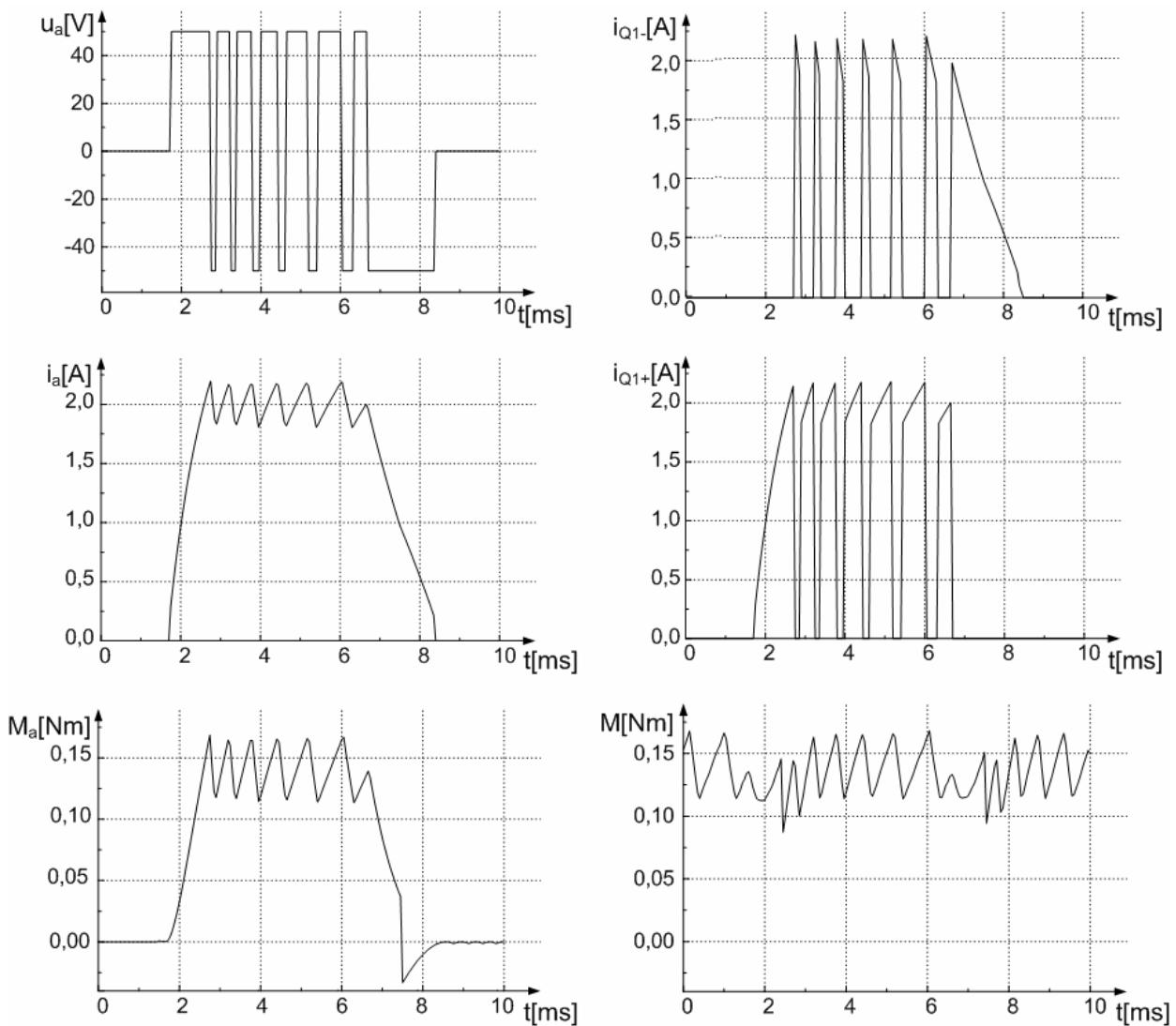
Slika 4.20 *Mecrow* invertor.

Moguće je izdvojiti sledeće režime rada (posmatra se faza A):

Režim 1: Uključen prekidač Q1+ i uključen prekidač Q2-. Ovo je režim magnetizacije putanjom koju čine Q1+, La, dioda Da i Q2-.

Režim 2: Isključen prekidač Q1+, a uključen prekidač Q2-. Ovo je režim održavanja struje putanjom koju čine antiparalelna dioda prekidača Q1-, La, Da i Q2-.

Režim 3: Isključen prekidač Q2-, a uključen prekidač Q1+. I ovo je režim održavanja struje putanjom koju čine antiparalelna dioda prekidača Q2+, La, Da i Q1+.



Slika 4.21 Mecrow invertor.

(fazni napon, fazna struja, moment jedne faze, demagnetaizaciona struja tranzistora Q1-, magnetizaciona struja tranzistora Q1+ i ukupni moment, 1000 rpm, $\theta_{on}=10^\circ$, $\theta_{off}=40^\circ$, $i_{ref}=2A$).

Režim 4: Isključeni svi prekidači. Ovo je režim demagnetizacije putanjom koju čine jednosmerno međukolo i antiparalelne diode prekidača Q1- i Q2+.

Bitno je uočiti da putanju struje uvek čine tri poluprovodničke komponente, dva tranzistora i jedna dioda. Posledica stalnog postojanja tri poluprovodničke komponente u provodnim konturama su povećani gubici, što izaziva smanjenje koeficijenta korisnog dejstva i smanjenje pouzdanosti elektromotornog pogona. Na prvi pogled, *Mecrow* invertor izgleda jednostavan za realizaciju (jedan integrисани VSI modul i tri diode). Međutim, potreba za umetanjem dioda na red sa faznim namotajima značajno komplikuje i poskupljuje realizaciju ovog tipa invertora. Simulacioni dijagrami rada *Mecrow* invertora su prikazani na slici 4.21 i lako je uočiti da se ni po čemu ne razlikuju od simulacionih dijagrama rada za asimetrični polumostni invertor.

4.11 Uporedna analiza energetskih pretvarača za prekidački reluktantni motor

U svetu zahtevanih karakteristika energetskog pretvarača za prekidački reluktantni motor iznetih u potpoglavlju 4.1, kao i prikazanih simulacionih rezultata moguće je izdvojiti topologije energetskih pretvarača koji imaju najveći potencijal za buduću primenu. Jasno je da ne postoji jedan jedini kriterijum za ocenu energetskih pretvarača za prekidački reluktantni motor. Kao najznačajniji kriterijumi mogu se izdvojiti:

1. Broj poluprovodničkih komponenti.
2. Minimalan potreban probajni napon poluprovodničkih komponenti.
3. Broj komponenti po strujnom krugu.
4. Veličina napona za magnetizaciju.
5. Veličina napona za demagnetizaciju.
6. Postojanje dodatnih reaktivnih komponenti.

Svaki od ovih kriterijuma direktno utiče na odlike pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom, pri čemu broj poluprovodničkih komponenti, njihov probajni napon i postojanje reaktivnih komponenti, utiču pre svega na cenu invertora. Veličina napona za magnetizaciju i demagnetizaciju utiče na iskorišćenje mehaničke karakteristike motora, a broj komponenti po strujnom krugu na koeficijent korisnog dejstva.

U tabeli I dat je uporedni prikaz broja poluprovodničkih komponenti i sume VA za analizirane tipove invertora, u tabeli II uporedna analiza veličine napona za magnetizaciju i veličine napona za demagnetizaciju, a zatim u tabeli III broj komponenti po strujnom krugu i postojanje dodatnih reaktivnih komponenti. Podaci za invertor sa kapacitivnim razdelnikom su dati skalirani sa $3/2$ u ovom tabelarnom poređenje, jer nije primenljiv na trofazni prekidački reluktantni motor.

U tabeli I, u koloni N, dat je broj poluprovodničkih komponenti po invertoru. Nije vršena klasifikacija po vrstama komponenti, jer su cene različitih komponenti, pri većim snagama, približno iste. U koloni ΣVA data je suma proizvoda maksimalnih struja i maksimalnih napona svih komponenti. Nisu korišćene efektivne vrednosti ovih veličina jer nisu merodavne pri izboru poluprovodničkih komponenti.

TABELA I-BROJ POLUPROVODNIČKIH KOMPONENTI I ΣVA

BROJ POLUPROVODNIČKIH KOMPONENTI N I ΣVA	N	ΣVA
ASIMETRIČNI POLUMOSTNI INVERTOR	12	$12 \cdot I_{f \max} \cdot V_{dc \ max}$
ASIMETRIČNI INVERTOR SA JEDNIM POLUMOSTOM	7	$7 \cdot I_{f \ max} \cdot V_{dc \ max}$
MILLER INVERTOR	8	$10 \cdot I_{f \ max} \cdot V_{dc \ max}$
INVERTOR ZA MOTOR SA BIFILARNIM NAMOTAJIMA	6	$12 \cdot I_{f \ max} \cdot V_{dc \ max}$
BUCK-BOOST INVERTOR	8	$20 \cdot I_{f \ max} \cdot V_{dc \ max}$
C-DUMP INVERTOR	8	$20 \cdot I_{f \ max} \cdot V_{dc \ max}$
SOOD INVERTOR	8	$20 \cdot I_{f \ max} \cdot V_{dc \ max}$
MECROW INVERTOR	9	$9 \cdot I_{f \ max} \cdot V_{dc \ max}$
INVERTOR SA KAPACITIVNIM RAZDELNIKOM	6	$6 \cdot I_{f \ max} \cdot V_{dc \ max}$

Tabela II sadrži pregled napona magnetizacije i demagnetizacije prikazanih invertora. U tabeli su prikazani realno primenljivi naponi, uskladeni sa maksimalnim naponima prekidača prikazanim u tabeli I. U slučaju *buck-boost* invertora napon za magnetizaciju može biti i veći od napona jednosmernog međukola, ali je, zbog izbora poluprovodničkih prekidača, takvo rešenje neprihvatljivo. Ista napomana važi i za napon demagnetizacije *Sood* i *C-dump* invertora.

TABELA II-VELIČINA NAPONA MAGNETIZACIJE I DEMAGNETIZACIJE

NAPON MAGNETIZACIJE I DEMAGNETIZACIJE	V_M	V_{DM}
ASIMETRIČNI POLUMOSTNI INVERTOR	$V_{dc \ max}$	$V_{dc \ max}$
ASIMETRIČNI INVERTOR SA JEDNIM POLUMOSTOM	$V_{dc \ max}$	$V_{dc \ max}$
<i>MILLER</i> INVERTOR	$V_{dc \ max/2}$	$V_{dc \ max/2}$
INVERTOR ZA MOTOR SA BIFILARNIM NAMOTAJIMA	$V_{dc \ max}$	$V_{dc \ max}$
<i>BUCK-BOOST</i> INVERTOR	$V_{dc \ max}$	$V_{dc \ max}$
C-DUMP INVERTOR	$V_{dc \ max}$	$V_{dc \ max}$
SOOD INVERTOR	$V_{dc \ max}$	$V_{dc \ max}$
<i>MECROW</i> INVERTOR	$V_{dc \ max}$	$V_{dc \ max}$
INVERTOR SA KAPACITIVNIM RAZDELNIKOM	$V_{dc \ max}$	$V_{dc \ max}$

Prva kolona tabele III sadrži poređenje invertora po broju poluprovodničkih prekidača po strujnom krugu. Ovaj podatak je bitan jer su gubici u invertoru direktno proporcionalni ovom broju. U drugoj koloni je prikazano da li inverzor poseduje dodatne reaktivne komponente i, ako poseduje, koje su to komponente. Opis je samo kvalitativan jer izbor vrednosti reaktivnih komponenti zavisi od velikog broja faktora. Na primer, izbor induktivnosti zavisi od maksimalne radne struje, radne učestanosti, željene dinamike pretvarača, izbora kondenzatora, radne temperature i izabranog režima rada (kontinualni ili diskontinualni).

TABELA III-BROJ KOMPONENTI PO STRUJNOM KRUGU I POSTOJANJE REAKTIVNIH KOMPONENTI

BROJ KOMPONENTI PO STRUJNOM KRUGU <i>IN</i> I POSTOJANJE REAKTIVNIH KOMPONENTI <i>LC</i>	<i>IN</i>	<i>LC</i>
ASIMETRIČNI POLUMOSTNI INVERTOR	2	0
ASIMETRIČNI INVERTOR SA JEDNIM POLUMOSTOM	3	0
<i>MILLER</i> INVERTOR	2	0
INVERTOR ZA MOTOR SA BIFILARNIM NAMOTAJIMA	1	0
<i>BUCK-BOOST</i> INVERTOR	2	L+C
C-DUMP INVERTOR	2	L+C
SOOD INVERTOR	2	C
<i>MECROW</i> INVERTOR	3	0
INVERTOR SA KAPACITIVNIM RAZDELNIKOM	1	C+C

Mogućnost preklapanja u vođenju dve susedne faze se nameće kao bitan kriterijum u oceni invertora za prekidački reluktantni motor. Ovaj kriterijum je pre svega važan za smanjenje talasnosti generisanog elektromagnetskog momenta. Pored toga, energetski pretvarači koji poseduju mogućnost rada sa preklapanjem u vođenju dve susedne faze omogućuju i proširenje eksploatacione karakteristike prekidačkog reluktantnog motora. Kod topologija kod kojih preklapanje nije moguće postoje zone značajne širine tokom kojih je generisani elektromagnetski moment nula ili čak i negativan. Ovo rezultuje u smanjenoj srednjoj vrednosti generisanog elektromagnetskog momenta, što naročito pri višim brzinama sužava radnu karakteristiku pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom. U drugoj koloni tabele IV prikazano je poređenje prikazanih topologija sa stanovišta opasnosti od kratkog spoja jednosmernog međukola usled neželjenog uključenja poluprovodničkih prekidača. (*shoot through*). Do ove pojave dolazi, pre svega, usled indukovanih smetnji u pobudnim kolima upravljivih poluprovodničkih prekidača, ili, što je ređi slučaj, oštećenje neke od komponenti.

TABELA IV-PREKLAPANJE U VOĐENJU SUSEDNIH FAZA I OPASNOST OD SHOOT TROUGH

MOGUĆNOST PREKLAPANJA U VOĐENJU SUSEDNIH FAZA I OPASNOST OD SHOOT TROUGH	PREKLAP- ANJE	SHOOT TROUGH
ASIMETRIČNI POLUMOSTNI INVERTOR	DA	NE
ASIMETRIČNI INVERTOR SA JEDNIM POLUMOSTOM	NE	NE
MILLER INVERTOR	DA	NE
INVERTOR ZA MOTOR SA BIFILARNIM NAMOTAJIMA	DA	NE
BUCK-BOOST INVERTOR	DA	NE
C-DUMP INVERTOR	DA	NE
SOOD INVERTOR	DA	NE
MECROW INVERTOR	DA	DA
INVERTOR SA KAPACITIVNIM RAZDELNIKOM	DA	NE

4.12 Analiza pobudnih kola za invertore za prekidački reluktantni motor

Kompleksnost pobudnog kola je takođe značajan parametar pri odabiru najpovoljnije topologije invertora za prekidački reluktantni motor. Na kompleksnost pobudnog kola utiču:

- Broj i tip upravljivih poluprovodničkih komponenti,
- Potreban broj galvanski odvojenih izvora napajanja,
- Potreba za izolovanim prenosom signala,
- Radna učestanost,
- Složenost povezivanja.

Pošto ne postoji jedinstven kvantitativni kriterijum za ocenu kompleksnosti pobudnog kola u nastavku će biti data kratka analiza pobudnih kola za svaku prikazanu topologiju:

- Pobudno kolo za asimetrični polumostni invertor se odlikuje velikim brojem ulaza i izlaza jer je i broj upravljivih komponenti veliki. Pored toga, zbog postojanja redne induktivnosti, izrada napajanja za prekidače vezane za pozitivan kraj jednosmernog međukola je složena. (ovaj način vezivanja nije pogodan za izradu *bootstrap* napajanja). Povezivanje pobudnog kola je složeno zbog malog broja zajedničkih krajeva.
- Za slučaj asimetričnog polumostnog invertora, zbog smanjenog broja prekidača, kompleksnost pobudnog kola za sam polumost je mala, ali složenosti značajno doprinose pobudna kola za tiristore.
- Za *Miller* invertor važe slične napomene kao i za asimetrični polumostni invertor, ali uz manji broj ulaza i izlaza i jednostavnije povezivanje.
- Pobudno kolo za invertor za motor sa bifilarnim namotajima je sigurno najjednostavnije moguće. Potreban je samo jedan izvor napajanja i to sa masom zajedničkom sa jednosmernim međukolom, tri ulaza i tri izlaza.
- Po složenosti pobudnog kola *buck-boost*, C-dump i *Sood* invertor su identični i uporedivi su sa Milerovim invertorom.
- *Mecrow* invertor se odlikuje izuzetno jednostavnim pobudnim kolom jer je za njegovu pobudu moguće koristiti integrisana pobudna kola koja se koriste za pobudu naponskog invertora u pogonima sa asinhronim motorom.

4.13 Izbor invertora za prekidački reluktantni motor

Na osnovu rezultata uporedne analize prikazanih tabelarno u potpoglavlju 4.11 i analize pobudnih kola za invertore za napajanje prekidačkog reluktantnog motora izvršene u potpoglavlju 4.12 moguće je pristupiti izboru prihvatljivog rešenja invertora.

Dodatne reaktivne komponente kao i potreba za komponentama sa probojnim naponom većim od ulaznog isključuju iz razmatranja *buck-boost*, C-dump invertor i *Sood* invertor. Sama primena reaktivnih komponenti ne bi bila problem da su u pitanju komponente malih gabarita i niske cene. Izbor kondenzatora za *buck-boost* i C-dump invertor zavisi od potrebnog probojnog napona, efektivne vrednosti struje kondenzatora i potrebne akumulisane energije [2]. Pri izboru induktivnosti glavni kriterijumi su maksimalna potrebna struja i maksimalna dozvoljena talasnost struje. Izbor kondenzatora i induktivnosti nisu nezavisni, ali sem povećanja radne učestanosti ne postoji neki drugi postupak koji vodi ka istovremenom smanjenju i kondenzatora i induktivnosti. Povećanje radne učestanosti donosi reperkusije u smislu povećanih prekidačkih gubitaka na poluprovodničkim komponentama, povećanih gubitaka kondenzatora (jer ekvivalentna redna otpornost kondenzatora raste sa porastom učestanosti), povećanih histerezisnih gubitaka u magnetnom materijalu induktivnosti i izraženog skin efekta u bakarnim provodnicima. Konačni izbor reaktivnih komponenti je rezultat kompromisa između gore pomenutih mana i cene kondenzatora i induktivnosti većih gabarita.

Veliki broj komponenti po strujnom krugu (3 komponente) i nemogućnost preklapanja u vođenju dve susedne faze isključuju iz razmatranja asimetrični invertor sa jednostrukim polumostom.

Veliki broj komponenti po strujnom krugu (3 komponente) i složeno povezivanje dioda na red sa namotajima motora isključuju iz razmatranja *Mecrow* invertor.

Zbog toga što zahteva specijalnu konstrukciju motora i poluprovodničke prekidače sa probojnim naponom dvostruko većim od ulaznog napona iz razmatranja se može isključiti i invertor za motor sa bifilarnim namotajima.

Nemogućnost primene na motore sa neparnim brojem faza, kao i prepolovljeni naponi za magnetizaciju i demagnetizaciju isključuju iz razmatranja invertor sa kapacitivnim razdelnikom.

Kao prihvatljive topologije invertora preostaju asimetrični polumostni invertor i *Miller* invertor. *Miller* invertor poseduje manji broj komponenti, ali je napon za demagnetizaciju smanjen na jednu polovinu ulaznog napona. Zato se kao najbolje rešenje invertora izdvaja asimetrični polumostni invertor. Najveće mane ovog invertora su veliki broj poluprovodničkih komponenti, složeno pobudno kolo i komplikovano povezivanje komponenti. Zato je cilj ovog rada sinteza novog tipa invertora koji zadržava dobre odlike asimetričnog polumostnog invertora uz smanjen broj komponenti, jednostavniju pobudu i jednostavnije povezivanje komponenti.

Literatura

- [1] M. Barnes, C. Pollock, "Power electronic converters for switched reluctance drives", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 13, no. 6, pp. 1100-1111, Nov. 1998
- [2] S. Vukosavić, V. Stefanović, "SRM inverter topologies: a comparative evaluation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 6, pp. 1034-1047, Nov./Dec. 1991.
- [3] P. J. Lawrenson et al., "Variable-speed switched reluctance motors", *IEE Proc.*, vol. 127, pt. B, no. 4, pp. 253-265, July 1980.
- [4] R. M. Davis et al, "Inverter drive for switched reluctance motor: circuits and component ratings", *IEE Proc.*, vol. 128. pt. B, no. 2, pp. 126-136, March 1981.
- [5] R. Krishnan, P. Materu, "Analysis and design of a new converter topology for switched reluctance motor drives", *IEEE IAS Proc.*, pp. 1181-1185, 1989.
- [6] C. Pollock, B. Williams, "A unipolar converter for a switched reluctance motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 2, pp. 222-228, March/April 1990.
- [7] T. J. E. Miller, "Converter volt-ampere requirements of the switched reluctance motor drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 21, no. 5, pp. 1136-1144, Sept./Dec. 1985.
- [8] A. V. Radun, "High-power density switched reluctance motor drive for aerospace applications", *IEEE Ind. Appl.*, vol. 28, no. 1, pp. 113-119, Jan./Feb. 1992.
- [9] Y. G. Dessouky, B. W. Williams, J. E. Fletcher, "A novel power converter with voltage boosting capacitors for a four-phase SRM drive", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 45, no. 5, pp. 806-814, October 1998.

5. NOVO REŠENJE INVERTORA ZA PREKIDAČKI RELUKTANTNI MOTOR

U ovom poglavlju prikazano je novo rešenje invertora za prekidački reluktantni motor. Iz dosada prikazanog može se uočiti da postojeći invertori ne zadovoljavaju u potpunosti zahteve koji se postavljaju pred pogon sa prekidačkim reluktantnim motorom. Primetno je da sve postojeće topologije zasnivaju algoritam rada na unipolarnom karakteru pobudnih faznih struja. U sintezi novog rešenja invertora je iskorišćena osobina prekidačkog reluktantnog motora da je moment nezavisan od smera struje. Novo rešenje invertora zasnovano je u potpunosti na polumostnim strukturama. Prikazana je osnovna šema invertora i diskutovani mogući režimi rada. Rad novog rešenja invertora je proveren i putem simulacija. Na kraju je izvršena komparativna analiza novog rešenja invertora i drugih tipova invertora za prekidački reluktantni motor. Eksperimentalni rezultati su prikazani u šestom poglavlju.

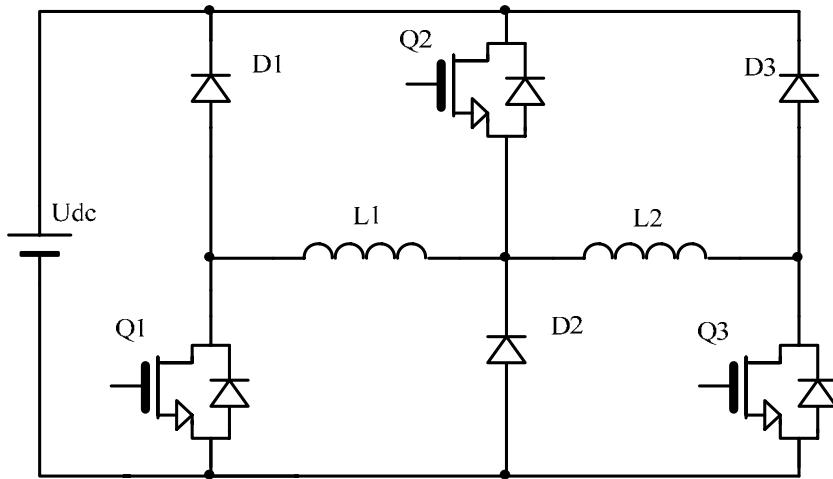
5.1 Modifikacije asimetričnog polumostnog invertora

U 4. poglavlju pokazano je da je asimetrični polumostni invertor najbolje postojeće rešenje za pogon prekidačkog reluktantnog motora. Međutim, primena tog tipa invertora značajno smanjuje mogućnost šire upotrebe prekidačkog reluktantnog motora. Glavni razlog je visoka cena izrade asimetričnog polumostnog invertora. Visoka cena je posledica:

- Velikog broja poluprovodničkih komponenti,
- Složenog pobudnog kola,
- Komplikovanog povezivanja.

U cilju pojednostavljenja asimetričnog polumostnog invertora, u literaturi [2] se može sresti modifikacija asimetričnog polumostnog invertora prikazana na slici 5.1. Osnovna ideja ove topologije je upotreba jedne zajedničke grane za dve faze motora. Radni režimi su isti kao za asimetrični polumostni invertor, izuzev jednog značajnog ograničenja. Naime, nije moguća

istovremena demagnetizacija jedne i magnetizacija druge faze. Što se tiče poluprovodničkih komponenti, situaciju dodatno usložnjava i to što nisu standardizovani integrisani moduli sa ovakvim rasporedom komponenti. Uobičajeni modul za primenu u elektromotornim pogonima je polumost. Jedna modifikacija asimetričnog polumostnog invertora mogli bi biti u zameni grana koje čine dioda i upravljivi prekidač integrisanim modulom sa dva upravljiva prekidača.



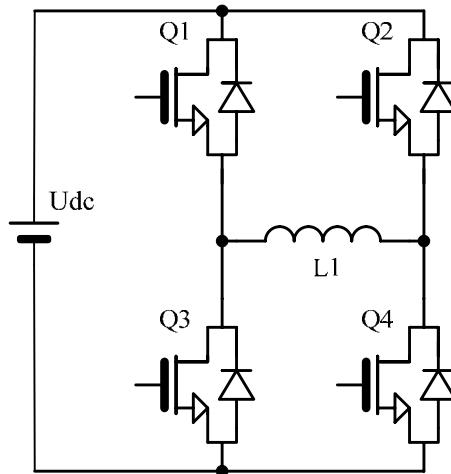
Slika 5.1 Modifikovani asimetrični polumost.

(bez mogućnosti istovremene magnetizacije dolazne i demagnetizacije odlazne faze)

Na slici 5.2 prikazana je jedna grana asimetričnog polumostnog invertora, realizovana pomoću četiri upravljiva prekidača. Očigledno je da je na ovaj način asimetrični polumostni inverzor unaprađen u smislu olakšanog povezivanja komponenti. Pobudno kolo za upravljive prekidače je takođe jednostavnije jer je moguće koristiti *bootstrap* tehniku za izradu napajanja. Ako se upravljivi prekidači koriste na isti način kao i u slučaju topologije prikazane u potpoglavlju 4.2, slika 4.3, funkcionalno gledano, između ove dve topologije nema nikakve razlike. Naime, lako je uočiti da se prekidači Q1, Q2, Q3 i Q4 mogu koristiti kao obične diode. Međutim, pored toga, može se uočiti da je dobijena mogućnost realizacije dva asimetrična polumostna inverteora:

- prekidači Q1 i Q4 se koriste kao upravljivi, a Q2 i Q3 kao diode,
- prekidači Q2 i Q3 se koriste kao upravljivi, a Q1 i Q4 kao diode.

Posmatrano sa pozicije prekidačkog reluktantnog motora, razlika koja se pojavljuje u zavisnosti od toga da li se koristi kombinacija a) ili kombinacija b) je u smeru statorske struje.



Slika 5.2 Asimetrični polumostni invertor.

(jedna faza-realizovana primenom upravljivih polumostnih struktura)

Smer struje će za ove dve kombinacije biti suprotan, ali kao što je pokazano u [3] međusobna induktivnost statorskih namotaja je mala u poređenju sa njihovom samoinduktivnošću, tako da promena smera struje ne utiče na razvijeni elektromagnetski moment. Kombinovanjem modula kao što je ovaj prikazan na slici 5.2 moguće je sintetizovati novi tip invertora za prekidački reluktantni motor. Na slici 5.3 je prikazana realizacija asimetričnog polumostnog invertora primenom upravljivih polumostnih struktura. Osnovne odlike prikazanog invertora su iste kao i asimetričnog polumostnog invertora prikazanog na slici 4.2. Potpuno isti režimi rada koji su opisani u 4. poglavlju za asimetrični polumostni invertor su primenljivi i za ovu modifikaciju. Prednosti ovog modifikovanog invertora sa slike 5.3 u odnosu na asimetrični polumostni invertor sa slike 4.2 su:

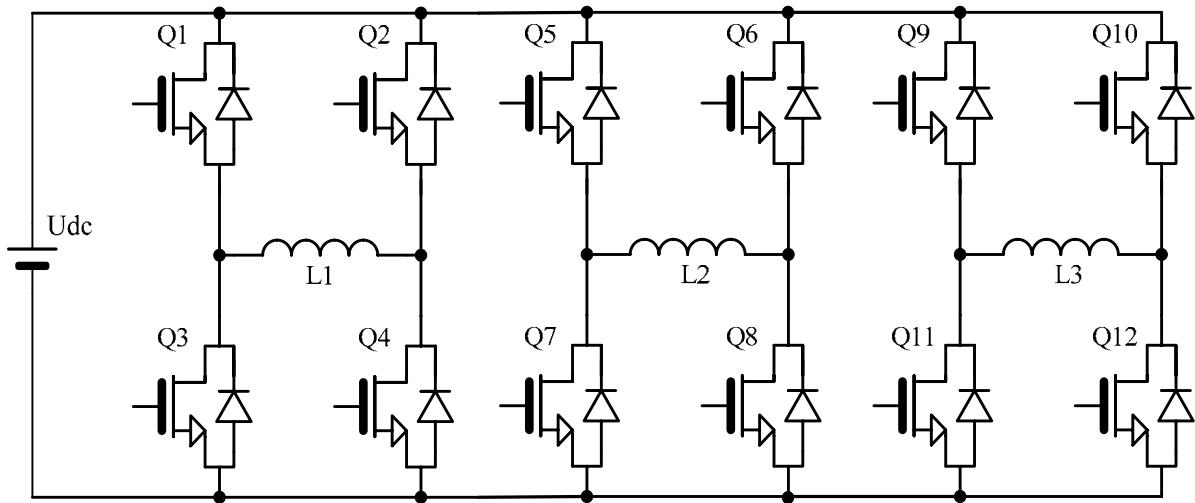
- Mogu se koristiti standardni snažni integrисани moduli
- Postoji dodatni stepen slobode u smislu promene smera statorske struje (što može biti značajno kod nekih postupaka za smanjenje buke motora [4])
- Za trofazni prekidački reluktantni motor celokupan invertor je moguće realizovati primenom dva standardna trofazna invertorska modula.

Mane koju je moguće izdvojiti su:

- Mogućnost direktnog vođenja polumostnih grana (shoot through). Uz pravilan izbor prekidačkih sekvenci rizik od direktnog vođenja se može skoro sasvim otkloniti, što

potvrđuje i činjenica da se ovakve polumostne strukture masovno koriste u pogonima za druge tipove motora, kao i za realizaciju prekidačkih regulatora napona.

- Veliki broj upravljivih poluprovodničkih komponenti. Broj komponenti je dva puta veći nego za invertor za asinhroni ili sinhroni motor.
- Pošto je broj upravljivih prekidača veliki, veliki je i broj potrebnih pobudnih kola za upravljanje prekidačima.



Slika 5.3 *Asimetrični polumostni invertor za trofazni prekidački reluktantni motor.
(realizacija primenom polumostnih struktura)*

5.2 Sinteza novog rešenja invertora za prekidački reluktantni motor

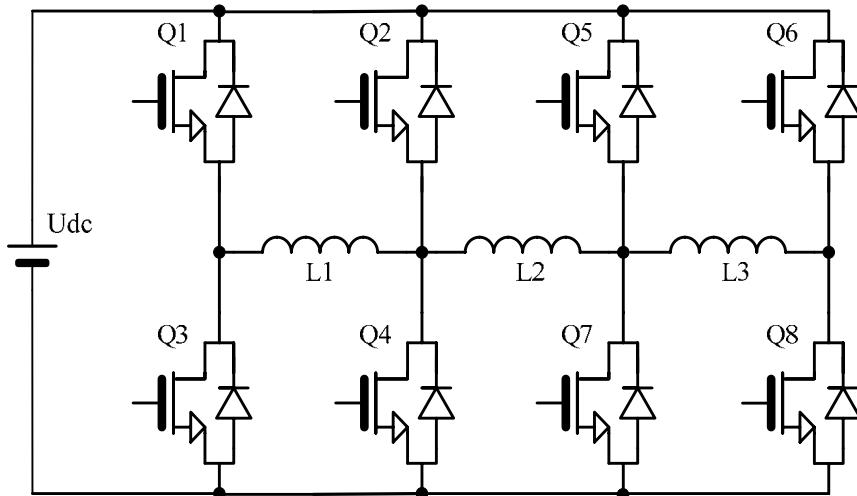
U prethodnom potpoglavlju pokazano je kako je moguće modifikovati asimetrični polumostni invertor u cilju dobijanja invertora koji je mnogo lakše proizvoditi zahvaljujući primeni standardnih modula energetske elektronike i jednostavnom povezivanju. U poređenju sa pogonom za asinhroni motor, cena ovog invertora je dva puta veća.

Polumostne strukture su široko prihvачene u svim oblastima energetske elektronike. Masovnost njihove primene je dovela do integracije pobudnih kola i snažnih poluprovodničkih prekidača u jedinstven modul. Polumostne strukture predstavljaju osnov i za izradu drugih tipova elektromotornih pogona. Zbog toga se i pri sintezi novog rešenja

invertora za prekidački reluktantni motor mora nastojati da se zasniva na polumostnim strukturama.

Posle odluke o izboru polumostnih struktura kao osnove za sintezu novog rešenja, potrebno je proveriti da li je do rešenja moguće doći eliminacijom redudanse prisutne u asimteričnom polumostnom invertoru prikazanom na slici 5.3. Prikazana topologija invertora omogućuje potpuno raspregnuto upravljanje fazama motora. Potpuno raspregnuto upravljanje fazama nije nužno da bi se ostvarili svi postavljeni zahtevi u potpoglavlju 4.1. Redukcijom broja prekidača mogu se izdvojiti dva nova rešenja invertora za prekidački reluktantni motor:

- 1) Ako se prekidači označeni sa Q2, Q4, Q5 i Q7 zamene jednom polumostnom strukturom, a prekidači Q6, Q8, Q9 i Q11 zamene drugom polumostnom strukturom dobija se topologija prikazana na slici 5.4.



Slika 5.4 *Prvo novo rešenje invertora za trofazni prekidački reluktantni motor.*

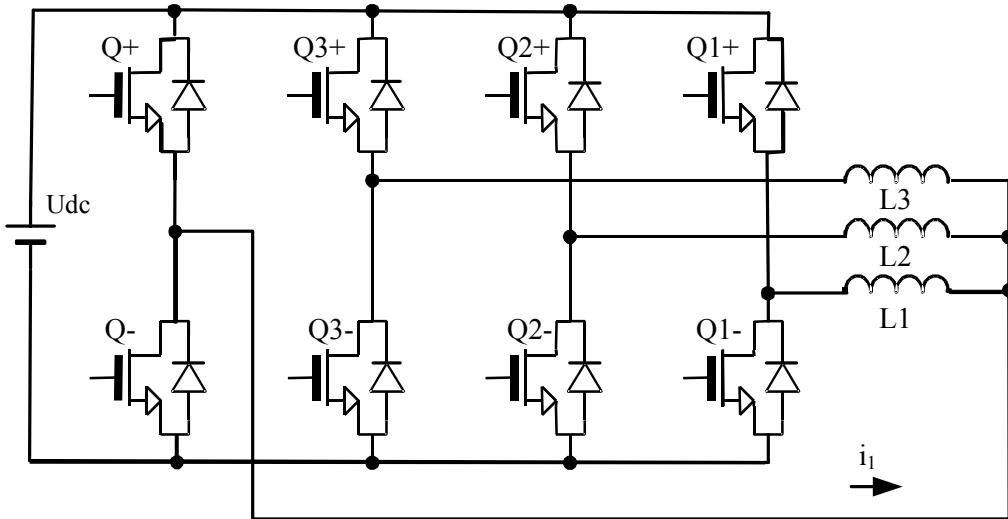
(susedne polumostne grane zamenjene jednom)

- 2) Ako se prekidači označeni sa Q2, Q4, Q6, Q8, Q10 i Q12 zamene jednom polumostnom granom dobija se topologija prikazana na slici 5.5.

Radni režimi pojedinih faza u ova dva invertora ne mogu se razmatrati nezavisno.

Jedan od zahteva koji se postavljaju pred invertor za prekidački reluktantni motor je i da je moguća istovremena demagnetizacija odlazne i magnetizacija dolazne faze. U invertoru sa slike 5.4 se, zahvaljujući tome što su prekidači strujno dvokvadrantni, ova dva režima mogu istovremeno ostvariti. Na primer, ako je potrebna istovremena demagnetizacija faze L1 i

magnetizacija faze L2, u invertoru prikazanom na slici 5.4, dovoljno je uključiti prekidače Q2 i Q7. Svi ostali radni režimi su potpuno isti kao za invertor sa asimetričnim polumostom.



Slika 5.5 Drugo novo rešenje invertora za trofazni prekidački reluktantni motor.
(tri polumostne grane zamenjene jednom)

Invertor prikazan na slici 5.4 i invertor prikazan na slici 5.5 poseduju iste radne režime (posmatrano sa strane motora). Oba invertora poseduju isti broj poluprovodničkih komponenti. Topologija prikazana na slici 5.5 je pogodnija za primenu, jer omogućuje, što će biti pokazano u potpoglavlju 6.5, rad sa redukovanim brojem strujnih senzora. Zato će detaljno biti analizirani radni režimi samo ovog novog rešenja. Sve četiri polumostne grane mogu biti realizovane diskretno koristeći osam poluprovodničkih prekidača (na slikama su prikazani MOSFET prekidači, ali je antiparalelna dioda posebno naglašena radi kasnijeg razumljivijeg objašnjenja principa rada). Realizacija je moguća i primenom četiri integrisana polumostna modula ili jednog standardnog trofaznog modula i jednog polumostnog modula.

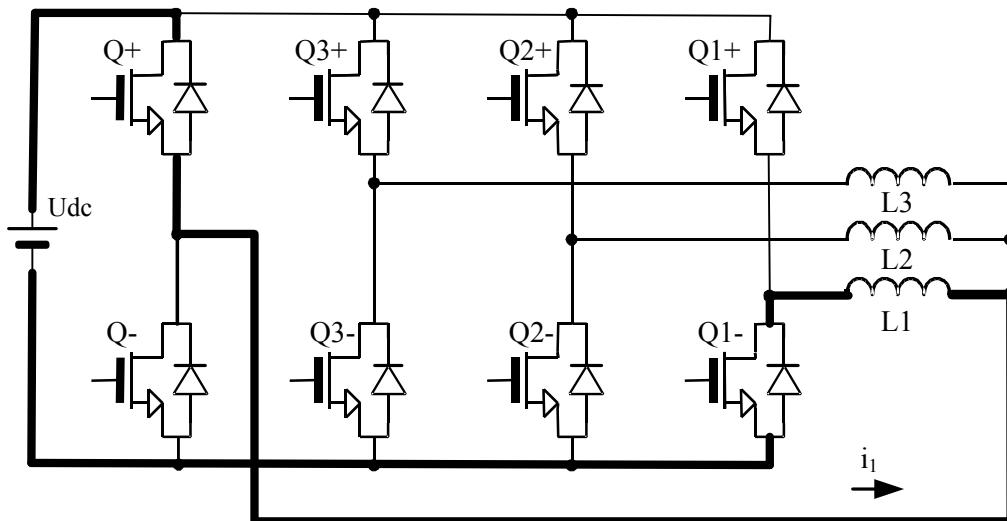
Predložena topologija dozvoljava razne kombinacije stanja prekidača. Naravno, za uspešno funkcionisanje elektromotornog pogona potrebno je izabrati pogodne kombinacije stanja (režima rada) prekidača i primenjivati ih odgovarajućim redosledom. U daljem tekstu biće prikazane ovi režimi rada, kao i algoritam rada novog invertora. Podrazumeva se da nisu dozvoljene kombinacije prekidača u kojima su uključena dva prekidača u istoj grani. Da bi

mogli biti ostvareni svi zadaci koji se postavljaju pred elektromotorni pogon sa prekidačkim reluktantnim motorom, novo rešenje invertora mora da obezbedi sledeće režime rada:

- a) magnetizacija,
- b) demagnetizacija,
- c) održavanje struje,
- d) istovremena demagnetizacija odlazne i magnetizacija dolazne faze.

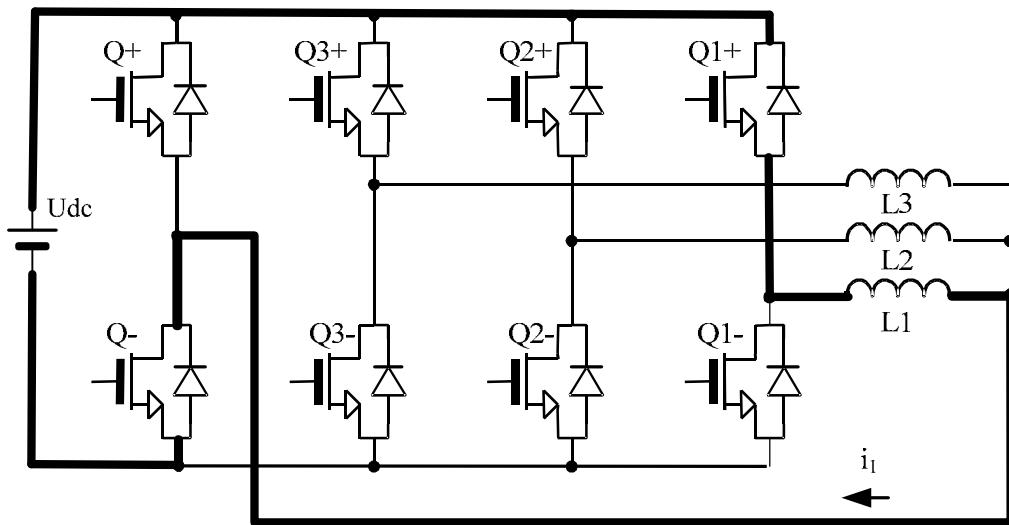
U nastavku je objašnjeno kako se ostvaruju ovi radni režimi. Neki od ovih režima rada mogu se ostvariti sa više različitih stanja prekidača. Ovde će biti prikazane sve ove varijante, a koji će se od prikazanih režima rada koristiti, i na koji način, zavisi od primjenjenog upravljačkog algoritma.

Režim 1: Uključen je prekidač Q_+ i prekidač Q_{1-} . Ovo je režim magnetizacije (slika 5.6). Ovom kombinacijom stanja prekidača na prvu fazu motora se dovodi celokupan napon jednosmernog međukola. Kao posledica toga dolazi do porasta struje faze 1 (pod uslovom da je napon jednosmernog međukola dovoljno veliki, tj. kontraeektromotorna sila u odgovarajućoj fazi manja od ovog napona)



Slika 5.6 Režim magnetizacije 1.

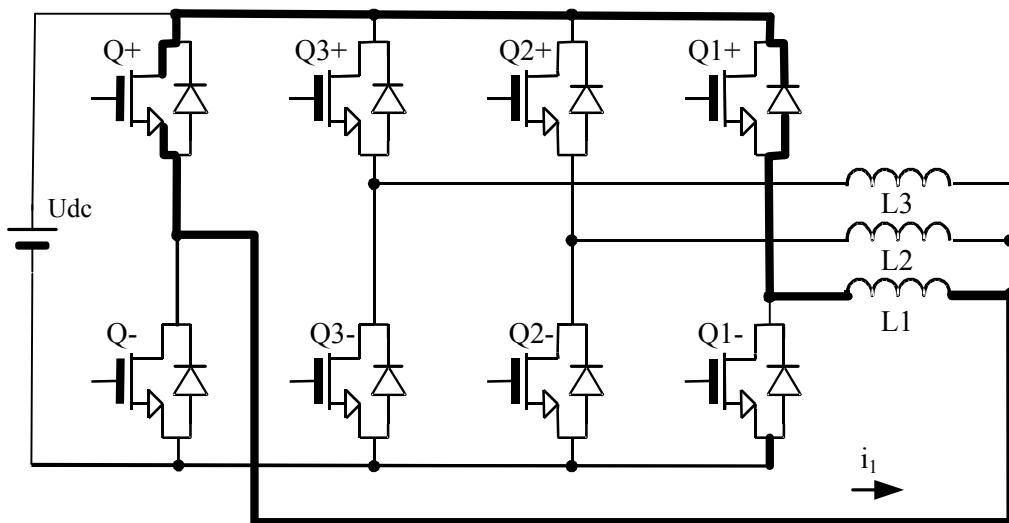
Režim 2: Uključen je prekidač Q_- i prekidač Q_{1+} . I ovo je režim magnetizacije (slika 5.7). Ovaj režim rada je ekvivalentan režimu 1, sa jedinim razlikom što je generisana struja suprotnog smera.



Slika 5.7 Režim magnetizacije 2.

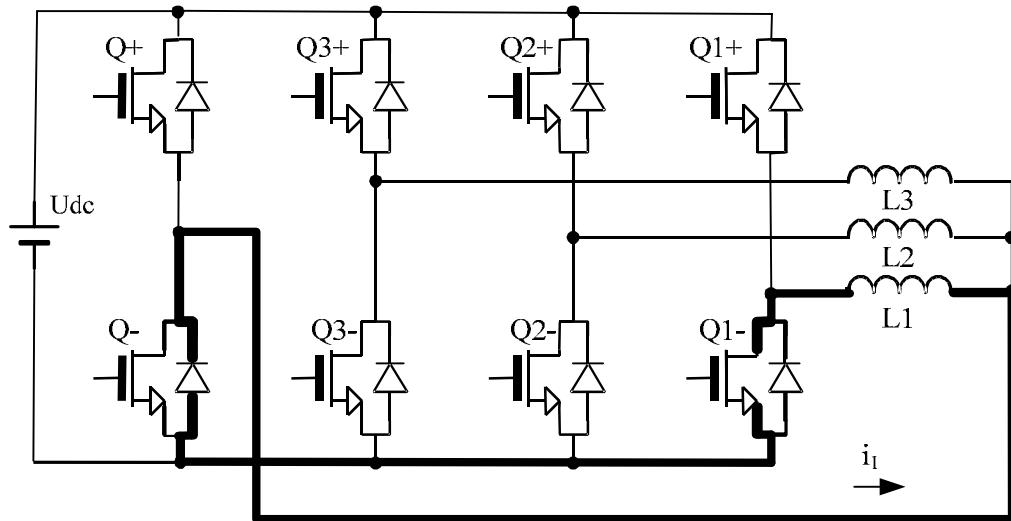
Kao što su postojala dva načina za magnetizaciju faze tako za svaki slučaj magnetizacije postoje i dva odgovarajuća režima održavanja struje u posmatranoj fazi. Prvo će biti prikazani ovi režimi za slučaj magnetizacije primenom **režima 1**.

Režim 3: Isključeni i prekidač Q_1+ i prekidač Q_1- . Struja postoji u uključenom prekidaču Q_+ u pomoćnoj grani i odgovarajuću diodu prekidača Q_1+ u grani 1, slika 5.8. Fazni napon je približno jednak nuli, pa je i struja tokom ovog režima rada sporopromenljiva.



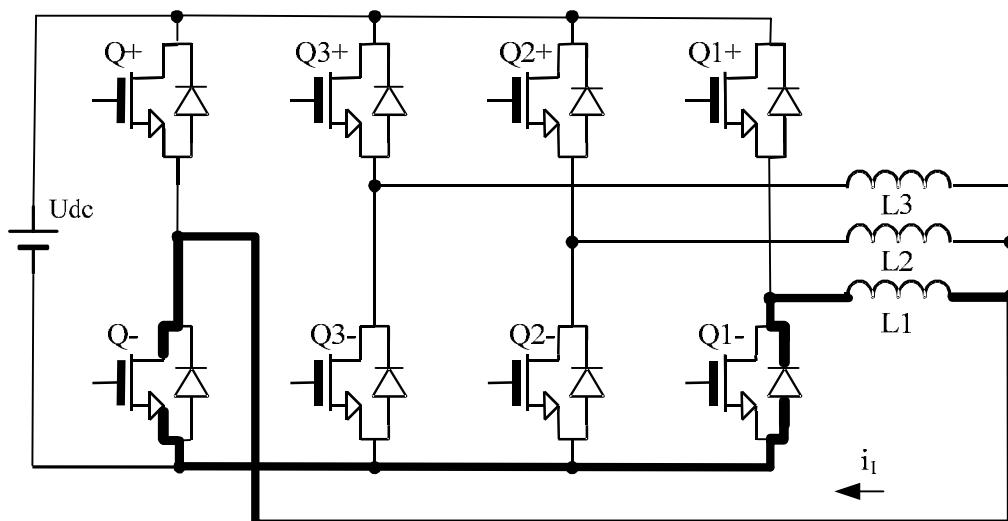
Slika 5.8 Režim održavanja struje 1 (magnetizacija režimom 1).

Režim 4: Isključeni i prekidač Q_+ i prekidač Q_- . Struja postoji u uključenom prekidaču Q_1- u glavnoj grani i odgovarajuću diodu u Q_- . I ovo je režim održavanja struje (slika 5.9)



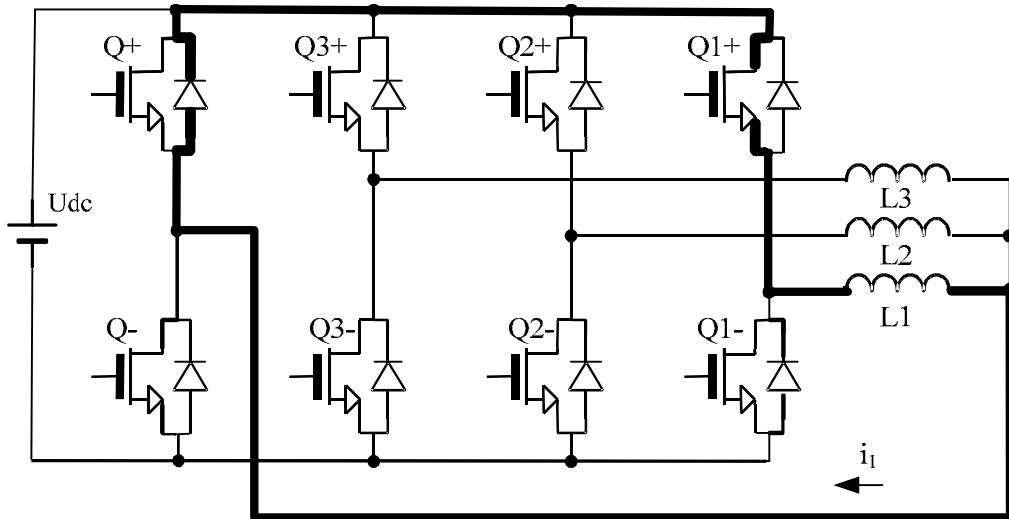
Slika 5.9 *Režim održavanja struje 2 (magnetizacija režimom 1)*

Režim 5: Isključeni i prekidač Q_1+ i prekidač Q_1- . Struja postoji u uključenom prekidaču Q_- u pomoćnoj grani i odgovarajuću diodu prekidača Q_1- u grani 1. Ovo je režim održavanja struje (slika 5.10)



Slika 5.10 *Režim održavanja struje 1 (magnetizacija režimom 2).*

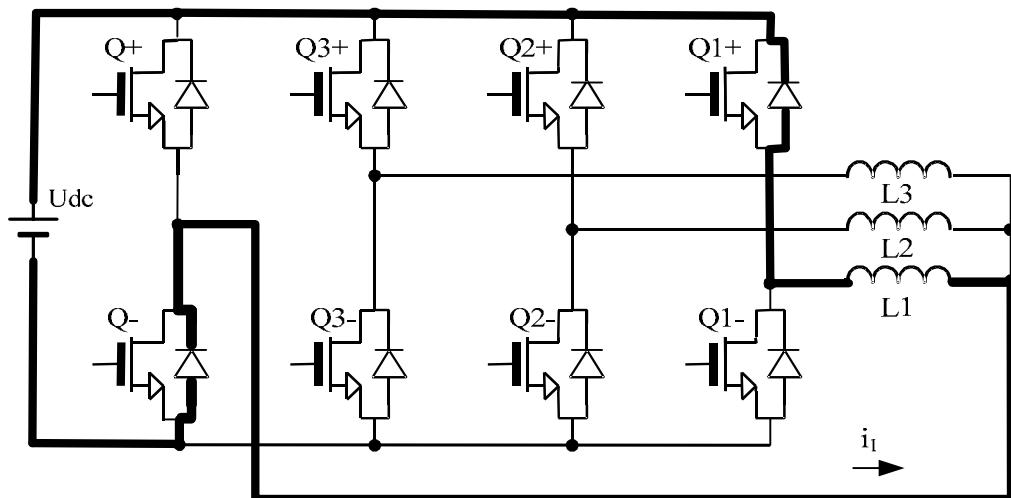
Režim 6: Isključeni i prekidač Q+ i prekidač Q-. Struja postoji u uključenom prekidaču Q1+ u glavnoj grani i odgovarajuću diodu u Q+. Ovo je režim održavanja struje (slika 5.11)



Slika 5.11 *Režim održavanja struje 2 (magnetizacija režimom 2)*

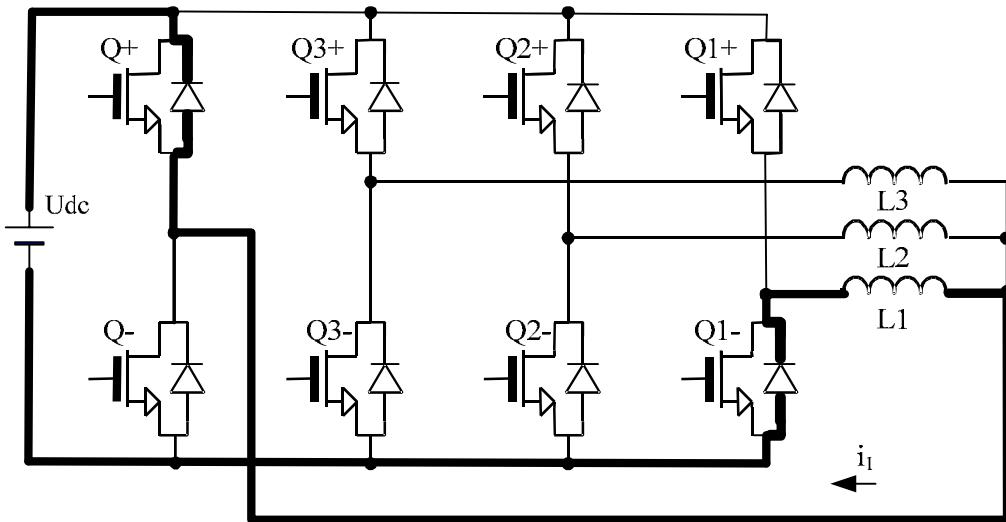
U zavisnosti od toga koji je režim rada primjenjen za magnetizaciju faze motora razlikuju se i dva režima demagnetizacije odgovarajuće faze motora.

Režim 7: Isključeni i prekidač Q1+ i prekidač Q1-. U pomoćnoj grani promena stanja prekidača Q+ i Q-. Struja postoji u odgovarajućim antiparalelnim diodama prekidača Q1+ i Q-, i na faznom namotaju je napon inverzan onom tokom procesa magnetizacije, slika 5.12.



Slika 5.12 *Režim demagnetizacije (magnetizacija režimom 1).*

Rezim 8: Isključeni i prekidač Q1+ i prekidač Q1-.U pomoćnoj grani promena stanja prekidača Q+ i Q-. Struja postoji u odgovarajućim antiparalelnim diodama i na faznom namotaju je napon inverzan onom tokom procesa magnetizacije, slika 5.13.

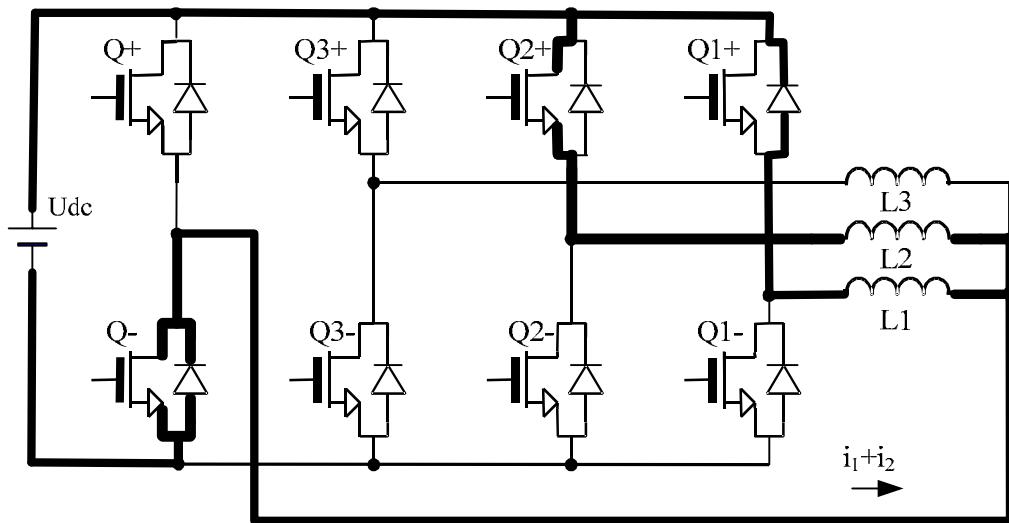


Slika 5.13 Režim demagnetizacije (magnetizacija režimom 2).

Kombinovanjem ovih režima rada moguće je pri malim brzinama u potpunosti kontrolisati oblik fazne struje. Lako je uočiti da je oblikovanje struje moguće i primenom tvrdog i primenom mekog prekidanja.

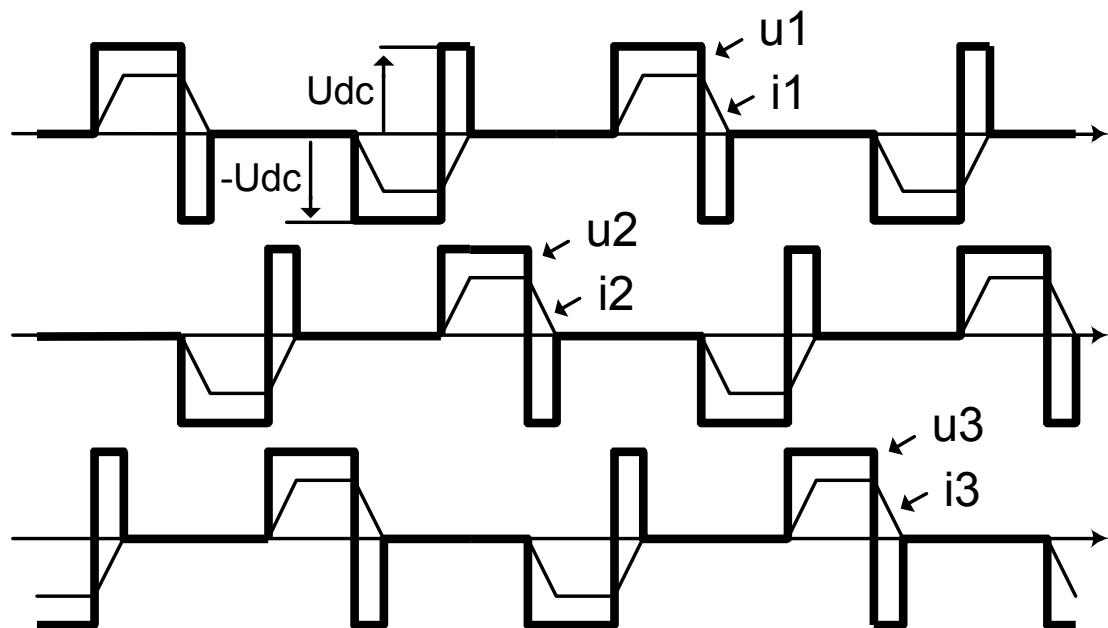
Pri velikim brzinama može se upravljati samo promenom ugla uključenja i ugla isključenja, a za magnetizaciju i demagnetizaciju na raspolažanju je celokupan ulazni napon. Pri ovim brzinama režimi održavanja struje se ne koriste.

Bitno je uočiti da je pri svakoj promeni pobudne faze potrebno menjati stanje prekidača u pomoćnoj grani. Ovo je potrebno iz razloga istovremene magnetizacije dolazne i demagnetizacije odlazne faze (slika 5.14). U poglavlju 2. je naglašeno da je ovakav režim rada neophodan radi smanjenja talasnosti momenta motora. Kao posledica ovakvog načina upravljanja, fazne struje prekidačkog reluktantnog motora su bipolarne. Pošto moment motora ne zavisi od smera struje, ovo sigurno nije mana invertora. Iako su, logički gledano, neki od navedenih režima rada ravnopravni, u konkretnoj realizaciji treba birati one kombinacije režima rada koje proizvode najmanje prekidačke gubitke.



Slika 5.14 Istovremena magnetizacija dolazne faze i demagnetizacija odlazne faze.
(magnetizacija faze 2 režimom 2, a demagnetizacija faze 1 režimom 6)

Radi lakšeg shvatanja jednog celog radnog ciklusa motora pobuđenog novim rešenjem invertora sa slike 5.5, na slici 5.15 su prikazani naponi i struje sve tri faze motora. Podrazumevana je velika brzina obrtanja, tako da se ne koriste režimi održavanja struje.



Slika 5.15 Radni ciklus novog rešenja invertora za trofazni prekidački reluktantni motor.
(naponi i struje sve tri faze pri velikim brzinama obrtanja)

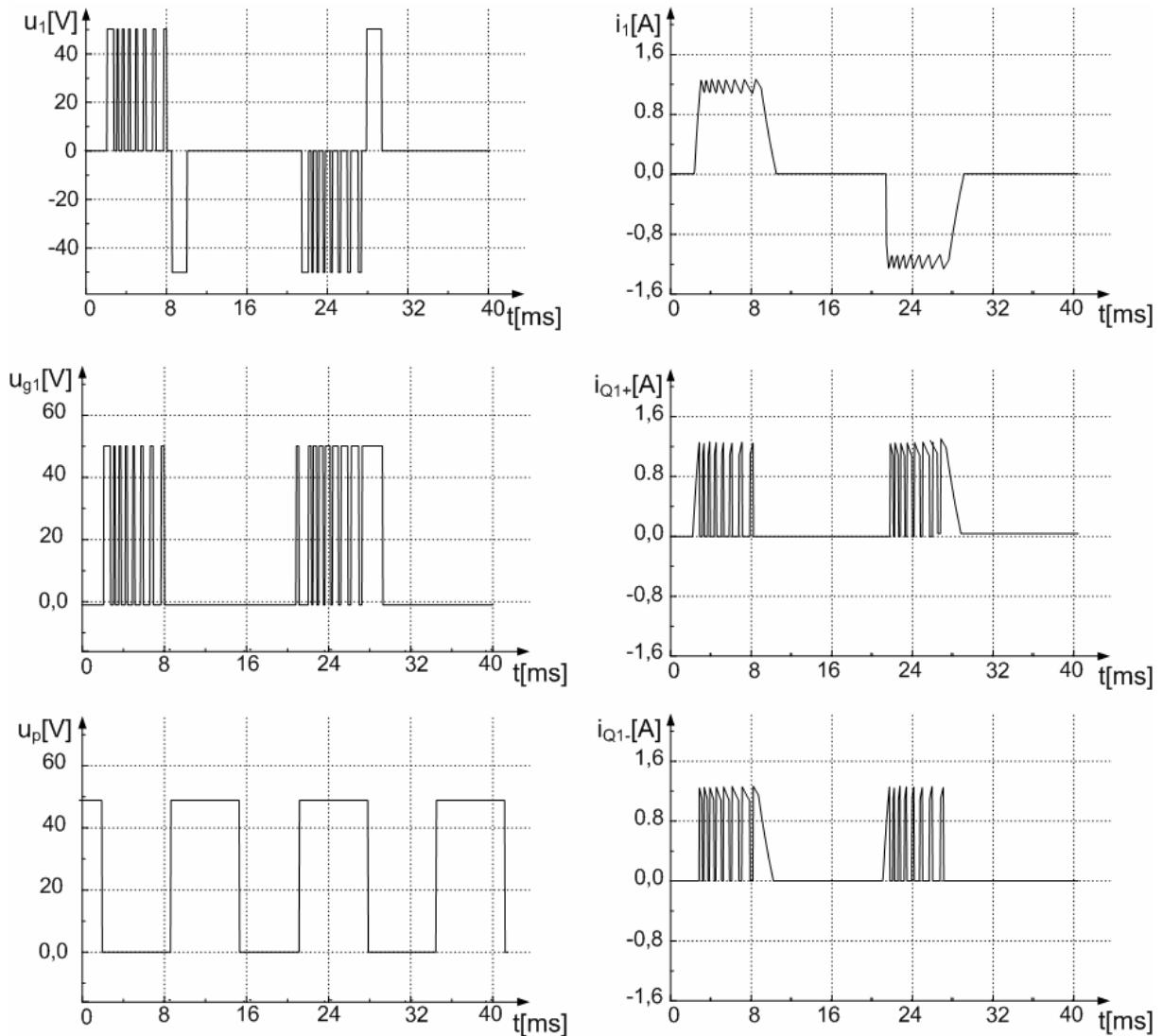
5.3 Simulacioni rezultati

Cilj ovog potpoglavlja je da se putem simulacija provere radni režimi novog rešenja invertora za prekidački reluktantni motor. U ovom potpoglavlju dat je i odgovarajući algoritam rada, koji je kombinacija režima rada prikazanih u potpoglavlju 5.2.

Upravljački algoritam primjenjen u novom rešenju invertora za prekidački reluktantni motor je algoritam sekvencijalnog tipa, a redosled algoritamskih koraka je:

- 1) Određivanje trenutne pozicije rotora.
- 2) Izbor ugla uključenja i ugla isključenja odgovarajuće faze motora.
- 3) Izbor referentne struje faze
- 4) Faza magnetizacije.
- 5) Regulacija struje.
- 6) Faza demagnetizacije.

U simulacijama je, kao i u simulacijama drugih tipova invertora prikazanih u 4. poglavlju, prepostavljeno da je za regulaciju struja korišćen histerezisni regulator. Rad novog rešenja je simuliran pri sledećim uslovima: regulator struje sa histerezisom od 0.2A, referentna struja je 1.2A, napon jednosmernog međukola je 50V, ugao uključenja 10 stepeni, ugao isključenja 40 stepeni i brzina obrtanja 800 rpm. Na slici 5.16 prikazani su rezultati ove simulacije u ustaljenom režimu rada. Lako je uočiti da su fazne struje bipolarne. Sa simulacionog dijagrama napona faze vidi se da je regulaciju struje ostvarena kombinovanjem režima magnetizacija i režima održavanja struje. Prikazani su i naponi na oba kraja faznog namotaja. Posmatranjem ovih dijagrama uočava se da se promena radnih režima, tokom regulacije struje, vrši promenom stanja prekidača u glavnoj grani, dok se stanje prekidača u pomoćnoj grani menja samo u procesu demagnetizacije. Razlog za izbor ovakvog načina rada je izjednačavanje snage disipacije svih poluprovodničkih komponenti. U pomoćnoj grani struja postoji tokom pobude svake od faza motora. Na taj način su statički gubici u ovoj grani povećani, ali pošto su prekidački gubici značajno smanjeni, ukupna disipacija u ovoj grani je slična onoj u preostale tri grane.



Slika 5.16 Simulacioni dijagrami rada novog invertora.

(Fazni napon, napon glavne gravne 1, napon pomoćne grane, struja faze, struja prekidača $Q1+$ i struja prekidača $Q1-$, 800 rpm, $\theta_{on}=10^\circ$, $\theta_{off}=40^\circ$, $i_{ref}=1.2A$).

5.4 Uporedna analiza asimetričnog polumostnog, Milerovog i novog rešenja invertora za prekidački reluktantni motor

U svim dosada objavljenim uporednim analizama asimetrični polumostni invertor je pokazao najbolje osobine. Milerov invertor je, kao što je rečeno, samo jedna modifikacija asimetričnog polumostnog invertora koja poseduje manji broj poluprovodničkih prekidača, ali ima značajno lošije osobine pri većim brzinama.

Novi invertor je prikazan za slučaj trofaznog prekidačkog motora iz jednostavnog razloga što motor sa tri faze ima najveći potencijal u poređenju sa pogonom za asinhroni motor. Naravno, ovo ne ograničava primenu predložene topologije samo na prekidački reluktantni motor sa šest polova na statoru i četiri pola na rotoru. Povećanjem broja faza motora se u promeni topologije ogleda u odgovarajućem povećanju broja polumostnih grana. Vrlo je interesantan slučaj petofaznog prekidačkog reluktantnog motora, jer je tada celokupan invertor moguće realizovati pomoću samo dva standardna trofazna polumostna modula.

Novi invertor poseduje sve dobre osobine koje poseduje i asimetrični polumostni invertor. Za realizaciju asimetričnog polumostnog invertora je, u slučaju trofaznog prekidačkog reluktantnog motora, potrebno dvanaest poluprovodničkih prekidača. Od toga su pola upravljeni poluprovodnički prekidači, a druga polovina neupravljeni poluprovodnički prekidači (diode).

Za novi invertor istih osobina kao asimetrični polumostni potrebno je za trofazni prekidački reluktantni motor osam upravljivih poluprovodničkih prekidača. Može se zaključiti da novi invertor poseduje isti broj prekidača kao i Milerov invertor, ali bez gubitka u performansama pri višim brzinama.

Ovo je već dovoljno da se izvede zaključak o tome koji je invertor najpogodniji za pogon prekidačkog reluktantnog motora. Za trećinu manji broj prekidača je osnovna prednost novog invertora. Pored toga novi invertor pruža i sledeće:

1. Mnogo jednostavnije povezivanje invertora i motora (samo šest energetskih vodova u odnosu na dvadeset koliko je potrebno za asimetrični polumostni invertor).
2. Jednostavno pobudno kolo jer je moguće izvesti *bootstrap* napajanje pobudnih kola
3. Za očekivati je da zbog bipolarnog karaktera faznih struja buka koju pravi motor bude manja [4]. Smanjenje buke bi moglo biti naročito primetno pri višim brzinama kada je struja faze praktično kontinualna.

Literatura

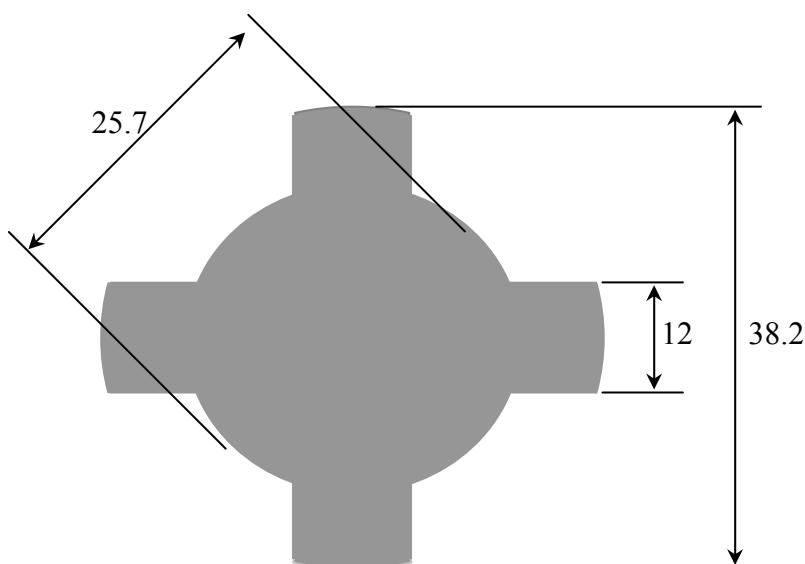
- [1] Ž. Grbo, S. N. Vukosavić, "Cost optimized switched reluctance motor drive with bipolar currents", Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik), published on line, December 2005.
- [2] M. Barnes, C. Pollock, "Power electronic converters for switched reluctance drives", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol.13, no. 6, pp. 1100-1111, Nov. 1998.
- [3] Han-Kyung Bae, "Control of Switched Reluctance Motors Considering Mutual Inductance", Ph. D. thesis, Virginia Tech, 2000.
- [4] C. S. Edrington, M. Krishnamurthy, B. Fahimi, "Bipolar Switched Reluctance Machines: A Novel Solution for Automotive Applications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol 54, no. 3, pp. 795-808, May 2005.

6. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

U ovom poglavlju prikazani su rezultati eksperimentalnog ispitivanja novog invertora za prekidački reluktantni motor. U prvom potpoglavlju date su karakteristike prekidačkog reluktantnog motora korišćenog u eksperimentima. Zatim je opisana realizacija novog tipa invertora i odgovarajuće upravljačke elektronike. Izvršena je sinteza upravljačkog algoritma, na osnovu koga je napisan odgovarajući program za procesorski modul. Napravljen je plan eksperimentisanja koji je omogućio proveru svih bitnih karakteristika novog invertora. Dodato je i potpoglavlje koje sadrži opis algoritma za rad novog invertora sa samo jednim strujnim senzorom. I ovaj način rada je eksperimentalno verifikovan.

6.1 Opis konstrukcije motora korišćenog u eksperimentima

Poprečni presek rotora motora korišćenog u eksperimentima je prikazan na slici 6.1.



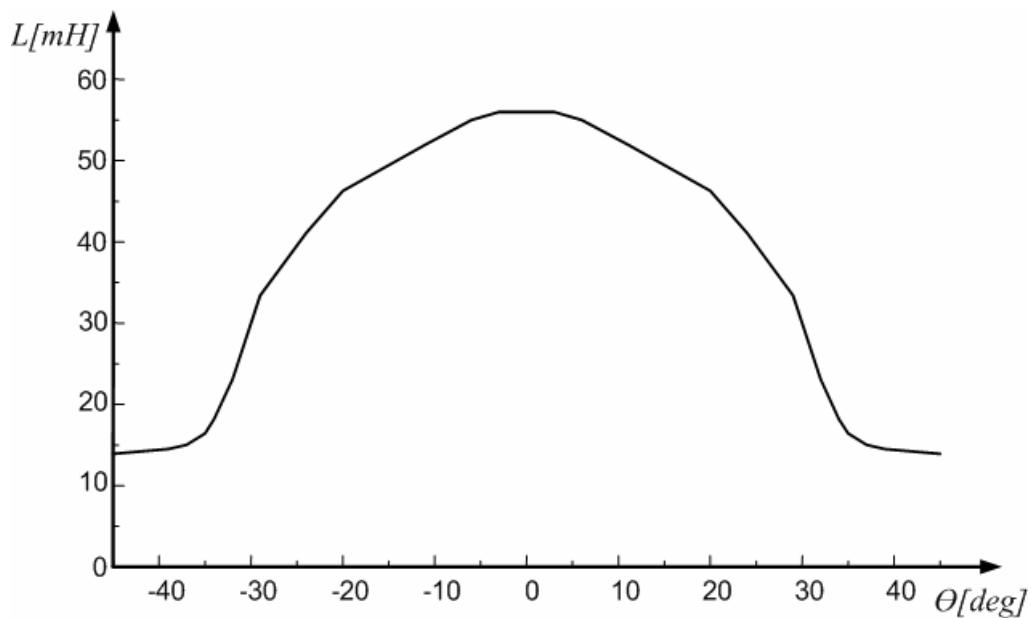
Slika 6.1 Poprečni presek rotora eksperimentalnog motora.

Posmatranjem rotora, statora i merenjem utvrđeni su osnovni podaci o eksperimentalnom prekidačkom reluktantnom motoru:

- Prekidački reluktantni motor 6/4
- Zazor: 0.3 mm
- Dužina rotora: 50.2mm
- Širina pola statora: 12mm (=širini pola rotora)
- Otpornost namotaja uparenih polova statora: 4.0Ω

Zavisnost induktivnosti pojedinih faza pri malom intezitetu pobude od međusobnog položaja statora i rotora je određena eksperimentalno. U izvođenju eksperimenta pozicija rotora je merena primenom rezolvera i RD konvertora dvanaestobitne rezolucije. Za merenje induktivnosti je korišćen Hewlett-Packard LCZ metar, model 4277A.

Prva faza u izvođenju eksperimenta je određivanje nulte pozicije. Za nultu poziciju je usvojena pozicija pri kojoj su polovi rotora i polovi faze statora koju posmatramo preklopljeni. To je pozicija u kojoj je induktivnost maksimalna. Rotor je doveden u nultu poziciju tako što je kroz statorske namotaje propuštena konstantna struja jačine 4A. Na osnovu merenja pri različitim pozicijama rotora dobijena je zavisnost induktivnosti od pozicije rotora oblika prikazanog na slici 6.2.



Slika 6.2 Induktivnost jedne faze eksperimentalnog motora pri malom intezitetu pobude.
(pozicija 0 odgovara potpuno preklopljenim polovima statora i rotora)

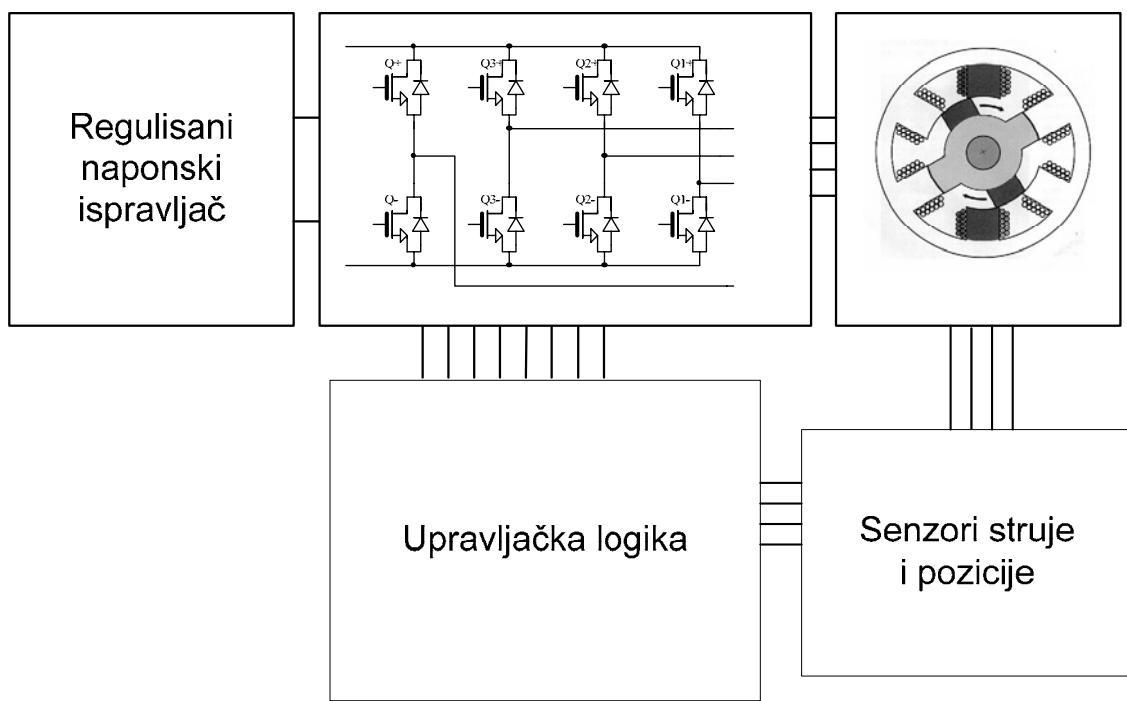
Minimalna izmerena induktivnost je 13mH sto odgovara poziciji pri kojoj nema preklapanja statorskih i rotorskih polova, a maksimalna izmerena induktivnost je 56mH . Lako je uočiti da čak i pri malom intezitetu pobude profil induktivnosti ne odgovara u potpunosti trapezoidnom. Ako ipak usvojimo trapezoidnu aproksimaciju za konstantu momenta k_l dobijamo:

$$k_l = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\theta} = \frac{1}{2} \cdot \frac{56\text{mH} - 13\text{mH}}{\pi/6} = 41\text{mH/rad} \quad (6.1)$$

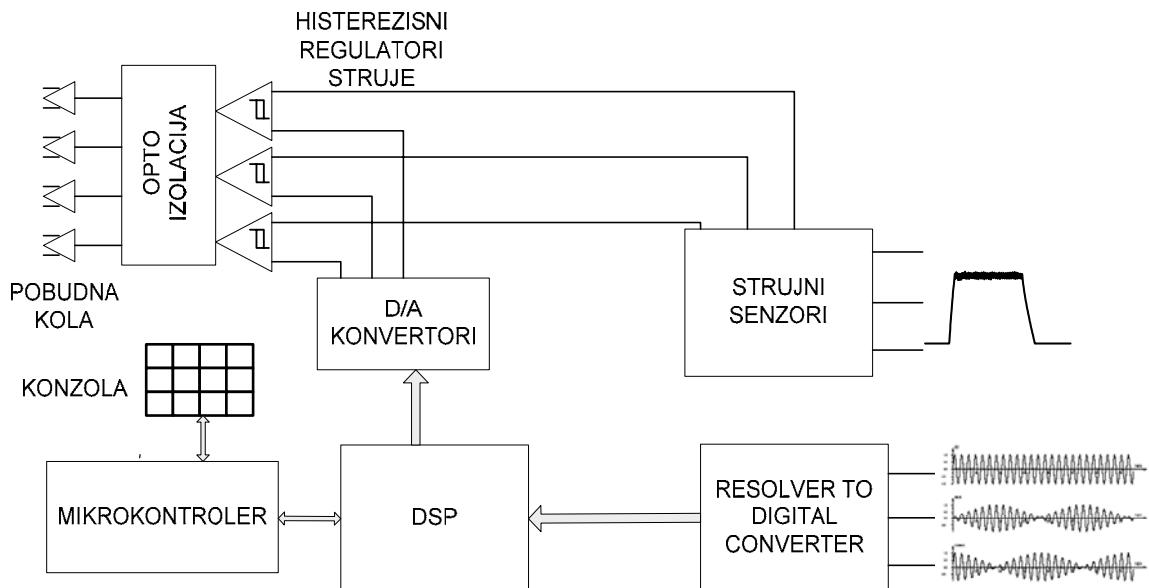
6.2 Realizacija invertora i upravljačke elektronike

Na slici 6.3a je prikazana blok šema eksperimentalnog pogona prekidačkog reluktantnog motora. Elektromotorni pogon čine motor opisan u potpoglavlju 6.1, novi invertor realizovan korišćenjem mosfetova IRF840 i upravljačka elektronika. Blok regulisani naponski ispravljač predstavlja izvor jednosmernog stabilnog napona koji je podešljiv u cilju provere različitih radnih režima novog tipa invertora. Blok senzori struje i pozicije obuhvata tri *Hall* senzora struje, u svakoj fazi motora po jedan, i rezolver kao senzor apsolutne pozicije rotora motora. Na slici 6.3b prikazan je sadržaj bloka upravljačka elektronika. Jezgro upravljačkog sistema čini digitalni procesor signala TMS320C14. Pored ovog procesora u kolu je upotrebljen i jedan mikrokontroler 80C320 čija funkcija je komunikacija sa korisnikom upotrebom namenske tastature i prenos potrebnih radnih parametara od i ka digitalnom procesoru signala. Kao regulator struje zbog svoje robustnosti i jednostavnosti za realizaciju izabran je histerezisni regulator. Željeni oblik faznih struja se zadaje putem dvanaestobitnih D/A konvertora. Korišćena su integrisana pobudna kola polumostnog tipa IR2110.

Ovakva organizacija upravljačke elektronike je preuzeta iz elektromotornog pogona DBM04. Na bazi ove upravljačke elektronike napisan je i programski kod za procesor 80C320 i programski kod za DSP TMS320C14. Detaljni podaci o elektromotornom pogonu DBM04 su dati u "DBM04 data sheet", *Vickers Electric*, 1998.



(a)



(b)

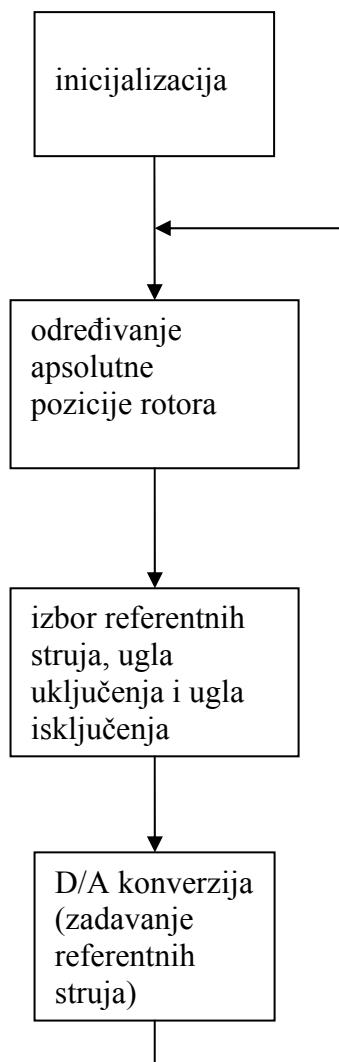
Slika 6.3 Blok šema eksperimentalnog pogona.

(a) opšta šema

(b) upravljačka elektronika.

6.3 Upravljački algoritam

Upravljački algoritam je prikazan na slici 6.4. Kao što se vidi, upravljački algoritam je jednostavan. Posle faze inicijalizacije, na osnovu signala sa davača pozicije određuje se pozicija rotora. Na osnovu pozicije rotora i željenog ugla uključenje i isključenja formiraju se analogni referentni signali za struje pojedinačnih faza. Ovaj proces se periodično ponavlja, pri čemu je uvek moguće putem upravljačke konzole promeniti neki od parametara. Ovakvoj jednostavnosti mikroprocesorskog dela upravljačkog kola je doprinelo to što se kompletna regulacija faznih struja vrši primenom analognih histerezisnih regulatora.



Slika 6.4 *Upravljački algoritam.*

6.4 Eksperimentalni rezultati

Glavni cilj eksperimentalnog rada je provjera radnih karakteristika novog invertora. Eksperimenti su organizovani tako da se provjeru svi potencijalni zahtevi prema invertoru koje nameću različiti režimi rada prekidačkog reluktantnog motora. Za svaki eksperiment je, pre prikaza dijagrama napona i struja, objašnjena svrha eksperimenta. Prvi eksperiment je izveden u cilju provjere rada novog invertora u najjednostavnijem radnom režimu. To je režim sa nepromjenljivim uglovima uključenja i isključenja, bez regulacije struje. U eksperimentu B je prikazano kako je moguće povećati struju motora time što se ugao uključenja smanji, a poveća napon jednosmernog međukola. U trećem eksperimentu je ispitano kakav uticaj na faznu struju ima zasićenje motora. U drugom i trećem poglavlju naglašeno je da se prekidački reluktantni motor često koristi u delu karakteristike gde magnetni materijal ne možemo smatrati linearnim. U fazi rada u kojoj je smanjena širina vazdušnog procepa, (poklopljeni polovi rotora i statora), dolazi i do zasićenja magnetskog materijala rotora i statora. Ovim eksperimentom je dokazano da je neophodno u pogon sa prekidačkim reluktantnim motorom ugraditi i mehanizme za ograničavanje faznih struja. Pored sigurnosnih faktora kontrola faznih struja je neophodna i u cilju smanjenja talasnosti generisanog elektromagnetskog momenta. U eksperimentu D je prikazana primena histerezisnog regulatora struje. Za smanjenje talasnosti generisanog elektromagnetskog momenta koristi se veliki broj različitih algoritama. Zajednička odlika svih algoritama za smanjenje talasnosti momenta je potreba za istovremenim postojanjem dve susedne fazne struje. Ovaj režim rada je ilustrovan eksperimentom E. U eksperimentu F je pokazano da je moguće raditi i bez preklapanja u intervalima vođenja dvaju susednih faza. U eksperimentalnom radu su u sve tri faze motora bili postavljeni strujni senzori. Nezavisni strujni senzori omogućuju nezavisnu kontrolu i posmatranje svih faznih struja. Kao radno opterećenje korišćen je jednosmerni motor čije vratilo je direktno spojeno sa vratilom prekidačkog reluktantnog motora.

Eksperimenti koji ilustruju rad nove topologije invertora sa samo jednim strujnim senzorom, prikazani su i objašnjeni u potpoglavlju 6.5, i to i u slučaju kada postoji preklapanje u vođenju susednih faza, a i kada preklapanja nema.

Eksperimenti pokazuju punu funkcionalnost ove nove topologije invertora za prekidački reluktantni motor.

Eksperiment A

Ugao uključenja je bio -35 stepeni, a ugao isključenja -5 stepeni (u skladu sa slikom 6.2). Napon jednosmernog međukola je bio $20V$. Na slici 6.5 su prikazani fazna struja i fazni napon pri ovom režimu rada. Na prikazanim dijagramima je lako uočiti:

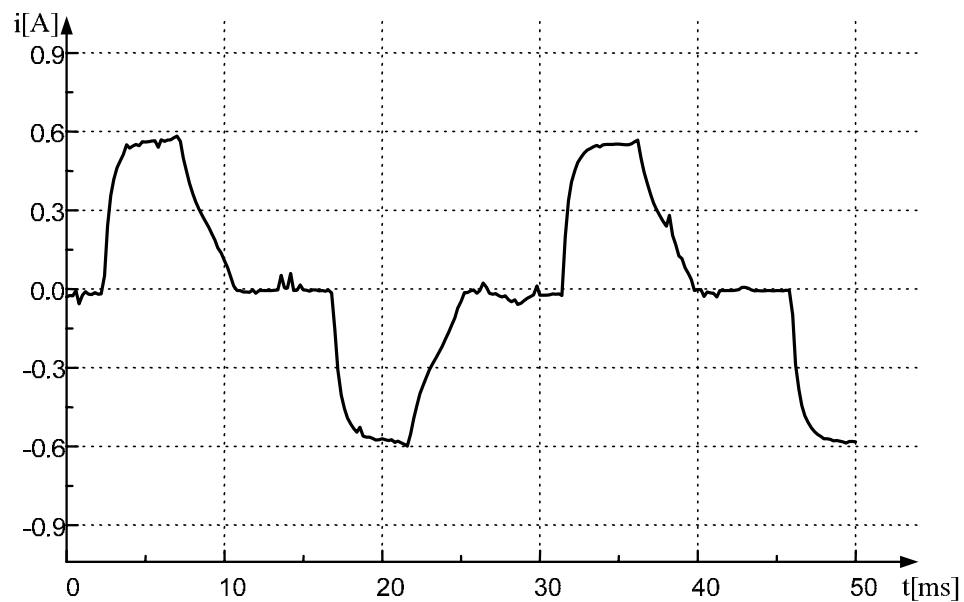
- Bipolarni karakter fazne struje. Ovaj oblik struje je u skladu sa teoretski predviđenim oblikom struje u petom poglavlju.
- Napon magnetizacije je jednak naponu jednosmernog međukola.
- Napon demagnetizacije je jednak naponu jednosmernog međukola.
- Oblik struje je isti za oba smera.

Ovakav režim rada je ostvaren pravilnom kombinacijom režima prikazanih u petom poglavlju, i to korišćenjem samo dva režima rada:

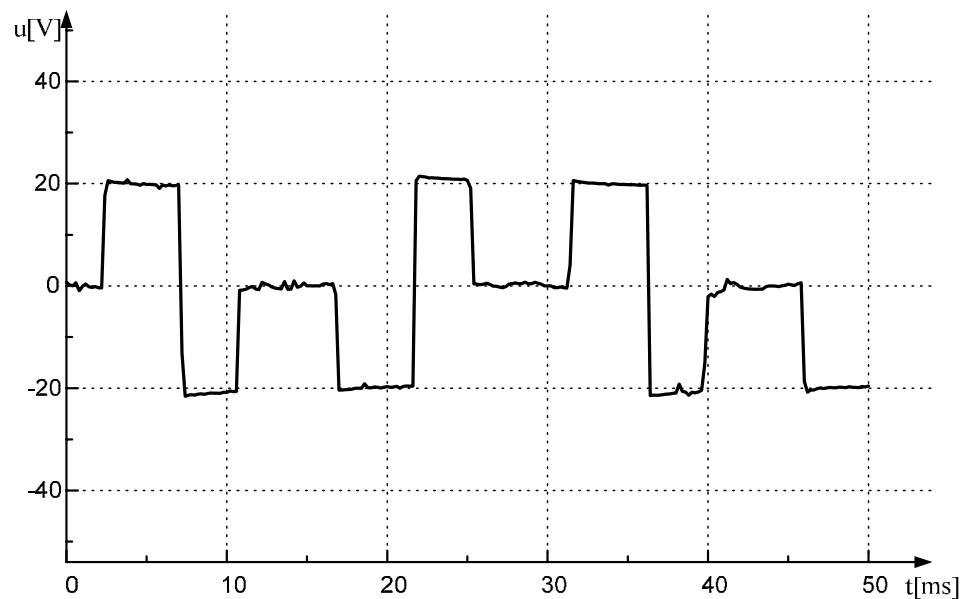
- Režima magnetizacije (slika 5.5)
- Odgovarajućeg režima demagnetizacije (slika 5.12).

Eksperiment B

U drugom poglavlju je pomenuto da su najjednostavniji načini za promenu brzine prekidačkog reluktantnog motora promena napona jednosmernog međukola i kontrola uglova uključenja i isključenja. U eksperimentu B je prikazano kako je moguće povećati struju motora time što se ugao uključenja smanji, a poveća napon jednosmernog međukola. Snimljeni dijagrami odgovaraju uglu uključenja od -45 stepeni. Ugao isključenja je -15 stepeni. Fazna struja i fazni napon su prikazani na slici 6.6. Smanjenjem ugla uključenja i povećanjem napona jednosmernog međukola omogućeno je brže uspostavljanje fazne struje. Zbog toga fazna struja poprima ovaj oblik karakterističan za pogone sa prekidačkim reluktantnim motorom (brz porast struje u startu, a zatim pad usled porasta induktivnosti odgovarajuće faze motora). Zahvaljujući povećanom naponu jednosmernog međukola i demagnetizacija faza motora je brža, čime je smanjen i generisani negativan elektromagnetski moment. Na ovaj način je brzina, pri istom radnom opterećenju, sa 1000 rpm povećana na 4000 rpm.



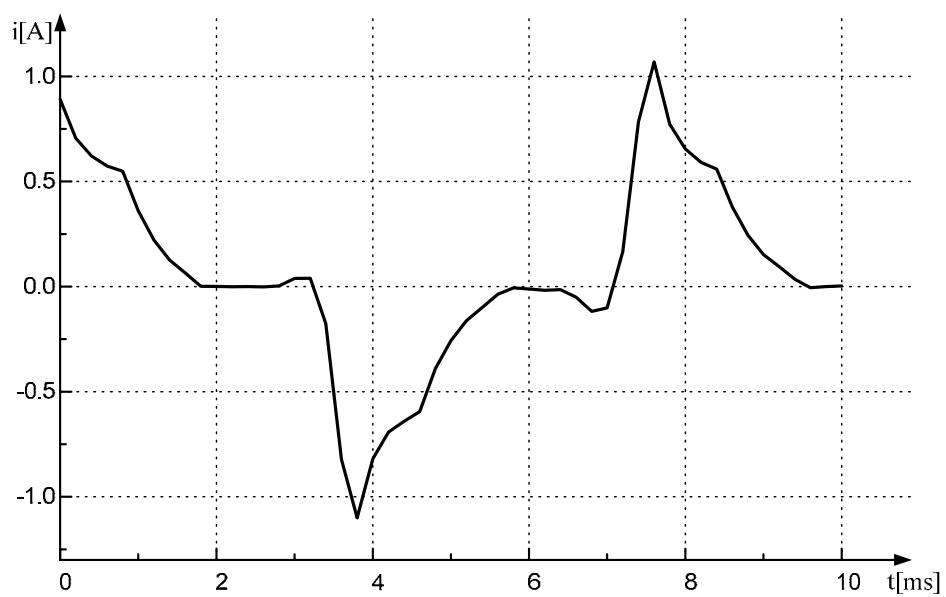
a) fazna struja



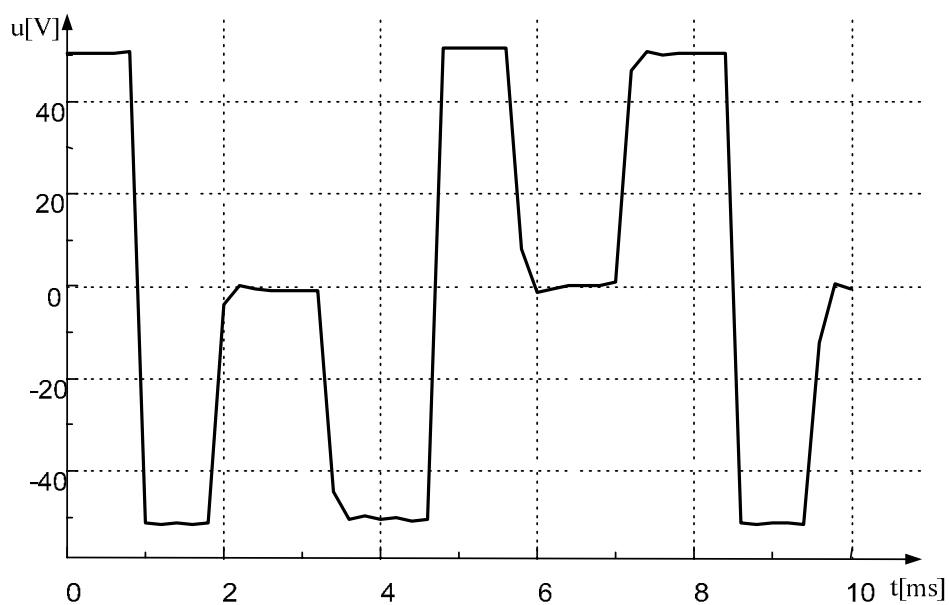
b) fazni napon

Slika 6.5 Regulacija brzine promenom napona (1000 rpm).

(ugao uključenja $\theta_{on} = -35^\circ$, ugao isključenja $\theta_{off} = -5^\circ$, napon jednosmernog međukola 20V)



a) fazna struja



b) fazni napon

Slika 6.6 Uticaj smanjenog ugla uključenja (4000 rpm).

(ugao uključenja $\theta_{on} = -45^\circ$, ugao isključenja $\theta_{off} = -15^\circ$, napon jednosmernog međukola 50V)

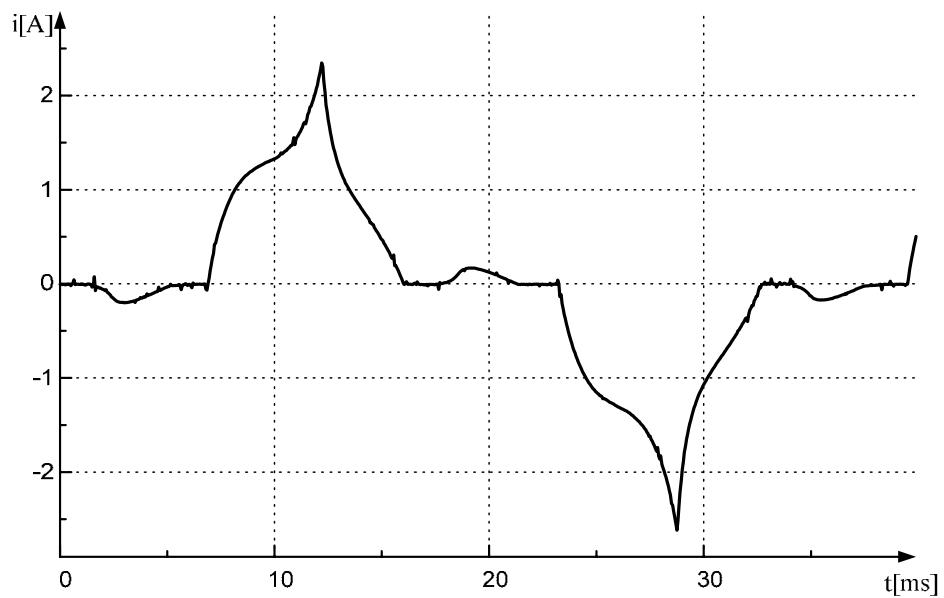
Eksperiment C

U trećem eksperimentu je ispitano kakav uticaj na faznu struju ima zasićenje motora. U drugom i trećem poglavlju naglašeno je da se prekidački reluktantni motor često koristi u delu karakteristike gde magnetni materijal ne možemo smatrati linearnim. U fazi rada u kojoj je smanjena širina vazdušnog procepa, (poklopljeni polovi rotora i statora), dolazi i do zasićenja magnetskog materijala rotora i statora. Eksperimentalni rezultati za ovaj režim rada su prikazani na slici 6.7. Ovaj eksperiment jasno pokazuje potrebu za kontrolom struje u pogonima sa prekidačkim reluktantnim motorom. U uslovima povišene temperature rada, kada se magnetna indukcija potrebna za zasićenje magnetnog materijala smanjuje, bez kontrole struje bilo bi jako teško obezbediti pouzdan i efikasan rad pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom. U ovom eksperimentu ugao uključenja je bio -30 stepeni, ugao isključenja 0 stepeni. Napon jednosmerog međukola je bio 50V.

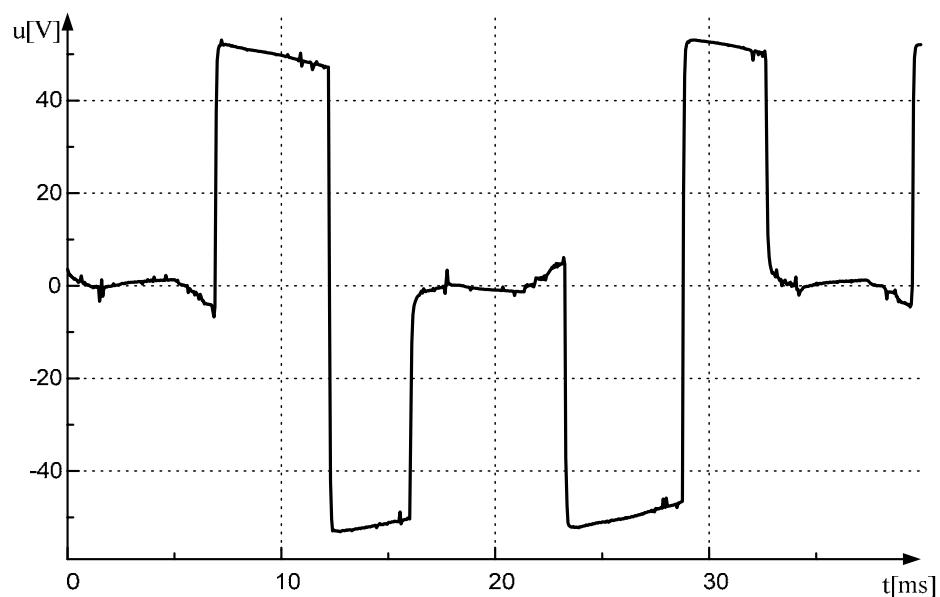
Eksperiment D

U eksperimentu C je dokazano da je neophodno u pogon sa prekidačkim reluktantnim motorom ugraditi i mehanizme za ograničavanje faznih struja. Pored sigurnosnih faktora kontrola faznih struja je neophodna i u cilju smanjenja talasnosti generisanog elektromagnetskog momenta, potpoglavlje 2.6. U eksperimentu D je prikazana primena histerezisnog regulatora struje. Rezultujuća fazna struja i fazni napon su prikazani na slici 6.8. Posmatranjem dijagrama fazne struje i napona uočava se da je:

- Histerezis strujnog regulatora 0.2 A,
- Za magnetizaciju i demagnetizaciju na raspolažanju je celokupan napon jednosmernog međukola,
- Za kontrolu struje koristi se tehnika mekog prekidanja (*soft chopping*), tj. kombinacija radnih režima magnetizacije i održavanja struje. Tehnika mekog prekidanja je povoljnija od tehnike tvrdog prekidanja (*hard chopping*), jer rezultuje manjom učestanošću rada, a samim tim i manjom snagom disipacije poluprovodničkih komponenti.



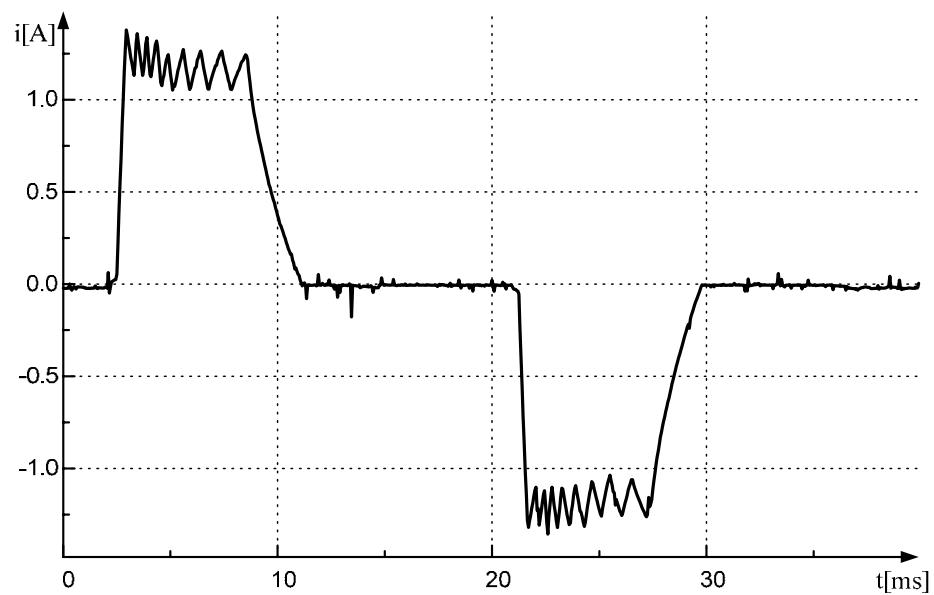
a) fazna struja



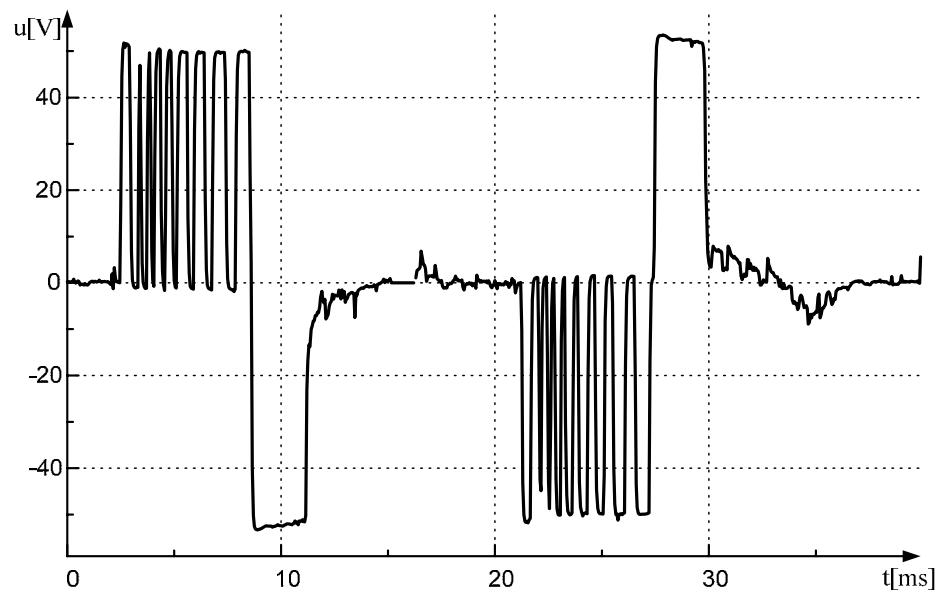
b) fazni napon

Slika 6.7 Zasićenje prekidačkog reluktantnog motora (1000 rpm).

(ugao uključenja $\theta_{on} = -30^\circ$, ugao isključenja $\theta_{off} = 0^\circ$, napon jednosmernog međukola 20V)



a) fazna struja



b) fazni napon

Slika 6.8 Primena histerezisnog regulatora struje (800 rpm).

(ugao uključenja $\theta_{on} = -40^\circ$, ugao isključenja $\theta_{off} = -10^\circ$, napon jednosmernog međukola 50V)

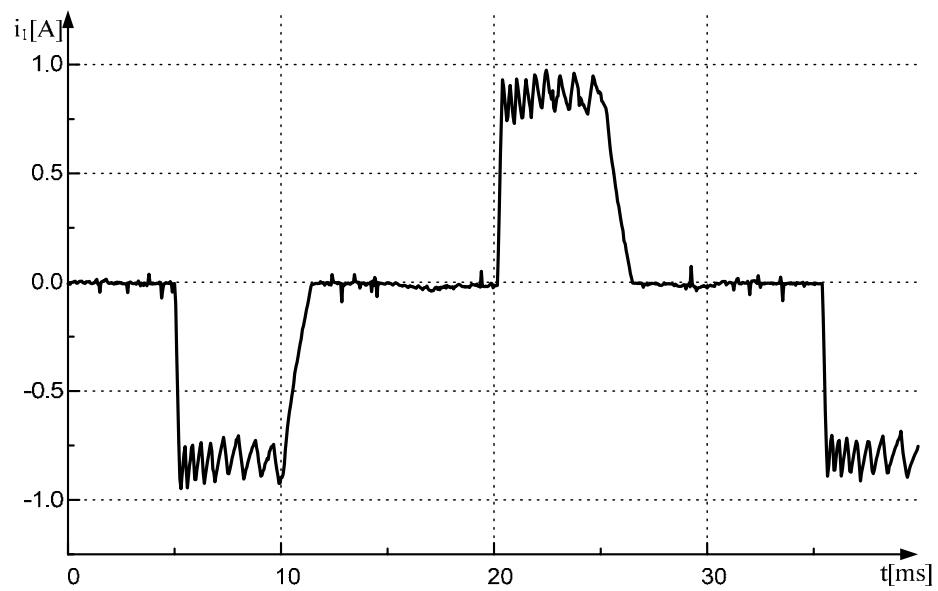
Eksperiment E

U potpoglavlju 2.6 je naglašeno da se za smanjenje talasnosti generisanog elektromagnetskog momenta koristi veliki broj različitih algoritama. Zajednička odlika svih algoritama za smanjenje talasnosti momenta je potreba za istovremenim postojanjem dve susedne fazne struje. Naime, struja u dolaznoj fazi se oblikuje tako da poništava negativni moment odlazeće faze i održava konstantan ukupni moment. Da bi se pokazalo da novi invertor dozvoljava primenu i ovakvih režima rada na slici 6.9 prikazana je istovremena magnetizacija jedne faze i demagnetizacija druge faze. Jasno se vidi preklapanje u zoni vođenja struja ove dve faze. Bitno je uočiti koji se radni režimi opisani u petom poglavlju koriste pri ovakvim upravljačkim algoritmima:

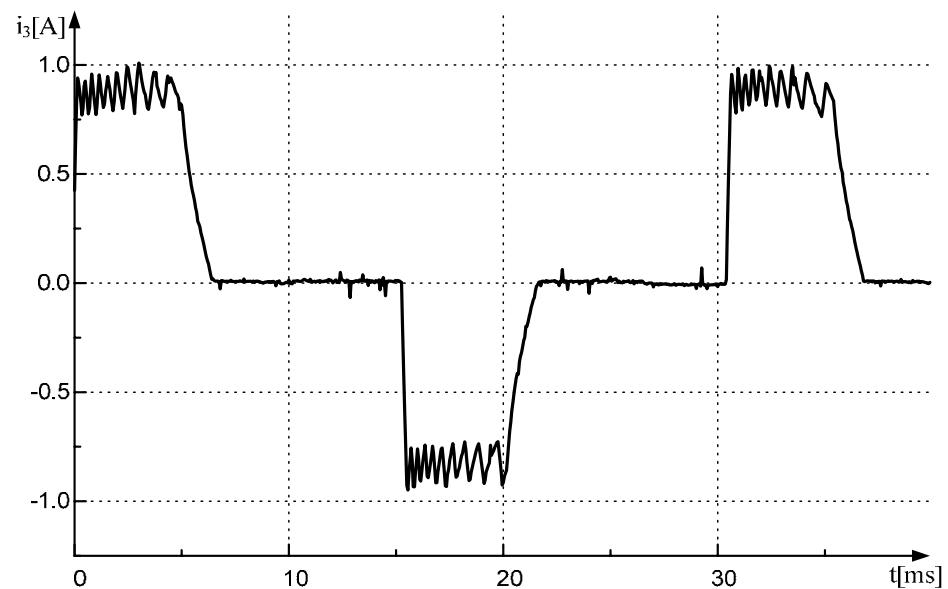
- U zoni u kojoj nema preklapanja faznih struja kombinacija režima magnetizacije i režima održavanja struje,
- U zoni u kojoj postoji preklapanje struja koriste se svi režimi opisani u petom poglavlju.

Eksperiment F

Ovde je prikazano da je moguće raditi i bez preklapanja u intervalima vođenja dvaju susednih faza. Lako je uočiti da postoji interval tokom koga su sve struje nula. Struje dve susedne faze, tokom ovakvog načina rada, prikazane su na slici 6.10.

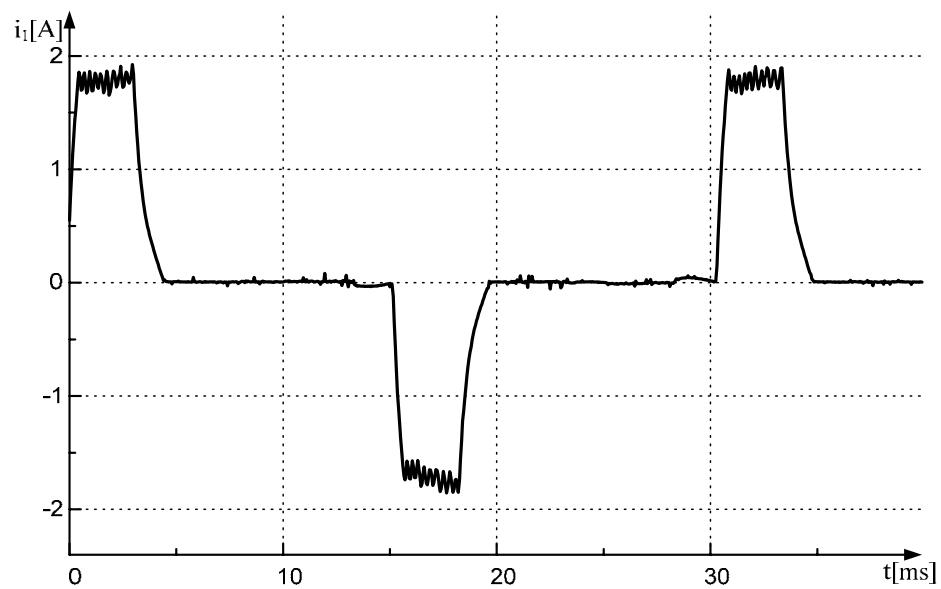


a) struja faze 1

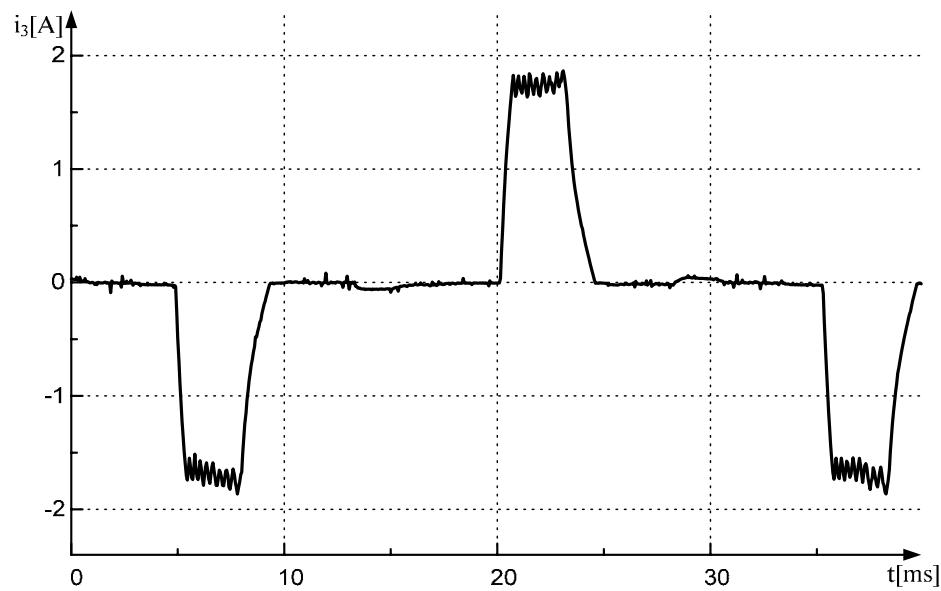


b) struja faze 3

Slika 6.9 Istovremena magnetizacija jedne i demagnetizacija druge faze (1000 rpm).
 (ugao uključenja $\theta_{on}=-40^\circ$, ugao isključenja $\theta_{off}=-5^\circ$, napon jednosmernog međukola 50V)



a) struja faze 1



b) struja faze 3

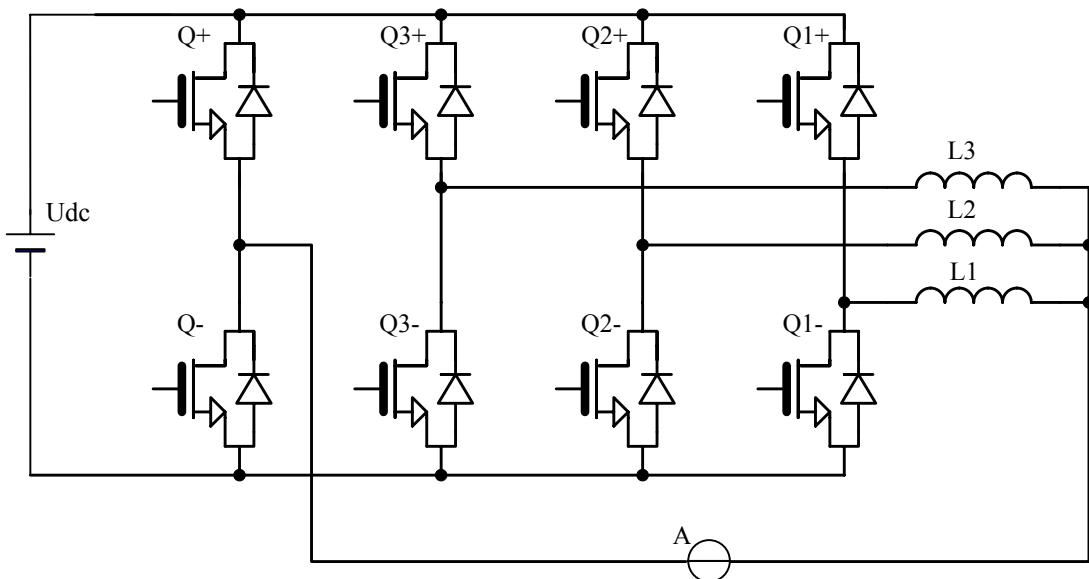
Slika 6.10 Ilustracija rada sa smanjenim uglovima vođenja (1000 rpm).

(ugao uključenja $\theta_{on} = -40^\circ$, ugao isključenja $\theta_{off} = -15^\circ$, napon jednosmernog međukola 50V)

6.5 Redukcija broja strujnih senzora

Elektromotorni pogoni mogu se, grubo, podeliti u dve grupe [1]. Prvu grupu čine elektromotorni pogoni visokih performansi, a drugu elektromotorni pogoni opšte namene. U prvoj grupi elektromotornih pogona karakteristike kao što su brzina i preciznost odziva su mnogo važnije od cene samog pogona. U drugoj grupi elektromotornih pogona, pošto je reč o masovnoj primeni, cena je od primarnog značaja. Na cenu utiče broj snažnih poluprovodničkih komponenti, složenost mikroprosorskog upravljačkog kola, složenost ožičenja, sveukupna pouzdanost i broj senzora. Ovoj grupi elektromotornih pogona pripadaju ventilatori, pumpe, pogoni za električnu vuču, kompresori i kućni aparati.

Mali broj autora se bavio problematikom redukcije broja strujnih senzora u pogonima sa prekidačkim reluktantnim motorom. Veći deo istraživačkih npora je bio usmeren ka eliminaciji pozicionog senzora na vratilu motora [2]. *Kjaer* i *Lopez* su predložili modifikaciju povezivanja asimetričnog polumostnog invertora i algoritam za merenje struja na osnovu samo jednog strujnog senzora [3]. Ovde će biti prikazano kako ja u polumostnom invertoru moguće redukovati broj strujnih senzora. U svim prikazanim eksperimentima podrazumevano je da u svakoj fazi motora postoji po jedan strujni senzor. Ako se strujni senzori u kolu svake od faza izbace, a postavi jedan strujni senzor na način prikazan na slici 6.11, moguće je uz odgovarajući algoritam kontrolisati pojedinačne fazne struje.



Slika 6.11 Polumostni invertor sa jednim strujnim senzorom .

Lako je uočiti da je struja koju detektuje strujni senzor jednaka zbiru faznih struja. Ako nema preklapanja u intervalima vođenja pojedinačnih faza, jasno je da su segmenti zbirne struje uvek potpuno identični struji odgovarajuće faze.

Eksperiment G

Cilj ovog eksperimenta je da ilustruje rad novog invertora uz primenu samo jednog strujnog senzora. Na slici 6.12 su prikazani jedna fazna struja i zbirna struja (struja strujnog senzora A) za slučaj kada nema preklapanja u vođenju dveju susednih faza. Eksperimentalni rezultati prikazani na slici 6.12 su u potpunosti u skladu sa očekivanim i jasno pokazuju da je regulacija faznih struja prekidačkog reluktantnog motora, u ovom slučaju potpuno ista kao i u slučaju primene posebnih senzora za svaku fazu motora.

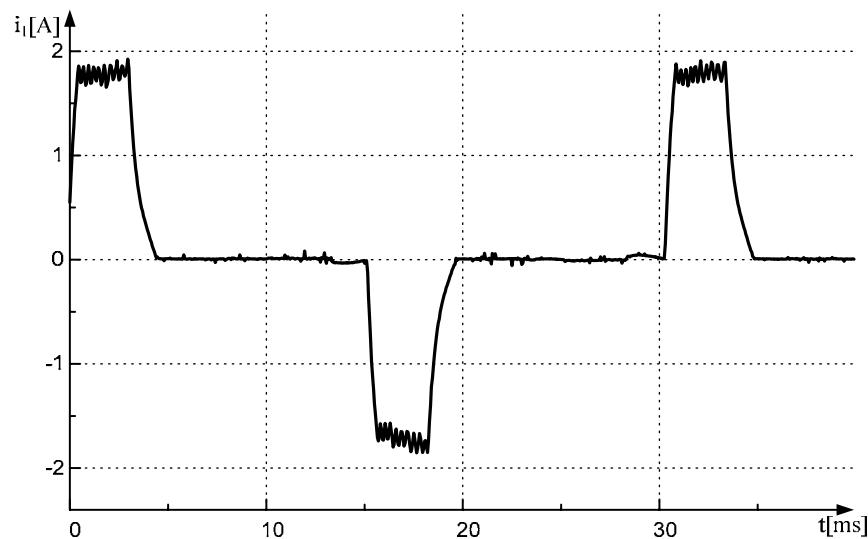
Eksperiment H

Preostaje da se proveri kakav efekat na fazne struje ima primena samo jednog senzora u slučaju kada postoji preklapanje u intervalima vođenja dveju susednih faza. Na slici 6.13 su prikazani jedna fazna struja i zbirna struja za ovakav režim rada. Može se uočiti da fazne struje u slučaju kada postoji preklapanje u intervalima vođenja dveju susednih faza više nisu pravilnog četvorougaonog oblika. Razlozi ovakvog oblika faznih struja su:

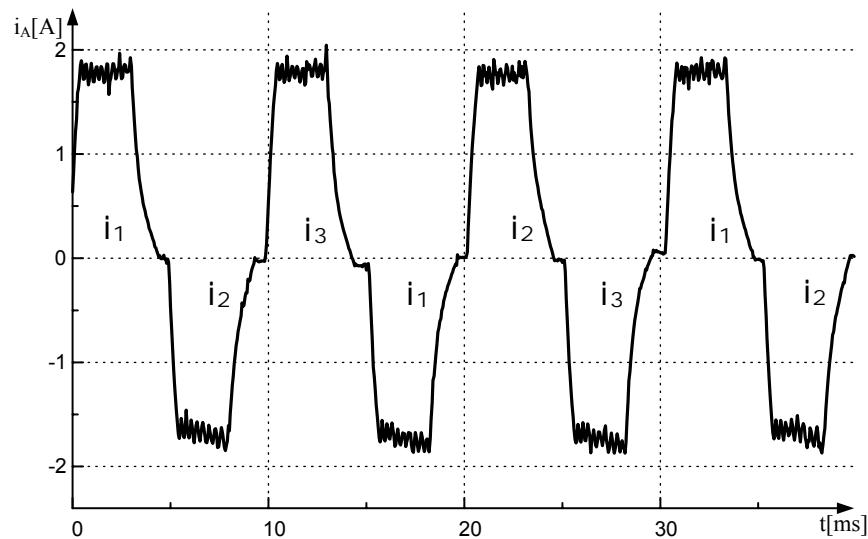
- referentna struja je konstantna,
- samoinduktivnost odlazeće faze je u zoni kada je maksimalna,
- samoinduktivnost dolazeće faze je u zoni kada nema preklapanja polova, tj minimalna.

Zbog razlike u samoinduktivnosti odlazeće i dolazeće faze, brzina porasta struje u dolazećoj fazi je mnogo veća od brzine opadanja struje u odlazećoj fazi. Pošto je ukupna struja konstantna sledi da struja dolazeće faze mora biti kao ova prikazana na slici 6.13. Interesantno je razmotriti kakav uticaj ovaj oblik struje ima na momentnu karakteristiku motora. Ne postoji jedinstven odgovor na ovo pitanje jer odgovor zavisi od oblika samoinduktivnosti faze, a ova od inteziteta struje i pozicije rotora. Jasno je da je zavisnost veoma složena, ali ipak je moguće izdvojiti neke zajedničke karakteristike:

1. Ako je ugao uključenja dovoljno mali onda će se zona u kojoj je fazna struja veća od nominalne preklopiti sa zonom u kojoj nema promene samoinduktivnosti, tj. neće uticati na povećanje razvijenog elektromagnetskog momenta,
2. Ako je ugao uključenja takav da dolazi do razvijanja elektromagnetskog momenta i u zoni u kojoj je struja veća od nominalne, to čak može imati pozitivan uticaj na momentnu karakteristiku jer može poslužiti za kompenzaciju negativnog momenta koji razvija odlazeća faza.

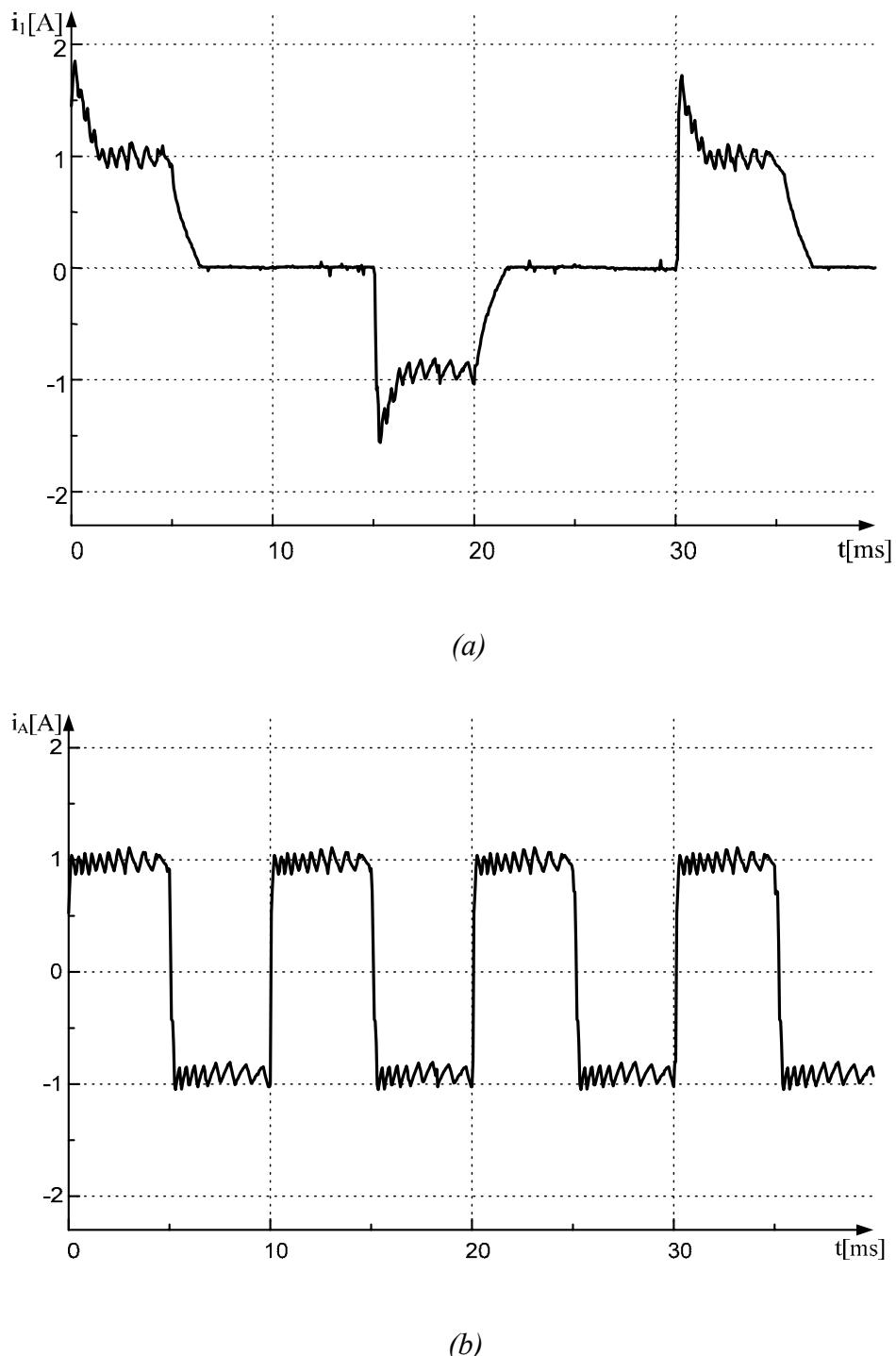


(a)



(b)

Slika 6.12 Režim rada sa jednim strujnim senzorom bez preklapanja u intervalima vodenja dveju susednih faza, (a) fazna struja, (b) zbirna struja.



Slika 6.13 Režim rada sa jednim strujnim senzorom sa preklapanjem u intervalima vođenja dveju susednih faza, (a) fazna struja, (b) zbirna struja.

Literatura

- [1] S. N. Vukosavić, A. M. Stanković, "Sensorless Induction Motor Drive with a Single DC-Link Current Sensor and Instantaneous Active and Reactive Power Feedback", *IEEE Tran. Industrial Electronics*, vol. 48, no. 1, pp. 195-204, February 2001.
- [2] M. Ehsani, B. Fahimi, "Elimination of Position Sensors in Switched Reluctance Motor Drives: State of the Art and Future Trend", *IEEE Tran. Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 40-47, February 2002.
- [3] P. C. Kjaer, G. G. Lopez, "Single-Sensor Current Regulation in Switched Reluctance Motor Drives", *IEEE Tran. Industrial Applications*, vol. 34, no. 3, pp. 444-451, May/Jun 1998.

7. PRETVARAČI ZA PREKIDAČKI RELUKTANTNI MOTOR BEZ JEDNOSMERNOG MEĐUKOLA

U ovom poglavlju analizirana je mogućnost realizacije pretvarača bez jednosmernog međukola. Postoje dva pristupa pri sintezi pretvarača bez jednosmernog međukola: direktni i indirektni. Oba ova načina realizacije su dobro poznata u oblasti elektromotornih pogona sa asinhronim i sinhronim motorom. Međutim, u oblasti prekidačkih reluktantnih motora je vrlo malo radova iz ove oblasti. Ovde je najpre izvršena sinteza pretvarača bez jednosmernog međukola indirektnim pristupom, a zatim direktnim.

7.1 Indirektni pretvarač bez jednosmernog međukola

Uobičajen koncept pri projektovanju i izradi konvertora za elektromotorni pogon je podela ovog konvertora na tri dela:

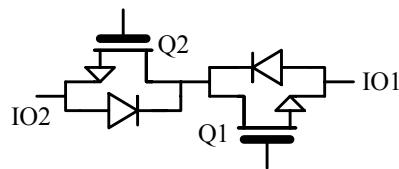
1. Ulazni ispravljački deo,
2. Filtarsko kolo,
3. Izlazni invertor.

Zbog jednostavnosti izrade, kao ulazni ispravljački deo se koriste diodni mostovi, a kao filtarsko kolo kondenzator ili kombinacija kalema i kondenzatora (LC filter). Dugo je prisutna tendencija da se iz elektromotornih pogona eliminišu filtarski kalemovi i kondenzatori iz jednosmernog međukola [1], [2], [3]. Postoje tri bitna razloga za ovo:

1. Time bi se moglo uticati na smanjenje cene energetskih pretvarača,
2. Mogla bi se povećati pouzdanost pogona jer bi se eliminisali problemi tipa starenja elektrolitskih kondenzatora,
3. Mogla bi se izvršiti integracija celokupnog pretvarača u jedan energetski modul.

Pored ovo tri navedena razloga, u novije vreme su i zahtevi za mali sadržaj harmonika u ulaznim faznim strujama sve strožiji. Ove zahteve je teško zadovoljiti ako se u ispravljačkom stepenu koriste samo diode. Rešenje je nađeno u primeni prekidača sa prinudnom

komutacijom, pri čemu postoji veliki broj različitih topologija i upravljačkih algoritama. Većina ovih ispravljačkih stepena dozvoljava samo jedan smer struje tako da su velike filterske komponente i dalje neophodne. Glavni razlog za nemogućnost izrade ispravljača bez filterskih komponenti je nepostojanje upravljivih elektronskih prekidača velikih snaga koji dozvoljavaju oba smera struje i mogu blokirati i oba smera napona. Uobičajen naziv za ovakve prekidače je četvorokvadrantni prekidači. Logički gledano, četvorokvadrantni poluprovodnički prekidač je najbliži idealnom mehaničkom prekidaču. Ne postoji standardna, u potpunosti upravljiva, poluprovodnička komponenta koja bi mogla poslužiti kao četvorokvadrantni prekidač. Zato se četvorokvadrantni prekidač realizuje na način prikazan na slici 7.1. Na slici 7.1 je prikazana realizacija četvorokvadrantnog prekidača pomoću dva MOSFET tranzistora. Antiparalelna dioda je sastavni deo ovih tranzistora tako da su za realizaciju prekidača dovoljne samo dve komponente.

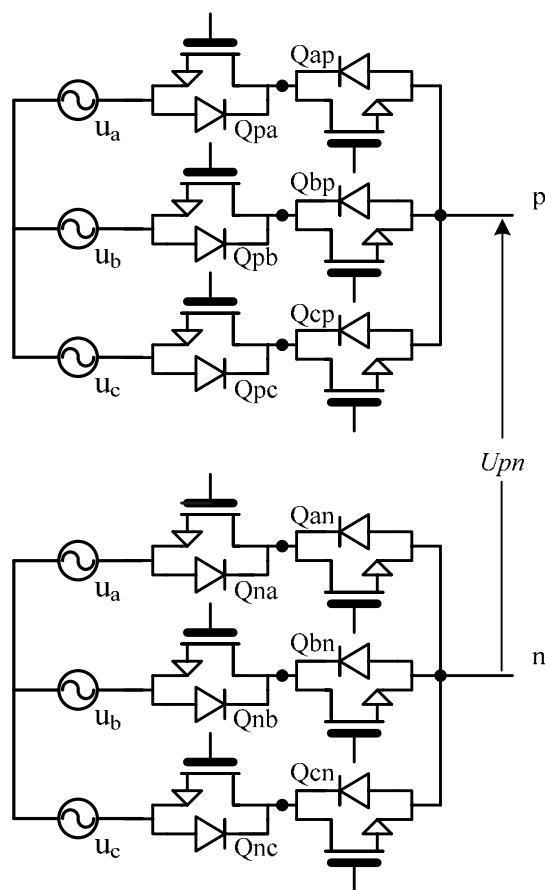


Slika 7.1 Četvorokvadrantni prekidač.

(realizacija primenom dva strujno dvokvadrantna prekidača)

Upotrebom četvorokvadrantnih prekidača moguće je realizovati univerzalan ispravljački sepen. Za realizaciju univerzalnog ispravljačkog stepena potrebno je šest ovakvih prekidača. Na slici 7.2 je prikazan jedan univezalni ispravljački stepen. Sa u_a , u_b i u_c su označeni fazni naponi, a slovima p i n izlaz ispravljača. Pošto ovaj ispravljački stepen dozvoljava oba smera struje, moguće je izostaviti filterske komponente između ispravljačkog i invertorskog dela pogona. Ovakav pristup sintezi elektromotornog pogona se naziva indirektnim, jer je pretvarač podeljen na ispravljački i invertorski stepen.

Problem bezbedne komutacije četvorokvadrantnih prekidača je najvažniji problem koji je potrebno rešiti pri primeni univerzalnog ispravljačkog stepena.



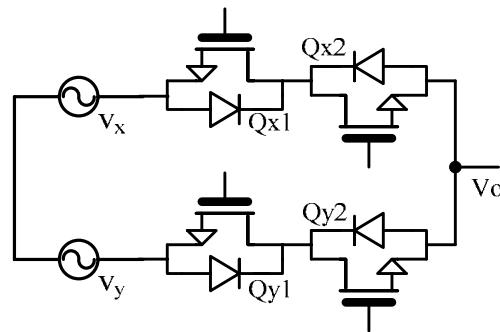
Slika 7.2 Univerzalni ispravljački stepen.

(realizacija primenom šest četvorokvadrantnih prekidača)

7.2 Bezbedna komutacija četvorokvadrantnih prekidača

U cilju lakšeg razumevanja problema bezbedne komutacije četvorokvadrantnih prekidača na slici 6.3 su izdvojena i prikazana dva četvorokvadrantna prekidača.

Pretpostavimo da su uključeni prekidači Q_x1 i Q_x2 , tj. da je napon V_o jednak naponu V_x , i da je potrebno prekidače Q_y1 i Q_y2 uključiti da bi napon V_o bio jednak naponu V_y . Ako je opterećenje induktivnog karaktera, nije dozvoljeno stanje u kome su svi prekidači isključeni. S druge strane, ako uključimo prekidače Q_y1 i Q_y2 pre isključenja prekidača Q_x1 i Q_x2 postoji kratak spoj generatora V_x i V_y . Zbog toga je za bezbednu komutaciju ovih prekidača potrebno poštovati sledeće sekvene (u zavisnosti od smera struje):



Slika 6.3 Komutacija četvorokvadrantnih prekidača.

a) struja postoji u MOSFET-u Qx2 (od Vx ka Vo)

- isključiti prekidač Qx1
- uključiti prekidač Qy2
- isključiti prekidač Qx2
- uključiti prekidač Qy1

b) struja postoji u MOSFET-u Qx1 (od Vo ka Vx)

- isključiti prekidač Qx2
- uključiti prekidač Qy1
- isključiti prekidač Qx1
- uključiti prekidač Qy2.

Jasno je da je za primenu ovog algoritma bezbedne komutacije potrebno poznavati smer struje, što u slučaju pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom ne predstavlja dodatni problem jer se strujni senzori svakako koriste za regulaciju i limitiranje faznih struja.

Interesantno je uočiti da su i pored velikog broja prekidanja, prekidački gubici pri ovom algoritmu bezbedne komutacije mali, iz razloga što se pri, na primer sekvenci a), prekidač Qx1 isključuje kada je napon između krajeva prekidača nula, prekidač Qy1 uključuje kada je napon između njegovih krajeva nula, a ako je napon Vy manji od napona Vx, struja prekidača Qy2 pri uključenju je nula. Ako je napon Vy veći od napona Vx struja prekidača Qx2 je nula u trenutku isključenja.

7.3 Direktni pretvarač bez jednosmernog međukola

Zajednička osobina svih indirektno realizovanih pretvarača je da je veliki broj poluprovodničkih komponenti koje učestvuju u istom strujnom kolu po fazi motora (po 6 komponenti, 4 u ispravljačkom delu, i bar dve u invertorskem delu) što smanjuje koeficijent korisnog dejstva pretvarača. Moguće je napraviti direktni pretvarač u kome se proces konverzije odvija u jednom stepenu [4]. Takav pretvarač je prikazan na slici 6.4.

Pretvarač prikazan na slici 6.4 odgovara trofaznom prekidačkom reluktantnom motoru. Promenom broja faza motora menja se potreban broj grupa od tri četvorokvadrantna prekidača i važi zavisnost da je broj grupa od po tri četvorokvadrantna prekidača za jedan veći od broja faza motora. Ovakva topologija pruža mogućnost za primenu vrlo velikog broja različitih upravljačkih algoritama uključujući i algoritme koji kontrolišu ulazni faktor snage. Lako je uočiti da je broj poluprovodničkih komponenti po strujnoj konturi u ovakovom pretvaraču smanjen na 4.

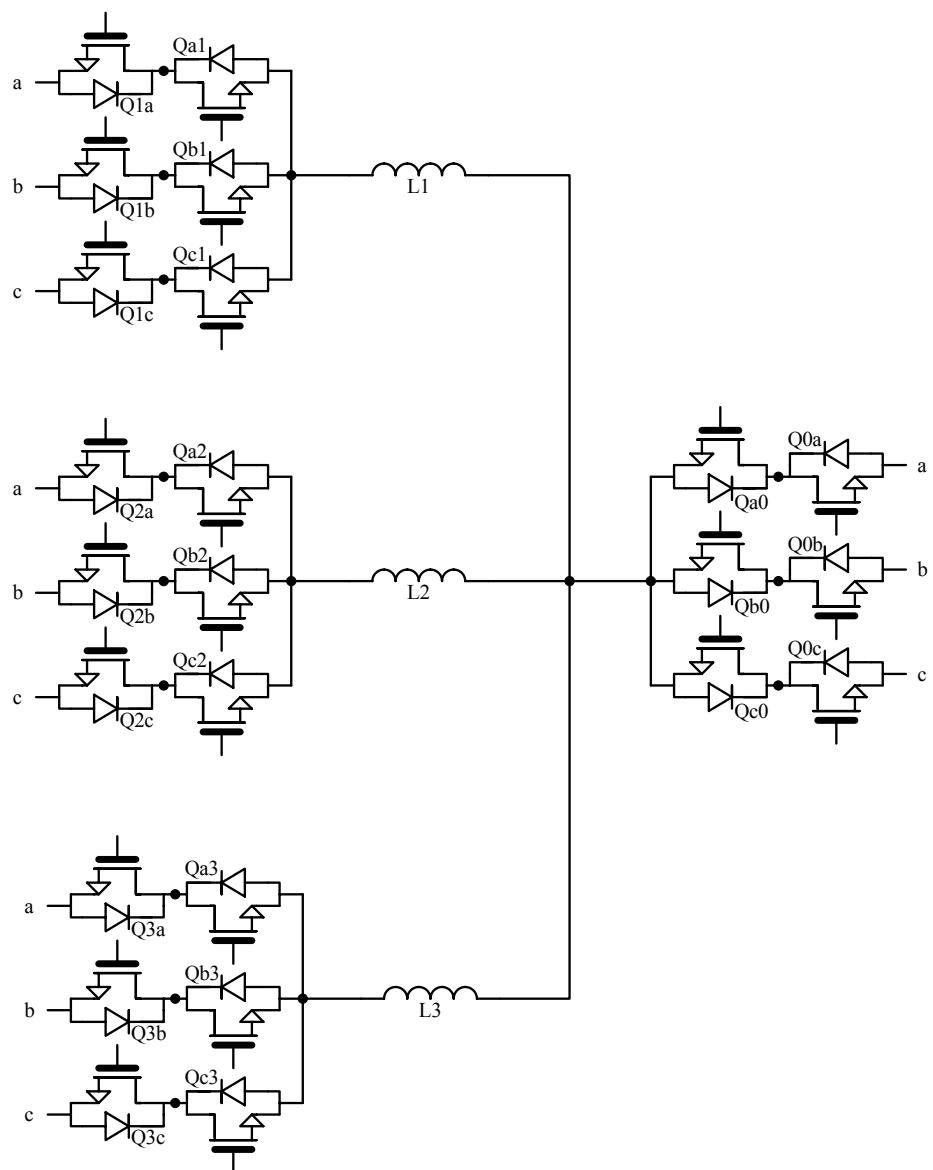
Prikazana topologija je po režimima rada koje je moguće izdvojiti veoma slična novom rešenju invertora prikazanom u poglavlju 5. Imajući u vidu da je poželjno da naponi za magnetizaciju i demagnetizaciju budu što veći moguće je formulisati algoritam rada direktnog pretvarača. Jedan jednostavan algoritam za upravljanje prekidačima se može ovako formulisati:

Potrebno je uvek pratiti međufazni napon koji je najveći po absolutnoj vrednosti i primenom algoritma za bezbednu komutaciju četvorokvadrantnih prekidača [5], [6], oblikovati struje motora birajući između sledeća tri režima rada:

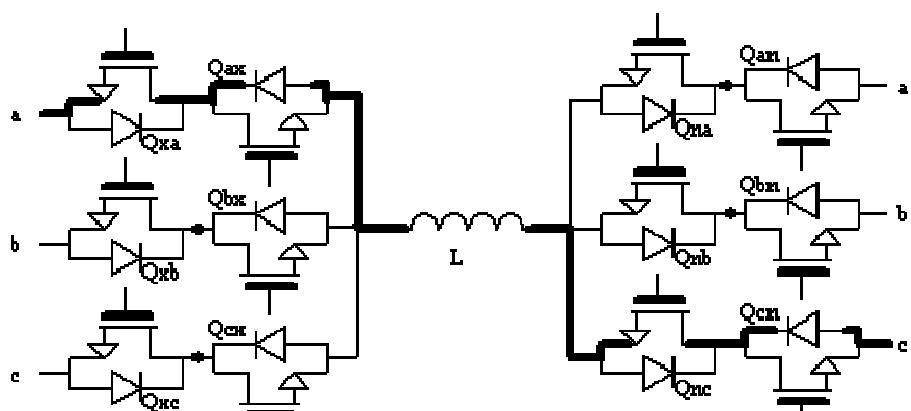
Režim 1: Magnetizacija; uključeni su prekidači koji obezbeđuju dovodenje po absolutnoj vrednosti najvišeg napona na odgovarajuću fazu motora. Na slici 6.5 izdvojena je jedna faza motora i prikazana strujna kontura pod pretpostavkom da je najveći međufazni napon u_{ca} .

Ako u toku magnetizacije prikazane faze dodje do promene najvećeg međufaznog napona, dovoljno je promeniti stanja prekidača poštujući pravila data u potpoglavlju 6.2.

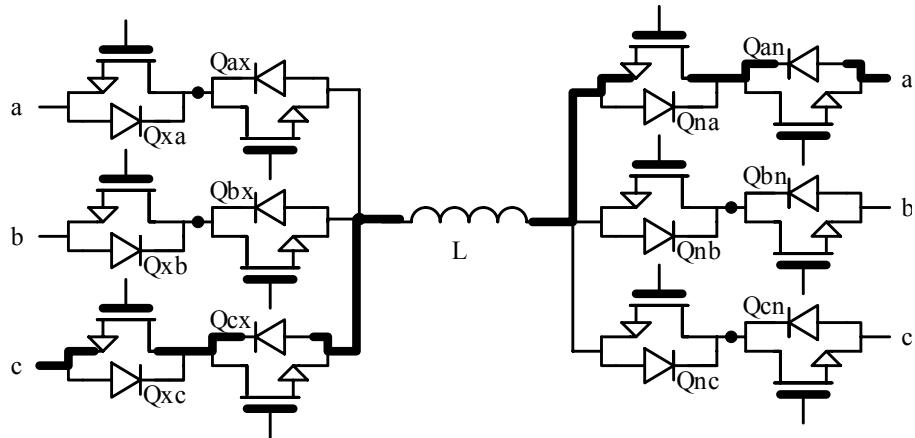
Režim 2: Demagnetizacija; fazni namotaj se, kao i u režimu magnetizacije, priključuje na međufazni napon koji je najveći po absolutnoj vrednosti, ali tako da je sa stanovišta posmatrane faze taj napon suprotnog smera.



Slika 7.4 Matrični pretvarač za trofazni prekidački reluktantni motor.
 (sa a , b i c su označeni izvodi za priključenje odgovarajućih fasnih napona)



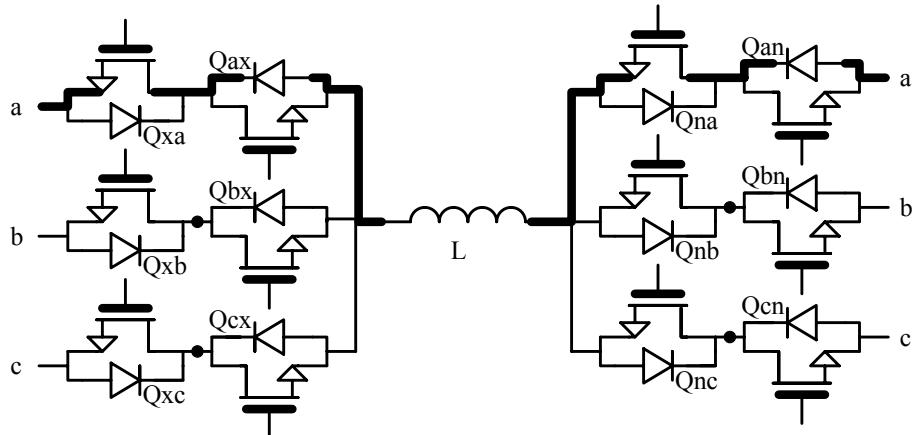
Slika 7.5 Magnetizacija jedne faze motora.



Slika 7.6 *Demagnetizacija jedne faze motora.*

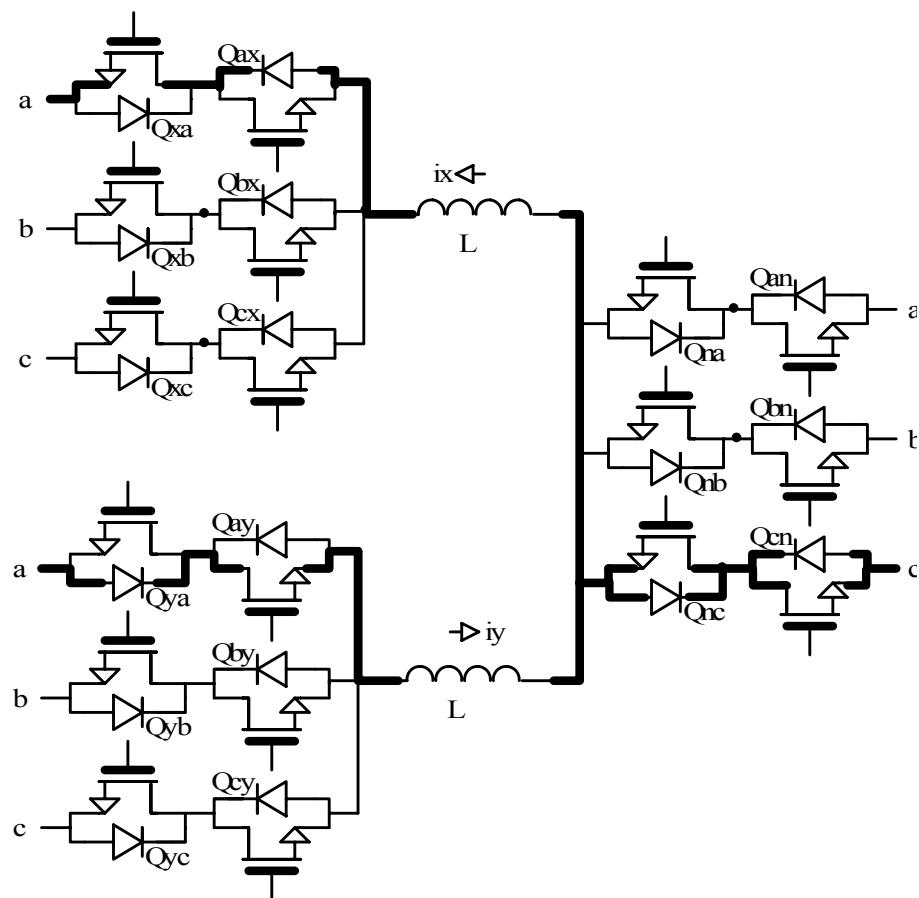
Na slici 7.6 prikazan je režim demagnetizacije pod pretpostavkom da nije došlo do promene međufaznog napona koji je najveći po apsolutnoj vrednosti u odnosu na režim magnetizacije prikazan na slici 7.5. Bitno je napomenuti da je posle pada fazne struje na nulu potrebno isključiti sve četvorokvadrantne prekidače koji pripadaju samo posmatranoj fazi motora.

Režim 3: Održavanje struje; na slici 7.7 prikazan je ovaj radni režim koji se jednostavno ostvaruje tako što se oba kraja priključuju na isti fazni napon. Odabir faznog napona kojim se vrši kratak spoj se izvodi na osnovu kriterijuma koji daje najmanje prekidačke gubitke i najjednostavniju sekvencu prekidanja.



Slika 7.7 *Održavanje struje jedne faze motora.*

Kao posledica ovih mogućih režima rada fazne struje motora su, kao i u slučaju polumostnog invertora, bipolarne. U petom poglavlju pokazano je da je kod novog rešenja invertora moguća istovremena demagnetizacija odlazne faze i magnetizacija dolazne faze. Taj režim rada je moguć i kod matričnog pretvarača i prikazan je na slici 7.8. Na slici 7.8 podrazumeva se da je faza x odlazna, faza y dolazna, a napon u_{ca} trenutno po absolutnoj vrednosti najveći međufazni napon. Na osnovu prikazanih režima rada može se zaključiti da direktni pretvarač za prekidački reluktantni motor poseduje iste radne režime kao i novo rešenje invertora prikazano u petom poglavlju. Ovi režimi rada direktnog pretvarača su verifikovani simulacijama. U simulacijama je korišćen model motora razvijen u trećem poglavlju. Na slici 7.9 su prikazani simulacioni rezultati struje jedne faze motora i odgovarajućeg napona.



Slika 7.8 Istovremena demagnetizacija odlazne faze (x) i magnetizacija dolazne faze (y).

(napon u_{ca} je trenutno, po absolutnoj vrednosti, najveći napon)

Direktni pretvarači još uvek nisu našli praktičnu primenu iz sledećih razloga:

- 1.Broj poluprovodničkih komponenti je veliki,
- 2.Pobudna kola su vrlo složena,
- 3.U faznim strujama prisutni su visokofrekventni harmonici,
- 4.Neophodno je izuzetno precizno zadavanja signala za upravljanje prekidačima,
- 5.Osetljivost na ulazne tranzijente,
- 6.Nemogućnost rada kod propada mrežnog napona.

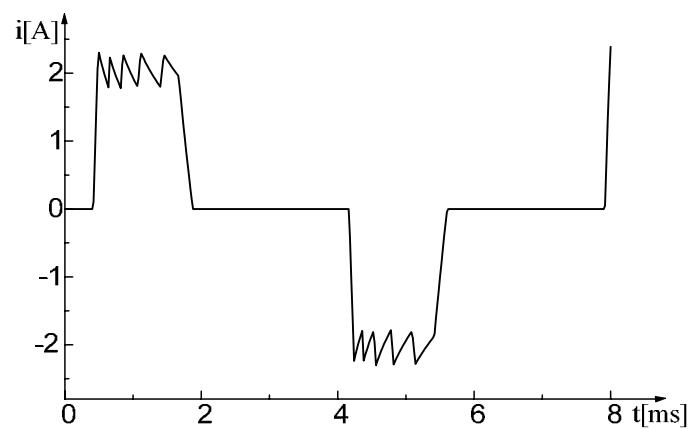
Prvi navedeni razlog bi se mogao eliminisati integracijom četvorokvadrantnog prekidača u jedan modul, ili, što bi bilo bolje, pojavom neke nove upravljive poluprovodničke komponente. Jedan korak u tom pravcu je već učinjen pojavom IGBT tranzistora koji podnosi oba smera napona [7].

Drugi, četvrti i peti navedeni razlog su posledica velikog broja upravljivih komponenti, ali i načina na koji su ove komponente povezane. Čak i pod pretpostavkom da postoji četvorokvadrantni prekidač sa malim brojem upravljačkih izvoda, nepohodno je koristiti veliki broj izolovanih izvora napajanja za pobudna kola.

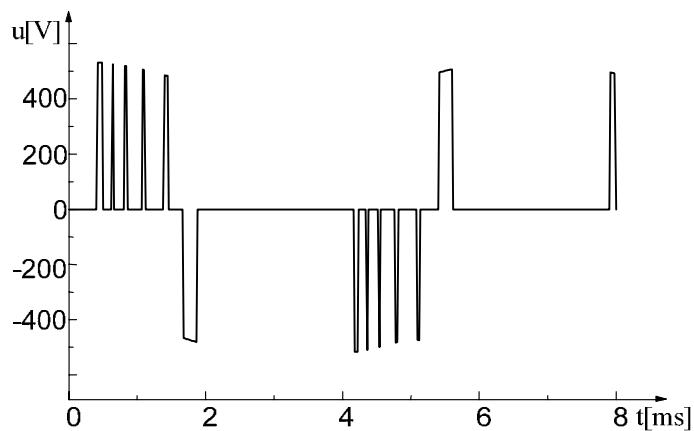
Treći navedeni razlog je ograničavajući faktor u primeni pretvarača bez jednomernog međukola jer fazne struje zaprljane harmonicima izazivaju:

- Pregrevanje transformatora,
- Izobličenje mrežnog napona,
- Povećane gubitke na vodovima,
- Smetnje u komunikacionim sistemima.

Pošto se kod pretvarača bez jednosmernog međukola sve harmonijske komponente prenose direktno u fazne struje, neophodno je dodati filterske komponente na ulazu u pretvarač. Ulagani filter može biti složeniji i skuplji od jednosmernog međukola. Naravno, na sadržaj harmonika u ulaznim faznim strujama se može uticati i odgovarajućim upravljačkim algoritmom. Algoritmi koji efikasno eliminišu harmonike na učestanostima nižim od prekidačke su dobro poznati u pretvaračima bez jednosmernog međukola za primenu u pogonima za asinhroni i sinhroni motor [2]. U slučaju prekidačkog reluktantnog motora, ovakvih algoritama još nema i to bi mogao biti pravac daljih istraživanja u ovom domenu.



(a)



(b)

Slika 7.9 *Simulacioni dijagrami rada matričnog pretvarača sa slike 7.4.*

a) struja jedne faze motora,

b) napon jedne faze motora.

(upravljački algoritam zasnovan na upotrebi, po absolutnoj vrednosti, najvećih
međufaznih napona)

Literatura

- [1] P. D. Ziogas, S. I. Khan, M. H. Rashid, "Analysis and design of forced commutated cycloconverters with improved transfer characteristics", *IEEE IAS 1985*, pp. 610-622.
- [2] Ž. Grbo, "Modulacioni postupci za ciklokonvertor sa prinudnom komutacijom pri neidalnim ulaznim naponima", *Magistarski rad*, ETF Beograd , 1994.
- [3] L. Huber, "Vektorski modulator za ciklokonvertore sa forsiranom komutacijom", *Doktorska disertacija*, FTN, Novi Sad, jun 1992
- [4] Ž. Grbo, S. N. Vukosavic "A converter for switched reluctance motor", *Electronics*, ETF Banjaluka , 2001.
- [5] N. Burany, "Safe control of four-quadrant switches", *Conf. Rec. IEEE IAS 1989*, Part I, pp. 1190-1194.
- [6] D. G. Holmes, T. A. Lipo, "Implementation of a controlled rectifier using ac-ac matrix converter theory", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 240-250, January 1992.
- [7] M. Takei, Y. Harada, and K. Ueno, "600V-IGBT with Reverse Blocking Capability", *ISPSD2001 Proceedings*, pp. 413-417, 2001.

8. ZAKLJUČAK

Naučna rasprava izložena u disertaciji se bavi pitanjem sinteze energetskih pretvarača za prekidački reluktantni motor. Princip rada prekidačkog reluktantnog motora zasniva se na promeni reluktanse i ne uključuje postojanje obrtnog polja. Diskretni karakter procesa elektromehaničke konverzije zahteva različit broj statorskih i rotorskih polova i omogućuje rad nezavisan od smera struje u statorskim namotajima. Jednostavna i robusna konstrukcija motora nije rezultovala širom primenom usled problema u realizaciji pretvarača za napajanje i problema sinteze prekidačkih algoritama upravljanja. Sva dosadašnja rešenja nisu donela pretvarač koji bi po karakteristikama, zajedno sa motorom, bio konkurentan drugim vrstama pogona, pre svega pogonu sa asinhronim motorom. Cilj rada je razvoj novih rešenja energetskih pretvarača originalne topologije. U ovoj disertaciji je izvršena sinteza i eksperimentalna verifikacija novog rešenja invertora za prekidački reluktantni motor. Predloženo rešenje dozvoljava istovremeno vođenje dve susedne faze, pri čemu je za obe faze srednju vrednost napona moguće kontrolisati do vrednosti napona jednosmernog međukola. Na ovaj način, predloženo rešenje invertora, omogućava potpuno iskorišćenje mehaničke karakteristike motora.

Novi invertor je u potpunosti zasnovan na standardnim polumostnim strukturama, koje se u industriji masovno koriste u pogonima za asinhroni i sinhroni motor. Za razliku od uobičajenih invertora za prekidački reluktantni motor u novom invertoru se ne koristi veliki broj diskretnih komponenti, čime se značajno pojednostavljuje proces proizvodnje.

Glavne karakteristike predloženog rešenja su:

- Za magnetizaciju i demagnetizaciju na raspolaganju je celokupan napon jednosmernog međukola;
- Fazne struje su, ako je broj faza motora neparan, bipolarne;
- Dozvoljeno je preklapanje u vođenju dve susedne faze. Moguća je istovremena magnetizacija dolazne i demagnetizacija odlazne faze;

- Maksimalan potreban probajni napon poluprovodničkih prekidača je jednak naponu jednosmernog međukola;
- Maksimalne struje poluprovodničkih prekidača su jednake maksimalnim faznim strujama motora;
- Kao posledica malog broja diskretnih komponenti, proizvodnja i povezivanje novog invertora su veoma jednostavni.

U poređenju sa asimetričnim polumostnim invertorom, novo rešenje nudi jednostavniju izradu i nižu proizvodnu cenu. U poređenju sa *Miller* invertorom, cena komponenti je nešto viša, ali je proces proizvodnje jednostavniji. Osim toga, kod *Miller* invertora, za demagnetizaciju nije na raspolaganju celokupan napon jednosmernog međukola.

U disertaciji je prikazano rešenje za trofazni prekidački reluktantni motor, ali se predloženi koncept može proširiti i na motore sa drugim brojem faza. Interesantan je slučaj dvofaznog prekidačkog reluktantnog motora, jer bi se invertor mogao realizovati primenom samo jednog standardnog trofaznog invertorskog modula. Za petofazni prekidački reluktantni motor invertor je moguće realizovati primenom samo dva standardna trofazna invertorska modula.

Na početku rada dat je pregled stanja u oblasti elektromotornih pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom. Prikazano je koliko je intezivan istraživački rad prisutan u ovoj oblasti poslednjih decenija.

Drugo poglavlje ovog rada sadrži osnovne informacije o konstrukciji i principima funkcionisanja prekidačkog reluktantnog motora. Dat je kratak pregled glavnih prednosti i manu prekidačkog reluktantnog motora. Pošto su karakteristike motora izrazito nelinearne i zavise i od međusobnog položaja rotora i statora, kao i inteziteta pobudne struje, ne postoji jednostavni analitički izrazi koji opisuju statičke i dinamičke karakteristike motora. Zato se, u cilju jasnijeg sagledavanja odlika elektromotornih pogona sa prekidačkim reluktantnim motorom, pribeglo modelovanju motora. Kao najprikladniji alat za modelovanje izabran je programski paket Matlab-Simulink. Razvijen je nelinearni model motora koji je poslužio za detaljniju analizu karakteristika.

U radu je jasno ukazano da je jedan od glavnih razloga za malu primenu prekidačkog reluktantnog motora nepostojanje odgovarajućeg energetskog pretvarača. Zato je u četvrtom

poglavlju dat presek postojećeg stanja. Prikazane su najznačajnije postojeće topologije, od kojih je princip rada onih najvažnijih, pojašnjen simulacionim dijagramima.

U petom poglavlju je izvršena sinteza novog rešenja invertora za prekidački reluktantni motor. Sinteza ovog novog tipa invertora predstavlja najznačajniji originalan doprinos ovog rada. Princip rada novog invertora je detaljno opisan, a teoretski očekivani rezultati su potvrđeni nizom eksperimenata, koji su prikazani u šestom poglavlju. Predloženo rešenje dozvoljava istovremeno vođenje dve susedne faze i omogućava potpuno iskorišćenje mehaničke karakteristike motora. Za razliku od uobičajenih invertora za prekidački reluktantni motor, u novom invertoru se ne koristi veliki broj diskretnih komponenti, već je u potpunosti zasnovan na standardnim polumostnim strukturama. U šestom poglavlju je pokazano i kako je moguće, primenom novog invertora, redukovati broj strujnih senzora na jedan. Time se značajno smanjuje cena invertora, i u smislu redukcije broja komponenti i u smislu pojednostavljenja proizvodnje. Uz ovakav inverzor izgledi za širu primenu prekidačkih reluktantnih motora značajno rastu. Prikazani inverzor poseduje nisku cenu, a dobre karakteristike potvrđene detaljnim eksperimentalnim ispitivanjem.

U sedmom poglavlju ukratko je razmotrena i mogućnost sinteze energetskog pretvarača bez jednosmernog međukola. Razvijen je originalni pretvarač koji omogućuje proces elektromehaničke konverzije u jednom stepenu. Sintetizovan je upravljački algoritam i simulacionim dijagramima potvrđen. Ovo kolo pruža mogućnost za sintezu velikog broja upravljačkih algoritama. Sinteza novih algoritama, naročito onih koji istovremeno vrše regulaciju faktora snage, će biti predmet budućeg rada. Isto tako, neophodna je i eksperimentalna verifikacija rada direknog pretvarača za prekidački reluktantni motor.