

ANALIZA PRELAZNE POJAVE KOD JEDNOFAZNOG ASINHRONOG MOTORA SA ELEKTRONSKI KONTROLISANIM KONDENZATOROM

Bogdan Brković, Zoran Lazarević, *Elektrotehnički fakultet u Beogradu*

Sadržaj – U radu se analizira prelazna pojava kod jednofaznog asinhronog motora sa pomoćnom fazom i elektronski kontrolisanim kondenzatorom. Razmatrani sistem bazira se na primeni elektrolitskog DC kondenzatora koji je preko H mosta redno vezan sa pomoćnim namotajem. Ovakva veza omogućava kontinualnu promenu efektivne kapacitivnosti. Izborom pravilnog algoritma upravljanja pretvaračem, moguće je pri različitim opterećenjima, odnosno brzinama, ostvariti minimalnu valovitost momenta i značajno smanjiti ukupne gubitke u motoru. Izvedene su kriterijumske jednačine pomoću kojih se određuju optimalne vrednosti efektivne kapacitivnosti kondenzatora. Na bazi ovih kriterijuma, predložen je algoritam za upravljanje pretvaračem koji bi trebalo da obezbedi optimalne radne uslove u širokom opsegu brzina. Sistem je modelovan setom diferencijalnih jednačina i sprovedena je digitalna simulacija. Rezultati simulacije su grafički predstavljeni i izneta je odgovarajuća diskusija.

1. UVOD

Jednofazni asinhroni motori za generisanje obrtnog elektromagnetskog momenta tradicionalno koriste kondenzator vezan na red sa pomoćnim namotajem. Najčešće se koriste dva kondenzatora u paraleli, od kojih se jedan isključuje nakon dostizanja radne brzine, te ekvivalentna kapacitivnost uzima dve diskretne vrednosti (polazna i pogonska kapacitivnost). Ovakvo rešenje daje dobre rezultate sa aspekta polaznog momenta, jer se ulazna impedansa motora u toku zaletanja menja u uskim granicama. U trajnom pogonu, međutim, ispoljava se niz nedostataka, koji su posledica činjenice da je vrednost pogonske kapacitivnosti optimalna samo za jednu vrednost brzine obrtanja, to jest klizanja. Čak i relativno male promene mehaničkog opterećenja dovode do značajnog povećanja oscilatornosti momenta, efektivnih vrednosti struja glavnog i pomoćnog namotaja i struje izvora (mreže). Ove pojave za posledicu imaju povećanje gubitaka (naročito u namotajima statora i u paketu limova rotora) i mehaničkih oscilacija, pa samim tim i smanjenje efikasnosti i skraćenje životnog veka motora.

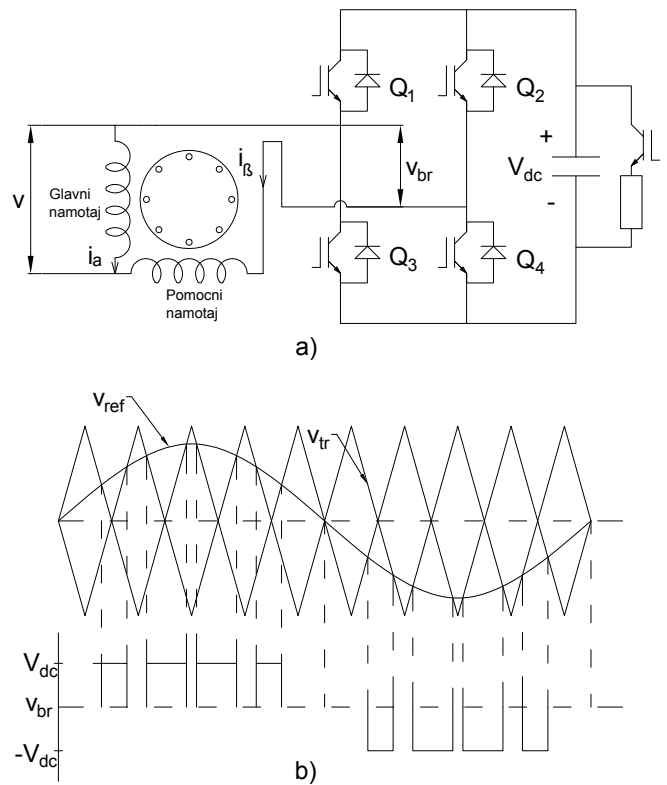
Očigledno, bilo bi idealno raspolagati kondenzatorom čija je vrednost kapacitivnosti kontinualno promenljiva. U literaturi [1], [2] predloženo je rešenje koje podrazumeva primenu tranzistorskog H mosta i elektrolitskog DC kondenzatora. Sve analize sistema, međutim, odnosile su se na ustaljeno radno stanje. U [3] je izvedena analiza prelaznih pojava i eksperimentalna provera sličnog sistema, ali za slučaj jednofazno napajano trofaznog asinhronog motora.

Sistem sa jednofaznim asinhronim motorom i elektronski kontrolisanim kondenzatorom podrazumeva generisanje impulsno-širinski moduliranih signala, što podrazumeva veoma brze promene napona i struje u kolu. Stoga je od interesa sprovesti analizu prelaznih pojava u sistemu, kako bi se utvrdili efekti impulsne prirode napona. Pored toga, potrebno je izvesti i kriterijumske jednačine za izbor optimalne vrednosti efektivne kapacitivnosti kondenzatora,

koje će služiti kao osnova za generisanje upravljačkog algoritma.

2. STRUKTURA SISTEMA I PRINCIP RADA

Sistem koji se analizira prikazan je na Sl. 1 (a). U [1] je dat detaljan opis sistema, tako da će ovde biti izložene samo osnovne informacije. Jedina specifičnost u poređenju sa klasičnim jednofaznim asinhronim motorom je u tome što se umesto centrifugalnog prekidača koristi tranzistorski H most. Kondenzator C je elektrolitski DC kondenzator, i u analizi će biti smatrano da je napon na njegovim krajevima konstantan i nezavistan od radnog režima (drugim rečima, smatraće se da je kapacitivnost kondenzatora jako velika). Tranzistorski prekidači $Q1..Q4$ se naizmenično pale i gase, te se na izlazu mosta generiše napon u formi povorke impulsa promenljive širine. Princip generisanja PWM signala prikazan je na Sl. 1 (b). Zadavanjem amplitude i faze referentnog napona v_{ref} moguće je dobiti željeni oblik napona v_{br} na izlazu mosta, a na taj način i željenu vrednost efektivne kapacitivnosti kondenzatora [1]. Drugim rečima, implementacijom pogodnog upravljačkog algoritma, moguće je pri svim brzinama obrtanja motora ostvariti maksimalan stepen iskorišćenja motora uz minimalne oscilacije momenta.



Sl. 1. Šematski prikaz jednofaznog asinhronog motora sa elektronski kontrolisanim kondenzatorom

3. ALGORITAM UPRAVLJANJA

Kako bi se ostvarili optimalni radni uslovi pri različitim brzinama, neophodno je na izlazu mosta generisati napon odgovarajuće amplitude i faze (fazni stav napona mosta definiše se u odnosu na napon napajanja v). To se postiže promenom širine impulsa, odnosno vremena provođenja pojedinih parova tranzistorskih prekidača (*duty cycle*) po određenoj logici. Prvi korak u generisanju optimalnog upravljačkog algoritma jeste proračun optimalne vrednosti kapacitivnosti pri različitim brzinama. Zatim, na osnovu dobijene zavisnosti, treba odrediti zavisnost amplitude i faze referentnog napona od brzine obrtanja.

3.1. Kriterijumska jednačina za proračun optimalne kapacitivnosti

Sistem prikazan na Sl. 1 koristi impulsno širinsku modulaciju (PWM – *pulse width modulation*) za generisanje napona promenljive amplitude i faze. Na ovaj način, moguće je ostvariti gotovo kontinualnu promenu efektivne kapacitivnosti. Stoga, prvi korak u razvoju upravljačkog algoritma jeste definisanje kriterijuma za izbor optimalne vrednosti kapacitivnosti za ceo opseg brzina obrtanja motora. U [4] je data kriterijumska jednačina za izbor optimalne vrednosti eksterne impedanse za start motora. Taj kriterijum je ovde proširen na opšti slučaj, kada se motor obrće proizvoljnom brzinom, i dat je sledećom jednačinom:

$$Q = \frac{y_1^2 + k^2(1+k^2) + 2ky_1(k \cos(\alpha_1) - \sin(\alpha_1))}{m^2 y_1^2 + k^2(1+k^2) + 2km y_1(k \cos(\alpha_1 + \Delta\varphi) + \sin(\alpha_1 + \Delta\varphi))} \quad (1)$$

Kriterijum Q je izveden iz jednačina motora za ustaljeno stanje. Oznake u jednačini gde su: $y_1 = |Y_1 / Y|$, $m = |Y_2 / Y_1|$, $\alpha_1 = \beta - \varphi_1$, $\beta = \arg(Y)$, $\varphi_1 = \arg(Y_1)$, $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$, $\varphi_2 = \arg(Y_2)$. Koeficijent k predstavlja odnos broja navojaka pomoćnog i glavnog namotaja. Admitanse Y_1 i Y_2 su, tim redosledom, ekvivalentne ulazne admitanse glavnog namotaja motora za direktan i inverzan redosled veličina. Admitansa Y je ekvivalentna eksterna admitansa vezana na red sa pomoćnim namotajem. Ova vrednost data je izrazom $Y = 1/Z$, gde je Z ekvivalentna eksterna impedansa, data izrazom:

$$Z = \Delta Z - jX_c = (\Delta R + j\Delta X) - jX_c^{eff} \quad (2)$$

gde je $\Delta Z = Z_\beta^{st} - k^2 Z_\alpha^{st}$ razlika između impedanse pomoćnog namotaja i impedanse glavnog namotaja svedene na pomoćni namotaj, a X_c^{eff} efektivna reaktansa kondenzatora za osnovnu učestanost.

Vrednost kapacitivnosti treba izabrati tako da je zadovoljen uslov $dQ/dy_1 = 0$. U tom slučaju ima se minimalna vrednost ukupnih gubitaka u glavnom i pomoćnom namotaju statora ($R_\alpha I_\alpha^2 + R_\beta I_\beta^2$). Istovremeno, na ovaj način ostvaruje se i minimalna nesimetrija, odnosno minimalna valovitost momenta motora.

3.2. Proračun amplitude i faze referentnog napona na osnovu efektivne kapacitivnosti

Efekti promene amplitude i faze referentnog napona detaljno su objašnjeni u [1], [2]. Bez ulaženja u pojedinosti,

ovde je dovoljno samo napomenuti da promena amplitude referentnog napona utiče dominantno na jednosmerni napon na kondenzatoru V_{dc} , dok se promenom faznog stava reguliše efektivna vrednost kapacitivnosti. Za potrebe analize, biće smatrano da je napon V_{dc} konstantan i nezavistan od radnog režima motora.

Kako bi se došlo do izraza za amplitudu i fazu napona v_{ref} u funkciji brzine obrtanja motora, treba poći od jednačina motora za ustaljeno stanje [4]:

$$V = V_\alpha = V_\beta + I_\beta / Y \quad (3)$$

i na njih primeniti metodu simetričnih komponenti, koja je data sledećim relacijama:

$$\begin{aligned} V_\alpha &= V_1 + V_2 \\ V_\beta &= -jk(V_1 - V_2) \\ I_\alpha &= Y_1 Y_1 + Y_2 Y_2 \\ I_\beta &= -\frac{j}{k}(Y_1 Y_1 - Y_2 Y_2) \end{aligned} \quad (4)$$

Indeksi α i β u jednačinama (3), (4) odnose se, respektivno, na veličine glavnog i pomoćnog namotaja, dok indeksi 1 i 2 označavaju veličine direktnog i inverznog redosleda, respektivno. Primenom ovih jednačina, uz poznatu vrednost kapacitivnosti (iz relacije $dQ/dy_1 = 0$), dolazi se do izraza za fazor referentnog napona:

$$V_{ref} = -jX_c^{eff} Y \cdot V \frac{jk(Y_2 - Y_1) - Y_1 - Y_2}{2k^2 Y + Y_1 + Y_2} \quad (5)$$

Treba imati na umu da referentni napon dat jednačinom (5) odgovara željenoj vrednosti napona na izlazu tranzistorskog mosta. Napon v_{ref} (Sl. 1) zapravo predstavlja skaliranu vrednost ovog napona. Amplituda i faza referentnog napona jednake su:

$$\begin{aligned} A_{ref} &= |V_{ref}| \\ \varphi_{ref} &= \arg(V_{ref}) \end{aligned} \quad (6)$$

Analizom izraza (5) i (6) može se zaključiti da, pri konstantnoj vrednosti napona napajanja i pri konstantnim vrednostima parametara motora, amplituda i faza referentnog napona zavise isključivo od brzine obrtanja motora.

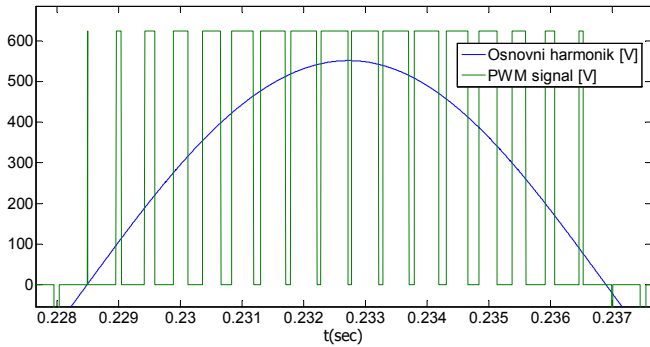
3.3. Duty cycle pretvarača u funkciji referentnog napona

U praksi, napon na izlazu pretvarača nije kontinualan, već ima formu povorke impulsa promenljive širine (Sl. 1). Trenutna vrednost napona može uzeti vrednosti $\pm V_{dc}$ ili vrednost 0, u zavisnosti od toga koji par tranzistora je u stanju provođenja. *Duty cycle* pretvarača definiše se kao $D = t_{on} / T_{PWM}$, gde je T_{PWM} period PWM-a, a t_{on} vremenski interval u toku kog se na izlazu pretvarača ima nenulta vrednost napona (interval u toku kojeg provode parovi tranzistora Q1-Q4 ili Q2-Q3). Kako bi se na izlazu mosta dobio napon čija su amplituda i početna faza date jednačinom (6), potrebno je da se vreme provođenja t_{on} menja u skladu sa sledećom relacijom:

$$t_{on} = \frac{A_{ref}(nT_{PWM})}{V_{dc}} \cdot \sin[n\omega_s T_{PWM} + \varphi_{ref}(nT_{PWM})] \quad (7)$$

gde je $\omega_s = 2\pi f_s$ nominalna ugaona učestanost napona napajanja, a $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ redni broj odbirka. Treba imati u vidu da se *duty cycle* ne može menjati u proizvoljnom trenutku, već samo u diskretnim ekvidistantnim vremenskim trenucima $t_n = nT_{PWM}$.

Na Sl. 2 prikazana je jedna poluperioda impulsno širinski modulisanog napona na izlazu pretvarača i osnovnog harmonika napona, za prekidačku učestanost od 1 kHz.



Sl. 2. Napon na izlazu H mosta i njegov osnovni harmonik

4. MATEMATIČKI MODEL ZA ANALIZU PRELAZNIH POJAVA

Model motora izveden je u domenu trenutnih simetričnih komponenti. Kod jednofaznih asinhronih motora, parametri glavnog namotaja i svedeni parametri pomoćnog namotaja se u većini slučajeva razlikuju. To znači da jednofazni asinhroni motor predstavlja nesimetričan potrošač, te se na njega ne može primeniti metoda simetričnih komponenti. Ovaj problem se prevazilazi tako što se razlike u vrednostima parametara posmatraju kao deo eksterne impedanse vezane na red sa pomoćnim namotajem. Sada je omogućena primena metode trenutnih simetričnih komponenti. Na jednačine motora u faznom domenu potrebno je primeniti dvofaznu metodu trenutnih simetričnih komponenti i dvofaznu obrtnu transformaciju [5], [6]. Sistem je opisan setom diferencijalnih jednačina:

$$\begin{aligned}
 v &= \sqrt{2} (R_s i_{sx} + X_s p i_{sx} + X_m p i_{rx}) \\
 0 &= R_r i_{rx} + X_r p i_{rx} + X_m p i_{sx} + v (X_r i_{ry} + X_m i_{sy}) \\
 0 &= R_r i_{ry} + X_r p i_{ry} + X_m p i_{sy} - v (X_r i_{rx} + X_m i_{sx}) \\
 \frac{v}{k} &= \sqrt{2} \left((R_s + \Delta R) i_{sy} + (X_s + \Delta X) p i_{sy} + X_m p i_{ry} + \frac{X_c^{eff}}{p} i_{sy} \right) \\
 p v &= \frac{T_e - T_L}{2\omega_s H}
 \end{aligned} \tag{8}$$

i algebarskom jednačinom za elektromagnetski moment:

$$T_e = 2X_m (i_{rx} i_{sy} - i_{sx} i_{ry}) \tag{9}$$

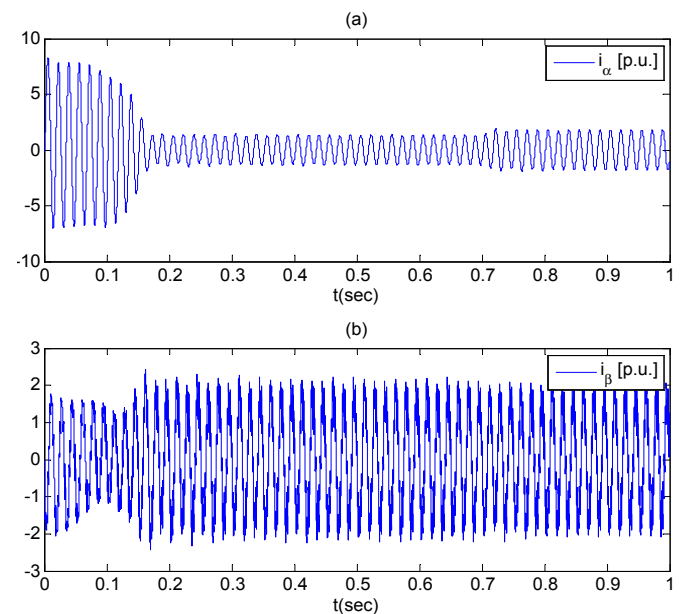
Sve jednačine date su u relativnim jedinicama. Indeksi s i r označavaju statorske, odnosno rotorske veličine. Indeksi x i y označavaju, tim redosledom, realnu i imaginarnu komponentu odgovarajuće veličine. Sa v je označena ugaona brzina [p.u], H je inerciona konstanta obrtnih masa [s], a p operator diferenciranja, $p = \frac{1}{\omega_s} \frac{d}{dt}$.

5. REZULTATI SIMULACIJE I DISKUSIJA

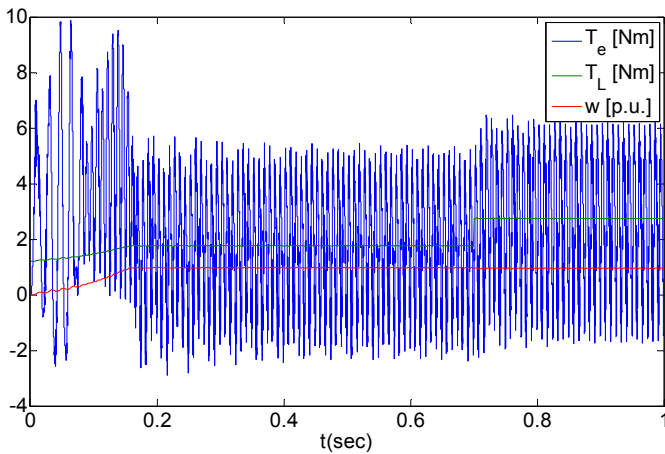
Digitalna simulacija izvedena je u programskom paketu MATLAB. Kako bi praćenje brzih prelaznih pojava bilo što preciznije, korišćen je korak simulacije od 10^{-6} [s], odnosno takt od 1 MHz, što je realna vrednost kod savremenih digitalnih signalnih procesora. Analiza je sprovedena za dve različite vrednosti prekidačke učestanosti: $f_{PWM}^{(1)} = 1$ kHz i $f_{PWM}^{(2)} = 10$ kHz ($f_{PWM} = 1/T_{PWM}$). Parametri razmatranog motora preuzeti su iz [1] i dati su u Tabeli 1. Rezultati simulacije u slučaju kada je učestanost PWM modulacije jednaka $f_{PWM}^{(1)} = 1$ kHz dati su na Sl. 3 i Sl. 4. Rezultati za učestanost $f_{PWM}^{(2)} = 10$ kHz prikazani su na Sl. 5 i Sl. 6.

Tabela 1: Nazivni podaci i parametri jednofaznog motora

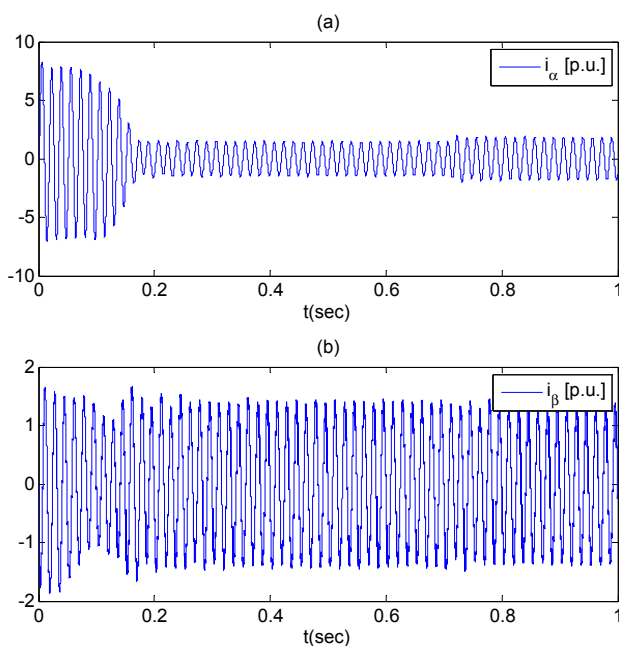
| Nazivni podaci motora | | Parametri motora |
|-----------------------|--------------------|------------------------------------|
| Snaga | 245 W | $R_s^{gl} = 2.89 \Omega$ |
| Napon | 115 V | $R_s^{pom} = 77.0 \Omega$ |
| Učestanost | 60 Hz | $R_r = 4.02 \Omega$ |
| Brzina | 1100 ob/min | $X_{\gamma s}^{gl} = 3.28 \Omega$ |
| V_{dc} | 620 V | $X_{\gamma s}^{pom} = 43.0 \Omega$ |
| k | 3.39 | $X_m = 47.1 \Omega$ |



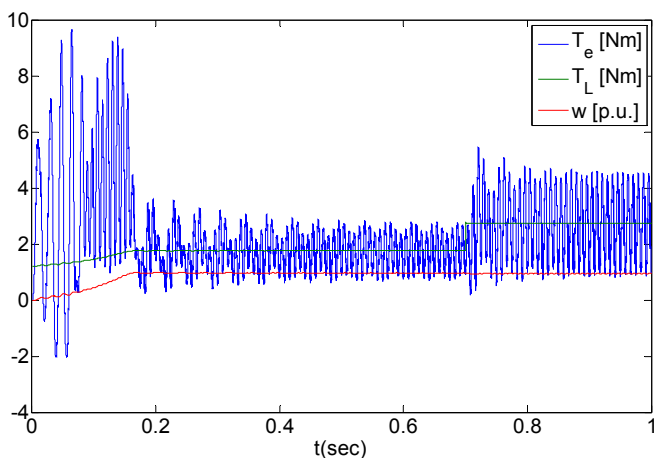
Sl. 3. Struje glavnog (a) i pomoćnog (b) namotaja pri prekidačkoj učestanosti $f_{PWM}^{(1)} = 1$ kHz



Sl. 4. Elektromagnetski moment, moment opterećenja i brzina obrtanja motora pri prekidačkoj učestanosti $f_{PWM}^{(1)} = 1$ kHz



Sl. 5. Struje glavnog (a) i pomoćnog (b) namotaja pri prekidačkoj učestanosti $f_{PWM}^{(2)} = 10$ kHz



Sl. 6. Elektromagnetski moment, moment opterećenja i brzina obrtanja motora pri prekidačkoj učestanosti $f_{PWM}^{(2)} = 10$ kHz

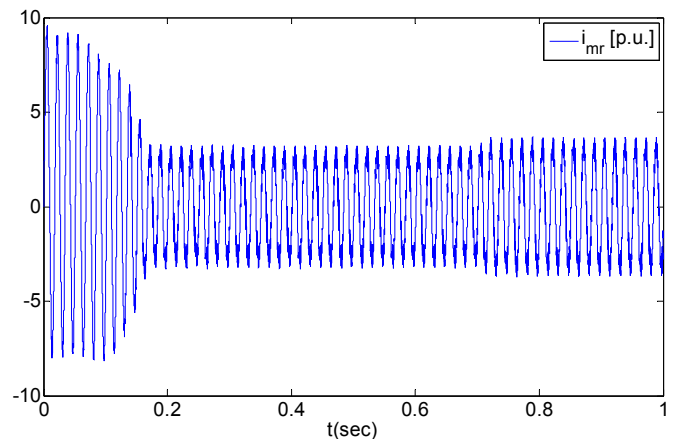
Talasnici struje glavnog namotaja su slični u oba prikazana slučaja. Značajne razlike se, međutim, ispoljavaju u talasnim oblicima struje pomoćnog namotaja i elektromagnetskog momenta motora.

Efektivna vrednost struje pomoćnog namotaja na Sl. 3 (b) je za oko 50% veća od nominalne vrednosti, što je posledica prisustva inverzne komponente. Treba imati u vidu da je za baznu vrednost struje usvojena efektivna nominalna vrednost. Pored toga, može se uočiti da ova struja sadrži značajan udeo naizmenične komponente na učestanosti f_{PWM} (valovitost ili ripl struje), koja je posledica impulsne prirode napona na izlazu tranzistorskog mosta. Elektromagnetski moment na Sl. 4 je izrazito oscilatornog karaktera, što izaziva mehaničke vibracije, buku, povećano naprezanje i ubrzano starenje mašine. Osim mehaničkih efekata, velika valovitost momenta ukazuje na značajan udeo inverzne komponente struje u namotajima. Inverzna komponenta, pored povećanja efektivne vrednosti struje, dovodi i do značajnog povećanja gubitaka u gvožđu rotora, jer indukuje u limovima vihorne struje učestanosti $2f_s$.

Struja pomoćnog namotaja na Sl. 5 (b) nalazi se u granicama trajno dozvoljene struje namotaja. Ripl struje je takođe značajno smanjen u odnosu na prethodno opisani slučaj, što je posledica povećanja prekidačke učestanosti (ripl je približno srazmeran periodu PWM-a). Amplitude oscilacija elektromagnetskog momenta su takođe smanjene, 2-4 puta, u zavisnosti od radnog režima. Može se primetiti da čak i pri dvostrukom povećanju opterećenja oscilacije momenta i efektivne vrednosti struja ostaju u prihvatljivim granicama.

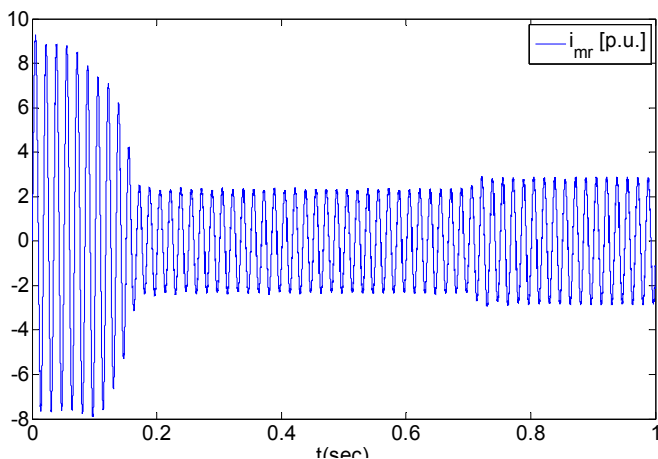
Od interesa je analizirati i struju koju motor uzima iz napojne mreže. Talasni oblici mrežne struje za $f_{PWM}^{(1)} = 1$ kHz i $f_{PWM}^{(2)} = 10$ kHz dati su na Sl. 7 i Sl. 8, tim redosledom.

Poređenjem strujnih talasa prikazanih na Sl. 7 i Sl. 8, mogu se izvesti analogni zaključci kao i za struju pomoćnog namotaja. Ripl je kod mrežne struje nešto manje izražen, s obzirom na to struja mreže predstavlja vektorski zbir struja glavnog i pomoćnog namotaja.



Sl. 7. Struja koju motor uzima iz mreže pri $f_{PWM}^{(1)} = 1$ kHz

Može se uočiti da su amplituda i ripl ukupne struje napajanja motora manji pri većoj prekidačkoj učestanosti. Struja mreže nema direktan uticaj na zagrevanje motora, ali je značajna sa aspekta padova napona i harmonijskog sastava napona i struja u napojnoj mreži.



Sl. 8. Struja koju motor uzima iz mreže pri $f_{PWM}^{(2)} = 10$ kHz

U ovoj analizi pošlo se od pretpostavke da se motor napaja iz krute mreže. Ova pretpostavka, međutim, u većini industrijskih mreža nije opravdana, već se radi o mrežama konačne snage. U realnom slučaju, neophodno bi bilo uvažiti konačne impedanse mreže i padove napona, koji mogu biti naročito kritični u periodu zaletanja motora. Pored toga, bilo bi neophodno sprovesti i harmonijsku analizu, kako bi se utvrdilo kolika su ukupna harmonijska izobličenja napona i struja u pojedinim tačkama mreže (THD_U i THD_I).

6. ZAKLJUČAK

Analizirani su prelazni procesi kod jednofaznog asinhronog motora sa elektronski kontrolisanim kondenzatorom. Uz odgovarajući algoritam upravljanja, koji zadovoljava kriterijum minimalnih ukupnih gubitaka u namotajima statora ($R_\alpha I_\alpha^2 + R_\beta I_\beta^2$), ovakav sistem može da obezbedi povećanu efikasnost i duži životni vek u odnosu na klasične jednofazne motore. Pored smanjenja gubitaka u statoru, pokazalo se da se zadovoljenjem kriterijuma $dQ/dy_1 = 0$ istovremeno ostvaruje i minimalna valovitost momenta motora.

Rezultati dobijeni za dve različite vrednosti prekidačke učestanosti pokazali su da se zadovoljavajući rezultati dobijaju pri učestanostima koje su reda 10 kHz, dok se pri nižim učestanostima imaju neprihvatljivo velike vrednosti struja i oscilacija momenta. Ovo je posledica činjenice da je pri većim učestanostima spektar PWM signala pomeren daleko od osnovne učestanosti, te su komponente na učestanostima $n \cdot f_{PWM}$, $n = 1, 2, 3 \dots$ dobrim delom prigušene induktivnim karakterom opterećenja.

U analizi koja je ovde prikazana, PWM signal nije filtriran. Kada je spektar PWM-a dovoljno pomeren u odnosu na osnovnu učestanost (to jest, kada je prekidačka učestanost dovoljno visoka), tada se visokofrekventne komponente mogu relativno lako filtrirati analognim filtrima, čime se dodatno mogu smanjiti ripl struje i momenta. Pri izboru parametara filtra treba biti oprezan, kako se ne bi narušila amplituda i faza napona na izlazu H mosta, a time i performanse pogona.

Iz prethodnog razmatranja, nameće se zaključak da bi bilo poželjno što više povećavati prekidačku učestanost i time dodatno poboljšati radne uslove, što je sasvim izvodljivo sa modernim procesorima, koji rade sa taktom i do reda GHz.

Međutim, ne sme se izgubiti iz vida (premda je u ovoj analizi to zanemareno) činjenica da tranzistori nisu idealni prekidači, i da se u njima javljaju gubici pri prekidanju i uspostavljanju (komutacioni) i provođenju struje (kondukcioni). Komutacioni gubici su uglavnom dominantni, i oni su srazmerni prekidačkoj učestanosti. Osim toga, u ovoj analizi je zanemareno i mrtvo vreme tranzistora, koje je još jedan od ograničavajućih faktora u pogledu brzine paljenja/gašenja tranzistora.

Pokazalo se prilikom izvođenja algoritma da je praktično jedina povratna informacija koju algoritam zahteva za pravilno funkcionisanje vrednost brzine obrtanja rotora. Međutim, treba se setiti da ovaj zaključak važi jedino u slučaju da su napon napajanja i svi parametri motora konstantni. Granice u kojima su dozvoljene varijacije napona napajanja asinhronog motora su relativno uske. Mnogo kritičnije, međutim, su varijacije parametara. Otpornosti se menjaju značajno ($\pm 50\%$) u zavisnosti od temperature, dok se induktivnosti mogu menjati manje ili više u zavisnosti od karakteristika materijala. Jedan od potencijalnih pravaca daljeg rada bio bi ispitivanje robusnosti na promenu vrednosti parametara i na varijacije napona napajanja. Pored toga, bilo bi poželjno ispitati stabilnost sistema u različitim radnim režimima, kao i generisati složeniji model, koji bi uvažavao nesavršenost prekidačkih elemenata, mrtvo vreme i ostale efekte koji su u ovoj simulaciji zanemareni, a u praksi mogu biti od izuzetnog značaja.

LITERATURA

- [1] Terrance A. Lettenmaier, Donald W. Novotny and Thomas A. Lipo: „Single-Phase Induction Motor with an Electronically Controlled Capacitor“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, January/February 1991.
- [2] R. Campenau, C. Suci, A. Campenau: „Electronic Controlled Capacitor for Single Phase Induction Motor“, *Annals of the University of Craiova, Electrical Engineering Series*, no. 30, 2006.
- [3] Nabil A. Ahmed: “Three-phase induction motor operating from single-phase supply with an electronically controlled capacitor”, *Electric Power Systems Research*, vol. 73, issue 2, February 2005, pp. 121-128
- [4] C.S. Jha, A.R. Daniels: „The starting of single-phase induction motors having asymmetrical stator windings in quadrature“, *Proceedings of the IEE – Part A: Power Engineering*, vol. 106, issue 28, August 1959.
- [5] S.A. Nasar, L.E. Unnewehr: „Electromechanics and Electric Machines“, *Wiley*, 1983.
- [6] S.S. Murthy, G.J. Berg, Bhim Singh, C.S. Jha, B.P. Singh: „Transient Analysis of a Three Phase Induction Motor with Single Phase Supply“, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 1, January 1983.

Abstract – In this paper, the transient behaviour of a single-phase induction motor with an electronically controlled capacitor is considered. The system under examination is based on an DC capacitor, connected in series with the auxiliary winding by means of a transistor H bridge. This type of connection makes it possible to achieve a continuously variable effective capacitance at the AC terminals of the bridge. By obtaining a proper control algorithm, it is possible to maintain minimum copper loss and minimum unbalance under different working conditions. A criteria has been derived in order to determine the optimal capacitance values for various speed values. Based on this criteria, a control algorithm which is to secure optimal

working conditions at any motor speed is proposed. Finally, a mathematical model of the system for the transient analysis is obtained, and a digital simulation is carried out. Simulation results are graphically presented and discussed.

TRANSIENT ANALYSIS OF A SINGLE-PHASE INDUCTION MOTOR WITH AN ELECTRONICALLY CONTROLLED CAPACITOR

Bogdan Brković, Zoran Lazarević