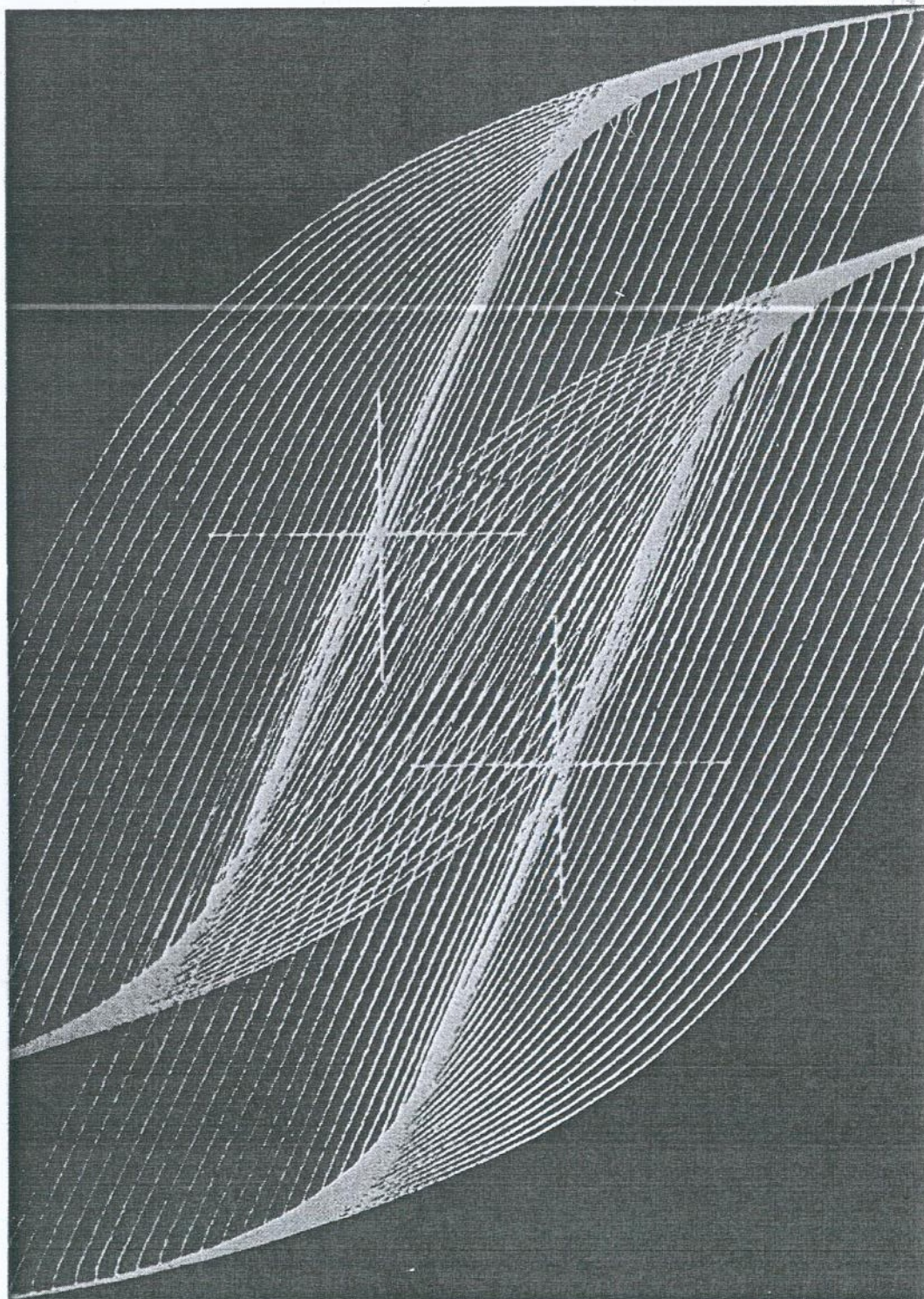




UNIVERSITETI POLITEKNIK I TIRANËS
POLYTECHNIC UNIVERSITY OF TIRANA

BULETINI I SHKENCAVE TEKNIKE
BULLETIN OF TECHNICAL SCIENCES

Nr. 1



TIRANË 2014



REPUBLIKA E SHQIPËRISË
UNIVERSITETI POLITEKNIK - TIRANË

BULETINI I SHKENCAVE TEKNIKE

Nr. 1 Viti 2014

KONTROLI I SHPEJTËSISË SË MOTORËVE ASINKRONË TREFAZORË ME ANË TË ORIENTIMIT TË FLUKSIT TË ROTORIT

Alfred PJETRI
Ymer LUGA
Astrit BARDHI

ABSTRACT

SPEED CONTROL OF THREE PHASE INDUCTION MOTORS WITH ROTOR FLUX ORIENTATION

Rotor flux orientation speed control of induction motor drives it is known to produce high performance because of decoupling rotor flux and torque producing current components of stator current. This paper describes a speed control system for three phase induction motor drives with rotor flux orientation that it is adequate for high dynamics application. To control the rotor speed of the induction motor drives, a PI controller is employed in the control system. A hysteresis current controller is applied for controlling the magnitude and the frequency of the output voltage of the PWM voltage source inverter which fed the induction motor. In order to verify the validity of the proposed control system, the model of the system is implemented in MATLAB Simulink software, which is suitable for testing the dynamic simulation. Simulation results shows that the reference and rotor speed of induction motor are very closed to each-other under load torque changes.

QËLLIMI

Kontrolli i shpejtësisë së transimioneve me motor asinkron me anë të orientimit të fluksit të rotorit siguron një dinamikë të shpejtë pasi arrihet kontrolli i pavarur i komponenteve të rrymës së statorit që janë përgjegjëse për fluksin dhe momentin. Ky punim paraqet një sistem për kontrollin e shpejtësisë së transimioneve elektrike me motor asinkron trefazor me anë të orientimit të fluksit të rotorit, i cili është i përshtatshëm për tu përdorur në aplikime të përpikmërisë së lartë ku kërkohet një dinamikë e shpejtë. Për kontrollin e shpejtësisë së rotorit të transimioneve me motor asinkron në sistemin e kontrollit është përfshirë një rregullator PI. Rregullatorët e histerezisë janë përdorur për kontrollin e madhësisë dhe frekuencës së tensionit në dalje të inverterit PWM të tensionit i cili ushqen motorin asinkron. Me qëllin që të verifikohet vlefshmëria e sistemit të kontrollit të propozuar, është bërë implementimi i sistemit në programin MATLAB Simulink, i cili është i përshtatshëm për testimin e simulimeve me një dinamikë të shpejtë. Rezultatet e marra nga simulimi tregojnë që shpejtësia e referencës dhe ajo e rotorit të motorit asinkron janë shumë afër njëra-tjetrës për vlera të ndryshme të momentit të ngarkesës.

Fjalët Kyç —Kontrolli me orientim të fluksit të rotorit, transimionet elektrike me motor asinkron.

1. HYRJE

Më shumë se gjysma e energjisë elektrike që prodhohet në vendet e zhvilluara shndërrohet në energji mekanike nga motorët asinkronë. Ndër tipet e ndryshëm të motorëve asinkronë, ato trefazor me rotor të lidhur në të shkurtër kanë gjetur një përdorim të madh. Më shumë se 90% e transmiseve elektrike industriale përdorin motorë asinkronë trefazorë me rotor të lidhur në të shkurtër. Kjo përhapje e përdorimit të motorëve asinkronë me rotor të lidhur në të shkurtër krahasuar me llojet e tjerë të motorëve elektrikë është rezultat i faktit se ata kanë kosto të ulët, siguri të lartë në punë dhe mirëmbajtje të lirë [1]. Mekanizmat që vihen në lëvizje prej këtyre motorëve në të shumtën e rasteve kërkojnë kontroll të shpejtësisë së motorit. Mënyra më e përhapur për kontrollin e shpejtësisë të këtyre motorëve është ajo me orientim fushe, sepse ajo siguron kontrollin e pavarur të fluksit dhe momentit [2]. Që të mundësohet kontrolli me orientim fushe duhet që modeli matematik i motorit asinkron të ketë një formë të tillë që të mundësojë kontrollin e pavarur të fluksit dhe momentit [3]. Kontrolli i pavarur i fluksit dhe momentit në motorët asinkronë siguron saktësi të madhe dhe dinamikë të shpejtë të përgjigjes së shpejtësisë në regjimet kalimtare. Ndërmjet metodave të ndryshme të kontrollit me orientim fushe, ajo me orientim të fluksit të rotorit është një ndër metodat më efektive të kontrollit të shpejtësisë në motorët asinkronë trefazorë dhe kjo vjen për shkak të lehtësisë së ndërtimit dhe implementimit të algoritmit të kësaj metode kontrolli. Ky punim paraqet metodën e kontrollit të shpejtësisë në motorët asinkronë trefazorë me rotor të lidhur në të shkurtër nëpërmjet orientimit të fluksit të rotorit. Vlefshmëria e metodës së propozuar është provuar nëpërmjet simulimeve të realizuara në programin MATLAB Simulink.

2. MODELI MATEMATIK I MOTORIT ASINKRON TREFAZOR ME FUSHË TË ROTORIT TË ORIENTUAR

Duke patur parasysh kuptimin e vektorit hapsinor si dhe duke pranuar qarkun magnetik linear dhe rezistencat aktive konstante, modeli matematik i motorit asinkron trefazor me rotor të lidhur në të shkurtër mund të paraqitet në kordinata ortogonale [2], [3]. Ky model, për sistemin koordinativ ortogonal (d,q,0) që rrotullohet me shpejtësi sinkrone ω_1 , me aksin d të puthitur me vektorin e fluksit të rotorit ka pamjen e mëposhtme:

$$\begin{aligned}
 u_{sd} &= \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_1 \psi_{sq} + R_s i_{sd} & 0 &= \frac{d\psi_{rd}}{dt} + R_r i_{rd} \\
 u_{sq} &= \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_1 \psi_{sd} + R_s i_{sq} & 0 &= (\omega_1 - \omega) \cdot \psi_{rd} + R_r i_{rq} \\
 \psi_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i_{rd} & \psi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\
 \psi_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m i_{rq} & 0 &= L_r i_{rq} + L_m i_{sq}
 \end{aligned} \tag{1}$$

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} i_{sq} = C_m \Psi_{rd} i_{sq} \qquad M - M_{st} = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = \frac{J}{p} \frac{d^2\theta}{dt^2}$$

ku $u_{sd}, u_{sq}; i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}; \psi_{sd}, \psi_{sq}, \psi_{rd}, \psi_{rq}$ janë komponentet ortogonale të tensionit të statorit, rrymave të statorit dhe rotorit dhe flukseve të statorit dhe rotorit. Ndërsa M, M_{st} dhe ω janë momenti elektromagnetik, momenti statik dhe shpejtësia e rrotullimit të rotorit në radian elektrik. Modeli i mësipërm është i përshtatshëm për realizimin e algoritmit të sistemit të kontrollit të shpejtësisë me anë të orientimit të fluksit të rotorit [2], [3].

3. ALGORITMI I KONTROLLIT TË SHPEJTËSISË ME ORIENTIM TË FLUKSIT TË ROTORIT

Njohja në çdo çast e pozicionit të vektorit të fluksit është kërkesë e domosdoshme për të bërë të mundur kontrollin me orientim fushe [2], [3]. Saktësia e njohjes së këndit të fluksit është vendimtare në kontroll pasi llogaritja e rrymave i_{sd}, i_{sq} varet drejtpërsëdrejti nga ky kënd [4], [5]. Punimi paraqet sistemin e kontrollit të shpejtësisë me anë të orientimit të fluksit të rotorit. Përcaktimi i pozicionit këndor Θ_r të vektorit të fluksit të rotorit do të bëhet duke u bazuar mbi diferencën relative ndërmjet shpejtësisë sinkrone dhe asaj të rotorit $\omega_s = \omega_l - \omega$. Këndi Θ_r përfaqëson këndin ndërmjet aksit gjatësor të sistemit koordinativ të fiksuar në stator dhe vektorit të fluksit të rotorit i cili është i orientuar sipas aksit gjatësor të sistemit koordinativ që lëviz me shpejtësi sinkrone [3]. Shpejtësia e rotorit do të merret nëpërmjet dhënësit të vendosur në bosht të motorit. Duke shënuar me ω_l^* shpejtësinë sinkrone të referencës, atëherë këndi Θ_r i pozicionit të fluksit të rotorit mund të përcaktohet si:

$$\Theta_r = \int_0^t \omega_l^* dt = \int_0^t \omega_s dt + \int_0^t \omega dt = \int_0^t \omega_s dt + \theta$$

(2)

Ku θ është zhvendosja këndore e rotorit të motorit.

Vlera e kërkuar e shpejtësisë së shkarjes ω_s mund të llogaritet nga ekuacionet (1) të motorit në kushtet e orientimit të fluksit të rotorit ($\Psi_{rq} = 0$).

$$\omega_s = \frac{L_m i_{sq}}{\tau_r \Psi_{rd}}$$

(3) ku $\tau_r = L_r / R_r$ është konstantja e kohës së rotorit

Ndërsa fluksi i rotorit mund përcaktohet me anë të ekuacionit:

$$\Psi_{rd} = \frac{L_m i_{sd}}{1 + \tau_r s}$$

(4)

ku $s = d / dt$

Vlera e rrymës së referencës i_{sd}^{ref} që i korespondon një fluksi të dhënë Ψ_{rd}^{ref} mund të llogaritet nga ekuacioni (4) si:

$$i_{sd}^{ref} = \frac{(1 + \tau_r s)}{L_m} \Psi_{rd}^{ref}$$

(5)

Ndërsa vlera e rrymës së referencës i_{sq}^{ref} që i korespondon një momenti të dhënë M_{ref} mund të merret nga shprehja e momentit në ekuacionet (1).

$$i_{sq}^{ref} = \frac{M_{ref}}{C_m \Psi_{rd}}$$

(6)

Bazuar në algoritmin e mësipërm të orientimit të fluksit të rotorit, në fig. 1 është paraqitur sistemi që propozohet në këtë punim për kontrollin e shpejtësisë së motorit asinkron me rotor të lidhur në të shkurtër me anë të orientimit të fluksit të rotorit. Në këtë sistem kontrolli, si vlerë reference për fluksin e rotorit është pranuar vlera nominale e tij. Nëpërmjet ekuacionit (6), në fig.1, llogaritet vlera e komponentes tërthore e rrymës së referencës i_{sq}^{ref} . Ndërsa për llogaritjen e komponentes gjatësore të rrymës së referencës i_{sd}^{ref} na nevojitet ekuacioni (5). Për vlera të llogaritura të komponenteve ortogonale të rrymave të referencës të statorit i_{sd}^{ref} dhe i_{sq}^{ref} me anë transformimit të kordinatave $dq \rightarrow ABC$ marrim vlerat e referencës së rrymave të statorit $i_A^{ref}; i_B^{ref}; i_C^{ref}$. Pozicioni këndor i vektorit të fluksit të rotorit Θ_r është llogaritur duke bërë integrimin e shpejtësisë së shkarjes dhe duke i mbledhur kësaj të fundit pozicionin këndor të rotorit θ në përputhje me ekuacionin (2). Gjithashtu nëpërmjet ekuacioneve (3), (4), nga modeli matematik i motorit me fushë të orientuar, gjendet komponentja gjatësore e fluksit të rotorit Ψ_{rd} .

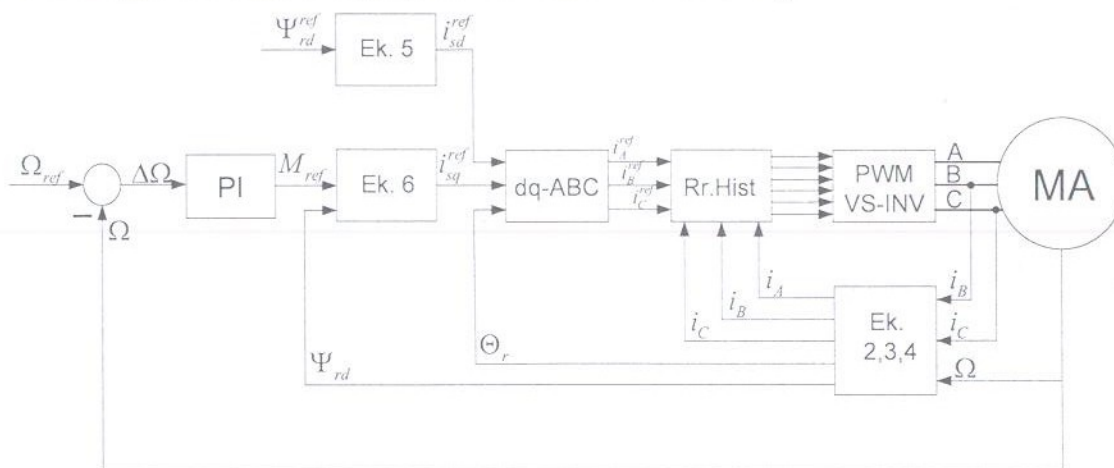


Fig. 1. Sistemi i kontrollit të shpejtësisë së motorit asinkron trefazor me anë të orientimit të fluksit të rotorit.

Siç shikohet nga fig. 1 për të bërë të mundur kontrollin e rrymës në dalje të inverterit për secilën fazë, përdoren të ashtëquajturit rregullatorë të histerezisë [3]. Përdorimi i këtyre rregullatorëve shmang vështërsinë që haset në përcaktimin e koeficientëve të rregullatorëve linearë në skemat tradicionale të kontrollit të shpejtësisë me anë të orientimit të fushës [6], [7]. Ky tip rregullatori mundëson krijimin e impulseve të komandimit të portave të elementëve të komandueshëm të elektronikës së fuqisë të inverterit duke bërë në këtë mënyrë ndryshimin e tensionit në dalje të inverterit. Detyra e rregullatorëve është gjenerimi i impulseve të komandimit të inverterit në mënyrë të atillë që rrymat në dalje të inverterit i_A, i_B, i_C (rrymat e statorit të motorit) të jenë sa më afër atyre të referencës $i_A^{ref}, i_B^{ref}, i_C^{ref}$ të gjeneruara nga sistemi i kontrollit [3]. Parimi i funksionimit të këtij rregullatori është si vijon:

Rrymat e daljes së inverterit i_A, i_B, i_C krahasohen me rrymat e referencës $i_A^{ref}, i_B^{ref}, i_C^{ref}$. Gabimet $\Delta i_A, \Delta i_B, \Delta i_C$ që rezultojnë nga krahasimi i rrymave shërbejnë si hyrje për rregullatorët e histerezisë të cilët gjenerojnë në dalje të tyre impulset e komandimit të transistorëve, (fig. 2-a).

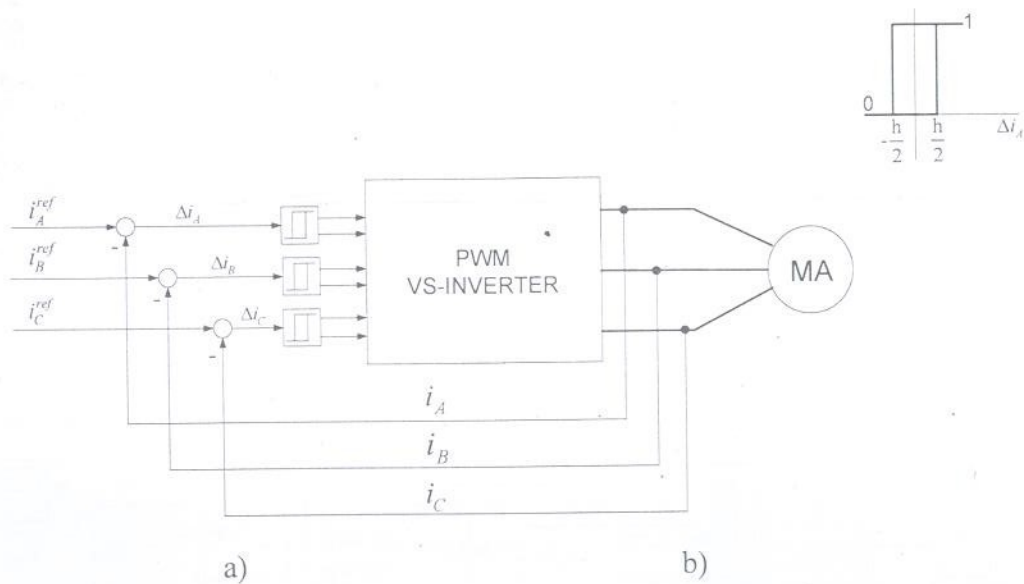


Fig. 2. a). Kontrolli i rrymave të motorit në inverterat e tensionit me anë të rregullatorëve të histerezisë,
b). Karakteristika hyrje-dalje e rregullatorit të histerezisë për fazën A.

Karakteristika hyrje-dalje e rregullatorit të histerezisë për fazën A tregohet në fig. 2-b. Banda e rregullatorit është shënuar me h . Në qoftë se gabimi i rrymës Δi_A është më i madh se $h/2$, që do të thotë që $i_A < i_A^{ref}$ atëherë rregullatori kalon në pozicionin 1 duke bërë të mundur që tensioni i fazës A të rritet. Në mënyrë të njëjtë, gabimi i rrymës Δi_A më i vogël se $-h/2$ bën që rregullatori të kalojë në pozicionin 0 duke bërë në këtë mënyrë zvogëlimin e tensionit të fazës A të motorit. I njëjti arsyetim mund të bëhet për fazat B dhe C.

Banda h e rregullatorit të histerezisë ndikon në frekuencën e komutimit të inverterit. Sa më e vogël të jetë banda h aq më e madhe do të jetë frekuenca e komutimit. Rritja e kësaj frekuençe bën që forma e valës së rrymave të fazave të statorit të afrohen sinusoidës. Në praktikë zgjedhja e bandës së rregullatorit të histerezisë duhet të bëhet duke patur parasysh si cilësinë e rrymës ashtu edhe rendimentin e inverterit [2], [3].

4. REALIZIMI NË AMBIENTIN MATLAB SIMULINK I SISTEMIT TË KONTROLLIT TË SHPEJTËSISË

Verifikimi i algoritmit të propozuar në këtë punim, është bërë duke e implementuar në MATLAB Simulink sistemin e kontrollit të shpejtësisë të paraqitur në fig. 1. Modeli në Simulink i sistemit të kontrollit të shpejtësisë është treguar në fig. 4. Në fig. 5 është treguar realizimi i algoritmit të sistemit të kontrollit me orientim të fluksit të rotorit. Të dhënat e modelit matematik të motorit të marrë në shqyrtim janë paraqitur në tabelën 1.

Kontrolli i madhësisë dhe frekuencës së tensionit në dalje të inverterit është bërë duke përdorur teknikën PWM me anën e rregullatorëve të histerezisë. Në bazë të [8], [9], koeficientët e rregullatorit PI rezultojnë $K_p=100$ dhe $K_i=10$, ndërsa banda e rregullatorëve të histerezisë është marrë 1.

Tabela 1

P_n [kW]	n_n [rrot/min]	U_{nl} [V]	f_n [Hz]	R_s [Ω]	R_r [Ω]	L_s [H]	L_r [H]	L_m [H]	J kgm ²
4	1430	400	50	1.405	1.395	0.17804	0.17804	0.1722	0.0131

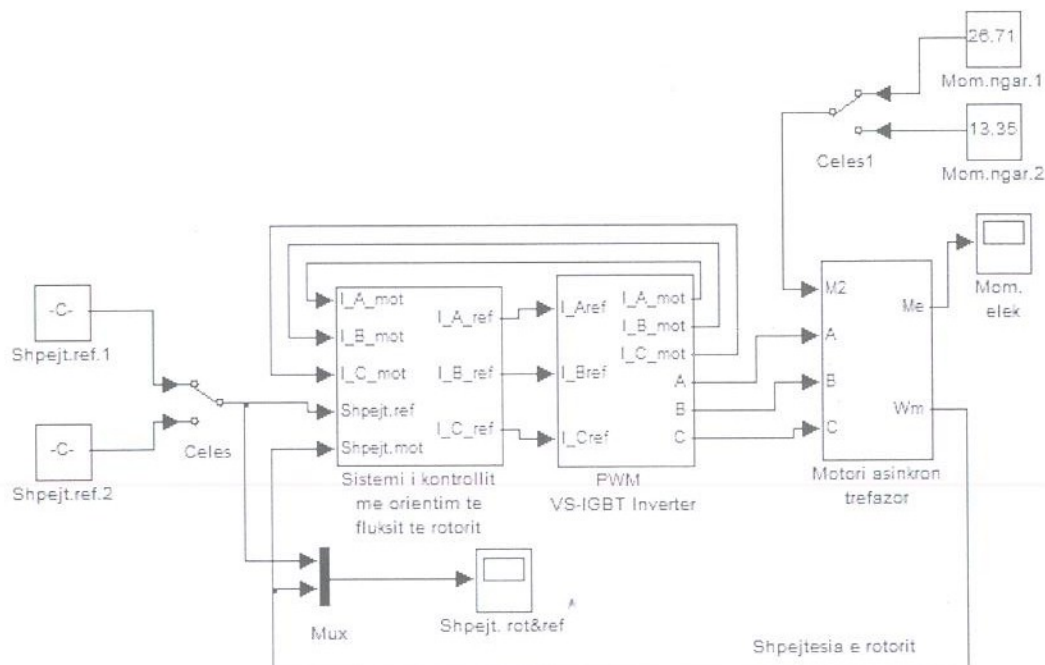


Fig. 4. Modeli në Simulink i sistemit të kontrollit të shpejtësisë.

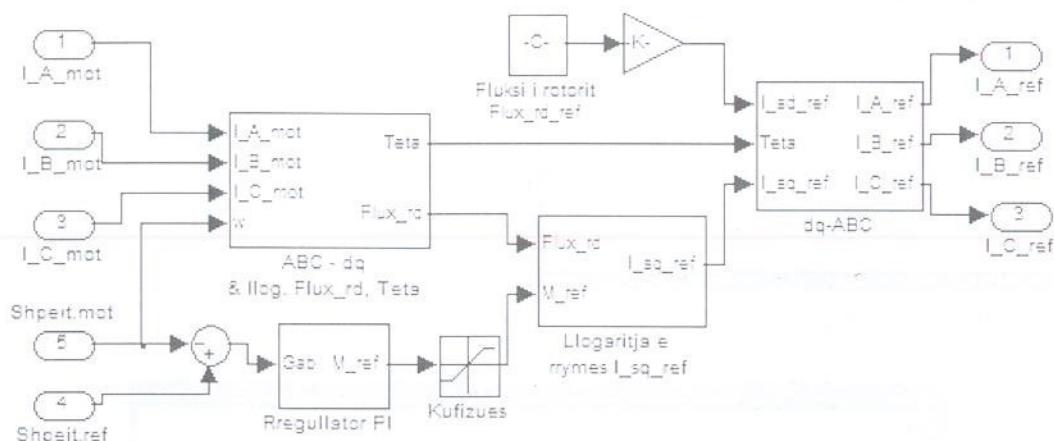


Fig. 5. Sistemi i kontrollit me orientim të fluksit të rotorit.

5. REZULTATET E SIMULIMIT

Rezultatet e simulimit janë marrë për dy vlera të ndryshme të shpejtësisë së referencës duke bërë ndryshimin në formë shkalle të momentit të ngarkesës së motorit. Fig. 6 dhe fig. 7 paraqesin shpejtësinë dhe momentin elektromagnetik që zhvillon motori në funksion të kohës. Si vlera të referencës për shpejtësinë janë marrë përkatësisht 150 rad/s dhe 100 rad/s, (fig. 6). Me ngjyrë të gjelbër është treguar shpejtësia e motorit ndërsa me ngjyrë blu është treguar shpejtësia e referencës. Ndryshimi i momentit të ngarkesës së motorit në të gjitha rastet është bërë në mënyrë të menjëhershme nga momenti nominal në $\frac{1}{2}$ e momentit nominal dhe anasjelltas për të dyja shpejtësitë e referencës, (fig. 7).

Fillimisht është bërë lëshimi i motorit me moment nominal në bosht. Më pas në kohën $t=0.5s$ është ulur në formë shkalle momenti i ngarkesës në gjysmën e momentit nominal të motorit dhe ky regjim ka vazhduar deri në kohën $t=1s$ dhe në këtë çast kohe është rritur në formë shkalle momenti i ngarkesës së motorit në vlerën nominale dhe kjo ngarkesë e motorit nuk është ndryshuar deri në kohën $t=2s$. Në kohën $t=1.5s$, pa e ndryshuar momentin e ngarkesës është ulur në mënyrë të menjëhershme shpejtësia e referencës nga 150 rad/s në 100 rad/s.

Në castet e kohës 2s dhe 2.5s është bërë ulja dhe rritja e momentit të ngarkesës së motorit, (fig. 7).

Është i njohur fakti që vlerësimi i çdo sistemi kontrolli bëhet nëpërmjet treguesve të tillë të cilësisë sic janë mbirregullimi m_r , koha e stabilizimit t_s dhe gabimi në gjendje të stabilizuar ϵ . Duke analizuar përgjigjen e shpejtësisë të fig. 6 për të gjitha ngacmimet (ndryshimet e momentit të ngarkesës) që i janë bërë sistemit të kontrollit, vlerat maksimale të mbirregullimit, kohës së stabilizimit dhe gabimit në gjendje të stabilizuar rezultojnë:

$m_r = 0.93 \%$, $t_s = 0.08s$ dhe $\epsilon = 0.87 \%$. Sic mund të kuptohet këto vlera të treguesve të cilësisë janë optimale

Rezultatet e përfituara nga simulimi dëshmojnë më së miri funksionimin e sistemit të kontrollit të shpejtësisë me anë të orientimit të fluksit të rotorit, të propozuar në këtë punim.

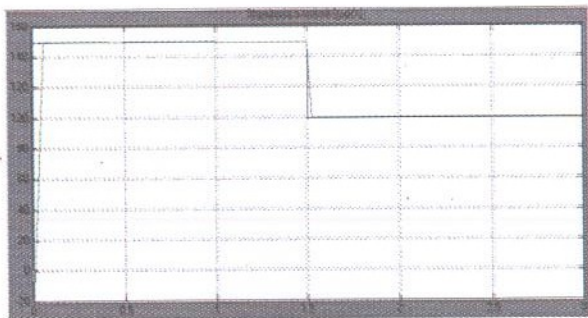


Fig. 6. Përgjigja në kohë e shpejtësisë

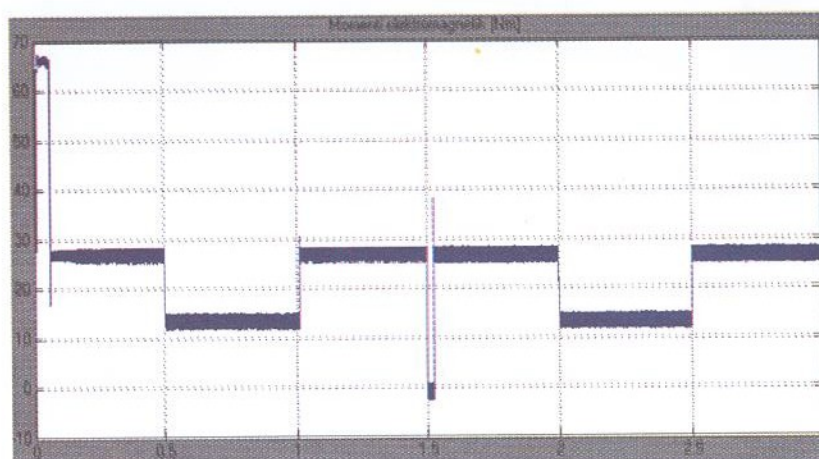


Fig. 7. Përgjigja në kohë e momentit elektromagnetik.

6. PËRFUNDIME

Nga analiza e sistemit të kontrollit dhe e rezultateve të marra nga simulimi, arrijmë në përfundimet e mëposhtme:

- Metoda e propozuar për kontrollin e shpejtësisë së motorit asinkron me anë të orientimit të fushës krahasuar me kontrollin skalar jep rezultate shumë më të mira sa i përket tregueve të cilësisë jo vetëm në regjime të vendosura por dhe në regjime kalimtare.
- Siç vërehet nga rezultatet e simulimit, kjo mënyrë e kontrollit të shpejtësisë siguron mbirregullim, kohë stabilizimi dhe gabim në gjendje të stabilizuar në vlera optimale.
- Kjo metodë ka një algoritëm kontrolli relativisht të thjeshtë krahasuar me metodat e tjera të kontrollit me orientim fushe.
- Kjo metodë e kontrollit të shpejtësisë mund të përdoret me shumë sukses në transmisionet elektrike të përpikmërisë së lartë siç janë ato të kontrollit të pozicionit.

5. LITERATURA

- [1] A. Pjetri, Y. Luga, A. Bardhi, "Kontrolli skalar i shpejtësisë së motorëve asinkronë pa sensor", Konferenca Kombëtare, Teknologjitë të Avancuara - Rruga Jonë e Zhvillimit, Tetor 2011, Tiranë.
- [2] N. P. Quang, J. A. Dittrich, "Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice", Springer, 2008.
- [3] A.M.Trzynadlowski: "The field orientation principle in control of induction motors", Kluwer Academic Publisher, 2000.
- [4] D. C. Lee, S. K. Sul, M. H. Park, "High Performance Current Regulator for a Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Industry Application, vol. 30, no. 5, pp. 1247-1257, 1994.
- [5] G. C. Raj, D. P. Renuga, M. A. Prasana, "Improved Indirect Rotor Flux Oriented Control of PWM Inverter fed Induction Motor Drives" ACEEE Int. J. on Electrical and Power Engineering, Vol. 01, No. 03, Dec 2010.
- [6] G. E. Perez, "On field-oriented control of induction motors: tuning of the PI gains for performance enhancement". IEEE, pp.971 - 976 vol.1, 1998.
- [7] A. S. Bazanella, R. Reginatto, "Brief Robust tuning of the speed loop in indirect field oriented control of induction motors" IFAC, pp. 1811-1818 vol. 37, 2001.
- [8] A. S. Elwer, "A Novel Technique for Tuning PI-Controllers in Induction Motor Drive Systems for Electric Vehicle Applications", Journal of Power Electronics, Vol. 6, No. 4, Oct 2006.
- [9] G. W. Chang, G. P. Espinoza, E. Mendes, R. Ortega, "Tuning rules for the PI gains of field-oriented controllers of induction motors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol: 47, pp. 592-602, 2000.

NJË METODOLOGJI E UNIFIKUAR PËR PËRCAKTIMIN E VLERËS SË KOSTOS

Elfrida SHEHU (ALLIU)

ABSTRACT

A UNIFIED METHODOLOGY FOR DETERMINING THE COST VALUE

The final result in any real estate valuation process is the determination of value. According to the International Standards and European Standards there are two types of values; market value and non-market value. Cost value is a non-market value. Such a value is recognised and is widely used by Albanian appraisers, but they use different valuation methodologies.

Analysing a number of assessments carried out by different appraisers for the same purpose, using the cost value, leads to the conclusion that it is a necessity to incorporate a unified valuation methodology in order to narrow the differences in the reported values and this paper proposes such a methodology.

QËLLIMI

Pikënisje për këtë punim u bë situata e vlerësimeve të pasurive të paluajtshme në vendin tonë. Që nga fillimi i viteve '90, kur pasuria e paluajtshme u kthye në mall të tregtueshëm e deri më sot është zgjeruar gama e qëllimeve për të cilat kërkohen vlerësimet. Në pjesën më të madhe të rasteve vlerësimet bazohen në vlerën e tregut, por referuar situatës aktuale të tregut imobiliar dhe qëllimeve për të cilat kërkohen vlerësimet, gjithnjë e më shumë vlerësuesit tanë po i drejtohen dhe vlerës së kostos.

Janë të njohura dhe të pranueshme (brenda limiteve të caktuara) diferencat në vlerat e raportuara nga vlerësues të ndryshëm për të njëjtën pronë dhe për të njëjtin qëllim vlerësimi, por kontaktet e përditshme me vlerësues dhe vlerësime dëshmojnë se ka diferenca të ndjeshme në vlerat e raportuara. Këto ndryshime nuk janë thjesht dhe vetëm rezultat i gjykimeve të vlerësuesve të ndryshëm, por kryesisht rezultat i ndryshimeve në metodologjitë e përdorura për vlerësim. Në këtë këndvështrim punimi propozon përdorimin e një metodologjie të unifikuar në përcaktimin e vlerës së kostos me qëllim ngushtimin e diferencave të tilla.

HYRJA

Rezultati final i procesit të vlerësimit të pasurive të paluajtshme është përcaktimi i vlerës. Lloji dhe tipi i vlerës përcaktohet nga qëllimi për të cilin kërkohet vlerësimi, ndërsa ky i fundit përcaktohet në varësi të kërkesave të klientit.

Vitet e fundit është zgjeruar gama e qëllimeve për të cilat kërkohet vlerësimi i pasurive të paluajtshme. Kështu përveç vlerësimeve për kredimarrje, raportime financiare, rivlerësimit të aseteve, etj. po shtohen vlerësimet si pjesë e asistencës profesionale apo këshillimeve lidhur me pronat.

Vlerësuesit tanë në praktikën e punës së tyre të përditëshme bazohen në Standardet Europiane (EVS) dhe Standardet Ndërkombëtare (IVS) të Vlerësimit të Pasurive të Paluajtshme në mungesë të Standardeve Shqiptare të vlerësimit.

Në pjesën më të madhe të rasteve ajo që kërkohet është përcaktimi i vlerës së tregut. Kjo vlerë, e bazuar në treg, përkufizohet si: **“... shuma e vlerësuar për të cilën një pronë do të shkëmbehet në datën e vlerësimit, midis një shitësi të vullnetshëm dhe një blerësi të vullnetshëm, në një transaksion normal, pas një marketingu të përshtatshëm ku palët kanë vepruar secili në mënyrë të mirëinformuar, të kujdesshme dhe pa detyrim” (IVS 2007) (EVS 2012) [1] [2].**

Metodat që përdoren për vlerësimin e pasurive të paluajtshme janë metoda e krahasimit, metoda e investimit, metoda e fitimit, metoda e zhvillimit dhe metoda e kostos. Sipas Standardeve ndërkombëtare dhe Europiane (IVS 2011 dhe EVS 2011) të gjitha metodat në fund të fundit konvergjojnë në tre metoda, metoda e krahasimit, metoda e investimit, të dyja metoda të mirëfillta tregu dhe metoda e kostos, metodë jo tregu.

Metoda e krahasimit jep një tregues të vlerës nëpërmjet krahasimit të pronës, objekt vlerësimi me prona të tjera të ngjashme për të cilat kemi informacion lidhur me vlerat e tregut të realizuara në transaksione të kohëve të fundit [3].

Metoda e investimit jep një tregues të vlerës nëpërmjet kthimit të fluksit të të ardhurave të pritshme në të ardhmen (nga prona) në një vlerë të vetme kapitale. Ndryshe kjo metodë njihet edhe si metoda e kapitalizimit të të ardhurave [3].

Në standardet europiane (EVS) dhe standardet ndërkombëtare (IVS) të vlerësimit të pasurive të paluajtshme njihen edhe vlera të tjera jo të bazuara në treg. Një vlerë e tillë është dhe vlera e kostos (Kosto e Zëvendësuar e Amortizimit), e cila përkufizohet si: **“ kostoja aktuale e zëvendësimit të një aseti me një aset modern ekuivalent duke bërë përshtatjet e duhura për amortizimin fizik, funksional dhe teknik” (EVS 2012) [1].**

Metoda e Kostos jep një tregues të vlerës nëpërmjet aplikimit të parimit ekonomik që një blerës nuk do të paguante për një pronë më shumë sesa kosto për të siguruar një aset me dobishmëri të njëjtë, qoftë nëpërmjet blerjes apo ndërtimit [3].

Metoda e Kostos është metoda e përcaktimit të vlerës së kostos. Vlera e kostos përdoret në vlerësimin e pronave që rrallë ose asnjëherë shiten në treg, përveçse nëpërmjet shitjes së biznesit ose entitetit, pjesë e të cilit është, për shkak të karakteristikave të veçanta që lidhen me natyrën e specializuar dhe projektin, konfigurimin e saj, madhësinë, vendndodhjen, ose të tjera [4]. Ajo përdoret në vlerësimet e pronave të sektorit publik, pronave të specializuara, etj.

Në varësi të tipit të pronës, qëllimit për të cilin kërkohet vlerësimi dhe kushteve të tregut të pasurive të paluajtshme, vlera e kostos e përcaktuar nëpërmjet metodës së kostos, mund të zëvendësojë vlerën e tregut nëse aplikimi i kësaj metode dhe procedurat e vlerësimit bazohen në të dhëna tregu, si për përcaktimin e vlerës së truallit ashtu edhe për kostot e ndërtimit, duke përfshirë dhe amortizimin e akumuluar (IVS 2007) [2].

Metoda e kostos si metoda e përcaktimit të vlerës së kostos nuk është një metodë e re, ajo njihet dhe përdoret gjerësisht nga vlerësuesit. E reja që sjell ky punim është që duke u nisur nga problematikat e vërejtura në aplikimin e metodës ai propozon një ndër rrugët e zgjidhjes së tyre; përdorimin e një metodologjie të unifikuar. Për këtë janë shfrytëzuar një sërë vlerësimesh për prona kryesisht në segmentin Tiranë-Durrës.

PËRMBAJTJA

Objekti i zgjedhur i studimit dhe rezultatet e studimit

Pronat të cilat janë marrë në shqyrtim janë prona në zonën industriale përgjatë superstradës Tiranë-Durrës. Janë shqyrtuar disa raste vlerësimesh të bëra nga vlerësues të ndryshëm për të njëjtën pronë dhe për të njëjtin qëllim. Nga tërësia e vlerësimeve të marra në studim janë përzgjedhur vlerësimet e dy pronave.

Prona 1 është vlerësuar nga tre vlerësues në kuadrin e rivlerësimeve të pronave. Ajo përbëhet nga një sipërfaqe trualli prej 5000 m² mbi të cilën ndodhet një objekt 1 dhe 2 kat me sipërfaqe të regjistruar 3400 m² me destinacion përdorimi magazinë, zyra dhe ekspozitë. Pasuria e paluajtshme është vendosur kolateral për Bankën X.

Prona 2 është vlerësuar nga tre vlerësues në kuadrin e rivlerësimit të pronave. Ajo përbëhet nga sipërfaqe trualli prej 10350 m² mbi të cilën ndodhen objekte 1 kat, 2 kat dhe 6 kat me sipërfaqe të përgjithëshme të regjistruar 3700 m² dhe sipërfaqe të përgjithëshme ndërtimore 7844 m².

Rezultatet e vlerësimeve nga vlerësues të ndryshëm për secilën pronë janë treguar në Tabelën 1 dhe në Figurën 1.

Tab.1 Vlerat e pronave sipas raporteve të vlerësuesve të ndryshëm

	Prona 1		Prona 2	
	Data e vlerësimit	Vlera	Data e vlerësimit	Vlera
Vlerësuesi 1	Qershor 2010	2 400 000 EUR	Korrik 2010	5 875 000 EUR
Vlerësuesi 2	Korrik 2011	2 530 000 EUR	Tetor 2011	6 330 000 EUR
Vlerësuesi 3	Korrik 2012	2 020 000 EUR	Tetor 2012	5 520 000 EUR

Fig.1 Vlerat (në mijë lekë) e vlerësimeve të ndryshme për Pronën 1 dhe Pronën 2

Tabela 2 dhe Tabela 3 paraqesin një përmbledhje të informacionit të marrë nga studimi i 3 vlerësimeve për Pronën 1 dhe për Pronën 2.

Tab.2 Përmbledhje e informacionit të marrë nga studimi i vlerësimeve për Pronën 1

	Vlerësuesi 1	Vlerësuesi 2	Vlerësuesi 3
Data e vlerësimit	Qershor 2010	Korrik 2011	Korrik 2012
Metoda e përdorur	Metoda e Kostos	Metoda e Kostos	Metoda e Kostos
Vlera e truallit	80 Eur/m2	90 Eur/m2	120 Eur/m2
Sipërfaqe e truallit është konsideruar	E pamjaftueshme	Optimale	Optimale
Kosto e ndërtesës	300/400 Eur/m2	450 Eur/m2	300/500 Eur/m2
Amortizimi fizik	1.1% në vit	Nuk është konsideruar	Nuk është konsideruar
Zhvleftësime të llojeve të tjera	Nuk janë marrë në konsideratë	Nuk janë marrë në konsideratë	Nuk janë marrë në konsideratë
Ndërtesa zëvendësuese	Identike	Identike	Identike
Kostot financiare	70 % kredi 30 % kapital i veti	Nuk është konsideruar	Nuk është konsideruar
Fitimi i zhvilluesit	10%	0	0
Vlera e raportuar	2 400 000 EUR	2 530 000 EUR	2 020 000 EUR

Tab.3 Përmbledhje e informacionit të marrë nga studimi i vlerësimeve për Pronën 2.

	Vlerësuesi 1	Vlerësuesi 2	Vlerësuesi 3
Data e vlerësimit	Korrik 2010	Tetor 2011	Tetor 2012
Metoda e përdorur	Metoda e Kostos	Metoda e Kostos	Metoda e Kostos
Vlera e truallit	350 Eur/m2	300 Eur/m2	270 Eur/m2
Sipërfaqe e truallit është konsideruar	Optimale	Optimale	Optimale
Kosto e ndërtesës	150/300/650 Eur/m2	165/300/500 Eur/m2	180/250/400 Eur/m2
Amortizimi fizik	Nuk është konsideruar	Nuk është konsideruar	2 % në vit
Zhvleftësime të llojeve të tjera përveç atij fizik	Nuk janë marrë në konsideratë	Nuk janë marrë në konsideratë	Zhvleftësim ekonomik 10 %
Ndërtesa zëvendësuese	Identike	Identike	Identike
Kostot financiare	Nuk është konsideruar	Nuk është konsideruar	70 % kredi 30 % kapital i veti
Fitimi i zhvilluesit	0	0	0
Vlera e raportuar	5 875 000 EUR	6 330 000 EUR	5 520 000 EUR

Metoda e kostos mundëson përcaktimin e vlerës së truallit dhe të përmirësimeve (ndërtimeve) të bëra mbi të duke marrë në konsideratë dhe vjetërimin e amortizimin e tyre [5].

NJË METODOLOGJI E UNIFIKUAR PËR PËRCAKTIMIN E VLERËS SË KOSTOS

Tre ndryshoret që marrim në konsideratë kur aplikojmë metodën e kostos në vlerësim dhe mbi bazën e të cilave është trajtuar informacioni i grumbulluar dhe janë përpiluar dy tabelat e mësipërme janë :

- Kosto për të siguruar truallin
- Kosto e ndërtimit të ndërtesës apo strukturës
- Shkalla e amortizimit, e cila i zbritet koston së ndërtimit.

Në mënyrë të skematizuar vlera e kostos (Kosto e Zëvendësuar e Amortizimit) përcaktohet [6]:

Kosto e ndërtimit të ndërtesës/ave (me tarifat)

+ (Plus)

Kosto e tokës (me tarifat)

Kosto totale

- (Minus)

Amortizimi (për shkak të moshës dhe vjetërimit, etj)

= *Vlera e Kostos (Kosto e zëvendësuar e amortizimit)*

PËRFUNDIME

A. Pas shqyrtimit të situatës së pronave në këtë zonë, ajo paraqitet si më poshtë:

- 1- Ndërtimet e realizuara në këtë zonë në harkun kohor të viteve 2000-2012 janë objekte të ndërtuara kryesisht për qëllimet e vetë kompanive, për nevojat e bizneseve individuale.
- 2- Shumë pak prona janë objekt i dhënies me qera e akoma më pak objekte shit-blerjeje. Kështu rreth 90 % e pronave përdoren nga vetë pronarët, pjesa tjetër është dhënë me qera ose pritet të jepet me qera.
- 3- Ka një numër të konsiderueshëm ndërtesash ende në fazën e karabinasë, për pasojë të pavëna në shfrytëzim.
- 4- Përgjatë superstradës janë zhvilluar industria kimike, ushqimore, mekanike, tekstile, elektronike, ndërtimit, energjitike, etj., pra një larmshmëri industrish e për rrjedhojë me një larmshmëri ndërtimesh që i bën ato të jenë specifike dhe shpesh me fare pak ngjashmëri midis tyre.
- 5- Një pjesë e pronave janë ndërtuar në menyrë spontane, një pjesë të tyre i paraprinë disa studime pjesore [7] dhe pjesa tjetër është ndërtuar pas miratimit të studimit të zonës industriale.

B- Vlerësues të ndryshëm kanë raportuar vlera të ndryshme. Këto ndryshime janë parë jo vetëm në aspektin e ndryshimit sasior por dhe në aspektin e faktorëve që i kanë shkaktuar ato, aspekteve të vlerësimit të marra ndryshe në konsideratë.

Në Figurën 2 jepen ndryshimet sasiore (në %) të vlerave midis vlerësuesve 1 dhe 3 dhe ndryshimet e vlerave midis vlerësuesve 1 dhe 2 për Pronën 1. Në Figurën 3 jepen ndryshimet sasiore (në %) të vlerave midis vlerësuesve 1 dhe 3 dhe ndryshimet e vlerave midis vlerësuesve 1 dhe 2 për Pronën 2. Ndryshimi i vlerave midis vlerësuesve 2 dhe 3 për Pronën 1 dhe midis vlerësuesve 1 dhe 2 për Pronën 2 janë thjesht dhe vetëm rezultat i të dhënave të marra ndryshe nga tregu, pasi aspektet e tjera nuk merren fare në konsideratë.

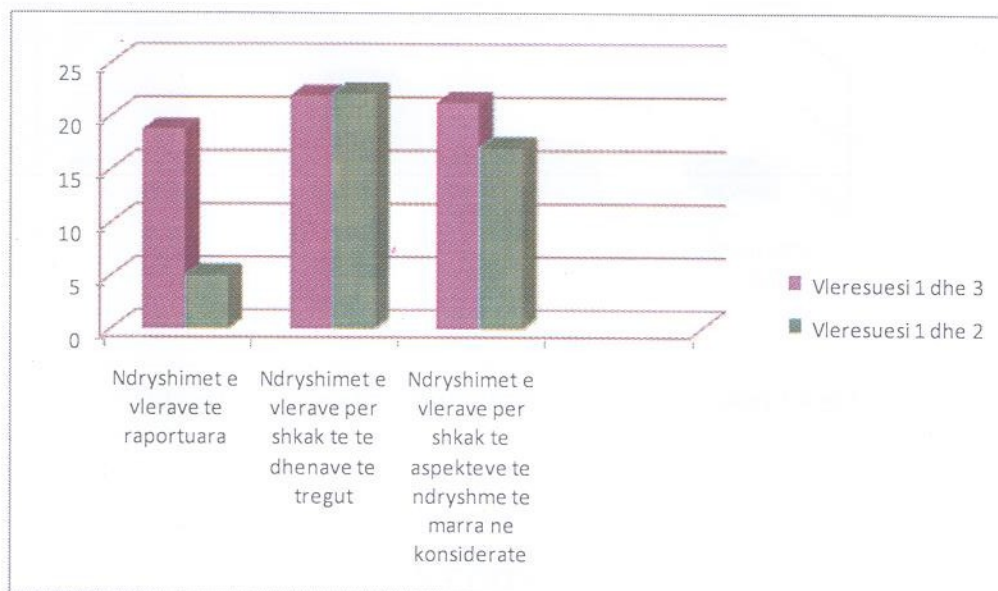


Fig.2 Ndryshimi (në %) i vlerave midis vlerësuesve të ndryshëm për Pronën 1

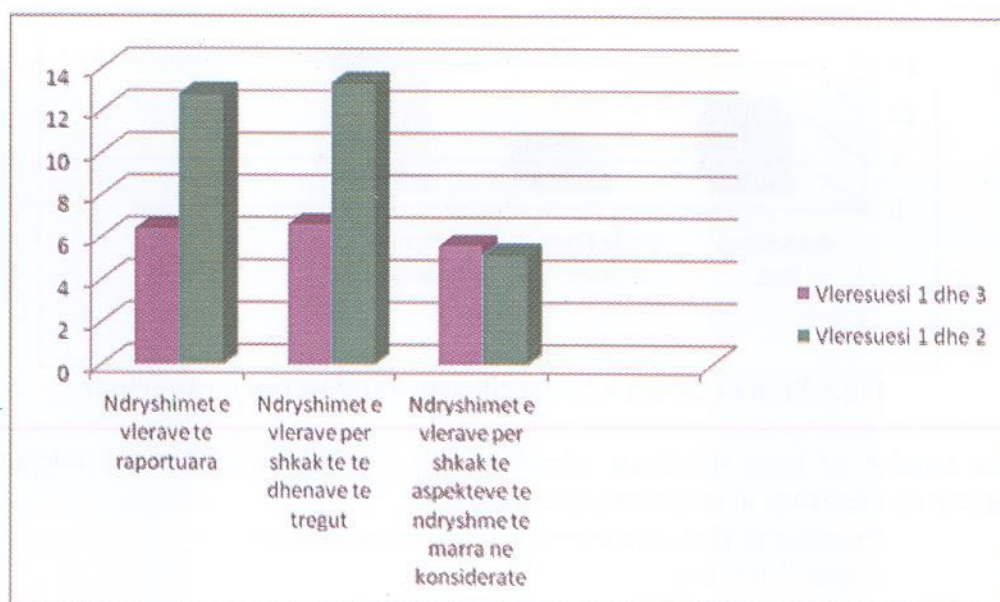


Fig.3 Ndryshimi (në %) i vlerave midis vlerësuesve të ndryshëm për Pronën 2

NJË METODOLOGJI E UNIFIKUAR PËR PËRCAKTIMIN E VLERËS SË KOSTOS

Aspekte të ndryshme të vlerësimit kanë ndikime të ndryshme në vlerë. Në Figurën 4 dhe Figurën 5 paraqitet pesha që zë çdo aspektet i trajtuar ndryshe respektivisht për Pronën 1 dhe Pronën 2

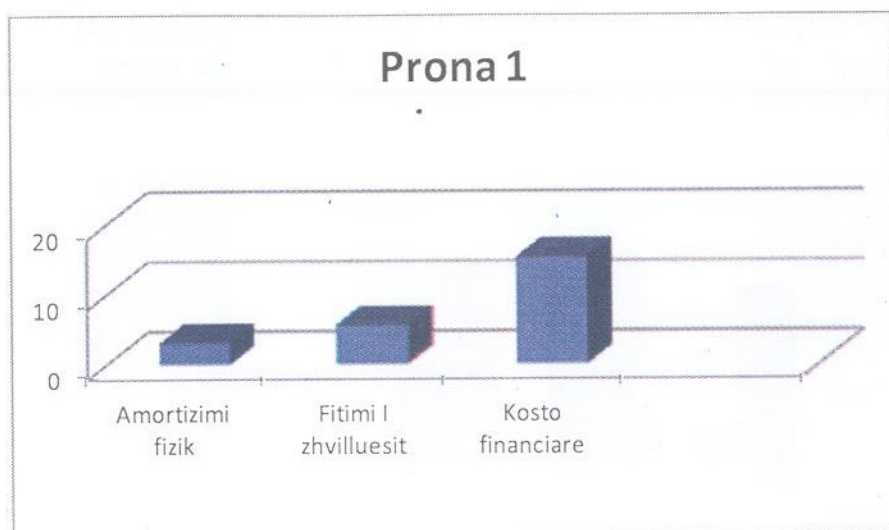


Fig.4 Pesha (në %) që zë secili aspekt në vlerën e raportuar

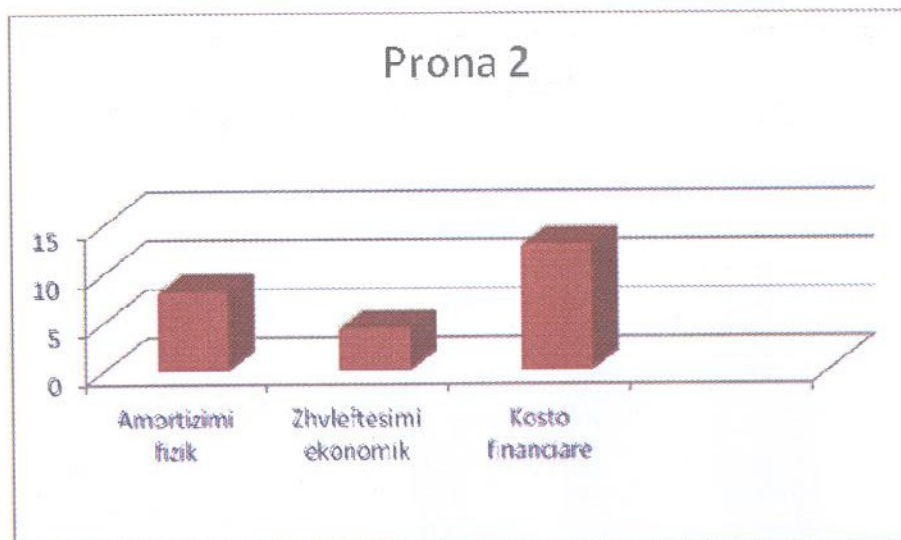


Fig.5 Pesha (në %) që zë secili aspekt në vlerën e raportuar

C- Disa aspekte që kanë shkaktuar ndryshime në vlera sepse janë marrë ndryshe në konsideratë në vlerësime të ndryshme janë:

- Amortizimi fizik dhe format e tjera të amortizimit
- Kostot financiare
- Fitimi i zhvilluesit, etj.

PERFUNDIME

Duke u nisur nga situata e pronave të marra në studim, të cilat i përkasin grupit të pronave me karakter industrial, industri e lehtë jondotëse dhe duke ju referuar fushave të përdorimit të secilës metodë arrij në perfundimin se metoda e përdorur për vlerësimin e tyre, metoda e kostos, është zgjedhur drejt. Baza e vlerësimit të këtyre pronave është vlera e kostos, e cila zëvendëson vlerën e tregut.

Janë të njohura dhe të pranuarat diferencat midis vlerave të raportuara nga vlerësues të ndryshëm pasi ka gjithnjë një shkallë pasaktësie në shifrat e dhëna [8]. Studimet e ndryshme të kryera në UK, USA dhe Australi kanë treguar se pasaktësitë e pranueshme e për rrjedhojë dhe diferencat midis vlerave të dhëna nga vlerësues të ndryshëm, janë 5%-10% në UK e USA dhe 10%-15% në Australi [9]. Rezultatet e këtij punimi tregojnë se kemi ndryshime që janë brenda diferencave të pranueshme dhe jashtë tyre. Ndryshimet në vlerat e raportuara nga vlerësues të ndryshëm kanë ardhur si rezultat jo vetëm i ndryshimeve në treguesit e tregut të marra për vlerësim, të cilat janë baza e pasaktësisë së pranueshme, por dhe si rezultat i ndryshimeve në trajtimin e komponentëve përbërës të vlerës. Këto ndryshime janë të paneglizhueshme. Madje edhe kur diferencat në vlera janë brenda limiteve të pasaktësisë së pranueshme, diferencat për shkak të trajtimit ndryshe të komponenteve të vlerësimit janë të konsiderueshme dhe si të tilla duhet t'i kushtohet vëmendja e duhur.

Si përfundim ky punim arrin në një përfundim të rëndësishëm për vlerësuesit dhe punën e tyre. Metoda e kostos, edhe pse e njohur dhe e përdorur prej vitesh në Shqipëri, ka nevojë për një metodologji të unifikuar. Një metodologji e unifikuar do të mundësojë trajtimin në të njëjtën bazë të të gjithë aspekteve të vlerësimit apo komponenteve të vlerës dhe do të ndihmojë në ngushtimin e diferencave në vlerat që japin vlerësues të ndryshëm për të njëjtën pronë për të njëjtin qëllim vlerësimi.

Një metodologji e unifikuar nuk çënon lirinë profesionale të vlerësuesit, por është një udhëzues në ndihmë të tyre. Mundësia për supozime, brenda metodologjisë është shembull i lirisë profesionale për vlerësuesit.

REKOMANDIME

Nisur nga aspektet e vlerësimit apo komponentet e vlerës që kur trajtohen ndryshe sjellin rezultate të ndryshme, ky punim rekomandon përdorimin e një metodologjie të unifikuar në trajtimin e tre elementeve kryesore të vlerës së kostos: përcaktimin e vlerës së tregut të truallit, përcaktimin e vlerës së ndërtesës dhe amortizimit.

Kështu:

- **përcaktimi i vlerës së truallit**; të bëhet jo vetëm duke u bazuar në të dhëna të sakta të tregut, por dhe mbi bazën e gjykimit nëse sipërfaqja e përgjithëshme e truallit është optimale, e tepërt ose e mangët për funksionimin normal të ndërtesës së ngritur mbi të. Nëse sipërfaqja e truallit është e tepërt, ajo duhet trajtuar si sipërfaqe shtesë apo si sipërfaqe e lirë (aset më vete). Nëse sipërfaqja e truallit është e pamjaftueshme për ndërtimin e ngritur mbi të atëherë vlera e pronës duhet zvogëluar.

- **përcaktimi i vlerës së ndërtesës**; vlerës së ndërtesës i duhen shtuar tarifat profesionale dhe risku që ndërmer zhvilluesi [9], por fitimi i zhvilluesit, i cili e rrit vlerën minimalisht me 10 % të koston së ndërtimit, duhet të shikohet në funksion të qëllimit për të cilin ai kryhet. Në rast se vlerësimi kryhet me qëllimin e kredimarrjes fitimi i zhvilluesit nuk duhet marrë, pasi baza e vlerësimit është vlera e tregut të shitjes së detyruar, apo më thjesht vlera e shitjes së shpejtë [1]. Në po të njëjtin këndvështrim duhen parë dhe trajtuar dhe kostot financiare.

- **përcaktimi i amortizimit**; ndërtesat e vjetra dhe ndërtesat e reja kanë jetëgjatësi të ndryshme e për më tepër nivel të ndryshëm mirëmbajtjeje apo riparimi [10]. Vlera e koston duhet të reflektojë disavantazhet nga të cilat vuan ndërtesa e vjetër. Termi më i përshtatshëm për përshtatjet është për shkak të zhvlefësimit. Ky i fundit është: “masa e vjetërimit, konsumimit, ose zbritje të tjera në jetën e dobishme ekonomike të aseteve, që mund të vijnë nga përdorimi, kalimi i kohës, ose vjetërimi nga ndryshimet në teknologji ose treg” [11].

Vlerësuesit duhet të marrin në konsideratë tërë gamën e amortizimeve. Në Figuren 6 paraqitet amortizimi me të gjitha format e tij [12].

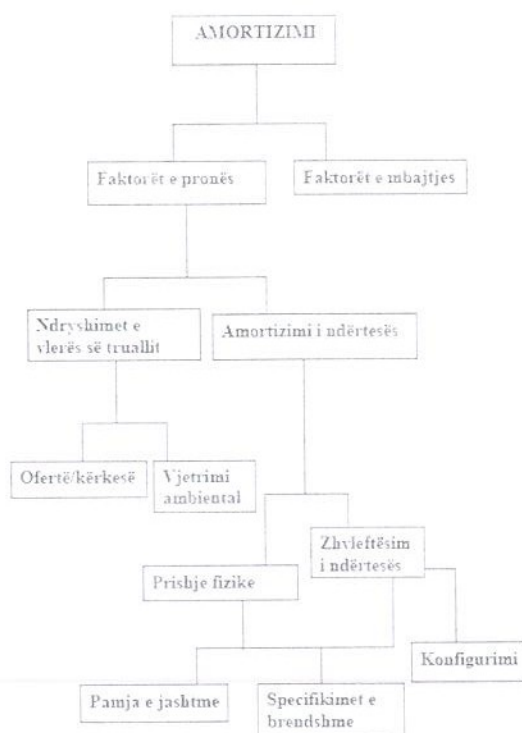


Fig. 6 Amortizimi dhe format e tij (Burimi: Baum, 1994)

LITERATURA

1. *European Valuation Standards*, Seventh Edition, TEGoVA, 2012
2. **International Valuation Standards Committee**, August 2007, *IVC 2007*, 8th Edition.
International Valuation Standards Committee.London .UK
3. **International Valuation Standards Committee**, *IVC Framework* ,2011, www.ivsc.org, 30.11.2012
4. **RICS**, *RICS Appraisal and Valuation Standards*. (The Red Book). The Royal Institution of Chartered Surveyors. London. UK, 2005
5. **Rattermann, M.R.** *The students handbook to the Appraisal of Real Estate*, 13th Edition, Appraisal Institute , 2009
6. **Millington, A.F.** *An introduction to property valuation*, Fifth edition, Estates Gazette, 2000.
7. **Faja E., Lufi A.** *Zona industriale e Tiranës*. ISN, Botim i Institutit te Studimeve te Ndertimit, Nr. 1 (3) Shkurt 2003, 18 fq.
8. **RICS**, *RICS Information Paper 1997*, faqe.26
9. **Ajibola, M.O.** *Valuation Inaccuracy: An Examination of Causes in Lagos Metropolis*. Journal of Sustainable Development, Vol. 3, No. 4, December 2010, 191 fq.
10. **Baum, A.** *Depreciation and obsolescence of property*.Routledge.London.UK, 1991
11. **Britton, W., Connellan, O. P., Crofts, M. K** *The Cost Approach to Valuation*. RICS and Kingston Polytechnic, 1991
12. **Baum, A.** *Quality and property performance*.Journal of Property Valuation and Investment, Vol.12 lss:1,1994, 31-46 fq.

VLERËSIMI I BESUESHMËRISË SË NJË SISTEMI PLANI TRAJTIMI

Erjona Bakiu, Ervis Telhaj, Partizan Malkaj

ABSTRACT

REABILITY RATING OF A TREATMENT PLANNING SYSTEM

In this study are given the results obtained for the degree of reliability of the treatment planning system which is applied to the patients, during the treatment of different tumors. This is accomplished by comparison between the calculated dose of the treatment planning system and carry it in the manual way, with the help of tables. By review of 100 clinical examinations it is noted that the difference between the calculated dose of the treatment planning system and manual calculations range from 0.55 – 9.4%. Such a difference indicates that the treatment planning used is reliable. The differences observed between the two methods are result of the use of complex calculations performed by the treatment planning system, which serve to detect major errors that can occur during treatment planning system implementation.

QËLLIMI

Ky studim ka për qëllim të vlerësojë shkallën e besueshmërisë të sistemit të planit të trajtimit, SPT (treatment planning system) të aplikuar tek pacientë të diagnostikuar me tumore të ndryshëm.

Kjo realizohet duke bërë krahasimin midis dozës së llogaritur nga sistemi i planit të trajtimit dhe asaj të kryer me ndihmën e tabelave me të dhëna nga procesi i komisionimit të akseleratorit. Komisionimi i përspektuesit linear konsiston në matje të kryera në një fantomë uji menjëherë pas instalimit të tij. Matjet realizohen për tufa fotonike me madhësi të ndryshme dhe vlerësohet homogjeniteti i tyre në disa thellësi.

U shqyrtuan 100 raste klinike të ndarë në katër grupe sipas zonës ku u diagnostikua tumori.

Llogaritjet shërbejnë për të detektuar gabime të mëdha që mund të ndodhin gjatë implementimit të sistemit të planit të trajtimit.

HYRJA

Radioterapia është pjesë përbërëse e onkologjisë klinike e cila nënkupton përdorimin e rrezatimeve jonizuese (rrezatim fotonik dhe rrezatim elektronik) për të trajtuar tumoret. Trajtimi i saktë dhe me efikasitet i tumoreve me përspektuesin linear bëhet me ndihmën e SPT. Ky sistem shërben për të prodhuar tufa dhe shpërndaje dozash me qëllimin që të rritet kontrolli mbi tumorin dhe të minimizohen komplikacionet në indet normale apo të shëndosha.

Për të qënë të sigurtë se doza e llogaritur nga SPT është e saktë lind nevoja e vlerësimit edhe me anë të një kontrolli, të quajtur manual [1]. SPT i cili aplikohet tek pacientët duhet të jetë i besueshëm, për këtë arsye duhet që diferenca midis vlerave të dozës së përftuar nga llogaritjet me të dy metodat të jetë sa më e vogël. Kjo diferencë ndihmon

të dedektohen gabimet e mëdha që mund të bëjë në llogaritje SPT dhe rishikimin e këtij të fundit [2]. Për këtë qëllim u morrën në shqyrtim disa plane trajtimi për pjesë të ndryshme të trupit nga një numër i konsiderueshëm pacientësh.

PËRMBAJTJA

SPT me të cilin u krye punimi është i tipit XiO. Ai është një familje e sistemeve të planeve të trajtimit dy e tre dimensionale dhe përbëhet nga disa module, ku më kryesorët janë moduli i të dhënave të pacientëve, ku përfshihen të dhëna anatomike të pacientëve si dhe moduli i planit terapeutik, ku ndërtohen planet e trajtimit për çdo pacient.

SPT përdoret në radioterapi për të prodhuar tufat e rrezatimit dhe shpërndarjen e dozës, me qëllim që të rrezatohet tumori me dozën e duhur dhe për të minimizuar komplikacionet në indet normale [3]. Anatomia e pacientit dhe tumoret shfaqen si modele tre dimensionale. Procesi i krijimit të një plani trajtimi siç do të shohim më poshtë përfshin disa etapa [4].

Në përfundim të krijimit të një plani, për çdo tufë rrezatuese të tij përcaktohet numri i njësive monitoruese të nevojshme për të dhënë dozën e duhur tumorit. Kontrolli manual konsiston në llogaritjen e dozës duke shfrytëzuar numrin e njësive monitoruese të përcaktuar nga plani i trajtimit. Diferenca midis dy vlerave, dozës së parashikuar nga SPT dhe dozës së llogaritur manualisht vlerëson saktësinë e llogaritjeve të kryera nga sistemi i planit të trajtimit.

METODA DHE MATERIALE

Krijimi i një plani trajtimi në sistem fillon me konturimin e tumorit që duhet rrezatuar dhe organeve që ndodhen pranë tij e që duhen mbrojtur nga ky rrezatim [5]. Ndërtimi i tufave rrezatuese bëhet duke i dhënë vlera të përshtatshme në pëshpejtuesin linear këndit të gandrës, kolimatorit dhe shtratit ku vendoset pacienti. Në figurën 1 paraqitet një plan trajtimi për zonën e trurit. Duke filluar nga e majta në të djathtë tregohet pozicioni i tufave në pamjet transversale, sagitale dhe koronale të trurit.

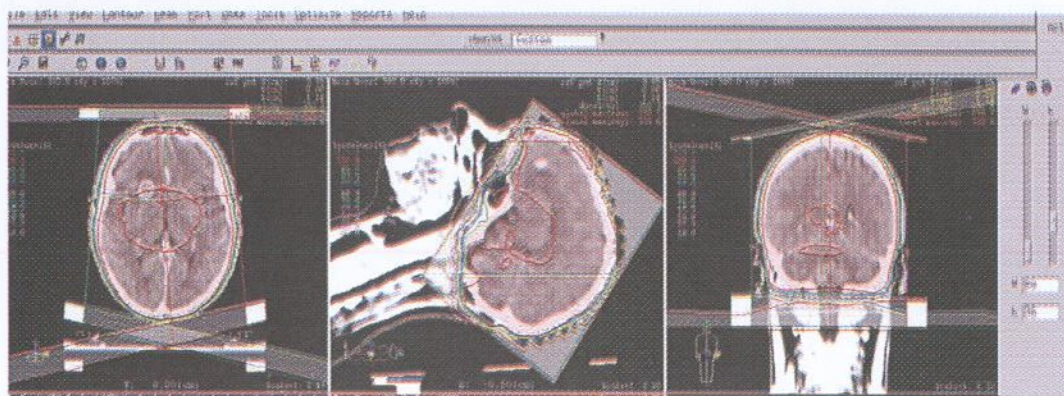


Figura 1. Plan trajtimi i trurit: prerje transversale, sagitale dhe kornale

Vlerësimi i besueshmërisë së një sistemi plani trajtimi

Si modifikatorë të tufës rrezatuese shërbejnë dy sisteme kolimatorësh, i pari i përbërë nga 4 diafragma, të cilat janë kolimatorë të motorizuar që përcaktojnë madhësinë e saj. Diaframat mund të lëvizin në mënyrë të pavarur ose në çift duke i dhënë tufës vetëm profile katrore apo drejtkëndëshe. I dyti përbëhet nga kolimatorë në formën e shufrave me gjerësi 1 cm, sistemi ka 40 të tillë (Figura 2). Formësimi i tufës sipas formës së tumorit realizohet me ndihmën e të dy sistemeve.

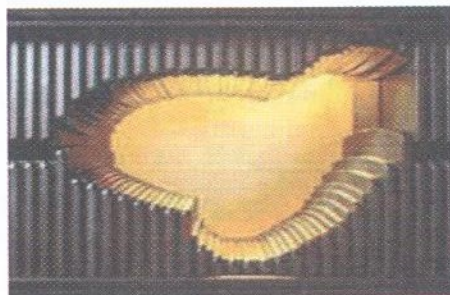


Figura 2. Pamje e sistemit të kolimatorëve

Pas krijimit të tufave përcaktohen dhe dozat me të cilat secila nga ato do të kontribuojnë për të dhënë vlerën e dozës totale dhe sistemi i planit të trajtimit llogarit njesitë monitoruese (MU) që duhet të japë përshpejtuesi linear për të bërë të mundur marrjen e dozës së përcaktuar. Njesia monitoruese është një njesi matëse me të cilën vlerësohet rrezatimi i prodhuar. Me anë të këtyre njesive përshpejtuesi monitoron dozën e dhënë mbi bazën e kalibrimit të kryer më parë. SPT modelon efektin e kësaj doze në tumor, në drejtime të ndryshme si dhe llogarit ndryshimet në përqindjen e dozës në thellësi për shkak të dobësimit të tufës sipas aksit qëndror. Llogaritja e njesive monitoruese që nevojiten për çdo tufë për dhënien e dozës së caktuar dhe që bëhet në SPT realizohet në bazë të të dhënave që janë futur në të pas procesit të komisionimit. Komisionimi është procesi i kryerjes së matjeve, në një fantomë uji, menjëherë pas instalimit të përshpejtuesit linear. Matjet kryhen për të gjithë madhësitë e tufave në thellësi të ndryshme të fantomës. Janë pikërisht këto matje që rregjistrohen në SPT. Vlerat që gjënden në sistem njëkohësisht janë edhe të tabeluara. Llogaritjet që kryen SPT nga vlerat e rregjistruara në të bëhet me anë të modelit që përdor metodën e *convolution* i cili e shpreh dozën në çdo pikë në material si shumë të përbërësit primar dhe atij dytësor. Ky model përdor parimin e mbivendosjes për të llogaritur të dy ndryshimet, në fluksin primar dhe ndryshimet në shpërhapjen e energjisë për shkak të shpërhapjes lokale si rrjedhojë e gjeometrisë së tufës dhe pacientit [6].

Duke qënë se SPT, në gjithë procesin e trajtimit të pacintëve, është një komponent shumë i rëndësishëm, rekomandohet që për të të bëhet edhe një kontroll, i cili quhet manual. Kontrollat manuale rekomandohen për llogaritjen e dozës nga njesitë monitoruese MU [7].

Llogaritja e dozës që japin njesitë monitoruese bëhet duke përdorur relacionin e mëposhtëm:

$$D = MU * TPR * S_{cp} * FM * FF \quad (1)$$

ku:

MU - numri i njesive monitoruese që jep sistemi i planit të trajtimit për secilën tufë;

TPR – raporti i dozës në një thellësi të dhënë me dozën në një thellësi reference;

S_{cp} – faktori i përbashkët i shpërhapjes, i kolimatorit dhe i fantomës;

FM – faktori i makinës;

FF – raporti i dozës në një pikë reference me filtër me dozën në një pike reference pa filtër;

Të dhënat për TPR, S_{cp} , FM dhe FF merren nga tabelat e krijuara me informacion të nxjerrë nga procesi i komisionimit të përsheptuesit linear, bazuar në udhëzimet e dhëna nga [8].

Vlerat e dozave të marra me formulën 1 i krahasojmë me vlerat e dozave të llogaritura nga SPT. Në këtë sistem përcaktohet doza që dëshirojmë për secilën tufë dhe për çdo pacient dhe SPT përcakton numrin e njesive monitoruese që duhen dhënë për të arritur në një dozë të tillë.

Më poshtë paraqitet një shëmbull i llogaritjes me të dy metodat.

Llogaritja manuale e dozës (sipas formulës 1) dhe krahasimi i saj me të dhënat e sistemit të planit të trajtimit për një tufë rrezatimi

a) Të dhënat e tufës dhe doza e llogaritur me SPT

Këndi i gandrit: 269°

Këndi i kolimatorit: 90°

Këndi i shtratit: 0°

Madhësia e tufës: $X1 = 0 \text{ cm}$ $X2 = 4.5 \text{ cm}$

$Y1 = 2.8 \text{ cm}$ $Y2 = 2.8 \text{ cm}$

MU = 110

Doza = 100 cGy

b) Llogaritjet manuale sipas formulës 1

TPR = 1.235

$S_{cp} = 0.902$

FM = 0.812

FF = 1

MU = 110

Doza = 99.5 cGy

Diferenca midis vlerave të dozave është 0.5 %

Vlerësimi i besueshmërisë së një sistemi plani trajtimi

PËRFUNDIME DHE DISKUTIME

Kontroll manual dhe krahasime vlerash u kryen për 100 pacientë, të ndarë në 4 grupe me 25 pacientë secili për 4 zona të trupit. Tabela 1 jep diferencat midis dozave të llogaritura nga T dhe llogaritjeve manuale, sipas zonave të ndryshme të trupit.

Tabela 1. Ndryshimi në % midis dozës së llogaritur nga sistemi i planit të trajtimit dhe llogaritjeve manuale për 100 pacientë (25 pacientë për çdo 4 pjesë të ndryshme të trupit).

Diferencat në %				
Pacienti Nr.	Truri	Koka	Pelvis	Gjiri
1	0.53	10.1	1.7	5.1
2	0.64	12.7	1.3	4.7
3	0.41	7.4	1.26	4.2
4	0.33	13.1	1	5.8
5	0.5	11.1	2.3	3.5
6	0.6	10.8	2.1	3.9
7	1.4	6.3	1.5	4.1
8	0.4	9.5	2.5	5.9
9	0.3	11.4	1.2	6.1
10	0.22	9.8	1.35	3.75
11	0.49	9.2	1.27	3.2
12	0.6	10.9	1.15	4.9
13	0.7	12.3	2	6.5
14	0.25	7.5	1.6	2.6
15	1.2	6.8	0.9	4
16	0.9	7.1	0.27	3.4
17	0.3	8	1.47	4.2
18	0	8.2	1.63	3.7
19	0.38	8.6	1.5	3.8
20	0.29	6.5	2.65	5.3
21	0.52	7.8	3.2	5.7
22	0.64	9.6	1.7	6.12
23	0.34	10.5	1.2	4
24	0.59	11.4	1.1	3.7
25	0.35	9.2	0.9	4.6
Dif Mes	0.55	9.4	1.5	4.5

Duke i'u referuar të dhënave të përfuara vihet re se diferencat më të ulëta janë për zonat e trurit dhe të pelvisit dhe ato më të larta për zonën e gjirit dhe kokës. Ky ndryshim lidhet me densitetin e indeve në këto pjesë dhe llojin e tufave rrezatuese [9]. Në zonat ku densiteti i indeve është homogjen kemi përputhshmëri të mirë të llogaritjeve, ndërsa në

zonat ku densiteti i indeve nuk është homogjen diferenca e vlerave të marra ndryshon. Zona e trurit ka një shkallë të lartë homogjeniteti prandaj dhe diferencat e vërejtura janë shumë të vogla. Gjithashtu tufat rrezatuese për këtë zonë janë të konformuara mirë sipas formës së tumorit. Të njëjtën gjë mund të themi edhe për zonën e pelvisit. Në rastin e zonës së gjirit tufat hapen më shumë sesa zona që duhet rrezatuar, sepse në këtë rast merret parasysh edhe procesi i respirim-despirimit. Në këto raste tufa rrezaton jo vetëm ind por dhe një zonë të konsiderueshme me ajër, kështu që në vlerat e llogaritura vërehet një diferencë më e madhe. Duke i'u referuar normave ndërkombëtare [7], këto ndryshime janë të pranueshme dhe tregojnë se sistemi i planit të trajtimit që aplikohet është i besueshëm.

PERFUNDIME

1. Llogaritjet manuale kundrejt atyre të marra nga SPT janë të domosdoshme pasi shërbejnë për të vlerësuar besueshmërinë e sistemit. Qëllimi i këtij kontrolli është që të zhvillojë një proces ku sigurohet trajtimi më i mirë i mundshëm.
2. Për zona me densitet homogjen vërehen ndryshime të vogla midis llogaritjeve, ndërsa për zona ku paraqiten ndryshime të theksuara të densitetit diferencat midis vlerave të llogaritura janë më të mëdha. Shkak i këtyre diferencave është edhe kompleksiteti i agoritmit me të cilin llogarit SPT.
3. Në rast të ndryshimeve të mëdha rekomandohet që të rishqyrtohet SPT me anë të matjeve të kryera në një fantomë.

LITERATURA

- [1] American Association of Physicist in Medicine, Radiation Therapy Committee Task Group 53: QA for clinical radiotherapy treatment planning, Med Phys.25 1773-1829 (1998).
- [2] Radiation treatment planning dosimetry verification, AAPM Task Group 55 Report, American Institute of Physicist, New York (1995).
- [3] American Association of Physicist in Medicine, Comprehensive QA for radiation Oncology:Report of AAPM Radiation Therapy Committee Task Group 40, Med. Phys. 21 581-618 (1994).
- [4] Cunningham, JR. Development of computer algorithms for radiation treatment planning. Int. J. Radiol. Oncol. Biol. Phys. 16 1367-1376 (1989).
- [5] A Barrett, J Dobbs, Practical Radiotherapy Planning (Fouth Edition), Williams & Wilkins, USA (2010).
- [6] CMS. Int. Corporate Lake Drive, USA (2009).
- [7] E. B. Podgorzak, Radiation Onkology Physics, A handbook for teachers and students, IAEA, STI/PUB/1196, Vienna (2005).
- [8] Faiz M. Khan, The Physics of Radiation Therapy (Fouth Edition), Lippincott, Williams and Wilkins, Baltimore, MD (2010).
- [9] Khan, F M, Potish, R A Treatment Planning in Onkology, Lippincott, Williams and Wilkins, Baltimore, MD (2003).

LLOGARITJA E MUREVE MBAJTES SIPAS METODAVE TE PROJEKTIMIT TE EN 1997-1 DHE METODEDES KLASIKE

Alketa NDOJ, Neritan SHKODRANI

ABSTRACT

Retaining Walls Design according to EN 1997-1

Retaining walls are structures that confront lateral earth or water pressures. This paper presents their design according to the suggested Methods by EN 1997-1 and to the classical limit equilibrium methods. The objective of this paper is to show the impact that the application of the Principals and Application Rules of the Eurocode 7 has on the retaining walls design using classical methods. There are also shown the results of calculations regarding two hypothetical study cases. The discussions and some conclusions are shown at the end of this presentation.

QËLLIMI

Muret mbajtës janë struktura që përballojnë presionet anësore të dheut apo të ujit. Ky artikull prezanton llogaritjen e tyre sipas metodave të sugjeruara nga EN 1997-1 dhe sipas metodave klasike të ekuilibrit kufitar. Qëllimi i këtij artikulli është të vlerësojë ndikimin e aplikimit të Parimeve dhe Rregullave për Aplikim të EN 1997-1, në llogaritjen e mureve mbajtës sipas metodave klasike. Gjithashtu, në të tregohen rezultatet e llogaritjeve për dy raste studimore. Diskutimet dhe disa përfundime tregohen në fund të këtij prezantimi.

HYRJE

Muret mbajtëse janë struktura që sigurojnë mbështetje anësore për pjerrësi dheu vertikale ose afërsisht vertikale. Llogaritja e tyre kërkon një vlerësim të saktë të presioneve anësore të dheut. Në këtë artikull së pari trajtohet llogaritja e tyre sipas metodave klasike, duke treguar mënyrat e humbjes së qendrueshmërisë së tyre dhe përcaktimi i faktorit të siguri në secilin rast. Së dyti trajtohet llogaritja e tyre sipas koncepteve të futura nga EN 1997-1. Eurokodi 7 "Projektimi Gjeoteknik" bazohet në "Projektimin sipas Gjendjeve Kufitare". EN 1990 i përcakton gjendjet kufitare si "gjendje në të cilat struktura nuk i përmbush më kriteret përkatëse të projektimit". EN 1997-1 specifikon tre Metoda Projektimi (Design Approach-DA) të cilat shkurtimisht shënohen përkatësisht DA-1, DA-2 dhe DA-3. Secila nga Metodat e Projektimit ofron një zgjedhje për mënyrën e verifikimit të gjendjeve kufitare të fundme GEO dhe STR. Llogaritja e mureve mbajtës sipas EN 1997-1 përfshin kontrollin që dheu nën themelin e murit të ketë rezistencë të mjaftueshme për të përballuar veprimet jashtëqendrore, rezistence në rrëshqitje të mjaftueshme për të përballuar forcat horizontale dhe të inklinuara, stabilitet të mjaftueshëm për të shmangur përmbysjen dhe shtangësi të mjaftueshme për të parandaluar uljet ose menjanimin e palejuar. Tre të parat (kapaciteti mbajtës, rrëshqitja dhe përmbysja) kontrollohen si gjendje kufitare të fundme dhe e fundit (ulja ose

¹ Msc. Alketa NDOJ

Fakulteti i Inxhinierisë së Ndërtimit

² Dr. Neritan SHKODRANI

Fakulteti i Inxhinierisë së Ndërtimit

menjanimi) si gjendje kufitare e shërbimit. Llogaritjet janë kryer për dy raste hipotetike studimore, për mur mbajtës konsol dhe graviteti, sipas EN 1997-1 (për të tre Metodën e projektimit) dhe sipas metodës klasike duke përcaktuar edhe shkallën e shfrytëzimit të murit në secilin rast. Gjithashtu dhe ku mbështetet muri mbajtës është konsideruar me parametrat e tij në kushte pa dhe me drenim. Rezultatet e llogaritjeve janë treguar në tabelat dhe në fund nxirren disa përfundime.

1. Llogaritja e mureve mbajtës sipas metodës klasike

Llogaritja e mureve mbajtës kërkon një vlerësim të saktë të presioneve anësore të dheut. Këto presione vlerësohen sipas dy teorive : Teoria e Rankin-it dhe ajo e Coulomb-it. Një mur mbajtës mund të humb qëndrueshmërinë për shkak të përmbysjes, rrëshqitjes përgjatë bazës së tij, humbjes së kapacitetit mbajtës të dheut poshtë tabanit të tij, rrëshqitjes së thellë dhe uljeve të mëdha.[1] Në përgjithësi kontrollet konsistojnë në vlerësimin e forcave që shkatojnë humbjen e qëndrueshmërisë dhe forcave që sigurojnë qëndrueshmërinë duke përcaktuar kështu një faktor sigurie.

1.1 Kontrolli në përmbysje

$$FS_{\text{përmbysje}} = \frac{\sum M_R}{\sum M_O} \quad (1)$$

$\sum M_O$ = shuma e momenteve të forcave që tentojnë ta përmbysin murin.

$\sum M_R$ = shuma e momenteve të forcave që tentojnë t'i rezistojnë përmbysjes.

1.2 Kontrolli në rrëshqitje

$$FS_{\text{rrëshqitje}} = \frac{\sum F_R}{\sum F_d} = \frac{(\sum V) \tan \delta' + B c'_a + P_p}{P_a \cos \alpha} \quad (2)$$

$\sum F_R$ = shuma e forcave rezistuese horizontale

$\sum F_d$ = shuma e forcave shtytëse horizontale

1.3 Kontrolli në kapacitet mbajtës

$$FS_{\text{kapacitet mbajtës}} = \frac{q_{ult}}{q_{max}} \quad (3)$$

q_{ult} = kapaciteti mbajtës kufitar i themelit të murit mbajtës

$$q_{ult} = c' N_c s_c d_c i_c g_c b_c + q' N_q s_q d_q i_q g_q b_q + \frac{1}{2} \gamma' B N_\gamma s_\gamma d_\gamma i_\gamma g_\gamma b_\gamma \quad (4)$$

Ku

N_c, N_q, N_γ janë faktorët e kapacitetit mbajtës që përcaktohen në funksion të këndit të fërkimit të brendshëm të dheut poshtë tabanit të themelit.

d_c, d_q, d_γ janë faktorët e thellësisë

i_c, i_q, i_v janë faktorët e inklinimit të ngarkesës

s_c, s_q, s_v janë faktorët e formës së themelit dhe janë të barabartë me 1 si themel i vazhduar

g_c, g_q, g_v janë faktorët e pjerrësisë së sipërfaqes së tokës

b_c, b_q, b_v janë faktorët e pjerrësimit të bazës së themelit

$q_{max} = \frac{\sum V}{B} \left(1 + \frac{e s}{B} \right)$ presioni maksimal në tabanin e themelit të murit mbajtës

$\sum V$ është shuma e forcave vertikale në themel.

e është jashtëqendërsia e ngarkesës vertikale

B është gjerësia e themelit

2. Llogaritja e mureve mbajtës sipas EN 1997-1.

Eurokodi 7 “Projektimi Gjeoteknik” bazohet në “Projektimin sipas Gjendjeve Kufitare”. EN 1990 i përcakton gjendjet kufitare si “gjendje në të cilat struktura nuk i përmbush më kriteret përkatëse të projektimit”. Ekzistojnë dy lloje të ndryshme të gjendjeve kufitare dhe secila prej tyre ka kriteret përkatëse të projektimit: Gjendjet kufitare të fundme (ULS, dhe Gjendjet kufitare të shërbimit (SLS).

2.1 Metoda e llogaritjes

Modelet e llogaritjes përfshijnë disa elemente si: veprimet, vetitë e materialeve dhe të dhënat gjeometrike. Ato përdoren për të vërtetuar që gjendjet kufitare nuk tejkalohen. Për gjendjet kufitare të shërbimit, këto modele duhet të tregojnë që zhvendosjet e parashikuara nuk i kalojnë vlerat kufitare, të cilat zakonisht janë specifike për një projekt të caktuar. Për gjendjet kufitare të fundme, ato duhet të tregojnë se efektet e veprimeve nuk e tejkalojnë rezistencën. EN 1997-1 specifikon tre Metoda Projektimi (Design Approach-DA) të cilat shkurtimisht shënohen përkatësisht DA-1, DA-2 dhe DA-3. Secila nga Metodatat e Projektimit ofron një zgjedhje për mënyrën e verifikimit të gjendjeve kufitare të fundme GEO dhe STR.

Një koncept i ri i futur në EN 1997-1 është përdorimi i faktorëve pjesorë tek vlerat karakteristike. Këta faktorë pjesorë janë: faktorët për veprimet (seria A) γ_G të perhershëm dhe γ_Q të përkohshëm, faktorët për vetitë e dheut (seria M) γ_M , faktorët për rezistencat e dheut (seria R) γ_R . Vlerat e këtyre faktorëve pjesorë jepen në Tabela të caktuara në Aneksin A të EN 1997-1.

Faktorët e mësipërm pjesorë zgjidhen në bazë të kombinimit në Metodatat e Projektimit si më poshtë:

- Metoda e projektimit 1 (DA1), kombinimi 1: $A1 + M1 + R1$
- Metoda e projektimit 1 (DA1), kombinimi 2: $A2 + M2 + R1$
- Metoda e projektimit 2 (DA2), $A1 + M1 + R2$
- Metoda e projektimit 3 (DA3), $A1$ ose $A2 + M2 + R3$

Metoda e parë e Projektimit DA-1. Metoda e parë e Projektimit, DA-1 kontrollon besueshmërinë nëpërmjet aplikimit të faktorëve pjesorë të dy kombinimeve të ndryshme. Në kombinimin 1 për muret mbajtës, faktorët pjesorë zbatohen vetëm te veprimet, kurse vetitë dhe rezistencat e dheut nuk faktorizohen. Në kombinimin 2, faktorët pjesorë zbatohen te rezistencat e dheut dhe te veprimet e përkohshme, kurse veprimet e

përhershme dhe rezistencat nuk faktorizohen.

Metoda e dytë e Projektimit DA-2. Metoda e dytë e Projektimit, DA-2 kontrollon besueshmërinë nëpërmjet aplikimit të faktorëve pjesorë të veprimet ose të efektet e veprimeve dhe të rezistencat, kurse rezistenca e dheut nuk faktorizohet.

Metoda e tretë e Projektimit DA-3. Metoda e tretë e Projektimit, DA-3 kontrollon besueshmërinë nëpërmjet aplikimit të faktorëve pjesorë të veprimet dhe të vetitë e dheut, kurse rezistencat nuk faktorizohen.

Llogaritja e mureve mbajtës sipas EN 1997-1 përfshin kontrollin që dheu nën themelin e murit të ketë rezistencë të mjaftueshme për të përballuar veprimet jashtëqendrore, rezistencë në rreshqitje të mjaftueshme për të përballuar forcat horizontale dhe të inklinuara, stabilitet të mjaftueshëm për të shmangur përmbysjen dhe shtangësi të mjaftueshme për të parandaluar uljet ose mënjanimin e palejuar. Tre të parat (kapaciteti mbajtës, rreshqitja dhe përmbysja) kontrollohen si gjendje kufitare të fundme dhe e fundit (ulja ose menjanimi) si gjendje kufitare e shërbimit. [2]

2.2 Kapaciteti mbajtës

EN 1997-1 kërkon që forca vertikale e projektimit që vepron në themelin e murit mbajtës të jete me e vogël ose e barabartë me rezistencën e projektimit të dheut nën themel.

$$V_d \leq R_d \text{ që mund të shkruhet } q_{Ed} \leq q_{Rd} \quad (5)$$

Ku q_{Ed} është presioni i projektimit në tabanin e themelit të murit mbajtës dhe q_{Rd} është rezistenca e projektimit.

$$q_{Ed} = \frac{V_d}{B'} = \frac{\gamma_G W_{Gk} + \sum_i \gamma_{Qi} \psi_i V_{Qk,i}}{B'} \quad (6)$$

V_d është forca vertikale e projektimit; B' është gjerësia efektive e themelit të murit mbajtës

$$q_{Rd} = \frac{q_{ult}}{\gamma_{Rv}} \quad (7)$$

$$q_{ult} = (\pi + 2) c_u b_c s_c i_c + q \quad (8)$$

q_{ult} është kapaciteti mbajtës kufitar i dheut në kushte padrenim (Aneksi D i EN 1997-1) [3]

c_u rezistenca në prerje e dheut në kushte padrenim

q sforcimi total në nivelin e bazës së themelit

b_c, s_c, i_c janë faktorët e kapacitetit mbajtës të inklinimit të bazës, të formës së themelit dhe inklinimit të ngarkesës, të cilët jepen në Aneksin D të EN1997-1.

$$q_{ult} = c' N_c s_c d_c i_c g_c b_c + q' N_q s_q d_q i_q g_q b_q + \frac{\gamma' B N_\gamma s_\gamma d_\gamma i_\gamma g_\gamma b_\gamma}{2} \quad (9)$$

q_{ult} është kapaciteti mbajtës kufitar i dheut në kushte me drenim (Aneksi D i EN1997-1) [3]

Faktorët e kapacitetit mbajtës në formulë jepen në Aneksin D të EN1997-1

γ_{Rv} faktori pjesor për kapacitetin mbajtës

Shkalla e shfrytëzimit të murit mbajtës shprehet $\Lambda = q_{Ed}/q_{Rd}$ (10)

2.3 Rrëshqitja

EN 1997-1 kërkon që forca horizontale e projektimit që vepron në planin virtual të jetë më e vogël ose e barabartë me rezistencën e projektimit të dheut nën themel dhe ndonjë rezistencë pasive në anën tjetër të murit.

$$H_d \leq R_d + R_{pd} \text{ që mund të shkruhet } H_{Ed} \leq H_{Rd} \quad (11)$$

$H_{Ed} = \sum P_a$ forca horizontale e projektimit dhe

$$H_{Rd} = \frac{c_u B}{\gamma_{Rh}} \quad (12)$$

H_{Rd} është rezistenca e projektimit për rrëshqitjen në kushte padrenim

$$H_{Rd} = \frac{V * \tan \delta_d}{\gamma_{Rh}} \quad (13)$$

H_{Rd} është rezistenca e projektimit për rrëshqitjen në kushte me drenim

δ_d është këndi i fërkimit ndërmjet bazës së themelit të murit dhe dheut

V është ngarkesa vertikale

γ_{Rh} faktori pjesor për rezistencën në rrëshqitje

Shkalla e shfrytëzimit të murit mbajtës shprehet $\Lambda = H_{Ed}/H_{Rd}$ (14)

2.4 Përmbysja

EN 1997-1 kërkon që momenti destabilizues i projektimit kundrejt pikës që muri mund të rrotullohet të jetë më i vogël ose i barabartë me momentin stabilizues të projektimit që vepron kundrejt të njëjtës pikë.

$$M_{Ed,dest} \leq M_{Ed,stab} \quad (15)$$

Shkalla e shfrytëzimit të murit mbajtës shprehet $\Lambda = M_{Ed,dest}/M_{Ed,stab}$ (16)

3. Llogaritjet

Janë konsideruar dy raste hipotetike studimore për mur mbajtës konsol dhe graviteti. Llogaritjet janë kryer sipas EN 1997-1 (për të tre Metodat e projektimit) dhe sipas metodës klasike.

Mur mbajtës konsol

Është konsideruar një mur mbajtës tip konsol me lartësi 5m, i cili mban një shtresë rëre dhe mbështetet në një shtresë argjile. Përmasat gjeometrike të murit jepen në Figurën 1. Pesha vëllimore e argjilës $\gamma = 22 \text{ kN/m}^3$. Në pjesën e sipërme të murit vepron një mbingarkesë $q = 10 \text{ kPa}$. Pesha vëllimore e betonit të armuar është $\gamma = 25 \text{ kN/m}^3$.

Mur mbajtës graviteti

Eshtë konsideruar një mur mbajtës graviteti me lartësi 5m, i cili mban një shtresë rëre dhe mbështetet në një shtresë argjile. Përmasat gjeometrike të murit jepen në Figuren 2. Në pjesën e sipërme të murit vepron një mbingarkesë $q = 10 \text{ kPa}$. Peshë vëllimore e betonit të armuar është $\gamma = 24 \text{ kN/m}^3$.

Dheu pas murit mbajtës ka parametra të rezistencës në prerje në kushte me drenim $\varphi' = 36^\circ$ dhe $c' = 0 \text{ kPa}$, peshë vëllimore $\gamma = 18 \text{ kN/m}^3$. Janë konsideruar dy raste për dheun nën themel. Rasti i parë për parametrat në kushte padrenim $c_{cu} = 45 \text{ kPa}$ dhe rasti i dytë për parametrat në kushte me drenim $c' = 5 \text{ kPa}$, $\varphi' = 20^\circ$.

Në të gjitha llogaritjet është përcaktuar shkalla e shfrytëzimit të murit mbajtës.

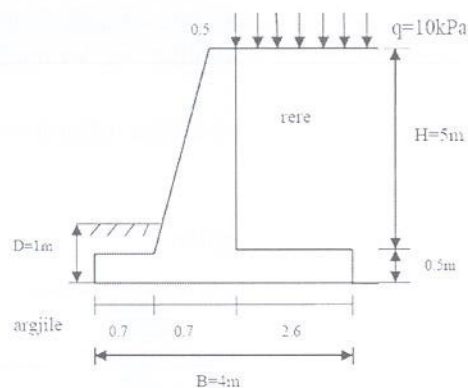


Fig.1

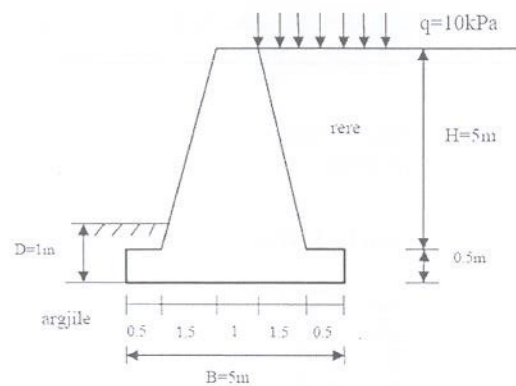


Fig.2

4.Rezultate dhe përfundime

Rezultatet e llogaritjeve për të dy rastet e shqyrtuara tregohen në Tabelat 1, 2, 3 dhe 4. Te Metoda klasike vlerat në kllapa paraqesin shkallën e shfrytëzimit të murit mbajtës.

Tabela 1 Mur mbajtës konsol Kushte pa drenim për argjilën

	Metoda 1 Kombinimi 1 DA1-1	Metoda 1 Kombinimi 2 DA1-2	Metoda 2 DA-2	Metoda 3 DA-3	Metoda Klasike
Permbysja	$\Lambda = \frac{M_{rd, \text{dri}}}{M_{rd, \text{mb}}} = 29\%$	$\Lambda = \frac{M_{rd, \text{dri}}}{M_{rd, \text{mb}}} = 28\%$	$\Lambda = \frac{M_{rd, \text{dri}}}{M_{rd, \text{mb}}} = 29\%$	$\Lambda = \frac{M_{rd, \text{dri}}}{M_{rd, \text{mb}}} = 37\%$	$FS_{\text{permbysje}} = \frac{\sum M_x}{\sum M_y} = 4.7(21\%)$
Rreshqitja	$\Lambda = \frac{H_{rd}}{H_{rd}} = 65\%$	$\Lambda = \frac{H_{rd}}{H_{rd}} = 88\%$	$\Lambda = \frac{H_{rd}}{H_{rd}} = 71\%$	$\Lambda = \frac{H_{rd}}{H_{rd}} = 116\%$	$FS_{\text{rreshqitje}} = \frac{\sum F_x}{\sum F_z} = \frac{E c_u}{P_u \cos \alpha} = 14(70\%)$
Kapaciteti mbajtës	$\Lambda = \frac{Q_{rd}}{Q_{rd}} = 78\%$	$\Lambda = \frac{Q_{rd}}{Q_{rd}} = 127\%$	$\Lambda = \frac{Q_{rd}}{Q_{rd}} = 110\%$	$\Lambda = \frac{Q_{rd}}{Q_{rd}} = 157\%$	$FS_{\text{kapaciteti}} = \frac{Q_u}{Q_{\text{maks}}} = 1.5(65\%)$

Tabela 2 Mur mbajtës graviteti Kushte pa drenim për argjilën

	Metoda 1 Kombinimi 1 DA1-1	Metoda 1 Kombinimi 2 DA1-2	Metoda 2 DA-2	Metoda 3 DA-3	Metoda Klasike
Permbyjsja	$\Lambda = \frac{M_{red\,dri}}{M_{red\,stb}} = 21.6\%$	$\Lambda = \frac{M_{red\,dri}}{M_{red\,stb}} = 21\%$	$\Lambda = \frac{M_{red\,dri}}{M_{red\,stb}} = 21.6\%$	$\Lambda = \frac{M_{red\,dri}}{M_{red\,stb}} = 24\%$	$FS_{permbyjsje} = \frac{\sum M_x}{\sum M_y} = 6.5(15\%)$
Rreshqitja	$\Lambda = \frac{H_{red}}{H_{red}} = 67\%$	$\Lambda = \frac{H_{red}}{H_{red}} = 87\%$	$\Lambda = \frac{H_{red}}{H_{red}} = 74\%$	$\Lambda = \frac{H_{red}}{H_{red}} = 114\%$	$FS_{rreshqitje} = \frac{\sum F_x}{\sum F_y} = \frac{5c_1}{P_{k\,cross}} = 15(66\%)$
Kapacitet i mbajtes	$\Lambda = \frac{q_{red}}{q_{red}} = 154\%$	$\Lambda = \frac{q_{red}}{q_{red}} = 138\%$	$\Lambda = \frac{q_{red}}{q_{red}} = 215\%$	$\Lambda = \frac{q_{red}}{q_{red}} = 227\%$	$FS_{kapacitet} = \frac{q_u}{q_{maks}} = 1.7(58\%)$

Për kushte padrenim sipas metodave të projektimit të EN 1997-1 kapaciteti mbajtës është me kritik sesa rrëshqitja dhe permbyjsja me shkallë shfrytëzimi më të madhe në Metodën DA-3.

Për kushte padrenim sipas Metodës klasike rrëshqitja është me kritike sesa permbyjsja dhe kapaciteti mbajtës.

Tabela 3 Mur mbajtës konsol Kushte me drenim për argjilën

	Metoda 1 Kombinimi 1 DA1-1	Metoda 1 Kombinimi 2 DA1-2	Metoda 2 DA-2	Metoda 3 DA-3	Metoda Klasike
Permbyjsja	$\Lambda = \frac{M_{red\,dri}}{M_{red\,stb}} = 29\%$	$\Lambda = \frac{M_{red\,dri}}{M_{red\,stb}} = 26\%$	$\Lambda = \frac{M_{red\,dri}}{M_{red\,stb}} = 29\%$	$\Lambda = \frac{M_{red\,dri}}{M_{red\,stb}} = 37\%$	$FS_{permbyjsje} = \frac{\sum M_x}{\sum M_y} = 4.7(21\%)$
Rreshqitja	$\Lambda = \frac{H_{red}}{H_{red}} = 89\%$	$\Lambda = \frac{H_{red}}{H_{red}} = 86\%$	$\Lambda = \frac{H_{red}}{H_{red}} = 98\%$	$\Lambda = \frac{H_{red}}{H_{red}} = 128\%$	$FS_{rreshqitje} = \frac{\sum F_x}{\sum F_y} = \frac{(\sum V) \tan \delta + 5c_1}{P_{k\,cross}} = 118(66\%)$
Kapaciteti mbajtes	$\Lambda = \frac{q_{red}}{q_{red}} = 114\%$	$\Lambda = \frac{q_{red}}{q_{red}} = 194\%$	$\Lambda = \frac{q_{red}}{q_{red}} = 160\%$	$\Lambda = \frac{q_{red}}{q_{red}} = 236\%$	$FS_{kapacitet} = \frac{q_u}{q_{maks}} = 1.4(71\%)$

Tabela 4 Mur mbajtës graviteti Kushte me drenim për argjilën

	Metoda 1 Kombinimi 1 DA1-1	Metoda 1 Kombinimi 2 DA1-2	Metoda 2 DA-2	Metoda 3 DA-3	Metoda Klasike
Permbyjsja	$\Lambda = \frac{M_{red\,dri}}{M_{red\,stb}} = 21.6\%$	$\Lambda = \frac{M_{red\,dri}}{M_{red\,stb}} = 21\%$	$\Lambda = \frac{M_{red\,dri}}{M_{red\,stb}} = 21.6\%$	$\Lambda = \frac{M_{red\,dri}}{M_{red\,stb}} = 24\%$	$FS_{permbyjsje} = \frac{\sum M_x}{\sum M_y} = 6.5(15\%)$
Rreshqitja	$\Lambda = \frac{H_{red}}{H_{red}} = 74\%$	$\Lambda = \frac{H_{red}}{H_{red}} = 71\%$	$\Lambda = \frac{H_{red}}{H_{red}} = 82\%$	$\Lambda = \frac{H_{red}}{H_{red}} = 107$	$FS_{rreshqitje} = \frac{\sum F_x}{\sum F_y} = \frac{(\sum V) \tan \delta + 5c_1}{P_{k\,cross}} = 1.3(76\%)$
Kapaciteti mbajtes	$\Lambda = \frac{q_{red}}{q_{red}} = 165\%$	$\Lambda = \frac{q_{red}}{q_{red}} = 188\%$	$\Lambda = \frac{q_{red}}{q_{red}} = 231\%$	$\Lambda = \frac{q_{red}}{q_{red}} = 320$	$FS_{kapacitet} = \frac{q_u}{q_{maks}} = 1.54(64\%)$

Për kushte me drenim sipas metodave të projektimit të EN 1997-1 dhe Metodës klasike shkalla e shfrytëzimit për rrëshqitjen dhe kapacitetin mbajtës është më e lartë sesa për kushte padrenim.

Për kushte me drenim sipas metodave të projektimit të EN 1997-1 kapaciteti mbajtës është me kritik sesa rrëshqitja dhe permbyjsja me shkallë shfrytëzimi më të madhe në Metodën DA-3.

Për kushte me drenim sipas Metodës klasike rrëshqitja është me kritike sesa përmbysja dhe kapaciteti mbajtës.

Nga llogaritjet e kryera dhe diskutimet e paraqitura me sipër janë nxjerrë këto përfundime:

1. Shkalla e shfrytëzimit të murit mbajtës Λ sipas Metodës klasike përgjithësisht rezulton më e vogël se Λ sipas Metodave të projektimit të EN 1997-1. Metoda e projektimit DA-3 jep rezultate më të larta të Λ në krahasim me metodat e tjera të projektimit të EN 1997-1 (DA-1 dhe DA-2).
2. Shkalla e shfrytëzimit të murit mbajtës Λ në kushte padrenim sipas Metodës klasike dhe Metodave të projektimit të EN 1997-1 rezulton më e vogël se Λ në kushte me drenim.
3. Në llogaritjen e mureve mbajtës sipas Metodës klasike me kritike paraqitet rrëshqitja, sipas Metodave të projektimit të EN 1997-1 më kritik paraqitet kapaciteti mbajtës.
4. Për një projektim të sigurtë duhet të përdoren Metodat e sugjeruara nga EN 1997-1.

LITERATURA

- [1] Braja Das, Principles of Foundation Engineering, Seventh Edition 2011
- [2] Andrew Bond and Andrew Harris 2008. Decoding Eurocode 7 2008.
- [3] EN 1997-1 Eurocode 7 Geotechnical design - Part 1 General Rules.
- [4] R.Frank, C.Bauduin, R.Driscoll, M.Kavvadas, N.Krebs Ovesen, T.Orr and B.Schuppener 2004. Designers' Guide to EN 1997-1 Eurocode 7: Geotechnical design - General Rules.
- [5] Braja Das, Principles of Geotechnical Engineering, Seventh Edition 2010.
- [6] Donald P. Coduto Geotechnical Engineering Principles and Practices, second Edition 2001.
- [7] Donald P. Coduto Foundation Design Principles and Practices, second Edition.
- [8] Konomi N., Gjeologjia Inxhinierike, Elemente të gjeologjisë së ndertimit dhe vetite fiziko – mekanike të shkëmbinjve dhe dherave, Shtypshkronja Julvin, Tirane, Shqiperi, 2006.
- [9] Bozo L., Gjeoteknika 1, Mekanika e dherave, Tirane, Shqiperi, 2007.
- [10] Bozo L., Gjeoteknika 2, Themele, Tirane, Shqiperi, 2008

PËRCAKTIMI I JOLINEARITETIT INTEGRAL TE NJE ADC NËPËRMJET ANALIZËS NË ZONËN E FREKUENCËS

GENCI SHARKO
PETRIKA MARANGO

ABSTRACT

The necessity and the high cost of equipments that will make possible real characterization of ADC-s as well as using non-standard parameters from different manufacturers of ADC's, also conditions of testing the ADC with not the same methods for pamtirc evaluation of ADC parameters, often create significant difficulties in interpreting the data made available from these manufacturers in their catalogs. As above, initially it is possible preliminary simulations ADC in Matlab environments for determining the parameters by alternatively methods like Chebyshev polynomial of INL evaluation.

QELLIMI

Domosdoshmëria dhe kostoja e lartë e aparaturave që do të bënin të mundur karakterizimet reale të ADC-ve si komponentë të veçantë si edhe përdorimi i parametrave jo standard nga prodhues të ndryshëm të ADC-ve, ashtu sikurse edhe i kushteve të provës jo të njëjta në përfitim të rezultateve të specifikuara për këta parametra, shpesh krijojnë vështirësi të konsiderueshme në interpretimin e të dhënave të vëna në dispozicion nga këto prodhues në katalogët e tyre. Për sa më sipër, na shtynjë që fillimisht të bejmë të mundur simulimet paraprake të ADC në ambientet e Matlabit për përcaktimin e parametrave nëpërmjet metodave alternative, siç janë polinomet e Chebyshev, në vlerësimin e madhësisë së jolinearitetit integral (INL), e më pas të kalojmë në realizimin e testeve reale.

Fjalet Kyç —ADC, DFT, Jolineariteti Integral (INL).

1. HYRJE

Të shumta kanë qenë dhe vazhdojnë të jenë përpjekjet në nivel ndërkombëtar për të njëjshuar terminologjinë dhe mënyrat e testimeve të konvertuesve analoge/dixhital (ADC-ve); dy kryesoret janë ato të propozuara me dokumentet IEEE1057-1994 [6] dhe IEEE1241-2000 [7] të botuara në dhjetëvjeçarin e fundit nga IEEE (*Institute of Electric and Electronic Engineers*), instituti i njohur amerikano-verior i cili prej disa dhjetëvjeçarësh e zhvillon aktivitetin e vet në sektorë teknologjikë. Duke shfletuar një katalog të çfarëdoshëm të një prodhuesi të konvertuesve analoge/numerike ose të një flete të dhënash (data-sheet) të çfarëdoshëm të një produkti të veçantë, mund të gjenden terma apo parametra të shumtë teknikë, të cilët shumë shpesh jepen në formën e shkurtimeve të vështira për t'u interpretuar.

Gjithashtu veshtirësi takohen edhe në kryerjen e një krahasimi të rezultateve ndërmjet pajisjeve konvertuesve analoge/dixhitale të prodhuesve të ndryshëm.

Në këtë artikull është paraqitur një metodë analize, e cila bën të mundur që të jepet një paraqitje parametrike e një kurbe përafruese, në kuptimin e katrorëve më të vegjël, të jolinearitetit integral (INL) të një ADC-je.

2. PËRCAKTIMI I INL-SË NËPËRMJET ANALIZËS NË ZONËN E FREKUENCËS

Saktësia e shndërrimit të një ADC-je të caktuar varet nga një numër i konsiderueshëm faktorësh. Të gjithë këta duhet të meren parasysh për të kryer një krahasim të rezultateve ndërmjet dy apo më shumë ADC-ve dhe për të bërë të mundur përlogaritjen e saktësisë të përgjithshme të shndërrimit të sistemit (*System Accuracy*). Njohja e këtij të fundit, për shembull, është e domosdoshme për vlerësimin e pasigurisë së matjes së një instrumenti që përmban një ADC. Në vlerësimin e rezultateve të një ADC-je është me vend që të nisemi nga marrja në shqyrtim e disa prej parametrat statike, që janë : *jolineariteti diferencial (DNL)*, *jolineariteti integral (INL)*, *gabimi i amplifikimit*, *gabimi i "offset"-it*, *qëndrueshmëria e tensionit referues*; të rëndësishme mund të jenë edhe *efektet e variacioneve termike*. [1]

Jolineariteti integral (INL, *Integral Nonlinearity*) përcaktohet si diferenca ndërmjet karakteristikës së shndërrimit real të ADC-së së pastruar nga gabimet e offset-it dhe të amplitudës dhe drejtëzës interpoluese që kryen funksionin e karakteristikës së referimit, ose më saktë atë që kalon nëpërmjet pikave mesatare të shkallëve të karakteristikës së shndërrimit të ADC-së ideale.

Procedura e përcaktimit të INL-së bën të mundur që të nxiret ky parametër i rëndësishëm nëpërmjet analizës së përmbajtjes harmonike të daljes së ADC-së, që është marrë në shqyrtim në përgjigje të një ngacmimi sinusoidal me frekuencë të ulët dhe me amplitudë paksa më të vogël në krahasim me kufirin e veprimit të tij dinamik. Kjo teknikë është shumë më e shpejtë sesa teknika standard e histogramit, në mënyrë të veçantë kur zbatohet në konvertuesit me rezolucion të lartë ($N \geq 14 \text{ bit}$). Ajo është në gjendje që të japë një lakore përafruese të INL-së reale të ADC-së. INL-ja e një konvertuesi A/D është e përbërë në mënyrë tipike nga një komponente "granulare", e cila i është mbivendosur një bazë me ecuri më "të butë". Komponenti i parë është përgjegjës për shfaqjen e një numri të konsiderueshëm luhatjesh harmonike të pastra me rend të krahaseshëm me atë të bazës së zhurmës që i detyrohet kuantizimit. Komponenti i dytë është përgjegjës për shfaqjen e një numri të kufizuar luhatjesh harmonike me rend shumë më të lartë. [2] Këto luhatje sinusoidale harmonike të dyta janë përgjegjëse për pjesën më të madhe të shtrembërimit të daljes që vjen nga ADC-ja mbi sinjalin e hyrjes. Pjesa granulare e karakteristikës së shndërrimit mund të zerohet plotësisht me teknika korrigjimi, siç është "*dithering*", të cilat tashmë kanë kohë që janë përhapur gjerësisht në praktikën e zbatimeve, ndërsa pjesa me ecuri të butë e INL-së mund të paraqitet si kombinim linear i një numri të përshtatshëm të *Polinomeve të "Chebyshev"-it të llojit të parë*, polinome te klasë funksionesh të njohura mirë nga Analiza Matematike [2].

3. TESTIMET “CHEBYSHEV” PËR JOLINEARITETIN INTEGRAL STATIK

Testimet në zonën e frekuencës për konvertuesit ADC janë përdorur normalisht për përcaktimin e parametrave të tillë si *THD* (*Total Harmonic Distortion*), *SINAD* (*Signal to Noise and Distortion Ratio*) dhe *SFDR* (*Spurious-Free Dynamic Range*), falë të cilëve është e mundur që të përcaktohet edhe një parametër statik, siç është INL-ja. Për të përfutur rezultate të sakta, është e nevojshme që:

1. sinjali i testimit të jetë sinusoidal, më i vogël në amplitudë në krahasim me kufijtë e veprimit dinamik të ADC-së dhe me shtrembërim shumë të ulët për të parandaluar ndotjen e daljes nga luhatjet harmonike që nuk varen nga jolineariteti i ADC.
2. frekuenca e sinjalit të jetë mjaftueshmërisht e ulët, në mënyrë që të mos stimulojë ose kufizojë sa më shumë që të jetë e mundur sjelljet dinamike të pajisjes në provë.

Nga teoria e sistemeve lineare dhe nga teoria “Fourier” mbi analizën në frekuencë të sinjaleve periodike, mund të themi që, në qoftë se në hyrje të një sistemi jolinear të qëndrueshem me karakteristikë shndërrimi $g(x)$ aplikojmë një sinjal sinusoidal të llojit $x(t) = V \cos(2\pi ft + \varphi) + C$, me amplitudë V , “offset”-in¹ C dhe φ fazën fillestare, përgjithësisht dalja do të jetë [3]:

$$y(t) = g(x(t)) = \frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} c_n \cos(n \cdot 2\pi \cdot f \cdot t + \varphi) \quad (1)$$

Ajo përbëhet nga mbivendosja e një termi të “offset”-it dhe termave të pafundëm harmonikash të sinjalit të hyrjes me një amplitudë të caktuar, por që të gjitha në fazë me hyrjen².

Duke supozuar fazën fillestare të hyrjes zero, e cila mund të bëhet gjithmonë duke marrë një referim kohor të përshtatshëm, nga shprehja e hyrjes veçojmë madhësinë:

$$2\pi ft = \cos^{-1}\left(\frac{x-C}{V}\right) \quad (2)$$

dhe mund të shkruajmë përsëri daljen si funksion i hyrjes x :

$$y(x) = g(x) = \frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} c_n \cos\left(n \cdot \cos^{-1}\left(\frac{x-C}{V}\right)\right) = \frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} c_n T_n\left(\frac{x-C}{V}\right) \quad (3)$$

ku shprehja:

$$T_n\left(\frac{x-C}{V}\right) \stackrel{\text{def}}{=} \cos\left(n \cdot \cos^{-1}\left(\frac{x-C}{V}\right)\right)$$

¹ Komponentja e vazhduar

² Në të vërtetë, ka kuptim të përcaktohet një marrëdhënie faze ndërmjet dy sinjaleve sinusoidale vetëm në qoftë se ata kanë frekuencë të njëjtë; në këtë rast kemi ndërmend të themi që fazat φ të të gjitha luhatjeve sinusoidale harmonike janë të barabarta ndërmjet tyre.

është Polinomi i "Chebyshev"-it i llojit të parë, i rendit n , i përlogaritur në pikën $\frac{x-C}{V}$.

Koeficienti c_n ($n = 0, 1, \dots, +\infty$) është amplituda e luhatjes harmonike e rendit n të sinjalit në hyrje dhe nxirret në mënyrë të drejtpërdrejtë nga rezultati i analizës në zonën e frekuencës i sinjalit në dalje të konvertuesit ADC. Në rastin e hyrjes me fazë zero, ashtu sikurse ajo që është propozuar më sipër, koeficientet c_n janë që të gjithë numra realë [3].

Mënyra më e thjeshtë për të kryer këtë analizë është ajo nëpërmjet përlogaritjes së Transformimit "Fourier" Diskret DFT-së (*Discrete Fourier Transform*) të sinjalit në dalje të konvertuesit ADC në zonën e kohës, ose më saktë, të serisë së kampionëve të përzgjedhur. Për të shmangur përdorimin e dritareve të të dhënave dhe të algoritmeve komplekse të përlogaritjes përafruese në zonen e frekuencës do të jetë e nevojshme të zgjidhet frekuenca e sinjalit të ngacmimit në mënyrë që përzgjedhja e kampionëve të jetë *sinkrone*, ose në mënyrë që numri N_p i periodave që përmban vektori i serisë së kampionëve të përzgjedhur të jetë i plotë.

Nderkaq është e domosdoshme që numri i kampionëve të përzgjedhur M të serisë dhe numri i periudave N_p të jenë të përpjestueshem midis tyre. Kjo bën të mundur që të kryhet një "çlirim" nga luhatjet harmonike në frekuencë të lartë në vektorin e daljes së shndërrimit DFT-së, të cilët përndryshe, do të pësonin ndryshime të pandreqshme nga ndërhyrja për shkak të fenomenit të "aliasing"-ut karakteristik të përzgjedhjes së kampionëve [4].

Në qoftë se, për të përmirësuar shpejtësinë e përlogaritjes së DFT-së të kryer nga algoritmi FFT (*Fast Fourier Transform*), përdoret një vektor me gjatësi të barabartë me rend të plotë të 2-it, është e mjaftueshme që të zgjidhet frekuenca e sinjalit në mënyrë që N_p të jetë tek. Në qoftë se me të njëjtën skemë eksperimentale do të kryhet edhe testimi me metodën e histogramit, duke ndjekur rekomandimet e paraqitura në [7], është e nevojshme që N_p të jetë e barabartë me një shumëfish minimum prej 5.

Pasaktësia e vogël në disa pjesë për milion (p.p.m) e frekuencës së sinjalit të gjeneruar nga gjeneratorët bashkëkohorë dixhitalë HP33120A të Agilent e përdorur në testimet tona, bëjnë të mundur respektimin e kushtit të përzgjedhjes sinkrone të kampionëve, të paktën për frekuencat e ulëta të kërkuara në testet e "Chebyshev"-it.

Kushti i fazës zero për sinjalin e hyrjes mund të zbutet në testet praktike. Ai shërben vetëm për të bërë të mundur nxjerrjen e drejtpërdrejtë të koeficientëve c_n . [3]

Në rastin e fazës së ndryshme nga zero, c_n -të e veçanta do të jepen nga :

$$c_n = \text{sign}(\text{real}(c_n^{DFT})) \cdot |c_n^{DFT}|$$

duke qenë c_n^{DFT} pikërisht koeficientët e korigjuar nga DFT-ja e njëanëshme.

Amplituda e luhatjeve të komponenteve sinusoidale me rend të ndryshëm mund të përftohen nga elementët e DFT-së dyanëshe që zakonisht përcaktohet nëpërmjet algoritmit FFT, sipas relacioneve [5]:

$$c_0 = \frac{Y(i_0)}{M}, \quad c_n = \frac{2Y(i_n)}{M}$$

ku treguesit i_n duhet të përlogariten më parë nëpërmjet relacionit

$$i_n = (n \cdot N_p \bmod M)^3$$

Vetëm kur frekuenca e përzgjedhjes së kampionëve është mjaftueshmërisht e lartë në krahasim me frekuencën e sinjalit të testimit, n dhe i_n do të jenë të barabarta deri në vlerat e n .

Nuk është e mundur që të përdoret në mënyrë të drejtpërdrejtë n si tregues i vektorit të daljes së DFT-së, meqenëse luhatjet sinusoidale harmonike të rendit të lartë pësojnë shuarje përreth $f_s/2$ dhe është e nevojshme që ato të pastrohen nga kjo.

Natyrisht, një shprehje e llojit [5]:

$$g(x) = \frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} c_n T_n \left(\frac{x-C}{V} \right) \quad (4)$$

duke qenë se kërkon marrjen parasysh të një numri të pafundëm termash për të përshkruar jolinearitetin e konvertuesit ka një dobi praktike shumë të vogël.

Nese do të kufizojmë shumatoren në një numër të fundëm termash N_a do të përftojmë një version “të zbutur” të jolinearitetit efektiv, duke shkruar:

$$h(x) = \frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^{N_a} c_n T_n \left(\frac{x-C}{V} \right) \quad (5)$$

duke përjashtuar nga përllogaritja luhatjet harmonike të rendit më të lartë sesa N_a . Kjo do të thotë që duhet të kryejmë një filtrim të daljes me breza kalimi nga poshtë të daljes para përllogaritjes së karakteristikës të shndërrimit të ADC-se [3].

4. TESTIME MBI ADC TË SIMULUARA

Për të vlerësuar përparësitë e përjasjes së analizës në frekuencë të vlerësimit të jolinearitetit të ADC, janë simuluar në mënyrë numerike disa karakteristika të jolinearitetit për konvertues me rezolucione të ndryshme, nga 8 bit deri në 20 bit dhe atyre u është aplikuar analiza në frekuencë, ashtu sikurse është paraqitur më lart në ekuacionin (5). Software-i i supervizionit të këtyre simulimeve është zhvilluar krejtësisht në mjedisin e njohur të përpunimit *MATLAB* (MathWorks Inc.). Kjo gjë ka bërë të mundur që të përfitohet një fleksibilitet i madh në ekzekutimin e të gjitha simulimeve, meqenëse që të gjitha operacionet e nevojshme janë kryer në një mjedis të vetëm software-i, duke u çliruar nga procedura të ndërlikuara dhe të ngadalshme të shkëmbimit të të dhënave ndërmjet disa mjediseve software-ike [6],[7],[8]. Në nxjerrjen e të dhënave të mëposhtme është shfrytëzuar marrëdhënia e ekuacionit (5) duke marrë vlera të ndryshme të N_a -së të barabarta me 18, 27 dhe 33.

$$h(x) = \frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^{N_a} c_n T_n \left(\frac{x-C}{V} \right)$$

³ Operatori mod llogarit pjesën e plotë të koeficientit të dy të variablave.

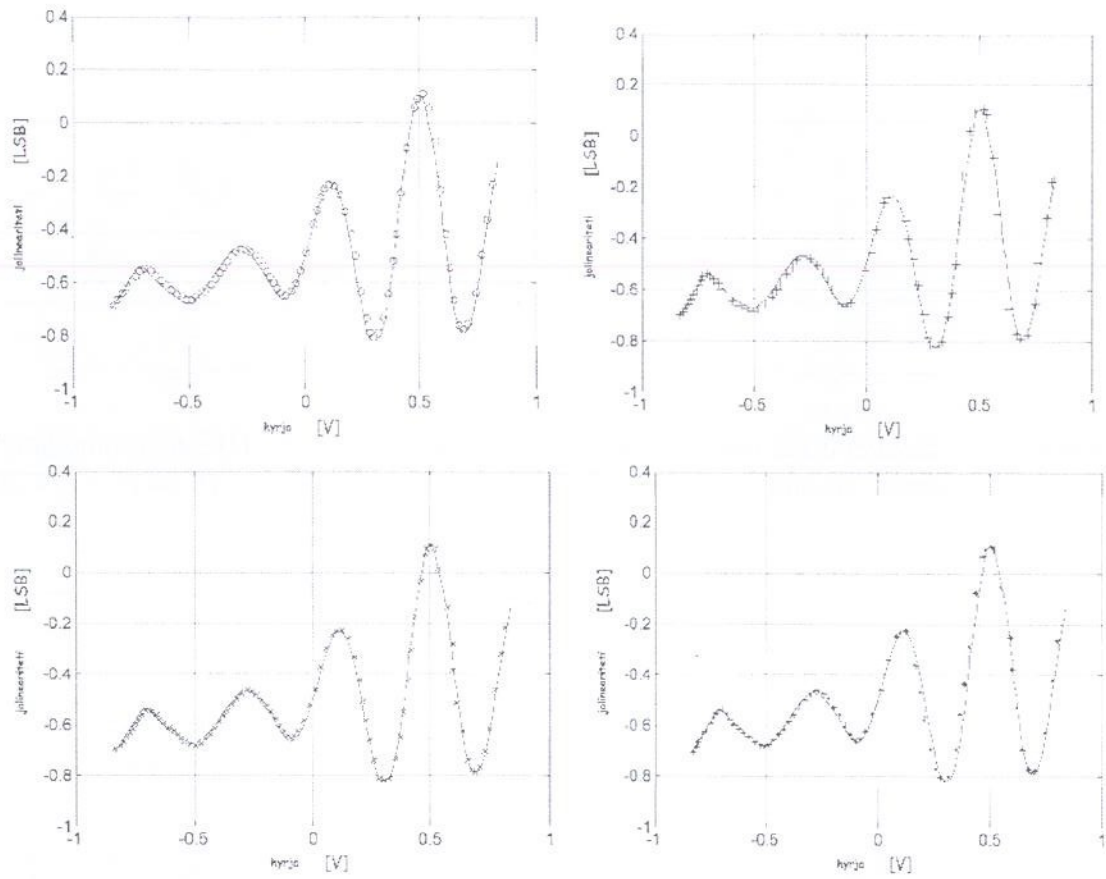
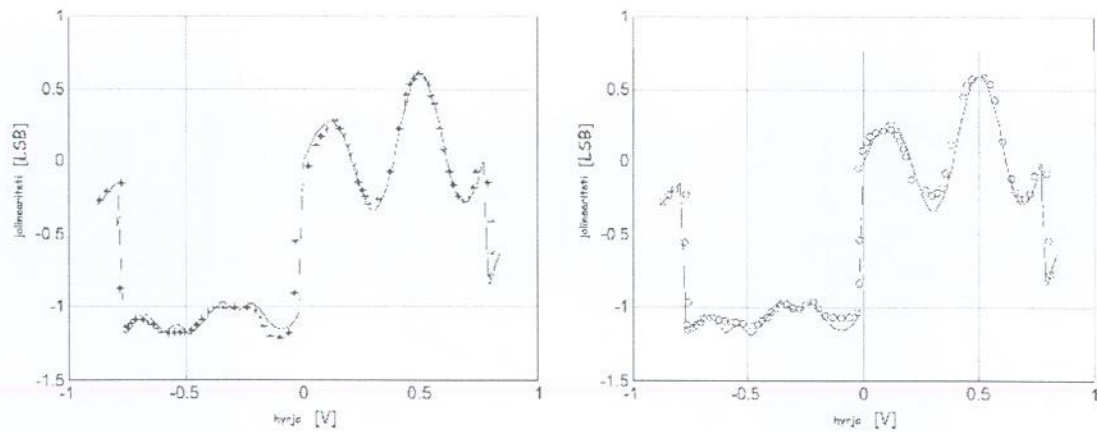


Figura 1. – Rezultatet e Testimit të “Chebyshev”-it me $N_a=18$ mbi ADC-në e parë të simuluar; (---) INL-ja e vërtetë, rezultati i testimit për $N=8$ bit ($^{\circ\circ\circ}$), 12 bit (xxx), 16 bit (++++) e 20 bit (**).



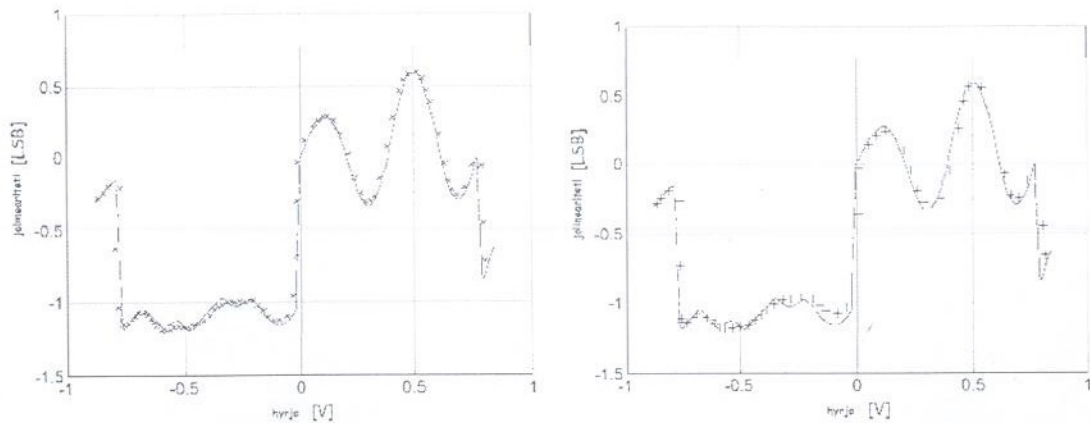


Figura 2. – Rezultatet e Testimit të “Chebyshev”-it me $N_a=27$ mbi ADC-në e simuluar; (---) INL-ja e vërtetë, rezultati i testimit për $N=8$ bit ($^{\circ\circ\circ}$), 12 bit (xxx), 16 bit (+++) e 20 bit (**).

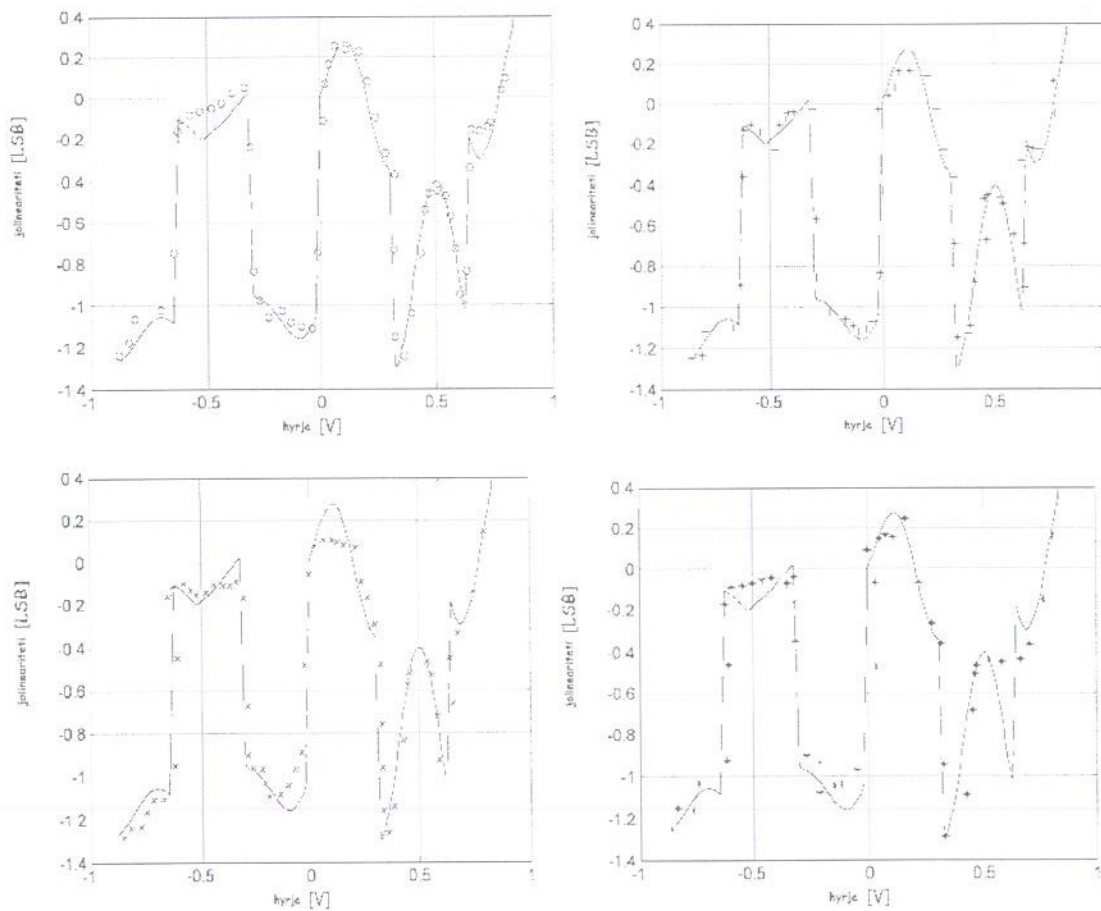


Figura 3 – Rezultatet e Testimit të Chebyshev me $N_a=33$ mbi ADC-në e tretë të simuluar; (---)INL-ja e vërtetë, rezultati i testimit për $N=8$ bit ($^{\circ\circ\circ}$), 12 bit (xxx), 16 bit (+++) e 20 bit (**).

Që të gjitha testimet e tre rasteve të ilustruara në figurat e mësipërme janë kryer me një DFT me $M=8192$ kampionë, ndërsa numri N_a i luhatjeve harmonike të marra parasysh

për përafrimin është zgjedhur në mënyrë të tillë që të përfshijë në llogaritje të gjitha luhatjet harmonike që rezultojnë me amplitudë më të madhe sesa tapeti (dyshemeja, vlera minimale) e zhurmës së kuantizimit.

5. PËRFUNDIME

Përafrimet e përfuara nga simulimet me polinomet "Chebychev"-it të treguara në figurat e mësipërme përafrojnë mirë kurbën reale të INL-së për rend harmonikash Na të barabartë me 18 krahasuar me ato të rendit 27 dhe 33.

Me rritjen e numrit të bitëve të konvertimit ADC parafrimi sipas polinomëve të "Chebychev"-it i largohet kurbës reale të INL-së.

Nga simulimet e realizuara të paraqitura në Figurat 1, 2 dhe në 3 të mësipërme shikohet se, rezultatet më të mira janë përfuara me karakteristika të jolinearitetit me ecuri të butë si në Figurën 1 krahasuar me përafrimin e karakteristikave të Figurës 3 me ndryshim më të shpejtë të jolinearitetit.

Sugjerojmë përdorimin e metodës së polinomeve të "Chebychev"-it për vlerësimin e INL si një metodë e shpejtë në llogaritje dhe përafruese e mirë për shnderruesit ADC me 8 dhe 12 bit.

6. LITERATURA

- [1] Simon Haykin, *An Introduction to Analog and Digital Communications*, John Wiley & Sons, 1st Edition – January 1989, ISBN 0471859788
- [2] A.V. Oppenheim – R. W. Schaffer, *Elaborazione Numerica dei Segnali*, Franco Angeli Editore, XI Edizione, 1996, ISBN 88-204-3006-1
- [3] N. Giaquinto, A. Trotta, "Fast and Accurate ADC Testing Via an Enhanced Sine Wave Fitting Algorithm", IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 46, No. 4, august 1997
- [4] MAXIM Integrated Products, *Bench Characterization of ADCs Using a Low-Cost PC-Based Data-Acquisition Board*, Application Note AN-633, August 2001, <http://www.maxim-ic.com>
- [5] MAXIM Integrated Products, *INL/DNL Measurements for High-Speed Analog-to-Digital Converters*, Application Note AN-283, September 2000, <http://www.maxim-ic.com>
- [6] IEEE, IEEE Standard 1057-1994 (R2001), *IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 3 Park Avenue, New York, NY 10016-5997, USA, ISBN 1-55937-488-8
- [7] IEEE, IEEE Standard 1241-2000, *IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 3 Park Avenue, New York, NY 10016-5997, USA, Print: ISBN 0-7381-2724-8 SH 94902, PDF: ISBN 0-7381-2725-6 SS 94902
- [8] Analog Devices, *AD7677 - 16-Bit 1 LSB INL, 1 MSPS Differential ADC*, Data Sheet, Analog Devices, One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood MA 02062-9106, USA, <http://www.analog.com>
- [9] J. Schoukens, "A Critical Note on Histogram Testing of Data Acquisition Channels", IEEE Transaction on Instrumentation and Measurements, Vol. 44, No. 4, August 1995.

PËRCAKTIMI I DEFЕКТЕVE NË PËSHTJELLËN E STATORIT NË MOTORIT ASINKRON ME ANË TË FUQISË SË ÇASTIT

ASTRIT BARDHI, YMER LUGA,
MYRTEZA BRANESHI, GENCI SHARKO

ABSTRACT: DETERMINATION OF DEFECT IN STATOR WINDING OF INDUCTION MACHINE BY INSTANTANEOUS POWER.

Safety and reliability operation of squirrel cage induction machine played an important role in industry. Induction machines feed by power electronic equipment has expand operation field. Faults and failures of induction machines can lead to excessive downtimes and generate large losses in terms of maintenance and revenues. In this matter, measurements and monitoring must be performed during on-line conditions. In order to accurately identify the stator winding damage, we have used the instantaneous power of induction machine during operation, which is easily monitored. The instantaneous power provides the possibility to detect faults in induction machine. To confirm our theoretical analysis with experimental data, an induction machine was re-winded at laboratory to have some winding outputs in order to simulate different shorted turn of phase winding. The obtained theoretical and experimental results show coherence among each other.

Key Word: Induction machine, turn shorted of winding, instantaneous power.

PËRMBLEDHJE

Besueshmëria dhe siguria e motorëve asinkron gjatë shfrytëzimit ka bërë që këto të luajnë një rol shumë të rëndësishmën në industri kështu që mirëfunksionimi i tyre është një kërkesë gjithnjë në rritje. Perdorimi i shëndrruesave të frekuencës në ushqimin e motorëve asinkron ka zgjeruar fushën e përdorimit. Defektet dhe avaritë që ndodhin në motorit asinkron shkaktojnë zvogëlimin e jetës së tyre, si dhe rrisin koston e përgjithshme të shfrytëzimit për shkak të shpenzimeve për riparimin e tyre. Monitorimi i vazhdueshëm i motorit asinkron jep mundësinë për vlerësimin e defektit në fazën fillestare të tij duke bërë të mundur eliminimin e tyre si dhe uljen e koston së përgjithshme. Në këtë punim kemi analizuar defektet që ndodhin në pësjtjellën e statorit si: lidhjet e shkurtëra ndërmjet dredhave të të njëjtës pësjtjellë ose të pësjtjellave të ndryshme; lidhjen e shkurtër të dredhave me karkasën (tokëzimin). Kemi analizuar teorikisht dukuritë që ndodhin në makinën asinkrone si dhe kemi paraqitur një metodë për indentifikimin e këtyre dëmtimeve me anën e fuqisë së çastit. Për të vertetuar përfundimet teorike mbi analizën e zhvilluar, në laboratorin e Makinave Elektrike kemi zhvilluar disa eksperimentime në një motor asinkron në pësjtjellën e të cilit janë nxjerrë disa dalje për të simuluar lidhjet e shkurtëra. Rezultatet teorike të marra u përputhën mjaft mirë me rezultatet eksperimentale.

Dr. Astrit BARDHI, Universiteti Politeknik i Tiranës, Departamenti i Automatikës, asibardhi@gmail.com

Prof. Ymer LUGA, Universiteti Politeknik i Tiranës, Departamenti i Automatikës,

Prof. As. Myrteza BRANESHI, Universiteti Politeknik i Tiranës, Departamenti i Elektroteknikës,
mbraneshi@gmail.com

Dr. Genci Sharko, Universiteti Politeknik i Tiranës, Departamenti i Automatikës

I. HYRJE

Motorët asinkronë me pështjellë të rotorit në formë kafazi janë motorët më të përdorur në industri dhe në sektorët e tjerë të ekonomisë pasi janë të sigurtë në punë, kërkojnë pak mirëmbajtje dhe kanë kosto më të ulët se llojet e tjera të motorëve elektrikë. Roli i tyre në të gjithë sektorët e ekonomisë është vazhdimisht në rritje si pasojë e përparimeve në fushën e elektronikës së fuqisë, e cila ka bërë të mundur përdorimin e tyre dhe në sistemet që kërkojnë ndryshimin e shpejtësisë në një brez të gjërë, kontrollin e momentit dhe të pozicionit. Nga studimet e realizuara [1], në mbi 5000 motora asinkronë me fuqi të ndryshme, ku 97% ishin motorë asinkronë trefazorë, rezulton se 49% e defekteve ndodhën në kuzhineta, 31% e defekteve ndodhën në pështjellën e statorit të makinës asinkrone, 10% e defekteve ndodhën në pështjellën e rotorit, 10% e defekteve u shkaktuan nga probleme të tjera. Theksojmë se klasifikimi i mësipërm i defekteve u krye për motorë asinkronë që punonin në fusha të ndryshme të ekonomisë. Për fusha të caktuara të industrisë kjo renditje ndryshon për shkak të specifikave të veçanta të kushteve të punës të motorit asinkron. Për shembull, është vërejtur se në rastin e përdorimit të motori asinkron në regjim kyçje-çkyçje (regjime të tilla përdoren në industrinë e nxjerrjes së naftës) defektet që ndodhin në pështjellën e rotorit janë më të shumtë se ato që ndodhin në pështjellën e statorit [1]. Gjithashtu nga studimet e ndryshme është arritur në përfundimin se numri i defekteve në motorët asinkronë në mjedise të hapura është 2.5 herë më i lartë se në motorët që punojnë në mjedise të mbyllura dhe të mirëmbajtura [2]. Për përcaktimin e defekteve në motorin asinkron në vitet e fundit mjaft studjues kanë propozuar metoda dhe teknika të ndryshme. Disa nga këto metoda mbështeten në monitorimin e momentit që zhvillon motori asinkron [3], në monitorimin e shpejtësisë së rotorit të motorit asinkron [4], në monitorimin e vibrimeve të motorit asinkron [5], në monitorimin e fluksit elektromagnetik të makinës [6], në monitorimin e rrymës së statorit të motorit asinkron [7].

Në këtë punim kemi analizuar ndikimin e lidhjeve të shkurtëra në pështjellën e statorit në punimin e makinës asinkrone si dhe vlerësimi i dëmtimeve të tilla me anë të fuqisë së çastit. Në laboratorin e Makinave Elektrike kemi avolxhuar një motor asinkron ku kemi realizuar disa dalje të pështjellave të statorit për të bërë të mundur simulimin e lidhjeve të shkurtëra. Në regjimin simetrik, nga matjet eksperimentale rezulton se fuqia e çastit është kostante, invariante me kohën. Janë zhvilluar disa eksperimente në lidhje me punimin e motorit asinkron duke simuluar dëmtimin e pështjellës së statorit me anë të lidhjes së shkurtër të dredhave. Për të mbrojtur pështjellën nga dëmtimi i dredhave të lidhura në të shkurtër për shkak të rrymave të larta që mund të qarkullojnë në të, gjatë kryerjes së eksperimenteve kemi lidhur në seri me dredhat një rezistencë. Lidhja në seri e rezistencës me dredhat e lidhura në të shkurtër na siguron vlefte të pranueshme të rrymave qarkulluese. Nga rezultatet e matjeve rezulton se fuqia e çastit nuk është një madhësi kostante por e ndryshueshme në kohë. Për shkak të renditjes së kundërt të rrymës së statorit fuqia e çastit rritet si madhësi krahasuar me regjimin simetrik si dhe

nga bashkveprimi i kompeneteve me njëra tjetrën fuqia e çastit luhetet me frekuencë sa dyfishi i frekuencës së burimit të ushqimit. Duke monitoruar në kohë reale fuqinë e çastit mund të përcaktojmë që në zanafillën e shfaqjes së defektit në makinën asinkrone, në mënyrë që të merren masa në kohë në eliminimin e tij nëse është e mundur ose në stakimin e motorit nga rrjeti. Të dhënat eksperimentale përputhen mjaft mirë me perfundimet teorike të shtjelluar në këtë punim.

II. SHKAQET QË NDIKOJNË NË DËMTIMIN E PËSHTJELLËS SË STATORIT

Fillimisht, do të trajtojmë shkaqet kryesore të ndodhjes së defekteve në pështjellën e statorit të motorit asinkron me rotor në formë kafazi. Izolacioni në makinat elektrike gjatë punimit të tij është nën veprimin: e temperaturave të larta; e tensionit të burimit të ushqimit; e vibrimeve; e forcave të ndryshme mekanike; si dhe në disa raste në kondita të pafavorshme të mjedisit në të cilën punon. Materialet izoluese në mjedise me temperaturë të lartë si dhe në mjedise me kushte të vështira (prania e lagështirës, papastërtive etj..) humbin vetitë izoluese, duke sjellë dhe degradimin e tyre. Pjesa më delikate në makinat elektrike është izolacioni ndërmjet dredhave të të njëjtës bobinë dhe ndërmjet bobinave. Vëzhgimet e shumta që janë realizuar për motorët asinkronë që punojnë në industri, kanë treguar se një përqindje e madhe e defekteve në makinat elektrike ndodhin për shkak të dëmtimit të izolimit ndërmjet pështjellës së statorit dhe bërthamës magnetike të saj [2]. Defektet në pështjellën e statorit mund t'i klasifikojmë si: lidhjet e shkurtëra ndërmjet dredhave të të njëjtës fazë, lidhjet e shkurtëra ndërmjet dredhave të pështjellave të fazave të ndryshme, lidhjet e shkurtëra ndërmjet dredhave me bërthamën magnetike. Në të shumtën e rasteve dëmtimi i pështjellës së statorit fillon si një lidhje e shkurtër ndërmjet dredhave të pështjellës të saj [8]. Me kalimin e kohës, në rast se nuk merren masa për mënjanimin e saj, lidhja e shkurtër ndërmjet dredhave mund të shkaktojë: lidhje të shkurtër ndërmjet bobinave të të njëjtës fazë ose fazave të ndryshme, të fazës me tokën. Lidhjet e shkurtëra ndërmjet disa dredhave të pështjellës së statorit nuk kanë ndonjë ndikim të konsiderueshëm në punën e makinës (rrymën e statorit, shpejtësinë e rrotullimit të rotorit etj.), por ekzistenca e tyre është një nga shkaqet kryesore që çojnë në dëmtimin e motorit asinkron. Dëmtimi i izolacionit ndërmjet dredhave ndodh në pjesët të cilat ndodhen shumë afër daljes së përcjellësit nga bërthama e statorit [2]. Në rastin e lidhjes së shkurtër të dredhës, në të kalon një rrymë shumë e madhe, e cila mund të shkojë deri në dhjetëfishin e rrymës nominale. Kjo rrymë do të shkaktojë nxehje lokale, e cila do të dobësojë izolacionin e bobinës me bërthamën magnetike duke krijuar një lidhje të shkurtër të fazës me tokën dhe duke dëmtuar përfundimisht makinën. Në rast se defekti identifikohet që në zanafillën e tij, defekti mund të eliminohet ose në skenarin më të keq do të realizojmë avolxhimin e pështjellës së statorit. Koha dhe kostoja e riparimit është e vogël. Ndërsa në rastin e mos kostatimit të defektit në kohë, për shkak të rritjes së temperaturës do të dëmtohet izolacioni i pështjellës me bërthamën magnetike duke shkaktuar kalimin e një rryme të madhe në këtë të fundit. Kostoja dhe koha e riparimit në rastin e dytë do të jetë shumë e madhe. Për motorët asinkron me tension të lartë, koha nga

momenti i lidhjes së shkurtër ndërmjet dredhave deri në dëmtimin e izolacionit të pështjellës me bërthamën e statorit është shumë e shkurtër dhe në disa raste është me sekonda. Ndërsa për makinat me fuqi të vogël koha ndërmjet lidhjes së shkurtër të pastër (lidhje galvanike), ndërmjet dredhave dhe dëmtimit të izolacionit të pështjellës (shpimit të tij) është disa minuta deri në disa orë, në varësi të ngarkesës së motorit. Në këtë mënyrë në vitet e fundit studjues të ndryshëm paraqesin interes në gjetjen e madhësive dhe metodave në të cilën mund të monitorohen në kohë reale dhe që janë tregues të defekteve në makinë.

III. ANALIZA TEORIKE E METODËS

III.1 PUNIMI I MAKINËS NË REGJIMIN SIMETRIK

Për të kuptuar sjelljen e motorit asinkron me pështjellën e statorit të dëmtuar, fillimisht analizojmë rastin kur motori punon në regjim normal. Pranojmë një makinë ideale në të cilën si pështjella e statorit ashtu dhe e rotorit janë simetrike si dhe burimi i ushqimit është po simetrik. Në pështjellat e statorit do të kalojë një rrymë simetrike trefazore sinusoidale, i_A , i_B , i_C , me frekuencë f_1 . Rrymat e statorit do të krijojnë një fushë magnetike rrotulluese e cila do të rrotullohet kundrejt pështjellës që e krijoi [9]

$$\Omega_1 = 2\pi n_1 = \frac{2\pi f_1}{p} = \frac{\omega_1}{p} \quad (1)$$

ku Ω_1 dhe ω_1 janë shpejtësia këndore e fushës magnetike e matur përkatësisht në radian gjeometrik dhe në radian elektrik për sekondë, n_1 numri i rrotullimeve të fushës [rrot/sek], f_1 është frekuenca e burimit të ushqimit, p është numri i çift poleve.

III.2 PUNIMI I MAKINËS ASINKRONE ME PËSHTJELLË TË STATORIT TË DËMTUAR

Në këtë paragraf do të analizojmë punimin e motorit asinkron me pështjellë të statorit të dëmtuar. Në figurën 1 tregohen në mënyrë skematike disa raste të mundshme të lidhjes së shkurtër të fazës $A-X$ të pështjellës së statorit, ku disa dredha janë lidhur në të shkurtër në pikat a dhe b . Lidhjen e shkurtër ndërmjet këtyre pikave do t'a pranojmë të pastër, pra lidhje galvanike. Në pështjellën e statorit (në pjesën e padëmtuar) do të kalojë rryma e ngarkesës I , ndërsa në dredhat e lidhur në të shkurtër do të kalojë rryma I_k , e cila do të kundërshtojë ndryshimin e fluksit magnetik në dredhat e lidhura në të shkurtër. Kështu që rryma në dredhat e lidhura në të shkurtër do të ketë kahje të kundërt me rrymën në pjesën tjetër të pështjellës (ndryshe kjo rrymë quhet rrymë qarkulluese), e cila krijon një f.m.m të kundërt me f.m.m kryesore të fazës.

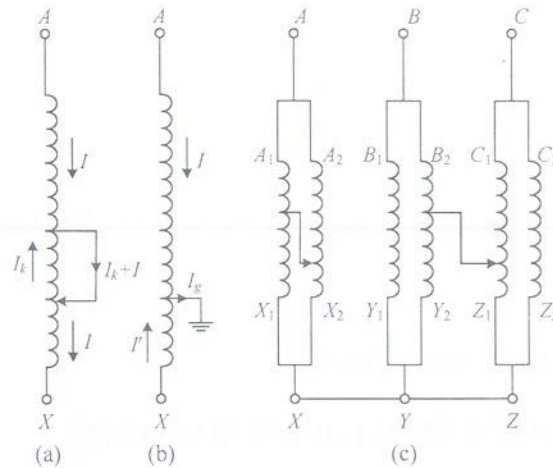


Figura 1: Llojet e lidhjeve të shkurtëra në pështjellat e statorit. (a) Lidhja e shkurtër ndërmjet dredhave të një bobine, (b) Lidhje e shkurtër ndërmjet dredhave të fazave të ndryshme, (c) Lidhje e shkurtër ndërmjet fazave.

Nga analiza e mësipërme vëmë në dukje se në rastin e lidhjes së shkurtër ndërmjet dredhave të pështjellës së statorit kemi këto dukuri negative: zvogëlimin e f.m.m të fazës si pasojë e zvogëlimit të numrit të dredhave; f.m.m që krijojnë dredhat e lidhura në të shkurtër është e kundërt me atë të fazës; rezistenca aktive e pështjellës së dëmtuar do të zvogëlohet. Fusha magnetike që do krijojnë dredhat e lidhura në të shkurtër do të ndikojë jo vetëm në fazën e dëmtuar por dhe në fazat e tjera për shkak të lidhjeve magnetike (induktive) ndërmjet tyre. Për rrjedhojë, rrymat në pështjellat e të tri fazave do të jenë të ndryshme.

Për të gjykuar mbi ndryshimin e madhësisë së rrymës në fazën e dëmtuar po marrim rastin e lidhjes në të shkurtër ndërmjet dredhave të ndodhura në fazën A të statorit. Për shkak të dredhave të lidhura në të shkurtër, do të ndryshojnë (pranojmë një lidhje galvanike të dredhave) parametrat e motorit asinkron. Meqenëse numri i dredhave për pjesën e shëndoshë të fazës do të zvogëlohet, atëherë do të zvogëlohen induktivitetet; vetjak L_{AA} ; reciproke të fazës së dëmtuar me fazat e tjera M_{AB} , M_{AC} , M_{Aa} , M_{Ab} , M_{Ac} . Gjithashtu rezistenca aktive R e fazës A do të zvogëlohet. Kjo do të shkaktojë si zvogëlimin e fluksit të plotë të fazës A ashtu dhe shpejtësinë e ndryshimit të saj. Ekuacioni i ekuilibrit të f.e.m të fazës A në regjimin simetrik jepet me shprehjen e mëposhtme:

$$u_A = Ri_A + \frac{d\psi_A}{dt} \quad (2)$$

Duke pranuar se motorin asinkron e ushqejmë nga një burim me tension konstant dhe duke i shënuar madhësitë në rastin e lidhjes së shkurtër të dredhave me ('), rryma e fazës A do të jetë e barabartë me:

$$i'_A = \frac{1}{R'} \left(u_A - \frac{d\psi'_A}{dt} \right) \quad (3)$$

Ku R' dhe ψ'_A janë përkëtesisht rezistenca, fluksi i plotë i pjesës së shëndoshë e fazës A. Siç shikohet nga shprehja e mësipërme rryma e fazës A së statorit do të rritet. Për

shkak të lidhjeve induktive dhe rrymat në fazat e tjera të statorit do të ndryshojnë. Përveç kësaj, dredhat e lidhura në të shkurtër do të krijojnë fushën e tyre magnetike, e cila nga ana e saj do të ndikojë në fushën magnetike të fazave të tjera. Nga arsyetimi i realizuar për sa më sipër, nxjerrim si përfundim se lidhja e shkurtër në pëstjellën e statorit do të shkaktojë asimetri të rrymave të fazave të motorit asinkron. Lidhja e shkurtër ndërmjet dredhave do të na shkaktojë në një masë të konsiderueshme deformimin e formës së shpërndarjes së fluksit magnetik në hapësirën ajrore të motorit asinkron. Sjellja e makinës në një regjim të tillë mund të realizohet me anë të komponenteve simetrike, atë të komponentes së drejtë dhe komponentes së kundërt. Meqenëse pëstjella e statorit përgjithësisht lidhet në yll të pa tokëzuar, komponentja nulare mungon. Rryma e fazës së statorit shprehur me komponentet simetrike është e barabartë me:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_1^{(1)} + \dot{I}_1^{(2)} \quad (4)$$

ku:

$\dot{I}_1^{(1)}$ është komponentja e renditjes së drejtë, $\dot{I}_1^{(2)}$ është komponentja e renditjes së kundërt. Komponentet simetrike do të krijojnë fushën magnetike përkatëse të cilat janë sinusoidale dhe që rrotullohen me shpejtësi këndore:

$$\Omega_1^{(1)} = -\Omega_1^{(2)} = \Omega_1 = \omega_1 / p \quad (5)$$

Fushat përkatëse do të indukojnë në pëstjellat e rotorit rrymat me frekuencë $s f_1$ ajo e komponentes së drejtë dhe $(2-s)f_1$ ajo e komponentes së kundërt. Këto rryma nga ana e tyre do të krijojnë f.m.m përkatëse pra dhe fushë magnetike rrotulluese që do të rrotullohen me të njëjtën shpejtësi me fushën përkatëse të statorit, pra janë të palëvizshme kundrejt njëra tjetrës.

III.3 MADHËSIA E FUQISË SË ÇASTIT NË REGJIM TË VENDOSUR NË KUSHTE SIMETRIKE.

Në një sistem trefazor fuqia e çastit është me shumën e fuqive të çastit të secilës fazë përkatësisht me:

$$p(t) = u_A(t)i_A(t) + u_B(t)i_B(t) + u_C(t)i_C(t) \quad (6)$$

ku

$u_A(t)$, $i_A(t)$, $u_B(t)$, $i_B(t)$, $u_C(t)$, $i_C(t)$, janë vlerat e çastit të rrymave dhe tensioneve të sistemit trefazor. Në qoftë se në një regjim të vendosur një pëstjellë trefazore simetrike ushqehet me një sistem tre-fazor simetrik tensionesh përkatësisht: $u_A(t) = U_{m1} \cos(\omega t + \alpha_1)$; $u_B(t) = U_{m1} \cos(\omega t + \alpha_1 - 2\pi/3)$; $u_C(t) = U_{m1} \cos(\omega t + \alpha_1 - 4\pi/3)$, në pëstjellat e motorit asinkron do të kalojnë rryma simetrike ku vlera e çastit e çdo faze janë përkatësisht: $i_A(t) = I_{m1} \cos(\omega t + \alpha_1 - \phi_1)$; $i_B(t) = I_{m1} \cos(\omega t + \alpha_1 - \phi_1 - 2\pi/3)$; $i_C(t) = I_{m1} \cos(\omega t + \alpha_1 - \phi_1 - 4\pi/3)$. Fuqinë e çastit mund ta përcaktojmë me anë të vektorëve hapsinorë me shprehjen e mëposhtme:

$$p = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \bar{u} \cdot \vec{i}^* = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \bar{u}^* \cdot \vec{i} \quad (7)$$

Vektorët hapsinorë të tensionit dhe rrymës në makinën asinkrone në një regjim simetrik janë të barabartë me shprehjen e mëposhtme:

$$\bar{u} = \frac{2}{3} [u_A(t) + au_B(t) + a^2 u_C(t)] = \sqrt{2} U_1 e^{j(\omega t + \alpha_1)} = \tilde{u}_1 \quad (8)$$

$$\bar{i} = \frac{2}{3} [i_A(t) + ai_B(t) + a^2 i_C(t)] = \sqrt{2} I_1 e^{j(\omega t + \alpha_1 + \phi_1)} = \tilde{i}_1 \quad (9)$$

Duke zëvendësuar ekuacionet (8) dhe (9) në ekuacionin (7) përftojmë shprehjen e fuqisë së çastit të barabartë me:

$$p = 3 U_1 I_1 \cos \phi_1 \quad (10)$$

Siç shikohet nga ekuacioni (10) fuqia e çastit që merr motori asinkron trefazor i cili punon në regjim simetrik është një madhësi konstante pra invariate me kohën.

III.4 MADHËSIA E FUQISË SË ÇASTIT NË REGJIM TË VENDOSUR NË KUSHTE ASIMETRIKE

Në qoftë se në një regjim të vendosur një pështjellë trefazore asimetrike ushqehet me një sistem tre-fazor simetrik tensionesh: $u_A(t) = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \alpha_1)$; $u_B(t) = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \alpha_1 - 2\pi/3)$; $u_C(t) = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \alpha_1 - 4\pi/3)$; atëherë rrymat e statorit janë asimetrike e shprehur me komponente të barabartë me:

$i_A(t) = I_{m1} \cos(\omega_1 t + \alpha_1 - \phi_1) + I_{m2} \cos(\omega_1 t + \alpha_1 - \phi_2)$; $i_B(t) = I_{m1} \cos(\omega_1 t + \alpha_1 - \phi_1 - 2\pi/3) + I_{m2} \cos(\omega_1 t + \alpha_1 - \phi_2 + 2\pi/3)$; $i_C(t) = I_{m1} \cos(\omega_1 t + \alpha_1 - \phi_1 - 4\pi/3) + I_{m2} \cos(\omega_1 t + \alpha_1 - \phi_2 + 4\pi/3)$. Vektorët hapsinorë të tensionit dhe rrymës në makinën asinkrone në një regjim asimetrik janë të barabartë me shprehjen e mëposhtme:

$$\bar{u} = \sqrt{2} U_1 \cdot e^{j(\omega_1 t + \alpha_1)} = \tilde{u}_1 \quad (11)$$

$$\bar{i} = \sqrt{2} I_1 \cdot e^{j(\omega_1 t + \alpha_1 - \phi_1)} + \sqrt{2} I_2 e^{-j(\omega_1 t + \alpha_1 - \phi_2)} = \tilde{i}_1 + \tilde{i}_2^* \quad (12)$$

Ku $\tilde{u}_1$, $\tilde{i}_1$, $\tilde{i}_2^*$ janë vektorët simbolik fazor të renditjes së drejtë dhe të kundërt të rrymës dhe tensionit. Duke zëvendësuar ekuacionet (11) dhe (12) në ekuacionin (7) përcaktojmë shprehjen e fuqisë së çastit të barabartë me:

$$p = 3 [U_1 I_1 \cos \phi_1 + U_1 I_2 \cos(2\omega_1 t + 2\alpha_1 + \phi_2)] \quad (13)$$

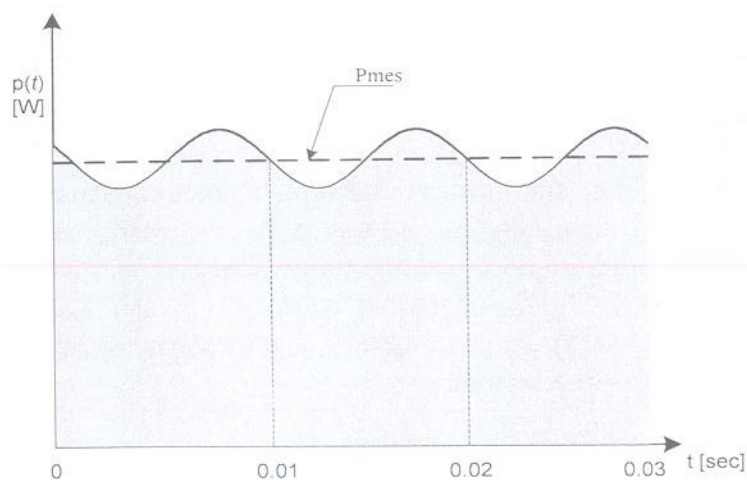


Figura 2 Fuqia e çastit e MAS me pështjellë të statorit të dëmtuar.

Siç shikohet nga ekuacioni (13) termi i parë përmban një komponente të pavarur nga koha të barabartë me $3U_1I_1\cos\phi_1$ si dhe një komponente e cila oshilon me dyfishin e frekuencës së burimit të ushqimit e barabartë me madhësinë $3U_1I_2\cos(2\omega_1t+2\alpha_1+\phi_2)$. Komponentja e cila ndryshon në mënyrë periodike me frekuencë $2f_1$ është përdorur si tregues i shfaqjes së defektit në pështjellën e statorit. Në figurën 2 është treguar në mënyrë grafike varësia e fuqisë së çastit në rastin e dëmtimit të pështjellës së statorit.

IV. ZHVILLIMI I EKSPERIMENTIT

Fillimisht do të studiohet sjellja e motorit asinkron në regjim simetrik, pra punimi në kushte normale. Pastaj do të studiohet punimi i motorit asinkron për rastet e lidhjes së shkurtër të dredhave në pështjellën e statorit. Për të simuluar lidhjet e shkurtëra ndërmjet dredhave të të njëjtës pështjellë dhe dredhave të pështjellave të ndryshme kemi avolxhuar një motor asinkron me të dhëna të treguar në tabelën 1. Në dy pështjellat e dy fazave janë nxjerrë disa dalje në mënyrë që të simulojmë lidhjet e shkurtëra ndërmjet dredhave (me figure). Për të parë vlefshmërinë e përfundimeve teorike të nxjerra në punim, kemi realizuar disa eksperimente. Marrja dhe ruajtja e të dhënave nga eksperimentet e zhvilluara si: vleftat e çastit të rrymave të fazave; fuqia e çastit, janë realizuar me anë të oshiloskopit TDX digjital me katër kanale si dhe me fluke 235. Në ambientin e softit LabVIEW kemi ndërtuar një instrument virtual për monitorimin në kohë reale të të dhënave të marra nga eksperimenti. Për të kufizuar rrymën në dredhat e lidhura në të shkurtër, në seri me to kemi lidhur një reostat R_s .



Figura 3 Pamje nga avolxhimi i motorit asinkron të përdorur në eksperiment.

Në figurën 4a, b, janë paraqitur: forma e valës së rrymave të fazave të statorit (a), fuqia e çastit që merr motori nga rrjeti (b) për regjimin simetrik me ngarkesë nominale në bosht. Siç shikohet nga fig 4, rrymat e fazave të statorit janë simetrike dhe fuqia e çastit e motorit asinkron është konstante. Madhësitë e rrymave të fazave të motorit asinkron, për regjimin simetrik janë të barabarta me vlerën nominale prej 3.3 A.

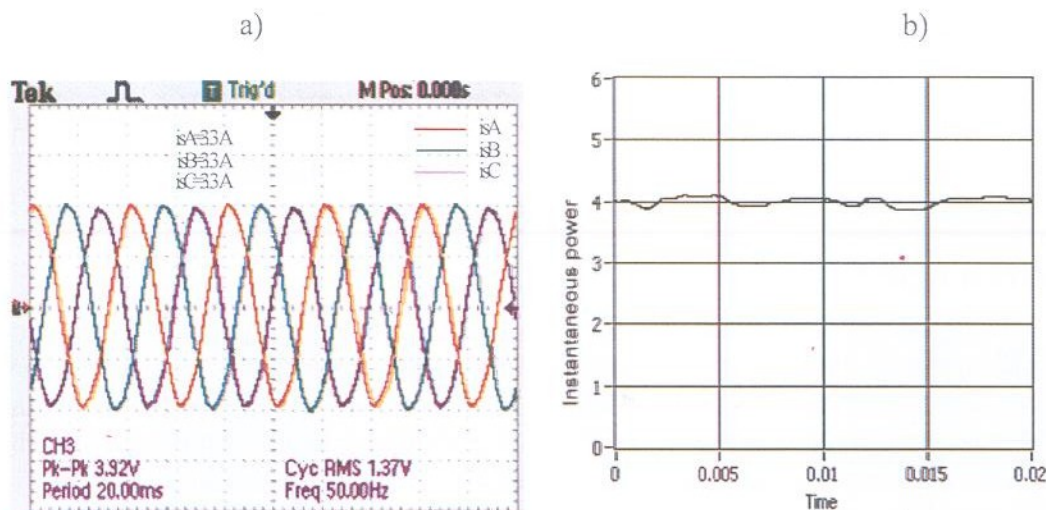


Figura. 4 Të dhënat e përfuara në rrugë eksperimentale në regjimin simetrik me ngarkesë nominale në bosht, a) rrymat e fazave të motorit asinkron, b) fuqia e çastit.

Në figurën 5 janë paraqitur: format e valës së rrymave të fazave të statorit (a), fuqia e çastit (b) të marra në rrugë eksperimentale në rastin e lidhjes së 7.5 % të dredhave të një bobinë të lidhur në të shkurtër. Ngarkesa në boshtin e motorit asinkron është marrë kostante, sa ajo nominale. Siç shikohet nga figura 5 (a) rrymat e fazave të statorit janë të ndryshme. Rryma në fazën e dëmtuar ka pësuar një rritje të lehtë dhe konkretisht madhësia e saj është 3.5 A. Edhe në fazën tjetër rryma ka pësuar një rritje gati me të njëjtën vlerë. Ndërsa në fazën e tretë rryma ka ruajtur të njëjtën madhësi prej 3.3 A. Për regjimin e dhënë, shpejtësia e rrotullimit të rotorit e matur me metodën stroboskopike ka rezultuar 1428 rrot/min dhe shkarja 0,048. siç shikohet nga figura 5 b fuqia e çastit nuk është kostante por e ndryshueshme. Perioda e pulsimeve të fuqisë së çastit është e barabartë me 0,01 sekonda me frekuencë 100 Hz. Siç vërehet frekuenca e pulsimeve të fuqisë së çastit është me dyfishin e frekuencës së burimit të ushqimit (50 Hz).

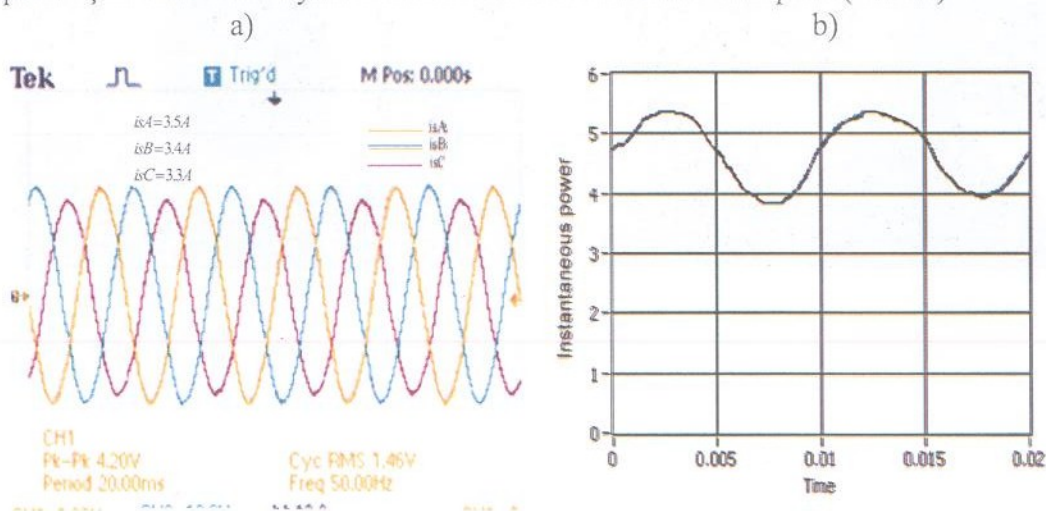


Figura 5 Të dhënat e përfuara në rrugë eksperimentale në rastin e l.sh të 7.5% të dredhave të të njëjtës bobinë me një rrymë qarkulluese 5A me ngarkesë nominale në bosht, a) rrymat e fazave të motorit asinkron, b) fuqia e çastit.

shkurtër në mënyrë galvanike të 15% të dredhave të një bobinë me rrymë qarkulluese prej 10 A. Siç shihet dhe nga figura 6 (a) kemi një asimetri të theksuar të rrymave të fazave të statorit. Rryma në fazën e dëmtuar merr vlerën 4,3 A, ndërsa në dy fazat e tjera rryma merr vlerat përkatësisht 3,96 A dhe 6 A. Shpejtësia e rotorit të motorit asinkron për regjimin e dhënë është pothuajse e njëjtë me shpejtësinë përpara se të ndodhte defekti. Pulsimet e fuqisë së çastit siç duken nga figura 6, b janë më të theksuara. Zhurmat gjatë punimit të makinës rriten.

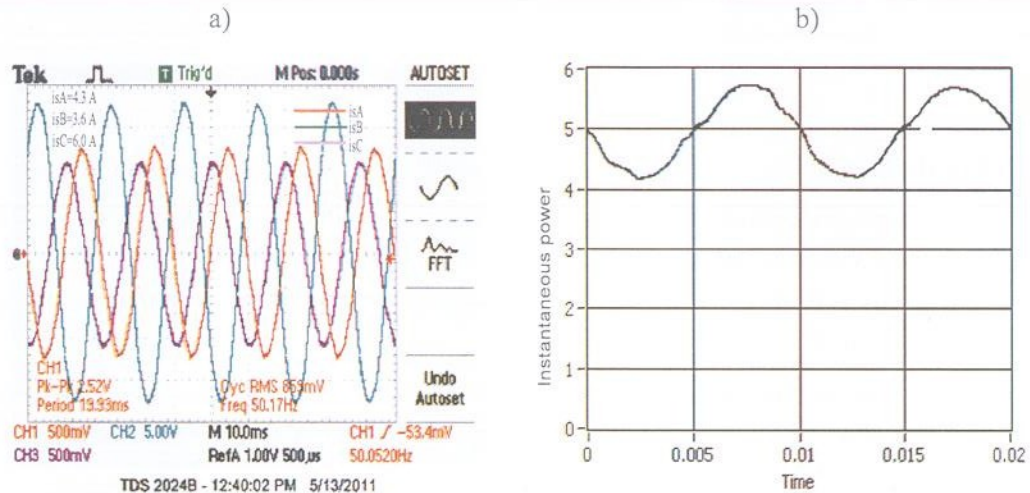


Figura 6 Të dhënat e përftuar në rrugë eksperimentale në rastin e l.sh të 15 % të dredhave të të njëjtës bobinë me një rrymë qarkulluese 5A me ngarkesë nominale në bosht, a) rrymat e fazave të motorit asinkron, b) fuqia e çastit.

TABELA 1 Të dhënat e motorit asinkron me të cilin është zhvilluar eksperimenti.

P_n [kW]	n_n [rrot/min]	U_n [V]	I_n (Y/ Δ) [A]	$\cos \phi_n$	f_n [Hz]
1.47	1430	220	3.3/5.7	0.82	50

V. PERFUNDIME

Nga studimet e ndryshme të kryera mbi defektet në motorët asinkron gjatë shfrytëzimit rezulton se në dëmtimet në pështjellën e statorit janë rreth (30 – 37)% e defekteve në total. Denduria e dëmtimeve në një masë të konsiderueshme varet si nga mënyra e shfrytëzimit si dhe nga mjedisi ku është instaluar.

Kushtet e makinës asinkrone gjatë punimit të makinës asinkrone në regjim asimetrik (me pështjellë të statorit të dëmtuar) përkeqësohen. Kemi rritjen e humbjeve elektrike dhe magnetike për rrjedhojë zvogëlimin e rendimentit si dhe rritjen e temperaturës së makinës.

Defektet në pështjellën e statorit mund ti përcaktojmë me anë të fuqisë së çastit që merr motori nga rrjeti. Me anë të fuqisë së çastit mund të identifikojmë që në zanafillë shfaqjen e dëmtimit apo prishjes së izolacionit ndërmjet dredhave të pështjellës së statorit.

Perdorimi i kësaj metode është e thjeshtë dhe nuk kërkon investime shtesë në paisje pasi në shumicën e rasteve transformatorët e rrymës janë të instaluar në kuadrin që ushqen motori për sistemin e matjes apo të kontrollit. Algoritmi është shumë i thjeshtë si dhe mund të shfrytëzohet dhe nga operatorët të pakualifuar.

Një disavantazh i saj është se të njëjtin problem mund të shfaqet dhe nga asimetria e burimit të ushqimit. Kjo nënkupton që në rastin e shfaqjes së defektit duhet të sigurohemi që burimi i ushqimit është simetrik.

LITERATURA

- [1] EPRI, "Improved Motors for Utility Applications", Publication EL-2678, Vol. 1, 1763-1, final report, October, 1982.
- [2] P.J. Tavner, J. Penman, "Condition monitoring of Electrical Machine", Willey & Sons, New York, 2008.
- [3] V.V. Thomas, K. Vasudevan, V.J. Kumar, "Online cage rotor fault detection using air-gap torque spectra", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, No. 2, 2003, pp. 265-270.
- [4] C. Hargis, B.G. Gaydon, K. Kamish, "The detection of rotor defects in induction motors", Proceedings IEE - EMDA Conference, London, 1982, pp. 216-220.
- [5] J.R. Cameron, W.T. Thomson, A.B. Dow, "Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors", IEE Proceedings, Vol. 133, pt. B, No. 3, May, 1986, pp. 155-163.
- [6] N.M. Elkasabgy, A.R. Eastham, G.E. Dawson, "Detection of broken bars in the cage rotor on an induction machine", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 6, 1992, pp. 165-171.
- [7] G.B. Kliman, R. A. Koegl, J. Stein, R.D. Endicott, M.W. Madden, "Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 3, No. 4, 1988, pp. 873-879.
- [8] O.V. Thorsen, M. Dalva, "Failure identification and analysis for high voltage induction motors in the petrochemical industry", IEEE Transactions on Industry Applications, 1999 pages 1186-1196.
- [9] N. Xhoxhi, Y. Luga, "Makinat elektrike", Vol. 2, SHBLU, 1989.

NJË VËZHGHIM MBI NDIKIMIN E ELEMENTEVE TË NDËRTIMIT DHE IDENTIFIKIMIT TË NJË MODELI NEURAL INVERS NË CILËSINË E KONTROLLIT TË SHPEJTËSISË TË NJË MOTORI DC

Ermira BUZI, Petrika MARANGO

ABSTRACT

AN OBSERVATION ON IMPACT OF BUILT IN AND IDENTIFICATION ELEMENTS OF AN INVERSE NEURAL MODEL ON SPEED CONTROL PERFORMANCE OF A DC MOTOR

In this paper we present an evaluation on impact of built in and identification elements of inverse neural model on performance of the closed loop speed control system of a direct current (DC) motor. Control architecture, DC motor model, and construction and identification methodologies of inverse neural model are presented. For identification of inverse neural model of DC motor we do consider only the samples of input-output signals of the open loop system and DC motor's model is considered as a black box. Neural model structure is selected referring to input-output dynamics of DC motor's model and referring to literature's suggestions. The described methodologies are applied for different groups of parameters of neural model. The simulation environment is Matlab. Conclusions summarize the importance of the two main elements, input-output samples of the open system and inverse neural model's architecture, on identification of neural model, thus on performance indicators of the closed loop system.

QËLLIMI

Në këtë punim paraqesim një vlerësim mbi ndikimin e parametrave dhe elementëve të identifikimit të modelit neural invers të motorit të rrymës të vazhduar në cilësinë e sistemit të mbyllur të kontrollit të shpejtësisë të një motori DC. Fillimisht paraqet arkitektura e kontrollit, modeli i motorit DC, dhe metodologjia e ndërtimit dhe identifikimit të modelit neural invers. Modeli i motorit konsiderohet si kuti e zezë, dhe vetëm kampionet e sinjaleve hyrje-dalje të sistemit të hapur merren në konsideratë për identifikimin e modelit neural invers të motorit të rrymës së vazhduar. Struktura e rrjetit neural përzgjidhet duke konsideruar dinamikën e hyrjes dhe daljes të modelit të motorit dhe referuar sugjerimeve të përmendura në literaturë. Në vijim, metodologjia e zgjedhur zbatohet për simulime për grupe të ndryshme parametrash të ndërtimit të modelit neural. Ambienti i simulimit është Matlab. Në fund jepen konkluzionet për rezultatet e marra, ku arrihet në përfundim mbi peshën e rëndësishme që kanë në ndërtimin e modelit neural, dhe prej këtej në cilësinë e sistemit të mbyllur, dy elementët kryesore që janë kampionet hyrje-dalje të sistemit të hapur dhe arkitektura e modelit neural invers.

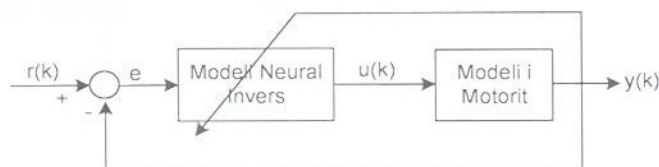
1. HYRJE

Vetia e të "mësuarit" e rrjeteve neurale artificiale, përafrimit dhe identifikimit të modelit nga të dhënat e vëzhguara hyrje-dalje pa patur marrëdhënie të drejtpërdrejtë midis këtyre madhësive fizike, është nga vetitë më të rëndësishme të tyre, e përdorur në aplikime të

Elemente të rëndësishëm të modelimit të rrjeteve neurale janë mbledhja e të dhënave hyrje-dalje që do shërbejnë për identifikimin e modelit neural dhe arkitektura e rrjetit neural. [13] ÷ [10].

Skema strukturore e sistemit të mbyllur e marrë në konsideratë është ajo me model invers, dhënë në Figurën 1. [4], [7].

Treguesit e cilësisë që do kërkohen të arrihen janë mbirregullimi $m_r < 20\%$ dhe gabimi në regjim të vendosur $e \approx 0\%$.



2.1 Modeli i motorit të rrymës së vazhduar

inercia e rotorit (J) = $350 \cdot 10^{-7} \text{ kg m}^2$; konstantja mekanike e kohës $T_m = 0.17\text{s}$; konstantja e forcës elektromotore ($K=K_e=K_t$) = 0.06 Nm/A ; rezistenca e rotorit (R_i) = 8 ohm ; induktiviteti i rotorit (L_i) = 7.6 mH

Skema strukturore e modelit të motorit jepet në Figurën 2a dhe funksioni transmetues i kontrollit të shpejtësisë jepet sipas ek. (1) [1]. Hyrja e modelit është tensioni i armaturës V_i dhe dalja është shpejtësia ω .

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{V_i(s)} = \frac{K_t}{R_i + L_i s} \frac{1}{b + Js + K_t K_e} \quad (1)$$

$$\text{ku: } G(s) = \frac{2.256 \times 10^5}{s^2 + 1059s + 1.973 \times 10^4} = \frac{225563.91}{(s+1040)(s+18.98)} \quad (2)$$

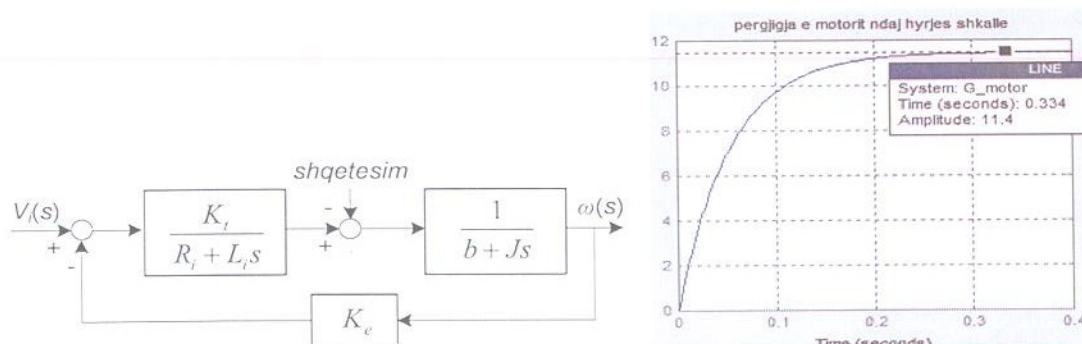


Figura 2. a) Skema strukture e motorit DC b) Përgjigja shkallë njësi e sistemit me lak të hapur

Përgjigja e sistemit të hapur $G(s)$ ndaj hyrjes shkallë njësi jepet në figurën 2b.

Sipas ek.2 përcaktojmë funksionin transmetues diskret (3) të motorit, për periodë kampionimi $T = 0.01\text{sek}$: [2]

$$H(z) = \frac{1.801z^{-1} + 0.1758z^{-2}}{1 - 0.8272z^{-1} + 2.529 \cdot 10^{-5} z^{-2}} \quad (3)$$

Nga ek. 3 gjejmë modelin rekurent (4) të motorit [2]:

$$y(k) = 0.8272 y(k-1) - 2.529 \cdot 10^{-5} y(k-2) + 1.801 u(k-1) + 0.1758 \cdot u(k-2) \quad (4)$$

Ku $y(k)$ dhe $u(k)$ janë përkatësisht shpejtësia dhe sinjali i komandës në çastin kT , për $k = 1, 2, 3, \dots N$.

2.2. Modeli neural invers

Modeli invers na lejon të llogaritim sinjalin e komandës sipas vlerave të mëparshme të sinjalit të daljes dhe komandës. Identifikimi i modelit neural invers jepet skematikisht në Figurën 3. [4]

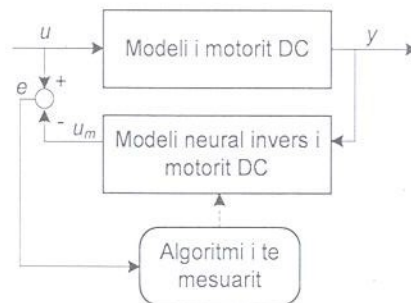


Figura 3. Skema e identifikimi të modelit neural invers të motorit DC

Siç vihet re dhe nga Figura 3, për identifikimin e modelit neural nevojitet të kemi të dhënat eksperimentale ose të simuluar të sinjaleve të daljes dhe të hyrjes të modelit të motorit DC. Ky grup të dhënash, që duhet të paraqesë gjendjet kryesore të dinamikës të sistemit në mënyrë që rrjeti neural i identifikuar të mund të përgjithësojë sa më mirë dinamikën e motorit, merret nga përgjigja e modelit (4) ndaj një sekuence k të një sinjali komande pseudo rastësor. [10].

Vlerat e marra të vektorëve të sinjaleve të daljes dhe komandës normalizohen në formë të përshtatshme dhe shërbejnë si hyrje për trainimin e rrjetit neural. [9],[10]

Gabimi midis sinjalit të marrë të komandës dhe daljes së rrjetit neural shërben për trainimin e rrjetit. Gabimi propagohet mbrapsht në rrjet me anë të algoritmit të trainimit, ose të quajtur ndryshe algoritmi i të mësuarit. Ky algoritm, bazuar në metodën e propagimit të pasëm, ndryshon në çdo hap iterimi peshat dhe spostimet e çdo neuroni përbërës të rrjetit, për të minimizuar shumën katrore të gabimit të daljes. [4], [5], [7].

2.3. Elemente të ndërtimit të rrjetit neural

Zgjedhja e arkitekturës të rrjetit neural varet nga problemi. Megjithatë, në literaturë përmendet që rrjeti shumë-shtresor me lidhje të drejtpërdrejtë, i njohur edhe si

perceptroni shumë-shtresor, me tre shtresa, një shtresë hyrje, një dalje dhe një shtresë të fshehur, është i mjaftueshëm për të përafëruar çdo funksion të vijuar. [5], [7], [9], [10]

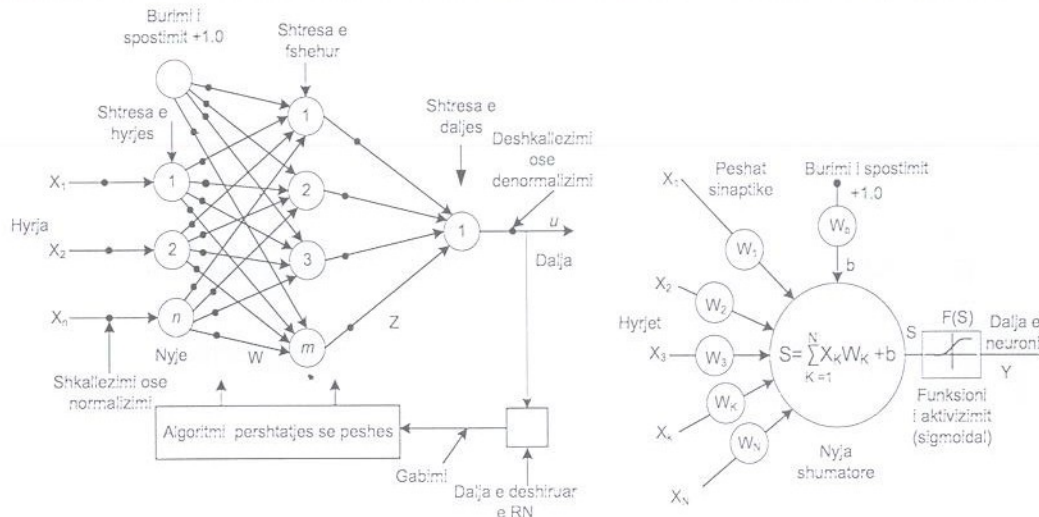


Figura 4. a) Arkitektura e rrjetit neural $n \times m \times 1$ me tre shtresa me propagim të pasëm b) Struktura e një neuroni artificial

Arkitektura e rrjetit neural me tre shtresa me propagim të pasëm jepet në Figurën 4a, dhe struktura dhe shprehja matematikore e secilit neuron jepen përkatësisht në Figurën 4b dhe në ek.5.

$$Y = F(S) = F\left[\sum_{K=1}^N X_K W_K + b\right]$$

(5)

Numri i neuroneve n në shtresën e hyrjes dhe numri i neuroneve në shtresën e daljes varen përkatësisht nga numri i hyrjeve dhe daljeve të modelit neural. Ndërsa për përcaktimin e numrit të neuroneve m të shtresës së fshehur nuk ka mënyrë të drejtpërdrejtë dhe të saktë. Ky numër përcaktohet me tentativa simulimesh gjersa arrihet një nivel i pranueshëm i treguesve të cilësisë, dhe tentohet të mbahet në vlera minimale për të reduktuar kohën që duhet për trainimin e rrjetit. [5], [7], [9], [10].

4. SIMULIME

Metodologjia e ndjekur për simulimet në Matlab jepet në bllokskemën e Figurës 5.

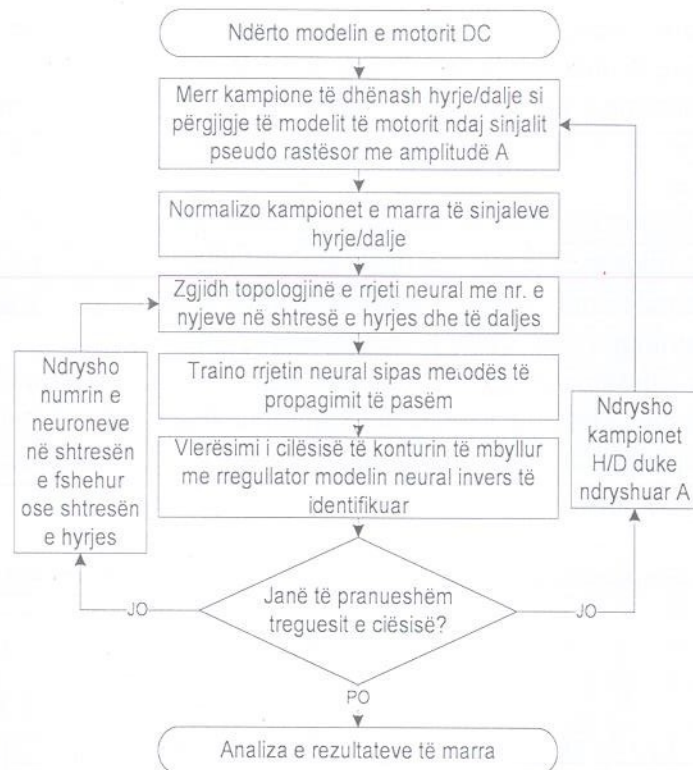


Figura 5. Metodologjia e ndjekur për simulimet në Matlab

Përcaktojmë si sinjal referencë të sistemit të mbyllur, sinjalin me dy shkallë me amplitudë 1 dhe 2 njësi dhe kohëzgjatje të secilës shkallë $100 \cdot T = 100 \cdot 0.01 = 1 \text{ sek}$, si në Figurat 6b-9b që paraqesin daljen e sistemit të mbyllur kundrejt sinjalit të dëshiruar.

Janë kryer një sërë simulimesh për vlerësimin e ndikimit në cilësinë e sistemit të mbyllur të elementeve të ndërtimit dhe identifikimit të modelit neural invers.

Dy janë kategoritë kryesore të këtyrë elementeve: 1) të dhënat e simuluar hyrje-dalje të sistemit të hapur që shërbejnë për identifikimin e modelit neural dhe 2) arkitektura e rrjetit neural.

Për kategorinë e parë, marrim si të dhëna fillestare kampionet e simuluar hyrje-dalje, për sinjal komande pseudo-rastësor me amplitudë sa maksimumi i sinjalit të referencës, 2 njësi, si në Figurën 5a. Sinjali merret me frekuencë të ndryshueshme në mënyrë që rrjeti neural të mbledhë informacion sa më të mirë për dinamikën e objektit.

Siç e përmendëm në paragrafin 2.3, arkitekturën e rrjetit neural e zgjedhim të formës $n \times m \times 1$. Numrin e neuroneve në shtresën e hyrjes n e përcaktojmë referuar modelit rekurent (e.k.4) të motorit. Përcaktojmë fillimisht $n=6$, ku si hyrje marrim $dy_N(i+1)$, $dy_N(i)$, $y_N(i)$, $y_N(i-1)$ u $N(i-1)$, $du_N(i-1)$, që janë sinjalet e normalizuar të komandës, të daljes të sistemit të hapur, dhe ndryshesat e tyre, në çastin korrent dhe një hapa para ose pas.

Numrin e neuroneve m në shtresën e brendshme e përcaktojmë sipas rezultateve të simulimeve, nga $m=1 \div 10$. Dalja e rrjetit neural është sinjali i normalizuar i komandës.

Për të parë ndikimin e të dhënave hyrje-dalje të përdorura për identifikimin e modelit neural mbajmë të pandryshuar arkitekturën e rrjetit dhe ndryshojmë dinamikën e

kampioneve të marra, duke rritur ose zvogëluar amplitudën e sinjalit të hyrjes u . Dy grupe tipike të këtyrë të dhënave jepen në figurat 5a dhe 5b.

Për të vlerësuar ndikimin e arkitekturës së rrjetit neural ndryshojmë numrin e neuroneve në shtresën e hyrjes $n = 5$ [$dy_N(i+1)$, $dy_N(i)$, $y_N(i)$, $y_N(i-1)$ u $y_N(i-1)$], dhe në shtresën e fshehur m .

Kombinimi i simulimeve të ndryshme rezulton në katër grupe kryesore:

Grupi 1: simulimet fillestare me $u_{max}=2$, dhe topologji rrjeti neural $6 \times m \times 1$, ku $m=1 \div 10$.

Grupi 2: simulimet më të mira të arritura për kampione hyrje-dalje të sistemit të hapur ku $u_{max}=0.174$, dhe topologji rrjeti neural $6 \times m \times 1$, ku $m=1 \div 10$.

Grupi 3: simulimet fillestare me $u_{max}=2$, dhe topologji rrjeti neural $5 \times m \times 1$, ku $m=1 \div 10$.

Grupi 4: simulimet më të mira të arritura për kampione hyrje-dalje të sistemit të hapur ku $u_{max}=0.174$, dhe topologji rrjeti neural $5 \times m \times 1$, ku $m=1 \div 10$. Simulimet për u_{max} më të mëdha ose më të vogla nuk po paraqiten.

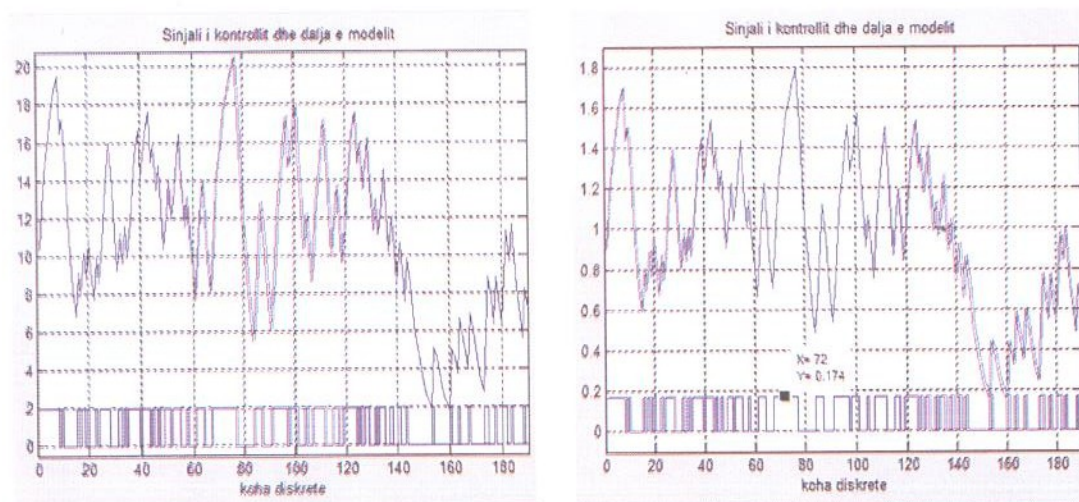


Figura 5. Sinjalet hyrje-dalje të sistemit të hapur për amplitudë të sinjalit të komandës a) $u_{min}=0$, $u_{max}=2$ b) $u_{min}=0$, $u_{max}=0.174$

4.1 Grupi i parë i simulimeve

Siç u përmend më sipër, në këtë grup jepen rezultatet e marra për identifikim të modelit neural me të dhëna hyrje-dalje të sistemit të hapur sipas figurës 5a dhe topologji rrjeti neural $6 \times m \times 1$. Marrim 10 rezultate simulimesh për $m=1 \div 10$. Vlerat tipike të sinjalit të daljes, që përcaktojnë treguesit e cilësisë jepen në Tabelën 1a, ku y_{max} jep vlerën më të lartë të arritur të daljes në periodën e 6 të kampionimit, ose $t = 6T = 0.06s$, y_s është vlera e daljes në regjim të vendosur, dhe r është sinjali i referencës

Figurat 6a dhe 6b japin rezultatin për topologjinë $6 \times 8 \times 1$.

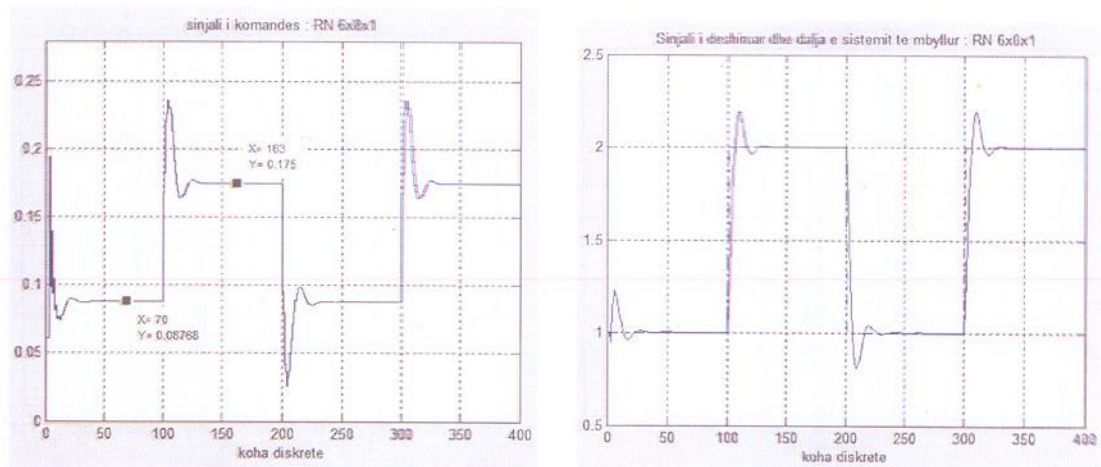


Figura 6. Topologjia $6 \times 8 \times 1$ a) dalja e modelit neural invers b) sinjali i dëshiruar dhe dalja e sistemit të mbyllur

4.2 Grupi i dytë i simulimeve

Duke vëzhguar që në grupin e parë të simulimeve nuk arrihet në gabim në regjim të vendosur zero për gjithë vlerat e sinjalit të referencës, dhe mbirregullimi ose është afër vlerës së dëshiruar 20% ose më i madh, tentohet të kryhen simulime të tjera duke ndryshuar të dhënat hyrje-dalje. Pas disa provash me vlera të ndryshme të sinjalit të komandës referencë dhe topologji rrjeti neural të pa ndryshuar, arrihet në rezultate të mira për grupe të dhënash hyrëse për identifikimin e modelit neural si në Figurën 5b. Rezultatet e simulimeve për $m=1 \div 10$ jepen në tabelën 1b. Figurat 7a dhe 7b japin grafikisht rezultatin për topologjinë $6 \times 5 \times 1$.

Tabela 1: Rezultatet e simulimeve për a) grupin e parë b) grupin e dytë

Numri neuroneve të shtresës së fshehur	$y_{\max}$ për $r=1$; $k=6$	y_s për $r=1$	mr % $r=1$	$y_{\max}$ për $r=2$; $k=109$	y_s për $r=1$	mr % $r=2$	$y_{\max}$ për $r=1$; $k=5$	y_s për $r=1$	mr % $r=1$	$y_{\max}$ për $r=2$; $k=113$	y_s për $r=1$	mr % $r=2$
1	1.194	1.001	19.4%	2.199	2.001	9.9%	1.142	1	14.2%	2.14	2.001	7.0%
2	1.204	0.996	20.4%	2.195	1.997	9.7%	1.144	1.001	14.4%	2.141	2.001	7.1%
3	1.199	0.998	19.9%	2.202	1.998	10.1%	1.142	1	14.2%	2.15	2.001	7.5%
4	1.235	0.998	23.5%	2.184	1.998	9.2%	1.147	1	14.7%	2.148	2.001	7.4%
5	1.243	0.999	24.3%	2.189	1.999	9.5%	1.133	1	13.3%	2.147	2	7.3%
6	1.252	0.996	25.2%	2.18	1.996	9.0%	1.151	1	15.1%	2.151	2.001	7.5%
7	1.249	0.997	24.9%	2.183	1.996	9.1%	1.142	1.001	14.2%	2.149	2.001	7.5%
8	1.186	0.997	18.6%	2.195	1.997	9.7%	1.144	1.001	14.4%	2.152	2.001	7.6%
9	1.21	0.999	21.0%	2.193	2	9.7%	1.151	1	15.1%	2.151	2.001	7.5%
10	1.221	1	22.1%	2.19	1.999	9.5%	1.149	1.001	14.9%	2.151	2	7.5%

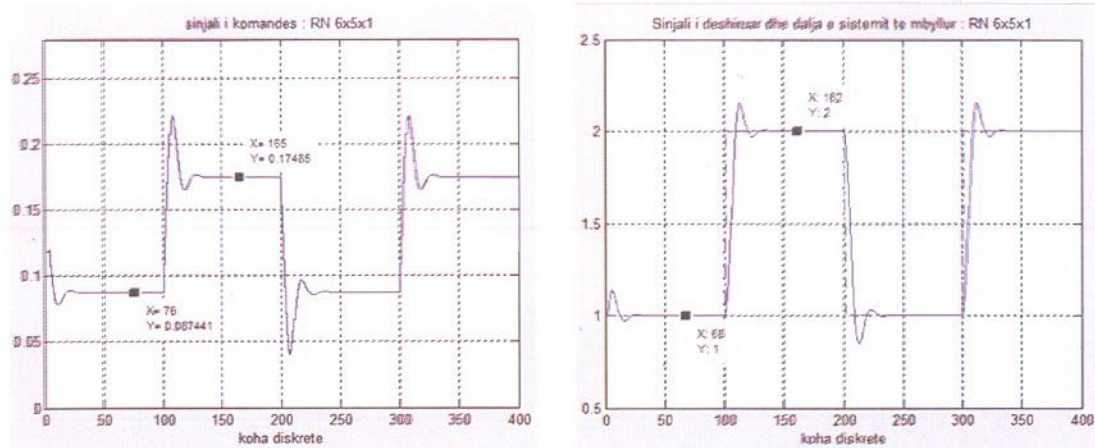


Figura 7. Topologjia $6 \times 5 \times 1$ a) dalja e modelit neural invers b) sinjali i dëshiruar dhe dalja e sistemit të mbyllur

Në bazë të rezultateve të marra, mund të thuhet që mbledhja e kampioneve të të dhënave që shërbejnë për identifikimin e modelit neural invers është i rëndësishëm për performancën e modelit neural, pra cilësinë e sistemit të mbyllur. Sa më mirë këto të dhëna të paraqesin dinamikën e sistemit, aq më e mirë cilësia e sistemit të mbyllur.

Kështu, arrijmë cilësi të mirë, gabim në regjim të vendosur dhe mbirregullim 13.33%, për të dhëna amplitudë të sinjalit referencë të komandës me vlerë shumë të afërt me daljen e vendosur të rrjetit neural, pra sinjalin e komandës të sistemit të mbyllur, për $k=101 \div 200$ dhe $k=301 \div 400$ si në Figurën 6a dhe 7a

4.3 Grupi i tretë i simulimeve

Le të vëzhgojmë ndikimin e arkitekturës të rrjetit neural në cilësinë e sistemit të mbyllur. Në këtë grup jepen rezultatet e marra për identifikim të modelit neural me të dhëna hyrje-dalje të sistemit të hapur sipas figurës 5a dhe dhe topologji rrjeti neural $5 \times m \times 1$. Rezultatet e simulimeve për $m=1 \div 10$ jepen në Tabelën 2a). Figurat 8a dhe 8b japin grafikisht rezultatin për topologjinë $5 \times 8 \times 1$.

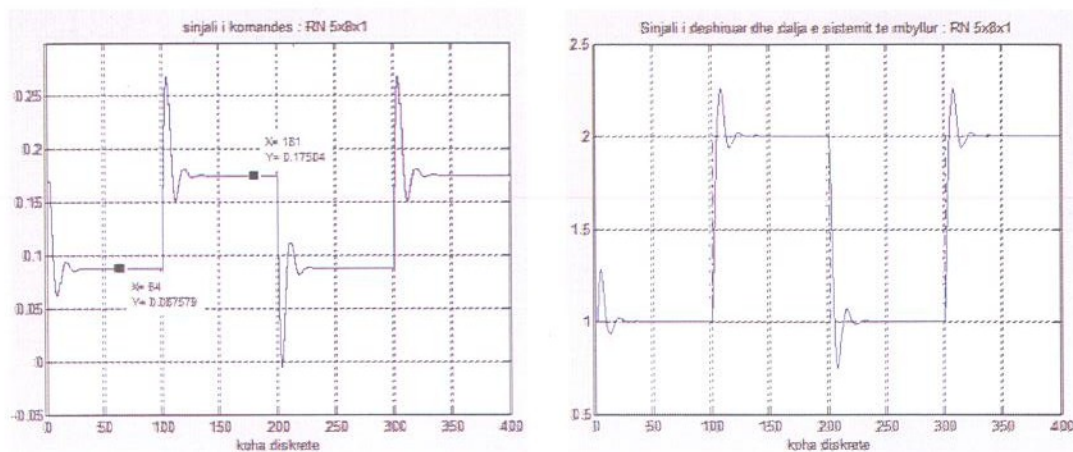


Figura 8. Topologjia $5 \times 8 \times 1$ a) dalja e modelit neural invers b) sinjali i dëshiruar dhe dalja e sistemit të mbyllur

Siç vihet re nga rezultatet, krahasuar me simulimet e grupit të parë, zvogëlimi i numrit të neuroneve në shtresën e hyrjes nga 6 në 5 neurone duke hequr variablin $du_N(i-1)$, sjell përkeqësim të mbirregullimit, i cili është më i madh se 20%.

Rritja e e numrit të neuroneve të shtresës së fshehur deri në $m = 8$ zvogëlon gabimin në regjim të vendosur dhe për vlera më të mëdha ky gabim ndryshon përsëri.

4.4 Grupi i katërt i simulimeve

Në këtë grup jepen rezultatet e marra për identifikim të modelit neural me të dhëna hyrje-dalje të sistemit të hapur sipas figurës 5b dhe topologji rrjeti neural $5 \times m \times 1$. Rezultatet e simulimeve për $m=1 \div 10$ jepen në tabelën 2b). Figurat 8a dhe 8b japin grafikisht rezultatin për topologjinë $5 \times 8 \times 1$.

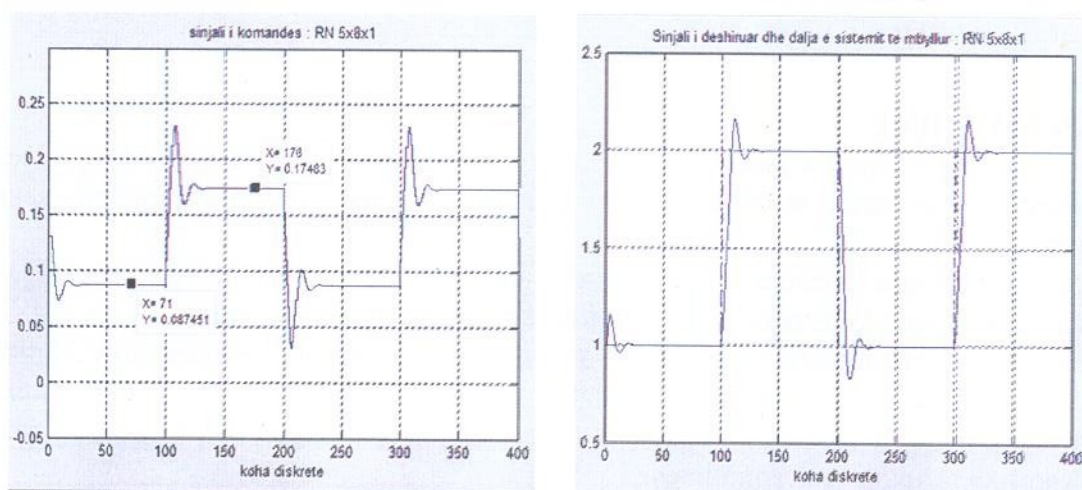


Figura 9. Topologjia $5 \times 8 \times 1$ a) dalja e modelit neural invers b) sinjali i dëshiruar dhe dalja e sistemit të mbyllur

Krahasuar me grupin e dytë të simulimeve, ku ndryshimi është në topologjinë e rrjetit neural, mbirregullimi është në vlerat 1-2% më i madh. Rezultati më i mirë i arritur, ku kemi ndërthurrrje të gabimit në regjim të stabilizuar zero dhe $m_r = 15.5\% < 20\%$ është për $m = 8$,

Ndërsa në grupin e dytë të simulimeve arrihet cilësi më e mirë, gabim në regjim të stabilizuar zero për $m = 5$ dhe $m_r = 13.3\%$.

Tabela 2: Rezultatet e simulimeve për a) grupin e tretë b) grupin e katërt

Numri neuroneve të shtresës së fshehur	y _{max} për r=1; k=5	y _s për r=1	mr % r=1	y _{max} për r=2; k=107	y _s për r=1	mr % r=2	y _{max} për r=1; k=5	y _s për r=1	mr % r=1	y _{max} për r=2; k=112	y _s për r=1	mr % r=2
1	1.264	1.003	26.4%	2.261	2.003	13.1%	1.149	1.001	14.9%	2.152	2	7.6%
2	1.275	0.998	27.5%	2.258	1.998	12.9%	1.152	1.001	15.2%	2.158	2	7.9%
3	1.282	1.003	28.2%	2.262	2.003	13.1%	1.152	1	15.2%	2.157	2.001	7.9%
4	1.278	1.001	27.8%	2.262	2.001	13.1%	1.151	1.001	15.1%	2.158	2	7.9%
5	1.289	1.004	28.9%	2.259	2.003	13.0%	1.153	1	15.3%	2.159	2.001	7.9%
6	1.285	1.003	28.5%	2.261	2.003	13.1%	1.155	1.001	15.5%	2.162	2.001	8.1%
7	1.29	1.001	29.0%	2.255	2.001	12.8%	1.155	1.001	15.5%	2.161	2	8.1%
8	1.287	1	28.7%	2.256	2	12.8%	1.155	1	15.5%	2.164	2	8.2%
9	1.289	1.003	28.9%	2.258	2.003	12.9%	1.155	1.001	15.5%	2.163	2	8.1%
10	1.286	0.997	28.6%	2.252	1.997	12.6%	1.155	1.001	15.5%	2.163	2.001	8.1%

5. PËRFUNDIME

Në këtë punim u paraqit një vëzhgim mbi cilësinë e rregullimit të shpejtësisë të motorit DC në varësi të elementeve të ndërtimit dhe identifikimit të modelit neural invers.

Modeli i motorit u konsiderua si kuti e zezë, vetëm kampionet e sinjaleve hyrje-dalje të sistemit të hapur u konsideruan për identifikimin e modelit neural invers.

Arkitektura e rrjetit neural u zgjodh ajo 3 shtresore, duke iu referuar literaturës. Numri i neuroneve në shtresën e hyrjes dhe të daljes u zgjodhën duke konsideruar dinamikën e hyrjes dhe daljes të modelit të motorit. Numri i neuroneve të shtresës së fshehur u zgjodh në varësi të rezultateve të simulimeve.

Si përfundim mund të themi që të dy elementet kryesorë të identifikimit të modelit neural, kampionet hyrje-dalje të sistemit të hapur, dhe arkitektura e modelit janë të rëndësishme në performancën e sistemit të mbyllur.

Sa më afër gjendjeve dinamike të sistemit të mbyllur të jenë kampionet hyrje-dalje, aq më e mirë cilësia e sistemit të mbyllur.

Zgjedhja e variableve të hyrjes të modelit neural ndikon në performancën e modelit. Kështu krahasimi i grupit të parë dhe të dytë me grupin e tretë dhe katërt të simulimeve tregon që topologjia me 6 neurone në hyrje, e cila ka një variabël gjendje më shumë se topologjia tjetër, ka performancë më të mirë.

Rezultatet më të mira arrihen në grupin e dytë të simulimeve, që jep kombinimin më të mirë të dy elementeve, kampione hyrje-dalje, dhe variable hyrje të modelit neural.

Numri i neuroneve në shtresën e fshehur, ashtu si dhe të shtresës së hyrjes, rrit elementet procesues në modelin neural, duke zvogëluar shpejtësinë e përpunimit të të dhënave. Ky numër tentohet të mbahet në vlerën më të vogël të mundshme që jep cilësinë e sistemit të mbyllur brenda vlerave të dëshiruara

6. LITERATURA

- [1] Marango Petrika, Kontrolli i Proceseve, SHBLU 2001, ISBN 99927-0-138-2, 246-248
- [2] Veisllari Kujtim, Kontrolli Numerik 1, SHBLU 1997, f.52, f.83-84
- [3] Elettronica Veneta, Student-Trainer MPT/EV. Controllo di velocita per motore d.c. MODULO G14/EV
- [4] Roland S. Burns, Advanced Controlled Engineering, 2001, Butterworth-Heinemann
- [5] Laurene Fausett - Fundamentals of Neural Networks: Architecture, Algorithms and Applications, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1994.
- [6] Geum-Bae Cho and Pyoung-Ho Kim - A precise control of AC servo motor using neural network PID controller. CURRENT SCIENCE, VOL. 89, NO. 1, 10 July 2005
- [7] Bimal K. Bose - Modern power electronics and AC drivers, 2002 Prentice Hall PTR, ISBN 0-13-016743-6
- [8] Haider A. F. Almurib, Ahmad A. Mat Isa and Hayder M.A.A. Al-Assadi (2011). Direct Neural Network Control via Inverse Modelling: Application on Induction Motors, Artificial Neural Networks - Industrial and Control Engineering Applications, Prof. Kenji Suzuki (Ed.), ISBN: 978-953-307-220-3, InTech
- [9] Shahin, M. A., Maier, H. R., and Jaksa, M. B., State of the Art of Artificial Neural Networks in Geotechnical Engineering, State of the Art Geotechnical Engineering 2008, EJGE Special Volume Bouquet 08, http://www.ejge.com/Bouquet08/Shahin/Shahin_ppr.pdf
- [10] Deng, Jiamei, Stobart, Richard and Maass, Bastian (2011). The Applications of Artificial Neural Networks to Engines, Artificial Neural Networks - Industrial and Control Engineering Applications, Prof. Kenji Suzuki (Ed.), ISBN: 978-953-307-220-3, InTech

PËRMBAJTJA

		Faqe
Alfred PJETRI Ymer LUGA Astrit BARDHI	Kontrolli i shpejtësisë së motorëve asinkronë trefazorë me anë të orientimit të fluksit të rotorit	1-8
Elfrida SHEHU	Një metodologji e unifikuar për përcaktimin e vlerës së kostos	9-19
Erjona BAKIU Ervis TELHAJ Partizan MALKAJ	Vlerësimi i besueshmërisë së një sistemi plani trajtimi	20-25
Alketa NDOJ Neritan SHKODRANI	Llogaritja e mureve mbajtës sipas metodave të projektimit të EN 1997-1 dhe metodës klasike	26-33
Genci SHARKO Petrika MARANGO	Përcaktimi i jolinearitetit integral të një ADC nëpërmjet analizës në zonën e frekuencës	34-41
Astrit BARDHI Ymer LUGA Myerteza BRANESHI Genci SHARKO	Përcaktimi i defekteve në pështjellën e statorit në motorin asinkron me anë të fuqisë së çastit	42-52
Ermira BUZI Petrika MARANGO	Një vëzhgim mbi ndikimin e elementëve të ndërtimit dhe identifikimit të një modeli neutral invers në cilësinë e kontrollit të shpejtësisë të një motori DC	53-63

BULETINI I SHKENCAVE TEKNIKE

UNIVERSITETI POLITEKNIK I TIRANËS

Përgatiti për botim Universiteti Politeknik i Tiranës

2013, Nr. 2 – 70f, 29cm

ISSN 05 62 B 945

1. Buletin