

## DETERMINAREA VECTORILOR DE ORIENTARE DIRECTĂ ÎN CÂMP PENTRU REGIMUL REAL DE FUNCȚIONARE AL MOTOARELOR LOCOMOTIVELOR ELECTRICE

### DETERMINATION OF DIRECT FIELD ORIENTATION VECTORS FOR THE ACTUAL OPERATING REGIME OF ELECTRIC LOCOMOTIVE MOTORS

Alexandru BADEA<sup>1</sup>, Răzvan TUDOSE<sup>2</sup>, Adrian DUȚAN<sup>3</sup>,  
Victor Mihai POPA<sup>4</sup>, Elisabeta CRĂCIUN BOJE<sup>5</sup>, George DUMITRU<sup>6</sup>

<sup>1</sup>Universitatea Politehnică București, Splaiul Independenței nr. 313, București, România  
e-mail: Alexandru BADEA: alexsinaia@yahoo.com

<sup>2</sup>SRTFC Craiova - Depoul Pitești, Blvd. „Republicii”, no. 304, CP 117141, Pitești, România,  
e-mail autor: Răzvan TUDOSE: [zedmdfk@gmail.com](mailto:zedmdfk@gmail.com),

<sup>3</sup>Universitatea Ecologică București, Blvd. „Vasile Milea” nr. 1G, sect. 6, București, România,  
e-mail autor: Adrian DUȚAN: [adrian\\_dutan@yahoo.com](mailto:adrian_dutan@yahoo.com),

<sup>4</sup>Cargo Trans Vagon SA, str. Vaselor, nr. 34, sectorul 2, București, România, e-mail autor: Victor  
Mihai POPA: [pvmihai1985@gmail.com](mailto:pvmihai1985@gmail.com),

<sup>5,6</sup>Autoritatea Feroviară Română - Calea Griviței nr. 393, sectorul 1, București, România,  
e-mail: Elisabeta CRĂCIUN BOJE: [elisabetacraciunboje@gmail.com](mailto:elisabetacraciunboje@gmail.com), George DUMITRU:  
[george.dumitru.cfr@gmail.com](mailto:george.dumitru.cfr@gmail.com).

**Rezumat:** Dispozitivele de comutare sunt tranzistoare bipolare cu poartă izolată de tip invertoare IGBT, fiind cel mai utilizate în electronica de mare putere specifică tracțiunii feroviare, putând gestiona puteri de până la 1,6 [MW] la o tensiune de intrare cuprinsă între 3 și 25 [kV]. Elementul de stocare a legăturii de curent este condensatorul capacitor iar Invertorul standard este de tipul „cu două niveluri”, iar motorul de inducție este asimilat cu trei impedanțe simetrice. Cele trei tensiuni de ieșire ale invertorului sunt identice cu frecvența fundamentală a sistemului de tensiune trifazat care urmează să fie generată.

**Cuvinte cheie:** vector, flux, poli magnetici, conductanță, impedanță, fazor, sincronism.

**Abstract:** The switching devices are bipolar transistors with insulated gate type IGBT inverters, being the most used in high power electronics specific to railway traction, being able to manage powers of up to 1.6 [MW] at an input voltage between 3 and 25 [kV]. The storage element of the current connection is the capacitor and the standard inverter is of the “two-level” type, and the induction motor is assimilated with three symmetrical impedances. The three output voltages of the inverter are identical to the fundamental frequency of the three-phase voltage system to be generated.

**Keywords:** vector, flux, magnetic poles, conductance, impedance, phasor, synchronism.

## 1. INTRODUCERE

În cazul acționării locomotivei cu motoare electrice de tracțiune de curent alternativ [1], miezul de fier este complet laminat, având înfășurări de compensare din cauza fluxului excitator cu frecvență de oscilație mare. Deoarece câmpul excitatorului și curentul din armătură oscilează cu frecvența liniei  $f_L$ , cuplul va pulsa cu frecvența dublă a liniei de curent. Amplitudinea acestei pulsații depășește valoarea medie dacă factorul  $\cos \varphi_1 < 1$ , caz în care apar valori instantanee

negative. Aceste valori negative conduc la modificarea poziției geometrice a danturii pinionului de atac (ridicarea dinților roților dințate) în cazul acționării cuplate rigid și, astfel, la zgomot și uzuri mecanice premature, acestea pot fi evitate sau diminuate prin utilizarea în lanțul de acționare a unui cuplaj rotativ elastic.

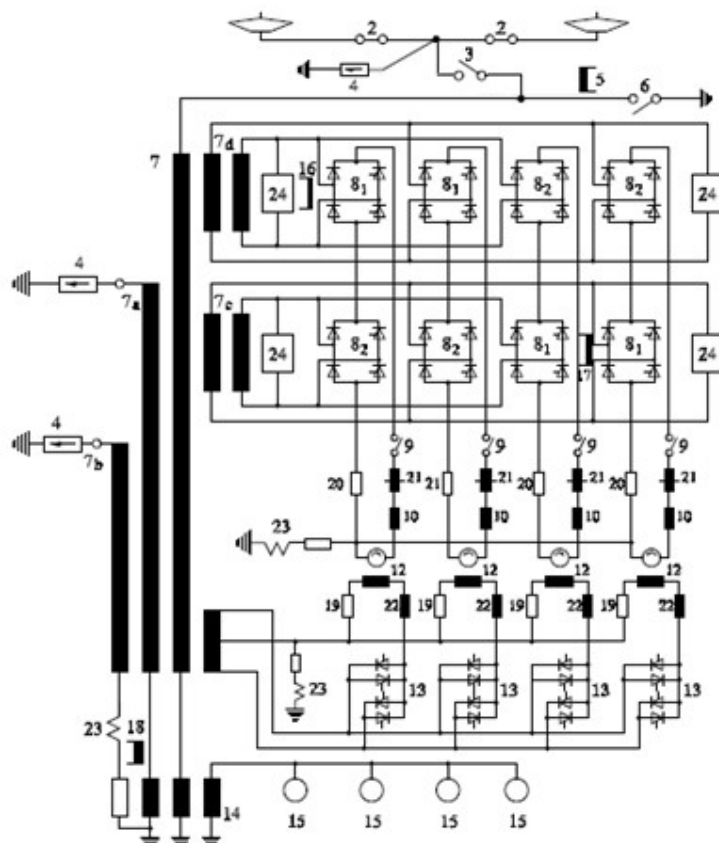


Fig. 1. Schema simplificată a circuitului de forță specific locomotivelor clasei BB 16500:

1 - pantograf; 2 - disjunctur; 3 - frâna electrică principală; 4 - valva „bypass”; 5 - intrare pe acoperiș cu traductor de curent; 6 - comutator de împământare; 7 - transformatorul principal; 7a - înfășurarea transformatorului principal pentru încălzire tren 1000 [V]; 7b - înfășurarea transformatorului principal pentru serviciile auxiliare 220 [V]; 7c-7d - înfășurăturile transformatorului principal pentru circuitul de forță tiristorizat; 8 - puntea tiristorizată semicomandată; 9 - separator motor electric de tracțiune; 10 - .selful de aplatizare (de netezire a câmpului electromagnetic); 11 - înfășurarea transformatorului principal pentru rezistența rotorică a motorului electric de tracțiune; 12 - înfășurarea transformatorului principal pentru excitația motorului electric de tracțiune; 13 - convertorul tiristorizat pentru excitația câmpului electromagnetic; 14 - înfășurarea de împământare a transformatorului principal; 15 - perie de împământare; 16-18 - transformator coborât de tensiune; 19-20 - rezistențele pentru slăbirea câmpului electric (șuntările); 21 - transductor de măsurare; 22 - bornă comutare punți; 23 - rezistor de curent împământare și rele; 24 - filtru armonic.

Tensiunea maximă și slăbirea câmpului are loc la aceeași viteză, cu alte cuvinte slăbirea câmpului este rezultatul direct a atingerii limitei de tensiune (figura 2). Statorul motorului electric de tracțiune [2], având doi poli magnetici, are înfășurările de excitație montate într-un ansamblu tip cadru (jug) care servește și ca legătură de retur pentru fluxul magnetic. Legăturile polare conduc fluxul magnetic în rotor sau în ancoră, rezultând un spațiu interstițial sub poli cu o lățime constantă de doar câțiva milimetri. Cadru, legăturile polare și jugul sunt întotdeauna

## DETERMINAREA VECTORILOR DE ORIENTARE DIRECTĂ ÎN CÂMP PENTRU REGIMUL REAL DE FUNCȚIONARE AL MOTOARELOR LOCOMOTIVELOR ELECTRICE

laminare, asemănător cu transformatoarele, pentru a se asigura că fluxul urmează valoarea curentului excitatorului. Distanța (pasul) dintre poli pe circumferința rotorică are valoarea  $\tau p$ , iar aria circumferinței dintre cei doi poli reprezintă zona neutră. Nivelul de inducție în interstițiul / spațiul fluxului de aer  $B_{1x}$  depinde de coordonata locală  $x$  a circumferinței pe direcția abscisei și este egală cu:

$$B_{1x} = \frac{\mu_0}{\delta} \cdot I_E \cdot w_E \cdot \frac{1}{1 + \frac{l_{Fe}}{2 \cdot \delta \cdot \mu_r}} \quad (1)$$

unde:  $\delta$  este lățimea golului de aer;  $\mu_0$  constanta de permeabilitate  $4\pi \cdot 10^{-7}$  [Vs/Am];  $I_E$  reprezintă intensitatea câmpului electric excitator  $w_E$  este numărul de înfășurări ale unei înfășurări de câmp;  $\mu_r$  reprezintă constanta permeabilității relative (în general, este  $> 1000$ );  $l_{Fe}$  reprezintă lungimea medie a liniilor câmpului magnetic în fier.

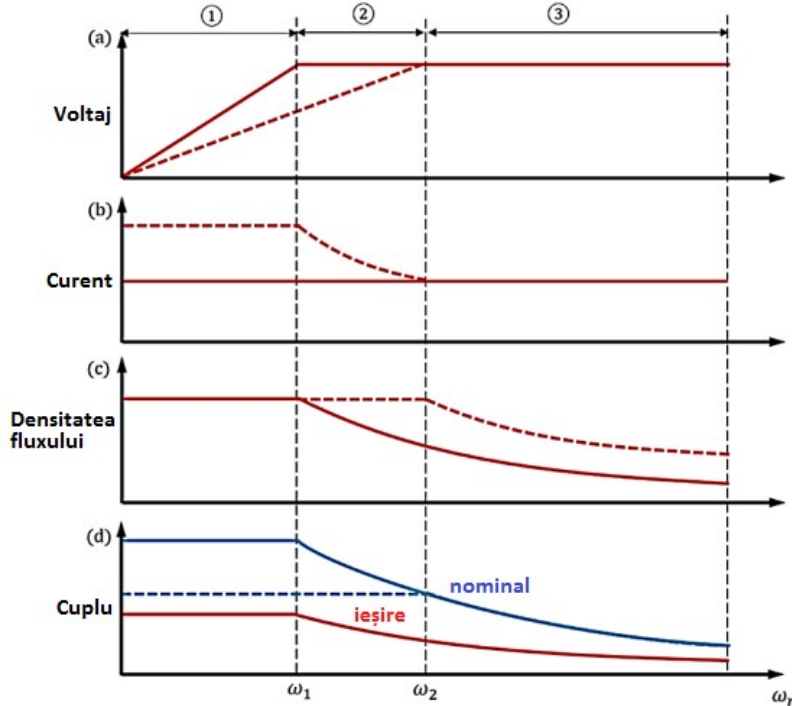


Fig. 2. (a) magnitudinea tensiunii statorului; (b) magnitudinea curentului statoric; (c) densitatea fluxului; (d) cuplul electromagnetic [3].

Densitatea fluxului este invers proporțională cu lățimea golului de aer, rezultând o valoare aproximativ nulă a câmpului magnetic din zona neutră. Sub poli, (câmpul magnetic din zona neutră) are valoarea sloturilor  $BL \cdot N$  (unde  $N/p$  este un număr impar), care sunt ștanțate în tabla laminată cilindric a rotorului și care ocupă barele rotorului [4]. La o viteză unghiulară  $n$  a rotorului, tensiunea electrică este indusă în fiecare bară din golul de aer în fiecare slot, are expresia matematică definită de ecuația următoare:

$$|u_i| = l_L \cdot r_L \cdot 2\pi \cdot n \cdot B_{Lx} \quad (2)$$

unde:  $l_L$  este lungimea laminării în direcția axială iar  $r_L$  reprezintă raza rotorului.

La atenuarea armonicilor tensiunii în înfășurările statorice [5], induse de câmpul rotorului

cu distribuție spațială (în principal trapezoidală), una din cele trei înfășurări de fază, are grosimea  $q = 3$  fante pe fază și pol iar înfășurarea turului este concentrică. Axele înfășurărilor trifazate sunt defazate cu  $+120^\circ$  în referința electrică a unghiului de fază, una față de cealaltă. Rotorul mașinii electrice rotative induce un sistem de tensiune trifazat simetric, care este reprezentat în circuitul monofazat de fazorul tensiunii induse sincron.

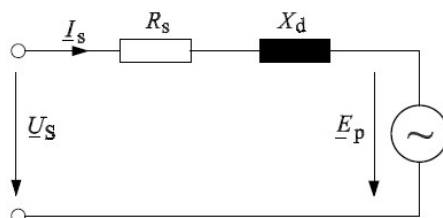


Fig. 3. Schema electrică simplificată a motorului electric sincron monofazat.

Un sistem de curent trifazat echilibrat, impresionat prin inducție alternativă în cele trei înfășurări ale statorului, excită un câmp rotativ, care rulează cu amplitudine constantă și cu frecvența unghiulară  $\omega_s = 2\pi \cdot f_s = 2\pi \cdot n \cdot p$  cu amplitudine constantă. Dacă conduce câmpul excitor defazat cu  $90^\circ$ , atunci mașina electrică rotativă sincronă (figura 3) funcționează ca un motor, cu întârziere de fază de  $90^\circ$  precum un generator. Dacă ambele câmpuri sunt în fază, sincronul acționează ca un reactor (denumit și compensator sincron), în contrafază ca un condensator (având sensul la borne, dat de sistemul consumatorului).

Tensiunea indusă de câmpul statorului este proporțională cu intensitatea curentului din stator, fiind reprezentată ca o cădere de tensiune peste așa numita „reactanță sincronă”  $X_d$  (figura 4). De asemenea, principalele ecuații care descriu comportamentul în exploatare la funcționarea mașinii electrice, sunt:

$$\underline{U}_s = I R_s \cdot \underline{I}_s + jX_d \underline{I}_s + \underline{E}_p = jX_d \cdot \underline{I}_{EO} \Rightarrow \quad (3)$$

$$\underline{E}_p = j \cdot \omega_s \cdot L_E \cdot \frac{k_e}{k_A} \cdot I_E = jX_d \cdot I_E \Rightarrow M_d = 3 \cdot \frac{U_s \cdot E_p}{\omega X_d} \cdot \sin \vartheta = P_{mech} \cdot \frac{p}{\omega} \quad (4)$$

unde:  $\omega_s = 2\pi \cdot f_s$ .  $L_E$  reprezintă inductivitatea circuitului excitor.  $I_E$  este echivalentul excitorului trifazat al fazorului *rms*.  $k_E / k_A$  este factorul de transformare a înfășurării rotorice din sistemul statorului iar  $\vartheta$  este unghiul de deplasare sincron (denumit și unghiul de defazaj).

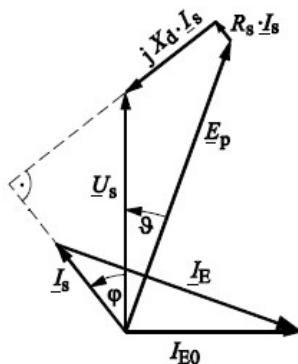


Fig. 4. Diagrama fazorilor la funcționarea în sarcină totală a mașinii electrice rotative.

## DETERMINAREA VECTORILOR DE ORIENTARE DIRECTĂ ÎN CÂMP PENTRU REGIMUL REAL DE FUNCȚIONARE AL MOTOARELOR LOCOMOTIVELOR ELECTRICE

Atunci când un impuls de sarcină întârzie rotorul față de câmpul rotativ al statorului, unghiul sincron  $\vartheta$ , se produce o creștere a momentului (cuplului) motor. Acest lucru conferă mașinii sincrone un comportament oscilator, care trebuie amortizată de înfășurarea rotorică rezistivă. În plus, acest lucru atenuază toate câmpurile armonice excitate de armonicile de înfășurare spațială și armonicile curentului din stator care conține o undă proporțională, cu pulsație dominantă de șase ori a frecvenței statorului [6]. Impulsurile transmise de convertorul motorului sunt sincronizate cu unghiul de defazaj al rotorului printr-un codificator de impuls montat pe arborele rotorului.

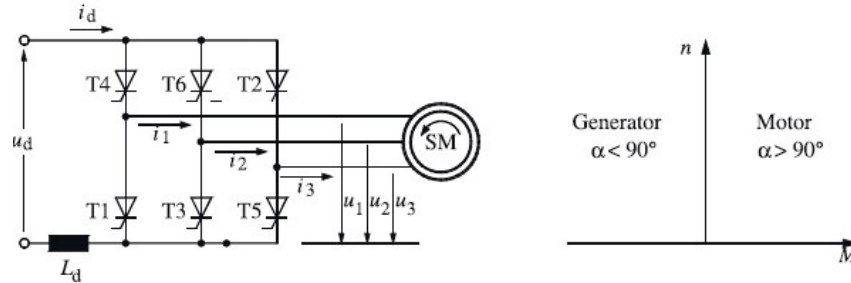


Fig. 5. Schema motorului sincron alimentat de la circuitul convertorului comutat în sarcină.

Performanțele motorului electric de tracțiune cu inducție constau în sporul exponențial de putere conferit de dispozitivele semiconductoare și o scădere invers proporțională a costurilor de fabricație ale invertoarelor cu comandă automată de oprire a comutației circuitului convertizoarelor („pe poartă”) tip „GTO” [7] respectiv a invertoarelor și tranzistoarelor bipolare cu poartă izolată de tip „IGBT” [8] (figura 5). Statorul mașinii de inducție (IM) poartă o înfășurare trifazată cu „câmp electric rotativ” similar cu mașina sincronă [9]. Mașina electrică este presupusă simetrică, fiind luate în considerare doar efectele de undă fundamentală. Un sistem de tensiune trifazat, ondulatoriu și echilibrat la o formă sinusoidală [10], are tensiunea fazorului  $U_s$  și frecvența de comutație  $f_s$ , conectate la cele trei înfășurători terminale și excită câmpul rotativ la o valoare constantă.

$$\underline{\psi}_s = \frac{U_s}{\dot{u}_s} \quad (5)$$

Câmpul rotativ induce un sistem de tensiune trifazat în înfășurarea rotorului oprit, descris de fazor.

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_s \Rightarrow \underline{U}_2 = \underline{U}_1 \cdot \frac{\omega_r}{\omega_s} \quad (6)$$

Atunci când rotorul se învâртеște în aceeași direcție cu cea a câmpului statornic, viteza unghiulară de rotație se determină din ecuația următoare:

$$\omega = \Omega_{mech} \cdot p = 2\pi \cdot n \cdot p \quad (7)$$

Diferența dintre frecvențe este:

$$\omega_r = \omega_s - \omega \quad (8)$$

### 2. TRASAREA DIAGramei KLOSS DE VARIAȚIE A CUPLULUI REAL DE RUPERE FUNCȚIE DE FRECVENȚĂ

Presupunând că întreaga inductivitate  $L_\sigma$  [11] se scurge concentrat în rotorul mașinii care are rezistența înfășurătorii rotorice  $R_r$ , rezistența rezistorului exterior  $R_a$ , conectat la

periile cu inel de alunecare, se obține monofaza pentru circuitul fazorului (figura 6).

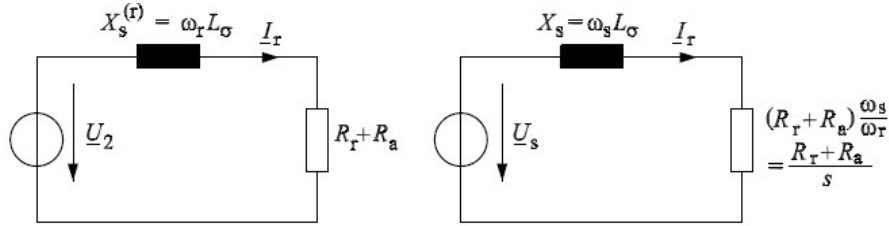


Fig. 6. Schema simplificată a circuitului echivalent al circuitului rotoric. În partea stângă referențialul inercial este definit de coordonate fixate de rotor iar în dreapta, în coordonate fixate în stator.

Cu toate tensiunile, frecvențele și impedanțele înmulțite formal cu raportul  $\omega_s / \omega_r$ , statorul mașinii de inducție va fi transformat în coordonate fixate în stator, cu toți factorii statorului care vor oscila odată cu frecvența statorului  $\omega_s$  și înfășurarea rotorului în staționare. Toate valorile curenților și ale legăturilor de flux, precum și relațiile dintre faze rămân neschimbate. Rezistența la înfășurare transformată  $(R_r + R_a)/s$  poate fi împărțită în partea reală existentă  $R_r + R_a$  și în partea rămasă  $(R_r + R_a)/(1/s - 1)$ , reprezentând puterea mecanică livrată. La funcționarea în curent alternativ, puterea disipată sumativ pe circuitul rezistiv  $R_r + R_a$  este explicitată cu ecuația:

$$P_{is} = 3 \cdot s^2 \cdot U_s^2 \frac{R_r + R_a}{(R_r + R_a)^2 + s^2 X_s^2} \Rightarrow P_\delta = \frac{1}{s} P_{is} = 3 U_s^2 \frac{(R_r + R_a)/s}{[(R_r + R_a)/s]^2 + X_s^2} \quad (9)$$

Puterea mecanică (finală) la arborele mașinii electrice rotative este:

$$P_{mech} = P_\delta (1 - s) \quad (10)$$

Componenta curentului statoric paralel cu axa reală a curentului activ, se înmulțește cu factorul  $3 \cdot U_s$  al puterii active care, împărțită la frecvența unghiulară sincronă  $\Omega_s = \omega_s / p$ , este cedată cuplului mecanic.

$$P = 3 \cdot U_s \cdot I_s \cdot \cos \varphi \Rightarrow M_d = \frac{P}{\Omega} = 3 \cdot p \cdot \frac{U_s^2}{\omega_s} \cdot \frac{(R_r + R_a)/s}{[(R_r + R_a)/s]^2 + X_s^2} \quad (11)$$

Aceasta este proporțională cu distanța dintre punctele de aplicație pe nișa plasamentului pe axa imaginară. Distanța dintre aceste puncte de lucru până la linia dreaptă punctată  $LG$  dintre punctele de aplicație  $\omega_r = 0$  ( $s = 0$ ) și  $\omega_r = \omega_s$  ( $s = 1$ ) este direct proporțională cu puterea arborelui mașinii electrice rotative (figura 7). În timp ce raza cercului reprezintă cel mai mare cuplu disponibil, cuplul de rupere depinde de inversa inductivității de scurgere  $L_\sigma$  (respectiv pierderile energetice), punctele de lucru efective pe curbă fiind dependente de rezistența reală a înfășurării rotorice. În punctul sincron sau fără sarcină:  $\omega_r = 0$  și  $s = 0$ . La punctul de pornire:  $\omega_r = \omega_s$  și ( $s = 1$ ). În punctul ideal de scurtcircuit:  $\omega_r = \pm\infty$  și  $s = \pm\infty$ . La punctul de deconectare:  $\omega_r = \omega_{sK} = R_r / L_\sigma$  și  $s = s_K = (R_r + R_a) / (\omega_s L_\sigma)$ . La frecvența unghiulară de rupere, cuplul  $\omega_{rK}$  poate fi exprimat ca:

$$M_d = 3p \cdot \frac{U_s^2}{\omega_s^2 \cdot L_A} \cdot \frac{1}{(\omega_{rK} / \omega_r) + (\omega_r / \omega_{rK})} \quad (12)$$

Valoarea maximă a cuplului de rupere este:

**DETERMINAREA VECTORILOR DE ORIENTARE DIRECTĂ ÎN CÂMP PENTRU REGIMUL REAL DE FUNCȚIONARE AL MOTOARELOR LOCOMOTIVELOR ELECTRICE**

$$M_{dK} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{U_s^2}{\omega_s^2 \cdot L_\sigma} \quad (13)$$

Normalizând cuplul real la această valoare maximă, se obține așa numita formulă Kloss [12]:

$$\frac{M_d}{M_{dK}} = \frac{2}{\frac{\omega_{rK}}{\omega_r} + \frac{\omega_r}{\omega_{rK}}} = \frac{2}{\frac{s_K}{s} + \frac{s}{s_K}} \quad (14)$$

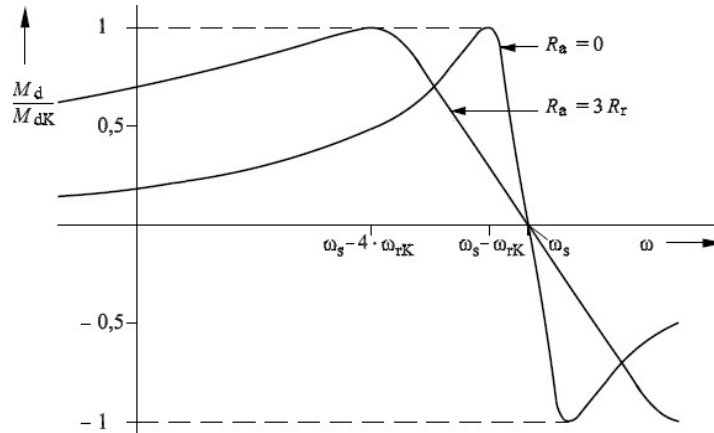


Fig. 7. Diagrama Kloss a cuplului real de rupere funcție de frecvență.

Cuplul nominal al motorului reprezintă 40% din cuplul de rupere și  $\omega_{rK} \approx 5...10\%$  din frecvența unghiulară nominală  $\omega_{sN}$  (valabil pentru mașinile electrice rotative cu o putere nominală instalată mai mare de 100 [kW]), cuplul de pornire la frecvența statorică fixă este  $\omega_s = \omega_{sN}$  și  $\omega_r = \omega_s$  reprezintă doar 10...20% din cuplul  $M_{dK}$ , corespunzător doar valorilor de 20...40% din cuplul nominal  $M_{dN}$ . Acest lucru s-a dovedit insuficient pentru tracțiune, motiv pentru care, motorul electric de tracțiune cu inducție pentru locomotive trebuie să fie întotdeauna echipat cu un rotor cu inel de alunecare, atât timp cât frecvența impusă a statorului a fost fixată egală cu frecvența liniei. În regimul de pornire, rezistența efectivă a rotorului a fost mărită prin inserarea „rezistențelor de pornire” exterioare. În regiunea de alunecare mică (în care  $|\omega_r = \omega_s| \ll 1$ ) cuplul motor prezintă o caracteristică abruptă, aproape liniară, care se extinde la gama valorilor de alunecare negative, în mod simetric la valoarea  $\omega_s$ . Motoarele cu inducție trec instantaneu în regim de frânare suprasincronă cu  $\omega_r < 0$ . În cazul unui motor simetric, ecuația undelor fundamentale și a cuplului are expresia:

$$\Psi_\mu = \frac{U_s}{\omega_s} = L_\mu \cdot I_\mu \Rightarrow M_d = 3 \cdot p \cdot \Psi_\mu^2 \cdot \frac{\omega_r / R_r}{1 + L_\sigma^2 \cdot (\omega_r / R_r)^2} \quad (15)$$

Expresia ecuației precedente permite formularea legii de control pentru fluxul de magnetizare  $\Psi_\mu$  [13], care trebuie menținut la valoarea sa nominală, prin variația valorii mediei pătratice (*rms*) a tensiunii, valoare care este direct proporțională cu frecvența unghiulară  $\omega_s$ . Cuplul va fi apoi controlat prin setarea valorii frecvenței unghiulare  $\omega_r$  a rotorului, după o lege de variație ale cărei valori trebuie să rămână în intervalul inferior ( $\omega_r < 0,25 \cdot R_r / L_\sigma$  și până la valoarea maximă a cuplului nominal) cuplul motor fiind aproximativ proporțional cu raportul

$\omega_r / R_r$ , în care, controlul tensiunii (anterior determinat prin controlul arborelui cu came) este:

$$\Psi_{\mu} = const. = \Psi_{\mu N}, \quad M_d = k \cdot \omega_r (\omega_r < 0,25 \cdot R_r / L_{\sigma}) \quad (16)$$

Valoarea mediei pătratice (*rms*) a tensiunii  $U_s$  trebuie să varieze proporțional până la atingerea vitezei nominale impuse conform legii de variație următoare:

$$\omega_s = \omega_{s0} \text{ unde: } U_s = U_{s\max} = U_{sN} \quad (17)$$

Odată atinsă valoarea impusă, frecvența poate cunoaște variații în sensul creșterilor și mai mari, oscilând astfel în funcție de necesarul treptelor de slăbire a câmpului (șuntări), la tensiune constantă  $U_s = const.$ . Până la introducerea tensiunii maxime  $U_{s\max}$  în circuitul de forță al locomotivei, cu  $\Psi \approx 1 / \omega_s$ . Raționamentul teoretic se raportează imperativ la fluxul magnetic și la valoarea puterii de acționare a motorului electric de tracțiune al locomotivei, în sensul menținerii punctului de putere constantă (punctul „1” conform specificațiilor „UIC”). În acest sens:  $P_{mech} = P_{mechN}$  și  $M_d = P_{mechN} / \Omega = P_{mechN} \cdot p / \omega$  se menține. Pentru a păstra constantă puterea ( $P_{mech} = const.$ ), este necesară creșterea valorii vitezei unghiulare  $\omega_r$  cu o cantitate  $\omega_s$ , în mod proporțional, atunci când  $\omega_r$  nu este mic în comparație cu  $\omega_{rK} = R_r / L_{\sigma}$ . Dacă raportul este considerabil mai mic, atunci vor apărea subarmonici cu frecvență scăzută în curent și cuplu. În această situație, este preferabilă selectarea frecvenței de comutație, ca multiplu întreg al frecvenței fundamentale și sincronizarea ambelor frecvențe. Fiind un sistem cu secvență nulă, elementul fundamental al tensiunii motorului nu va fi modificat deoarece ciclul maxim de funcționare este redus la 86% din cel necesar curbei sinusoidale originale, iar invertorul poate furniza o tensiune fundamentală crescută cu  $1 - (1/86\%) = 15\%$ , la aceeași tensiune a circuitului de curent continuu. Noua valoare maximă a rădăcinii medii pătratice (*rms*) a tensiunii la bornele stelei motorului este  $0,906 \cdot 0,45 \cdot U_d$ .

Comparând funcția modificată setată  $f_v$  cu funcția de comparare triunghiulară  $c\Delta$  cu frecvență mult mai mare  $f_z$  (respectiv de optsprezece ori mai mare decât a frecvenței fundamentale), acest tip de modulație a lățimii impulsului este adecvat, atâta timp cât valoarea frecvenței  $f_z$  este de cel puțin zece, până la cincisprezece ori frecvența fundamentală  $f_s$  a tensiunii de ieșire dorită la sursa consumatorului. În circuitul invertorului sursă de tensiune „VSI”, diferența de tensiune  $u_{0M}$ , este egală cu valoarea celei măsurate pe porțiunea de secvență nulă a celor trei tensiuni de ieșire din invertor [14]. În final, la nivelul circuitului trifazic în stea, tensiunile  $u_{v0}$  la bornele motorului cu inducție nu mai conțin porțiuni de secvență nulă. Media pătratică a valorii tensiunii fundamentale  $U_s$  de ieșire a invertorului, este constantă și egală cu  $0,45 \cdot U_d$ , iar valoarea tensiunii fază - fază este  $0,78 \cdot U_d$  (între două faze succesive). Acest tip de control al tensiunii este potrivit numai pentru domeniul de slăbire a câmpului (șuntări) unde, tensiunea  $U_s$  la borne este egală cu tensiunea nominală maximă. Modul obișnuit de control al dependenței dintre tensiuni și amplitudine este de tipul de modulare a lățimii impulsului „PWM”. În intervalul de impuls (perioada de comutare)  $T_z = 1 / f_z$ , care este scurt în comparație cu perioada fundamentală de tensiune a invertorului, precum și cu constanta de timp a scurtcircuitului motorului  $T_r = L_{\sigma} / R_r = 1 / \omega_{rK}$ , ieșirea tensiunii la borne este comutată între potențialul pozitiv și negativ de legătură continuă, astfel încât valoarea sa medie este egală cu valoarea medie a tensiunii sinusoidale impuse în acest interval:



## DETERMINAREA VECTORILOR DE ORIENTARE DIRECTĂ ÎN CÂMP PENTRU REGIMUL REAL DE FUNCȚIONARE AL MOTOARELOR LOCOMOTIVELOR ELECTRICE

$$u_{0M} = \frac{1}{3} \cdot \sum U_{vM} \quad (18)$$

Funcționarea controlată a motorului cu inducție alimentat de la invertor este utilizată în principal pentru servicii auxiliare simple precum pompe și ventilatoare, dar nu este potrivită pentru tracțiune, deoarece cuplul poate fi modificat doar mai lent, raportat la o constantă mare de timp de magnetizare  $L_\mu / R_r$  ( $\approx 500$  [ms]). Acest lucru nu este suficient pentru a face față schimbărilor perturbatoare ale sarcinii, provocate din cauza alunecărilor sau din cauza întreruperii alimentării la borne de la sursă (așa cum este cazul ruperii accidentale a pantografului în circulație sau a deconectărilor succesive necomandate, cu sau fără blocare a disjunctivului [15]). Viteza unghiulară rotorică a arborelui motorului electric de tracțiune este măsurată cu ajutorul unui codificator de impuls incremental (de exemplu, roată dințată cu senzor magnetic).

### 3. CARACTERISTICILE CURENT - FRECVENȚĂ

Intensitatea curentului excitat din statorul mașinii electrice rotative raportată la valoarea rădăcinii medii pătratice adecvată a frecvenței prestabilite a alunecării sau a vitezei unghiulare  $\omega_r$  a rotorului, a rădăcinii medii pătratice (*rms*) a fluxului rotoric cu valoarea  $\Psi_r$  și a cuplului  $M$ , sunt definite staționar prin următoarele ecuații:

$$I_\mu = \frac{\sqrt{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + (\omega_s \cdot L_\sigma)^2}}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + \omega_s^2 \cdot (L_\mu \cdot L_\sigma)^2}} \cdot I_s = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_r \cdot L_\sigma}{R_r}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_r}{R_r}\right)^2 \cdot (L_\mu \cdot L_\sigma)^2}} \cdot I_s \quad (19)$$

$$M_d = 3p \cdot L_\mu^2 \cdot \frac{\frac{\omega_r}{R_r}}{1 + \left(\frac{\omega_r}{R_r}\right)^2 \cdot (L_\mu \cdot L_\sigma)^2} \cdot I_s^2 = 3p \cdot \frac{L_\mu^2}{L_\sigma} \cdot \frac{\frac{\omega_r}{\omega_r K}}{1 + \left(\frac{\omega_r}{\omega_r \cdot \omega_r K}\right)^2} \cdot I_s^2 \quad (20)$$

unde:

$$\sigma = \frac{L_\sigma}{L_\sigma + L_\mu} \quad (21)$$

Valorile optime setate pentru  $I_s$  și  $\omega_r / R_r$  sunt precalculate în funcție de turația motorului, luând în considerare (de exemplu: caracteristica de saturație a motorului stocată în matricele bloc. Dezavantajul acestei metode deterministe rezidă din abordarea cvasistaționară, care constă în imposibilitatea variației cuplului motor în intervale scurte de timp, din cauza constantei de timp  $T_r = L_\sigma / R_r$  (30 ... 50 [ms]), la punerea în scurtcircuit rotoric a motorului de cel puțin trei ori consecutiv. În domeniul treptelor de slăbire a câmpului, invertorul trebuie să funcționeze în modulație cu undă pătrată, deoarece se admite ca frecvența de comutație  $f_z$  să fie scăzută, respectiv inferioară valorii de 200 [Hz] și având capacitatea de oprire a dispozitivelor semiconductoare de putere precum tiristoarele GTO și invertoarele IGBT, cu potențial de mărire a capacităților de putere a invertoarelor IGBT.

$$\omega = \frac{i \cdot v}{R + \delta R}; \quad M_d = 2 \cdot \frac{\omega_r}{\omega_{rK}} \cdot M_{dK}; \quad \omega_s = \bar{\omega} + \omega_r^* \quad (22)$$

Creșterea normalizată a cuplului în raport cu cuplul mediu (egal cu valoarea setată a cuplului) este:

$$\frac{\delta M_d}{M_d} = \frac{\bar{\omega}}{\omega_r^*} \cdot \frac{\delta R}{R} \quad (23)$$

Diferența poate fi compensată de o uzură mai mare, dar în timpul frânării, setul de roți cu diametrul mai mic va produce cuplul de frânare mai mare [16]. Puterea staționară de intrare în ceea ce privește rezistența la înfășurarea transformatorului RF al locomotivei este:

$$P_d + I_F^2 \cdot R_F = P_F = U_F \cdot I_F \cdot \cos \varphi_1 \quad (24)$$

Valoarea fundamentală a rădăcinii pătratice medii pentru linia de curent a unei înfășurători, este  $\cos \varphi_1$ :

$$I_F = \frac{U_F}{2 \cdot R_F} \cdot \cos \varphi_1 - \sqrt{\left( \frac{U_F}{2 \cdot R_F} \cdot \cos \varphi_1 \right)^2 - \frac{P_d}{R_F} \cdot \text{sign}(P_d)} \Rightarrow \quad (25)$$

$$\Rightarrow U_{Sx} = U_F \cdot I_F \cdot \cos \varphi_1 + \omega_F \cdot L_F \cdot I_F \cdot \sin \varphi_1 \Rightarrow \quad (26)$$

$$\Rightarrow U_{Sy} = R_F \cdot I_F \cdot \sin \varphi_1 - \omega_F \cdot L_F \cdot I_F \cdot \cos \varphi_1 \Rightarrow \quad (27)$$

$$\Rightarrow U_S = \sqrt{U_{Sx}^2 + U_{Sy}^2} \Rightarrow \Psi_1 = -\arctan \left\{ \frac{U_{Sy}}{U_{Sx}} \right\} \quad (28)$$

Cu toleranțele admisibile ale rădăcinii medii pătratice (*rms*) pentru tensiunea în linia de curent este explicitată de ecuația pentru tensiunii convertorului și a tensiunii secundare *UFN* fără sarcină nominală a transformatorului principal:

$$(1 + \delta_u) \cdot U_{FN} \leq \frac{U_{S \max}}{\sqrt{(1 \pm u_r)^2 + u_x^2}} \quad (29)$$

Armonicile fundamentale ale curentului de linie sunt limitate de inductanța de scurgere a transformatorului [17]. O inductanță de scurgere crescută înseamnă o cădere de tensiune fundamentală mai mare, ceea ce implică necesitatea unei creșteri a valorii tensiunii convertorului. Prin optimizarea transmiterii puterii s-a constatat că tensiunea de scurtcircuit inductiv trebuie să fie mult mai mare decât tensiunea nominală maximă la bornele transformatoarelor principale ale locomotivelor standard, pentru schimbarea sistemului de comandă al forței sau funcționarea optimă a controlului de fază. Deoarece puntea în două faze anulează componenta impulsului cu frecvența de comutare a fiecărei perechi de brațe (așa numita comutare „unipolară” utilizată), funcția de comparare triunghiulară a celeilalte punți „4q - Cs”, este defazată cu  $\pi/2$  (sau cu  $\pi/3$ ). Din cauza defazajelor punților „4q - Cs” cu  $\pi/4$  față de puntea celuilalt boghiu (respectiv cu defazajul  $\pi/6$ ) față de primul boghiu, „pachetele” de curent de impuls provoacă ordinea armonică redusă, anulându-se reciproc cu aproximație. Acest circuit de comutare rezonant este conectat la punctul mediu *M* al condensatoarelor de legătură continuă și la ieșirea perechilor de brațe tiristor - diodă ale invertorului sursă de tensiune „VSI”. Impedanța de rezonanță și frecvența de rezonanță sunt exprimate cu ecuația următoare:

$$Z_K = \sqrt{2 \cdot \frac{L_K}{C_K}} \Rightarrow \omega_K = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot L_K \cdot C_K}} \quad (30)$$

## DETERMINAREA VECTORILOR DE ORIENTARE DIRECTĂ ÎN CÂMP PENTRU REGIMUL REAL DE FUNCȚIONARE AL MOTOARELOR LOCOMOTIVELOR ELECTRICE

Presupunând că în fază incipientă, intensitatea curentului de sarcină  $i_A$ , curge pe întreaga perioadă de comutație în tiristorul principal  $T_1$ , direct proporțional cu influența inductanței mari de scurgere a motorului, atunci:

$$i_K = \left( u_{CK}(t_1) - \frac{U_d}{2} \right) / Z_K \cdot \sin(\omega_K(t - t_1)) \Rightarrow \quad (31)$$

$$u_c = \left( u_{CK}(t_1) - \frac{U_d}{2} \right) \cdot \cos(\omega_K(t - t_1)) + \frac{U_d}{2} \quad (32)$$

Dar:

$$i_{T1} = i_A - i_K \Rightarrow L_K = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_S U_d}{k_k \cdot \hat{i}_{A\max} \arccos(1/k_q)} \Rightarrow \quad (33)$$

$$\Rightarrow i_K = i_A \cos \omega_K t + \left( \frac{U_d}{2} - u_{CK}(t_3) \right) / Z_K \cdot \sin(\omega_K(t - t_3)) \Rightarrow \quad (34)$$

$$u_{CK} = -\frac{U_d}{2} \left( u_{CK}(t_3) - \frac{U_d}{2} \right) \cdot \cos(\omega_K(t - t_3)) \quad (35)$$

Acest lucru este necesar pentru curentul de sarcină negativ  $i_A$ , a cărui polaritate nu este cunoscută de circuitul de comutare. Un astfel de „control al comutației” s-a dovedit necesar pentru toate invertoarele cu mare putere de rupere și care au o calitate rezonantă ridicată.

$$Q = \omega_K \frac{2L_K}{\sum R_K} \triangleright 20...25 \quad (36)$$

Sub influența unei ondulații în tensiunea legăturii de curent continuu  $U_d$ , care este prea mică, tiristorul  $T_S$  nu va atinge valoarea nominală a tensiunii, tranzistorul  $T_1$  nu va reuși să blocheze impedanța pe poartă și va conduce din nou, inițiindu-se astfel o „tragere” a legăturii de curent, de îndată ce tranzistorul  $T_2$  va fi pornit / lansat (activat) și inverterul nu va mai fi controlabil. Pentru a limita ulterior, amplitudinea maximă a intensității curentului la supratensiune, reactanța capacitivă de comutație trebuie împărțită în partea interioară cât și în partea exterioară.

$$\hat{i}_{\Gamma-ST} = U_d \cdot \sqrt{\frac{C_d}{2 \cdot L_K}} \quad (37)$$

Cele trei circuite de amortizare a șocurilor la suprasarcini mari sunt răspândite pe perechile de brațe ale inverterului sursă de tensiune „VSI”. Acestea sunt echipate cu tiristoare „GTO” pentru circuitul de amortizare a șocurilor la supratensiuni „RCD-LRD”, fiecare dintre tiristoarele „GTO” (V3 și V4) având propriul amortizor de supratensiuni pentru dezactivarea circuitului rezistențelor de amortizare la supratensiuni „RCD” [18]. Valoarea capacității amortizorului de supratensiuni este definită de ecuația următoare:

$$C_S = \frac{I_{TQM}}{d_{uT} / dt_{adm}} \Rightarrow L_S = \frac{U_d}{di_T / dt_{adm}} \quad (38)$$

unde: la pornirea tiristorului „GTO”, convertizorul static de frecvență  $C_S$  pentru serviciile auxiliare ale locomotivei este descărcat prin rezistențele la suprasarcini electrice mari  $R_S$ :

$$\left. \frac{du_T}{dt} \right|_{adm} \approx 500 \text{ V} / \mu\text{s} \text{ și } \left. \frac{di_T}{dt} \right|_{adm} \approx 250 \text{ V} / \mu\text{s} \quad (39)$$

Inductivitatea la pornire va conduce la demagnetizare prin rezistențele  $R_S$ , cu constanta de timp  $T_L = L_S / R_S$ . Consecința directă a acestei tensiuni de demagnetizare constă în apariția supratensiunilor în circuitul tiristoarelor „GTO”:

$$u_{T \max} \approx U_d + R_S \cdot I_T \quad (40)$$

La fiecare pornire și oprire a unui tiristor „GTO”, se încarcă și condensatorul amortizorului de supratensiuni din partea opusă [19]. Un dezavantaj al acestui circuit constă în topologia nesimetrică și stresul ridicat al diodelor din circuitul amortizorului de supratensiuni, atunci când tiristoarele „GTO” sunt declanșate, atâta timp cât diodele din circuitul amortizorului de supratensiuni sunt încă anclanșate. Valorile rădăcinii medii pătratice ale armonicilor tensiunilor de ieșire ale redresorului fără sarcină, sunt determinate de legea de variație următoare:

$$\frac{U_g}{U_{diN}} = \frac{\sqrt{2}}{g^2 - 1} \Rightarrow t.h.f. = \frac{U_{Dist}}{u_{diN}} = \sqrt{\sum_g \left[ \frac{U_{gd} \cdot p_f(f_g) \cdot 800\text{Hz}}{u_{diN} \cdot f_g} \right]} \quad (41)$$

Cu inductivitatea de linie  $L_N \triangleright 0,5$  [mH] și cu inductivitatea de filtrare  $L_F$ , curentul de interferență din transformatorul principal al locomotivei se va determina cu formula:

$$I_{StU} = \frac{t.h.f. \cdot \bar{u}_{di}}{2\pi \cdot 800\text{Hz} \cdot (L_N + L_F)} \quad (42)$$

Convertorul cu reactor de netezire mare (în comparație cu inductanța circuitului) pe partea de încărcare, trage curent în blocuri de la sursa de curent continuu și, prin urmare, acești convertori trebuie să fie considerați surse de curent [20]. Valorile rădăcinii medii pătratice a armonicilor curentului de intrare a chopperului din circuit sunt date de ecuația:

$$I_{1g} = \frac{\sqrt{2}}{\pi \cdot g} \sin(g \cdot \pi \cdot a) \cdot \bar{i}_g \quad g = 1,2,3 \quad (43)$$

unde:  $a = \bar{u}_2 / U_1$ ; iar frecvențele se determină ținând cont de faptul că:  $f_g = g \cdot f_z$ .

Armonicile de tensiune ale generatoarelor sincrone pot fi neglijate. O locomotivă electrică cu acționare în curent alternativ și control electronic de putere, nu se alimentează de la curentul de linie „ideal”, acesta fiind necesar doar pentru atingerea necesarului de putere instalată [21]. Cu tensiunea de linie sinusoidală, curentul ideal are la rândul său caracteristică sinusoidală și în fază cu tensiunea de linie. Funcțiile în condiții „reale” și nu idealizate, sunt exemplificate pentru cazul circuitului electric al punților cu două impulsuri, în conexiunea pe jumătate controlabilă a perechilor de brațe, respectiv pentru circuitul de bază al locomotivei cu convertizor și tiristor clasic. Întârzierea  $\alpha$  de declanșare a tiristoarelor ramurii din partea stângă a circuitului transformatorului principal, stabilește valoarea medie a tensiunii directe.

Influența tensiunii sinusoidale impuse asupra motoarelor electrice de tracțiune cu rotorul în șunt (scurtcircuit) ale locomotivelor, este mai mică deoarece acestea trebuie să utilizeze bare cu secțiunea circulară mică, pentru a atinge raportul ridicat necesar între cuplul de rupere și cuplul nominal, iar  $L_\sigma$  va fi redus la aproximativ 90%:

$$L_{K.OS} = k_{1\sigma} \cdot L_\sigma (1 - \sigma) \quad (44)$$

Deoarece majoritatea locomotivelor electrice din generațiile mai vechi, nu sunt dotate

## DETERMINAREA VECTORILOR DE ORIENTARE DIRECTĂ ÎN CÂMP PENTRU REGIMUL REAL DE FUNCȚIONARE AL MOTOARELOR LOCOMOTIVELOR ELECTRICE

constructiv cu o înfășurătoare în transformatorul principal pentru frânarea electrică recuperativă, celelalte două înfășurători au fost înlocuite cu punți cu diode. Curentul non activ  $i_{FQ} = i_F - i_{FP}$ , poate fi din nou descompus în curentul reactiv  $i_{FQ1}$  și distorsiunea sau curentul armonic  $i_{FD}$ . Rădăcina medie pătratică *rms* a acestor valori ale celor trei componente ortogonale ale curentului ( $I_{FP}$ ,  $I_{FQ1}$  și  $I_{FD}$ ), pot fi adăugate geometric la rădăcina medie pătratică (*rms*) a valorii curentului de linie  $I_F$ :

$$I_F = \sqrt{I_{FP}^2 + I_{FQ1}^2 + I_{FD}^2} \quad (45)$$

La trecerea tensiunii de linie  $u_F$  prin punctul de nul (zero), curentul electric este preluat din tiristor și este lăsat să ocolească transformatorul principal, până când la valoarea  $\pi + \alpha$ , moment începând de când, se declanșează următorul tiristor. În acest interval de timp scurs, tensiunea de ieșire a punții redresoare este nulă iar curentul de linie  $i_F$  are o formă de undă asemănătoare unui bloc. Acest curent poate fi descompus în componente precum curentul activ  $i_{FP}$ , iar curentul în fază împreună cu tensiunea  $u_F$ , produce puterea activă a unității motoare. Puterea aparentă  $S$  determină valoarea maximă a transformatorului și pierderile energetice din distribuția de energie. Raportul  $\lambda$  se numește „factor de putere” iar valoarea sa reciprocă reprezintă sarcina mai mare a liniei de curent, în comparație cu puterea activă. Acest raport poate fi descris ca fiind produsul dintre factorul fundamental  $g$  și valoarea absolută a factorului de deplasare fundamental  $\cos \varphi_1$ .

$$S = U_F \cdot I_F \quad \text{și} \quad g = \frac{\sqrt{I_{FP}^2 + I_{FQ1}^2}}{I_F} \Rightarrow \lambda = g |\cos \varphi_1| \quad (47)$$

unde:

$$\cos \varphi_1 = \frac{I_{FP}}{\sqrt{I_{FP}^2 + I_{FQ1}^2}} \quad (46)$$

Circuitul liniei de curent al punții semi controlabile face posibilă avansarea curentului în centrul blocurilor de curent și reduce curentul reactiv prin aceasta iar efectele remanente ale curentului reactiv rămân limitate la sistemul de alimentare. În funcție de valoarea reciprocă a puterii, transformatoarele și sistemul de transmisie trebuie să fie supradimensionate, pierderile de transmisie putând fi crescute, iar transformatorul principal va fi de asemenea supradimensionat. Pe cale de consecință, căderea de tensiune în rețeaua de alimentare va crește, scăzând puterea de încărcare posibilă [22]. Curentul de distorsiune poate fi descompus prin dezvoltare în serie *Fourier* într-o sumă infinită de componente cu frecvențe egale cu multipli întregi ai frecvenței liniei de curent, denumite armonice. Toate armonicile dispar odată cu acțiunea de control a convertorului simetric care ascultă de legea următoare de variație:  $i \cdot (X + \pi) = -i(x)$ . Drept consecință, rădăcina medie pătratică a valorilor armonicilor curentului de linie poate fi calculată în mod similar cu impedanța de scurgere a transformatorului principal al locomotivei, care se neglijează pentru că:  $L_d \rightarrow \infty$ :

$$I_{1g} = \frac{\sqrt{2}}{\pi \cdot g} \sin\left(g \cdot \frac{\pi - \alpha}{2}\right) \cdot \bar{i}_d \quad (48)$$

$$\frac{I_{1g}}{\bar{i}_d} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi - \alpha}{2}\right) \Rightarrow I_{1g}(f_{dv} \pm f_F) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi - \alpha}{2}\right) \cdot k \cdot \bar{i}_d \quad (49)$$

unde:

$$f_{dv} = \pm f_F \quad (50)$$

Armonicile tensiunii cu frecvența  $f_x$  și valoarea rădăcinii medii pătratică  $rms$  a tensiunii  $U_{dx}$ , sunt modulate în tensiunea convertorului de tensiune  $U_S$ . Acest comportament de semnal mic, provoacă armonici de curent de linie ale tensiunii și frecvenței la impedanța legăturii cu circuitul de curent. Modelul mașinii de flux de câmp este definit de ecuația integrală a vectorului analizor „VA” și determină modulul fazorului spațial al fluxului rotorului și unghiul de transformare între sistemul de referință fixat în stator și cel fixat în rotor. Vectorul rotitor (învârtitor) „VR” se calculează în coordonatele unui sistem plan ortogonal  $x, O, y$  în care vectorul rotitor este propriul referențial inerțial, cu raportare la valoarea  $\Psi_r$ . Valoarea setată a fluxului rotorului (modulul spațiu - fazor) este comparată cu valoarea reală, furnizată de vectorul analizor „VA”.

$$\underline{\psi}_r = \int (\underline{u}_s - R_s \cdot \underline{i}_s) \cdot dt - L_s \cdot \underline{i}_s + \underline{\psi}_{r0} \Rightarrow |\underline{\psi}_r| = \sqrt{\Psi_{ra'}^2 + \Psi_{râ}^2} \Rightarrow \quad (51)$$

$$\Rightarrow \varepsilon = \arctan\left[\frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_{r\alpha}}\right] \cdot (1 - \text{sgn}[\Psi_{r\alpha}]) \Rightarrow i_s^{x,y} = i_s^{\alpha,\beta} \cdot e^{-j\varepsilon(t)} \quad (52)$$

Valoarea setată a componentei care determină cuplul motor este calculată din valoarea modulului flux - rotor:

$$i_{sy} = \frac{M_d^*}{3/2 \cdot p \cdot \Psi_r^*} \quad (53)$$

Aceste două valori setate sunt comparate cu valorile reale respective, funcție de vectorul rotitor (VR). Ieșirile acestor componente sunt transferate înapoi în sistemul referențial prin înfășurarea statorică, printr-o rotație unghiulară cu valoarea  $\exp\{j\varepsilon(t)\}$  și raportate la modulul de lățime a impulsului. Acest control este independent de valoarea rezistenței rotorice și nu este influențat de variația temperaturii și fără posibilitatea funcționării mașinii electrice la aceleași valori atinse la momentul lansării / pornirii acesteia, deoarece prin integrarea deschisă, se îndepărtează de valorile incipiente (inițiale). Pentru a compensa acest lucru, trebuie adăugate filtre de trecere de înaltă frecvență, înrăutățind comportamentul la frecvența statorică scăzută. Această problemă nu apare odată cu orientarea câmpului indirect, precum unghiul de poziție a rotorului, ci se calculează din integrarea impulsurilor livrate de un codificator (figura 8). După cum s-a considerat inițial raționamentul ipotetic, fluxul rotorului este controlat constant în sistemul de referință fix al fluxului rotoric, astfel încât:  $\Psi_{ry} = 0$   $\Psi_{rx} = 0$  și  $d\Psi_{rx} / dt = d\Psi_{ry} / dt = 0$ , sunt variabile în așteptare. Ulterior, ecuația de stare a rotorului se determină folosind formula cuplului motor și valoarea de referință a frecvenței rotorice, care se determină din valoarea impusă a cuplului  $M_d$ . Ecuația de stare a momentului cuplului motor este din nou integrată și se adăugă formula unghiului de poziție a rotorului  $\xi(t)$ , cu variația unghiulară  $\varepsilon(t)$ , făcând astfel posibilă transformarea.

$$\xi(t) = \int \omega \cdot dt \Rightarrow \omega_r \cdot \underline{\Psi}_r = \underline{i}_r \cdot R_r = \omega_r \cdot L_m \cdot \underline{i}_m \Rightarrow \quad (54)$$

**DETERMINAREA VECTORILOR DE ORIENTARE DIRECTĂ ÎN CÂMP PENTRU REGIMUL REAL DE FUNCȚIONARE AL MOTOARELOR LOCOMOTIVELOR ELECTRICE**

$$M_d = \frac{3}{2} \cdot p \cdot L_m \cdot |\underline{i}_m| \cdot |\underline{i}_r| \Rightarrow \omega_r^* = \frac{R_r}{\frac{3}{2} \cdot p \cdot |\underline{\Psi}_r^2|} \cdot M_d^* \quad (55)$$

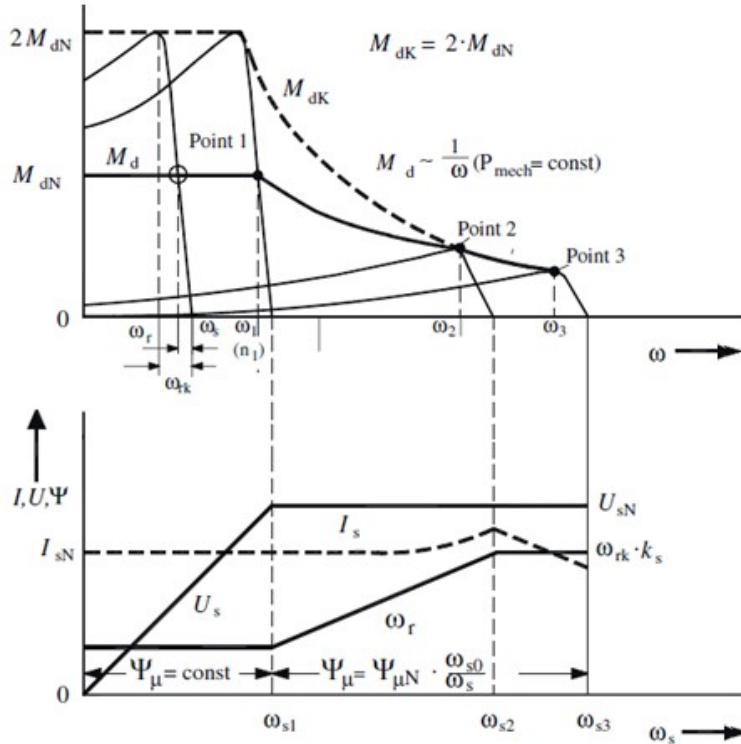


Fig. 8. Caracteristicile cuplului funcție de frecvență.

Componenta curentului care determină cuplul motor este stabilită cu formula:

$$i_{sy} = \frac{M_d^*}{\frac{3}{2} \cdot p \cdot \underline{\Psi}_r^*} \Rightarrow i_{sy} = \frac{\Psi_y^*}{L_m} \quad (56)$$

Ambele componente sunt transformate în sistemul referențial fixat prin înfășurarea statorică la o rotație egală cu valoarea  $\exp\{j\epsilon(t)\}$  și comparate ulterior cu componentele curentului motorului, care sunt măsurate și influențează componentele spațiale ale fazorului de referință al tensiunilor la bornele circuitului electric  $u_{s\alpha}$ ,  $u_{s\beta}$ , pentru modulatorul lățimii de bandă a impulsurilor „PWM”. Întrucât este necesară valoarea exactă a rezistenței  $R_r$ , se va utiliza un senzor de temperatură pentru motor. Componentele vectoriale  $x$  și  $y$  sunt calculate la nivelul circuitului unității de decuplare „DU” care compensează inducția puternică reciprocă  $L_s$ . Acești doi parametri sunt ulterior transformați în coordonatele  $\alpha - \beta$  și transmiși unității „PWM”, producând impulsurile asincrone sau sincronizate optim la frecvență joasă ori medie. Orientarea câmpului rotoric s-a dovedit o strategie de control foarte eficientă pentru toate tipurile de motoare cu inducție pentru mașinile electrice rotative cu cicloinvertoare. Avantajoasă în circuitul unei astfel de mașini este liniarizarea buclei de control prin transformarea coordonatelor, răspunsul cuplului fiind la fel de bun ca răspunsul impedanței, iar unitatea „PWM” sincronizată, exploatează frecvența scăzută de comutare.

În domeniul slăbirii câmpului (șuntărilor), comportamentul dinamic optim este obținut de aș anumita slăbire dinamică a câmpului - „DFW”, care se aplică fluxului statoric. Cuplul este redus în mod similar prin scăderea unghiului de flux  $\vartheta$ , prin inserarea stărilor de tensiune zero. Comanda și caracteristica alunecare - frecvență - curent, sensibilizează curentul statorului iar valoarea rădăcinii medii pătratice împreună cu frecvența de alunecare necesară, se adaugă vitezei de rotație a motorului. Acest lucru conferă un comportament bun la atingerea stării de echilibru, dar răspunsul cuplului și comportamentul de perturbare sunt slabe, deoarece în timpul tranzitoriu, relațiile unghiulare sunt nedefinite. Pentru orientarea fluxului statoric (canonic)  $\Gamma$ , diagrama circuitului echivalent „ECD” pentru inductanța de scurgere  $L_\sigma$  concentrată în circuitul rotor, se utilizează sistemul de referință fixat cu înfășurarea statorică cea mai convenabilă pentru descrierea valorilor fundamentale ale tuturor mărimilor [23]. Saturația inductanței principale  $L_\mu$  este măsurată în afara influenței circuitului și este luată în considerare de o caracteristică dependentă de magnitudinea fluxului statoric. Rezistența statorului  $R_s$  trebuie identificată cu ajutorul ecuațiilor de stare care pot fi derivate în conformitate cu diagrama circuitului echivalent „ECD”:

$$\underline{\dot{\Psi}}_\mu = \underline{u}_s - R_s \cdot \underline{i}_s \Rightarrow \underline{\dot{\Psi}}_r = R_r \cdot \underline{i}_r + j \cdot \omega \cdot \underline{\dot{\Psi}}_\mu \Rightarrow \quad (57)$$

$$\Rightarrow \underline{i}_s = \underline{i}_\omega + \underline{i}_r \left[ \frac{1}{L_\mu} + \frac{1}{L_\sigma} \right] \cdot \underline{\Psi}_\mu - \frac{1}{L_\sigma} \cdot \underline{\Psi}_r \quad (58)$$

unde:  $\underline{i}_s$  reprezintă intensitatea curentului în statorul motorului electric sincron iar momentul este determinat cu ajutorul următoarelor două ecuații:

$$M_d = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im} \left\{ \underline{\Psi}_\mu^{**} \cdot \underline{i}_s \right\} \Rightarrow M_d = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{1}{L_\sigma} \cdot |\underline{\Psi}_\mu| \cdot |\underline{\Psi}_r| \cdot \sin \vartheta \quad (59)$$

în care  $p$  reprezintă numărul perechilor de poli iar:

$$\vartheta = \chi(\underline{\Psi}_i) - \chi(\underline{\Psi}_r) \quad (60)$$

Orientarea fluxului statoric, conduce vârful fazorului spațial al fluxului statoric pe o traiectorie predeterminată, în cazul frecvenței mari de comutare și descrie o diagramă fazorială de formă poligonală cu mai multe colțuri care se aproximează în calcule cu un cerc. Raza traiectoriei ideale va fi definită prin controlul modulului fazorului spațial al fluxului statoric. Viteza de variație în sistemul referențial inerțial ales va fi exprimată prin creșterea unghiulară pe perioada de variație, care va rezulta din ieșirea la bornele regulatorului de cuplu liniar. Perioada de modulație  $T_m$  este egală cu jumătatea perioadei de comutare și este mică față de constanta de timp de scurgere a rotorului  $T_\sigma = R_r / L_\sigma$  și față de perioada fundamentală  $T_s$ . Vectorul fazorului spațial al fluxului statoric la începutul și la sfârșitul unei perioade de modulație  $T_m$ , este egal cu ciclul procesorului. În cazul general, fluxul statoric este întins cu funcția  $k_\Psi(v)$  și este rotit cu variația Laplace  $\Delta\chi_\mu(v)$ :

$$\underline{\Psi}_\mu(v) = \left\{ 1 + k_\Psi(v) \right\} \cdot e^{j\Delta\chi_\mu(v)} \cdot \underline{\Psi}_\mu(v-1) \quad (61)$$

$$\Delta\underline{\Psi}_\mu(v) = \underline{\Psi}_\mu(v) - \underline{\Psi}_\mu(v-1) = \left\{ 1 + k_\Psi(v) \right\} \cdot e^{j\Delta\chi_\mu(v)} - 1 \cdot \underline{\Psi}_\mu(v-1) \quad (62)$$



## DETERMINAREA VECTORILOR DE ORIENTARE DIRECTĂ ÎN CÂMP PENTRU REGIMUL REAL DE FUNCȚIONARE AL MOTOARELOR LOCOMOTIVELOR ELECTRICE

Fazorul spațial de creștere a fluxului statoric va fi ulterior multiplicat cu raportul  $1/T_m$ , obținându-se tensiunea de magnetizare  $i_u$ , sub influența căreia se produce o scădere a tensiunii rezistenței statorice  $R_s \cdot \underline{i_s}$  care se va adăuga în plus la calcule. În cele din urmă, împărțirea prin factorul de tensiune  $u_d \cdot \pi/2$ , oferă fazorului spațial de control al tensiunii transmise unității „PWM”, fluxul statoric modelat, care va fi întotdeauna ținut sub control, chiar și la frecvență nulă (figura 9).

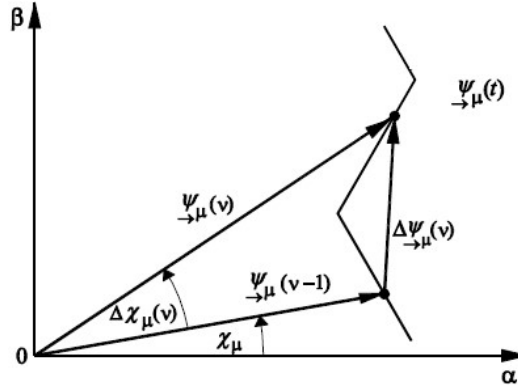


Fig. 9. Diagrama de variație (creștere) și traiectoria de fază a fluxului statoric  $\Delta\Psi_\mu(v)$ .

În cazul funcționării la frecvență scăzută, corespondența dintre valorile optime de funcționare a circuitelor mașinii electrice și curenții reali ai mașinii, va fi insuficientă, în principal din cauza erorilor de funcționare în circuitul rezistențelor statornice, care sunt dependente de temperatură și de regimul de lucru al tensiunilor inverterului, care sunt modulate din tensiunea măsurată la bornele legăturii circuitului de curent continuu  $u_d$  și a semnalelor de comutare. Pentru acționările cu tracțiune în forță de mare putere, limitarea tensiunii de ieșire de către unitatea „PWM”, cunoaște o traiectorie ondulatorie care poate fi aproximată în calculele deterministe cu o traiectorie sinusoidală la mai puțin de 90% din valoarea maximă posibilă (fundamentală) la modulația cu undă „pătrată”, care este dezavantajoasă, deoarece cuplul de cupere la viteză mare va fi limitat la mai puțin de 80%.

Canalul integral va fi eliberat de un avans staționar. Următorul bloc va determina incrementul logaritmic de variație în sensul creșterii  $\underline{\Delta\Psi_\mu(v)}$  prin dezvoltarea ecuației (61) în serie *Taylor*, ruptă după a treia putere și se obține:

$$\Delta\chi_{\mu Stat} = (\omega + \omega_r^*) \cdot T_m \Rightarrow \quad (63)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \underline{\Delta\Psi_\mu(v)} &= k_\psi(v) \cdot \left\{ 1 - \frac{1}{2} \cdot \Delta\chi_\mu^2(v) \right\} \cdot \underline{\Psi_\mu(v-1)} - \\ &- j \left\{ \Delta\chi_\mu^2(v) - \frac{1}{6} \cdot \Delta\chi_\mu^3(v) \right\} \cdot \underline{\Psi_\mu(v-1)} \end{aligned} \quad (64)$$

Prin intermediul schemelor electrice de supramodulare adecvate, se poate ajunge la aproximativ un randament 95%, cu o dinamică comparabilă. În cele din urmă, trecerea la modulația undei pătrate este inevitabilă, atunci când tensiunea maximă poate cunoaște o variație sinusoidală (supramodulată), sau dacă unda pătrată a fost atinsă, atunci cuplul (în domeniul de putere constant) poate fi controlat numai prin slăbirea câmpului (adică prin șuntări succesive) [24]. Creșterea unghiulară  $\Delta\chi_\mu$ , necesară pentru mărirea cuplului, nu poate fi obținută în mod similar cazului precedent explicat, deoarece în situația actuală, circuitul instalației funcționează

în condițiile atingerii valorii maxime a tensiunii. Factorul tranzitoriu pentru momentul de cuplu, iese din calcule în cazul funcționării mașinii electrice rotative la turația de mers în gol (ralanti). În această situație, conectând cele două traiectorii de fază ale fluxului staționar circular care are razele variabile în funcție de:  $\gamma_{FA}$  (înainte de pas) și  $\gamma_{FC}$  (după pas) atunci, pentru o perioadă scurtă de timp, fazorul spațial al fluxului rotoric, se va deplasa mai departe pe traiectoria de fază cu raza  $\gamma_{FA}$ , în timp ce fazorul spațial al fluxului statoric, va lua traiectoria „de tăiere” specifică funcționării în curent alternativ, având aceeași lungime AB, slăbind totodată modulul fluxului statoric intermediar la valoarea  $\gamma_{min}$  (figura 10). Unghiul  $\vartheta$  va cunoaște o creștere de la zero, până la valoarea staționară în cel mai rapid mod posibil. Comanda pentru slăbirea dinamică a câmpului cu valoarea  $1/\gamma_D$ , este derivată din răspunsul dinamic al controlerului de frecvență de alunecare  $\Delta\chi_{\mu} \cdot D_{yn}$ , crescând suplimentar variația fluxului. O creștere a cuplului este astfel efectuată în mai puțin de 1/3 din perioada de bază, fără nici o limită de tensiune.

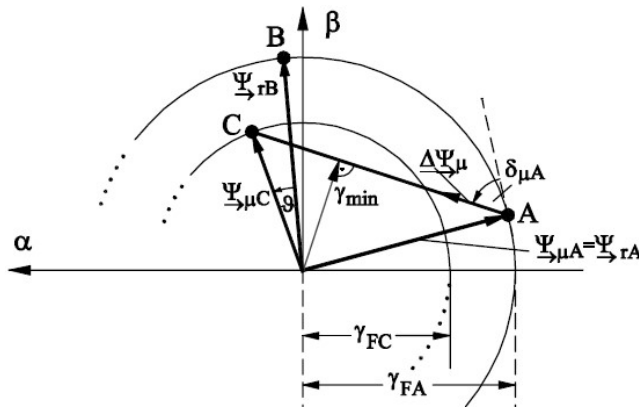


Fig. 10. Traiectoriile de fază ale fazorului spațial specific fluxului rotoric raportat la slăbirea dinamică a câmpului „DFW”.

Variația de transferului de sarcină se realizează numai prin variația factorului de control  $\alpha$ . Ulterior, modulul fluxului statoric este ghidat destul de încet (ținând cont de constanta timpului de scurgere din rotorul mașinii) către noua valoare staționară, pentru a se evita astfel, fluxul de scurgere excesiv și apariția supracurenților. Întreaga tensiune a statorului cunoaște o scădere inferioară potențialului rezistenței statorice, iar ochiul rotorului va fi scurtcircuitat de inductanța de magnetizare. Calculul diferențial al curentului în circuitul statoric al motorului, va conduce la o ecuație diferențială spațial - fazorică de ordinul doi.

$$\rho = \frac{L_s / R_r}{L_s / R_s} = \frac{L_\sigma + L_i}{L_i} = \frac{R_s}{R_r} \quad (65)$$

$$\rho = \frac{L_\sigma}{L_\sigma + L_\mu} \quad (66)$$

Frecvența unghiulară este normalizată la valoarea de rupere a rotorului  $\omega_{rK} = L_\sigma / R_r$  și variază cu factorul „n”, iar timpul este normalizat invers proporțional cu valoarea  $\omega_{rK}$ .

Derivatele în funcție de timp sunt normalizate și dependente de cantitatea  $\overset{\circ}{\chi}$ , unde:

$$\underline{\overset{\circ}{\Delta i_s}} + (\rho + 1 - j \cdot n_w) \cdot \overset{\circ}{\Delta i_s} + \rho \cdot (\sigma - j \cdot n_w) \cdot \underline{\overset{\circ}{\Delta i_s}} = j \cdot \frac{1}{L_\sigma} \cdot (\Delta n^\circ \cdot \underline{\Psi_r}) \quad (67)$$

## DETERMINAREA VECTORILOR DE ORIENTARE DIRECTĂ ÎN CÂMP PENTRU REGIMUL REAL DE FUNCȚIONARE AL MOTOARELOR LOCOMOTIVELOR ELECTRICE

În cazul staționar și în condiții sinusoidale simetrice, prima și a doua derivată temporală a diferenței de curent statorice, pot fi exprimate prin diferența în sine și de variația frecvenței statorice normalizate  $n_s$  :

$$\underline{\Delta i_s}^{\circ} = j \cdot n_s \cdot \underline{\Delta i_s}, \quad \underline{\Delta i_s}^{\infty} = -n_s \cdot \underline{\Delta i_s} \Rightarrow \quad (68)$$

$$\Rightarrow \underline{\Delta i_s} = \frac{n_s}{[\rho \cdot \sigma - (n_r + \Delta_n) \cdot n_s] + j \cdot [(n_r + \Delta_n) + n_s]} \cdot \frac{\Delta n}{L_\sigma} \cdot \underline{\Psi_r} \Rightarrow \quad (69)$$

$$\text{Im} \left\{ \frac{\Psi_r^{**}}{\Psi_r^2} \cdot \underline{K} \cdot \underline{\Delta i_s} \cdot L_\sigma \right\} = G_{i2} \cdot \Delta n \Rightarrow \underline{K} = \frac{(1 + j \cdot n_r)}{\sqrt{1 + n_r^2}} \Rightarrow \quad (70)$$

$$\Rightarrow \underline{K} = \frac{(1 + j \cdot n_r / \sigma)}{\sqrt{1 + (n_r / \sigma)^2}} \quad (71)$$

Soluția ecuației diferențiale pentru funcționarea mașinii electrice rotative în regim staționar, constă în satisfacerea condiției ca fazorul spațial rotativ să depindă de funcția de variație a vitezelor. După satisfacerea acestei condiții, se înmulțește fazorul spațial al fluxului rotitor conjugat complex, cu inductivitatea de scurgere  $L$  (care este un factor complex suplimentar dependent de punctul de lucru adecvat  $K$ ), ulterior făcându-se și normalizarea prin multiplicare cu factorul  $1/\Psi^2$  se obține o cantitate de repaus în starea de echilibru în circuitul de curent continuu. Componenta ortogonală pe direcția ordonatei a vectorului fazorial care trebuie utilizată pentru identificarea vitezei în structură, este proporțională cu diferența de viteză și funcția de forță a mașinii electrice rotative precum și cu parametrii de funcționare, fiind rezumată la factorul  $G_{i2}$ . În calcule a fost luat în considerare de bază, modelul liniar de unde fundamentale utilizat deja în controlul cantităților indirecte ale statorului „ISC”, ținându-se cont de efectele parazite precum apariția fantelor sau funcționarea în regim normal sub efectul remanent al undelor de histerezis. Mașina electrică rotativă reală, este descrisă de un diagrama circuitului electric „ECD”, care este structurat identic. Variabilele luate în considerare în calcule precum și componentele circuitului considerat din mașina reală, vor fi desemnate prin indicele  $w$ , diferențele fiind de forma următoare:

$$\Delta x = x - x_w \quad (72)$$

Plasamentul fazorului de curent contribuie la funcționarea efectivă la frecvența statorică fixă, a factorilor precum viteza, cuplul și puterea și în plus, inductivitatea magnetizantă  $L_\mu$  poate fi indusă în paralel cu sursa  $U_s$ . Rezistența înfășurării statorice poate fi neglijată, motoarele electrice de acționare a locomotivei sunt de mare putere și funcționează la frecvențe mari. Astfel, tensiunea care excită fluxul de magnetizare, este identică cu tensiunea terminală la consumator, prin cuplarea rotorului cu rețeaua echivalentă a statorului. Conform legii a doua a lui *Kirchhoff*, aplicată pe ochiurile rotorului (care este derivat din curentul rotorului al fazorului) se poate scrie:

$$\underline{I_r} = \frac{\underline{U}_s}{R_r / s + j\omega_s \cdot L_\sigma} = \underline{Y}_r \cdot \underline{U}_r \quad (73)$$

Curentul rotorului este proporțional cu factorul de admitanță  $Y_r$  al rotorului. Plasamentul fazorului influențează impedanța circuitului  $Z_r(\omega_r)$ , care este o linie dreaptă paralelă cu axa

reală, situată la o distanță  $\omega_s \cdot L_\sigma$ . Plasamentul factorului de admitanță în diagrama fazorială se identifică cu un cerc, centrat pe axa imaginară negativă a zonei complexe, care atinge originea, așa cum a fost schematizat în partea stângă a figurii 10. Înmulțirea cu factorul tensiunii  $U_s$  și rotația diagramei cu  $+90^\circ$  (adică  $\pi/2$ ), face posibilă reprezentarea convențională a plasamentului și a sensului intensității curentului în rotorul mașinii electrice rotative, prin adăugarea factorului de curent prin fazor și magnetizarea zonei de plasament la trecerea curentului statoric, putându-se astfel trasa diagrama circulară *Heyland*.

$$\underline{I}_\mu = -j \cdot \underline{U}_s / (\omega_s \cdot L_\mu) \quad (74)$$

Dacă se presupune prin ipoteză că atât mașina, cât și modelul echivalent al acesteia, sunt alimentate cu valori medii de tensiune identice pe perioadă de impuls și nu arată nici o diferență între parametri atunci, se consideră că același curent ar putea inunda și ar curge în fiecare dintre cele două circuite distincte (mașina reală și respectiv circuitul echivalent al acesteia). Dacă diferența de scădere a tensiunii statorului și de potențial din cauza curenților diferiți, nu este prea mare, atunci ambii fazori spațiali ai curenților pot fi descriși în stare staționară prin intermediul diagramei circulare *Heyland*, cu un fazor spațial identic, având vectorul rotitor constant. Vitezele diferite conduc la valori de alunecare diferite și astfel, la curenți statorici diferiți (figura 11). Dacă toți ceilalți parametri sunt identici, atunci această diferență poate fi utilizată pentru estimarea vitezei. În punctul critic al statorului, valoarea frecvenței fiind zero, identificarea vitezei nu este posibilă în starea staționară. Întreaga tensiune a statorului în circuitul de curent continuu scade peste rezistența statorică, iar miezul rotorului mașinii este scurtcircuitat de inductanța de magnetizare.

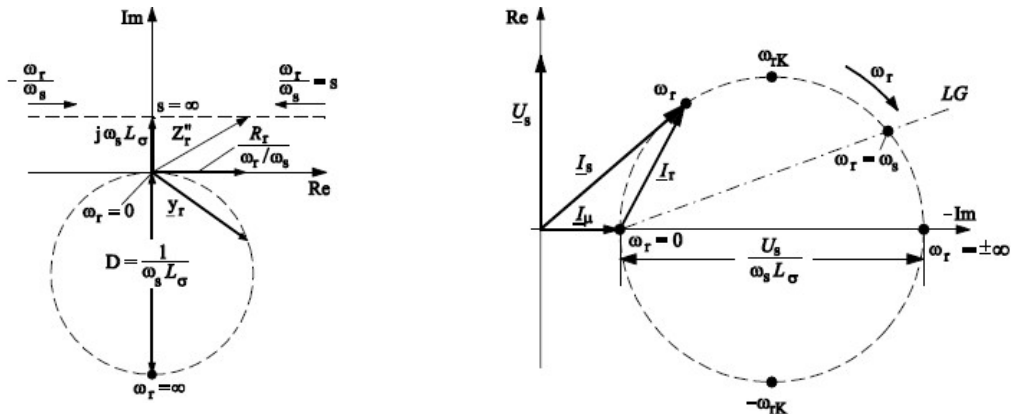


Fig. 11. Diagrama circulară Heyland - Plasamentul curentului statoric al mașinii de inducție.

Doar o modificare a fluxului sau a vitezei poate induce o diferență de curent care poate fi evaluată pentru identificarea vitezei. De reținut este și faptul că numai în intervalul de frecvențe foarte mici ale statorului și cu semne antagonice de cuplu și viteză, indicatorul își va schimba semnul și ar putea să învingă tendința de atingere a controlului stabil. Surplusul de sarcină corespunzător, depinde de frecvența statorului  $n_s$ , până la aproximativ dublul vitezei nominale, cu frecvența rotorului normalizată  $n_r$ , considerată parametrul principal. La frecvența critică nulă a statorului, factorul  $G_{i2}$  dispăre, devenind nul și mașina electrică rotativă intră în regim de funcționare normal, fără perturbații, putând fi trasată diagrama circulară *Heyland* pentru motorul electric de tracțiune al locomotivei (figura 12).

O mașină electrică rotativă cu inducție, cuplată cu o mașină de curent continuu conduce la realizarea valorii setate a cuplului, viteza urmând să derive în mod triunghiular.

Viteza reală  $\omega_w$  (măsurată cu un codificator incremental cu 2000 impulsuri/rotație și

## DETERMINAREA VECTORILOR DE ORIENTARE DIRECTĂ ÎN CÂMP PENTRU REGIMUL REAL DE FUNCȚIONARE AL MOTOARELOR LOCOMOTIVELOR ELECTRICE

cvadruplarea impulsurilor) precum și viteza unghiulară estimată  $\omega$ , se determină împreună cu funcțiile de cuplu.

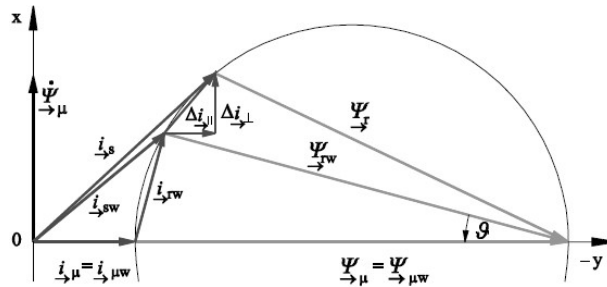


Fig. 12. Diagrama circulară Heyland pentru motorul electric al locomotivei, în regim de funcționare reală.

Viteza estimată considerată trebuie să fie luată exact cu viteza măsurată, inclusiv cu oscilația sistemului oscilant aproximat la două mase și un amortizor cu arc.

$$\frac{\Delta i_{sR}}{Z} = \frac{n_r^2 - \sigma^2 - j \cdot 2 \cdot \sigma \cdot n_r}{Z} \cdot \frac{\Delta R_s}{L_\sigma \cdot R_r} \cdot \Psi_r \Rightarrow \quad (75)$$

$$\Rightarrow Z = [\rho \cdot \sigma - n_r \cdot n_s] + j \cdot [\rho \cdot n_r + n_s] \Rightarrow$$

$$\text{Im} \left\{ \frac{\Psi_r^{**}}{\Psi_r^2} \cdot \left( \Delta i_s + \frac{\Delta i_{sR}}{Z} \right) \cdot L_\sigma \cdot Z \right\} = G_{Rs} \cdot \frac{\Delta R_s}{R_r} \quad (76)$$

În starea de echilibru, variația Laplace  $\Delta n$  nu are nici o influență asupra rezultatului, deoarece reprezintă componenta reală a ecuației, fără influență pentru componenta complexă. Deoarece rezistența statorică se schimbă încet, va fi utilizat un controler integral pentru identificare. În consecință, valoarea rezistenței statorice pentru modelul este inițializată la 80% din valoarea sa nominală. Din cauza acestei nepotriviri, estimările fluxului statoric și corespunzător ale vitezei nu vor fi cele reale. Frecvența de ondulare este de șase ori superioară frecvenței statorice din cauza funcționării defectuoase a circuitului de corectare a tensiunii inverterului. În același timp, toate variabilele de stare converg la valorile lor corecte, ondulația dispare și viteza atinge valoarea nulă, care este cea corectă. Metoda funcționează bine în domeniul frecvențelor mici, unde influența rezistenței statorului este relevantă și unde este necesară această identificare.

### CONCLUZII

Comanda vitezei impuse prin controlerul locomotivei, conduce la o valoare medie a frecvențelor unghiulare de rotație a tuturor motoarelor electrice de tracțiune ale locomotivei. Motoarele electrice de tracțiune ale locomotivei trebuie dimensionate în funcție de valoarea cea mai mare a sarcinii dinamice verticale precum și de transferul de sarcină.

Trebuie ținut cont de faptul că filtrele de curent ale locomotivei electrice precum și cele din substațiile de alimentare, au o influență mare. Curenții de linie se obțin prin împărțirea armonicilor de tensiune ale chopperelor din circuit, la suma impedanței transformatorului principal. Dimensionarea convertorului conduce la valori diminuate, deoarece în situații similare, jumătate din inductanța de scurgere se produce între filtru și circuitul de forță al liniei, ceea ce face ca ramificația transversală să fie mult mai eficientă iar armonicile curentului de intrare ale inverterului sursă de tensiune de tracțiune, să provoace o ondulație a circuitului rețelei de curent.

Circuitul inverterului și al tiristorului cu comutație forțată al inverterului sursă de

tensiune, face posibil ca semiconductorii de putere să poată fi opriți prin poartă sau prin circuitul electric al electrodului de bază cu o putere suficientă, atâta timp cât aceștia devin disfuncționali, nefiind disponibili în funcționarea circuitului de forță al electronicii de putere instalată în locomotivă, iar invertoarele de impulsuri pot fi echipate doar cu tiristoare, care sunt montate în circuitul siliconic al redresoarelor controlate „SCR”). Acestea pot să se blocheze numai atunci când curentul de întoarcere a fost întrerupt / oprit de forța circuitului exterior. Circuitele de „comutare forțată” au preluat această sarcină, în tracțiune de putere, în principal în cazul circuitelor electrice rezonante pornite de tiristoare auxiliare și care se sting automat prin oscilație, îndeplinindu-și în acest mod, funcția pentru care au fost proiectate.

Invertoarele IGBT și tranzistoarele bipolare cu poartă izolată - „IGBT” cu puteri nominale mari, din circuitul de forță al locomotivei nu au nevoie de circuite de amortizare a supratensiunilor, deoarece gradientii lor de comutare  $d_i/d_t$  și  $d_u/d_t$  pot fi controlați prin poartă. Controlul porții trebuie să asigure compromisul între comutarea rapidă (pentru a reduce pierderile de comutare) și ieșirea admisibilă  $d_u/d_t$  (pentru a limita stresul izolației înfășurării motoarelor electrice de tracțiune cu inducție și a transformatoarelor). Locomotivele electrice cu motoare de tracțiune cu inducție, au controlul unghiului de fază al tiristorului în strânsă dependență cu înfășurările de câmp ale motoarelor de tracțiune, care sunt excitate separat și sunt alimentate de redresoare bidirecționale  $M2$  în conexiune antiparalelă.

Pentru variația puterii locomotivei electrice BB 16500 la nivelul motoarelor electrice de tracțiune, trebuie ținut cont de nivelul frecvențelor de funcționare, care nu sunt multipli întregi ai frecvenței liniei de curent ai sursei de alimentare, care este dependentă de frecvența variabilă de ieșire a invertorului și de frecvența de comutare, așa numitele „interarmonice”. Componentele cu frecvență redusă sunt importante din punct de vedere energetic, reducând factorul fundamental cu aproximativ 10%. Mai mult de cât atât, frecvențele de funcționare ale motoarelor electrice de tracțiune pot distorsiona forma de undă a tensiunii într-un asemenea grad, încât se produc supratensiuni inadmisibile, punând în pericol alte dispozitive sau supraîncărcarea dispozitivelor de protecție, ori generarea trecerilor prin punctele zero suplimentare, perturbând funcția de sincronizare a electronicii de putere, în special în cazul în care aceste mașini electrice nu sunt echipate cu filtre speciale.

Perturbațiile frecvente au un impact minor la nivelul sistemelor de tracțiune feroviară în circuitele de forță în curent alternativ, constând în principal în descărcări de supratensiuni de lucru nominale ale firului de contact în izolatorii rețelei catenare și sporadic prin arcuri electrice la nivelul contactului alunecător dintre firul de contact și colectorul saniei pantografului, arareori fiind suprasolicitate convertoarele vehiculelor feroviare motoare. Circuitul de forță al tranzistorilor de comutare cu blocare ai tranzistoarelor bipolare cu poartă izolată - „IGBT” și, ocazional, frecvența de comutare a microprocesoarelor și a surselor de alimentare, funcționează în modul comutat. Dacă viteza nu este de natură să inducă un flux rotoric prea scăzut, modelul ideal de mașină electrică rotativă se calculează din tensiunile și curenții statorici măsurați în timp real. Acest lucru este posibil prin intermediul vectorului *Blaschke* de orientare directă în câmp „DFO”. Curentul de intrare al unui chopper de curent, conectat la circuitul punții tiristorului motorului electric de tracțiune de curent alternativ trifazat sincron, este comutat în sarcină la invertorul cu comutare secvențială automată de la sursa de curent „ASCI” (din limba engleză: „Autosequentially commutated Current Source Inverter”). Invertorul cu comutare secvențială automată de la sursa de curent „ASCI” conține armonici ale curentului în fază cu frecvența și cu amplitudinea. Acestea sunt modulate de raportul de transformare a curentului și de frecvența fundamentală, fiind totodată dependente de timpul de comutație al punții semi controlabile cu două benzi laterale cu jumătate de amplitudine și de valoarea rădăcinii medii pătratice a

## DETERMINAREA VECTORILOR DE ORIENTARE DIRECTĂ ÎN CÂMP PENTRU REGIMUL REAL DE FUNCȚIONARE AL MOTOARELOR LOCOMOTIVELOR ELECTRICE

frecvențelor în curentul de linie. Suplimentar, sunt induse variații de modulație ale armonicilor raportului de transformare a curentului dependent de timp, dar care sunt de amplitudine mult mai mică. Modelarea acestor fenomene precum și monitorizarea lor se poate realiza prin utilizarea unor sisteme informatice dotate cu aplicații software pentru monitorizarea sistemelor complexe tehnice [25,26,27,28,29].

### BIBLIOGRAFIE

- [1] **C. Mihăilescu, N. Gălan, D. Mihăilescu, V. Tulbure**, „*Testing the automatic adjustment system by the stator field, based on the vectorial control principle, of the asynchronous power engine for locomotive*”, International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics, vol. 2, pages: 1-3, 2010.
- [2] **A. Moldovan**, „*Dezvoltarea sistemului de control pentru sistemul de Tracțiune cu motor asincron hexafazat*”, Conferința tehnico-științifică a studenților, masteranzilor și doctoranzilor, Secția Energetică și Inginerie Electrică, IRTUM – Institutional Repository of the Technical University of Moldova, Chisinau, 23-25 March 2021, No. 1, pages 127-130, 2021.
- [3] **V. Boyko**, „*Development and Research of the Traction Asynchronous Multimotor Drive*”, Tallin : University of technology, 2008.
- [4] **IEC 60034-30-1:2014**, „*Rotating electrical machines - Part 30-1: Efficiency classes of line operated AC motors (IE code)*”, <https://webstore.iec.ch/publication/136>.
- [5] **V. Manoliu**, „*Caracteristici funcționale ale unui motor sincron alimentat de la convertor static de frecvență pornind de la scheme echivalente*”, Simpozionul de Mașini Electrice SME’, 15 – 23 Octombrie, 2015 pages 1–7, 2017.
- [6] **ВН Олещук**, „*Synchronous PWM Regulation of Inverters of Drive Installation with Two Stator Windings of Electrical Motor*”, Institute of Power Engineering of Moldova, Kishinau, Republic of Moldova, Problemele energeticii regionale 4 (48), pages 1–10, 2020.
- [7] **K. Matsuse, H. Kubota**, „*Improved current source GTO inverter-fed induction motor drives with PWM-controlled thyristor converter*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume: 25, Issue: 2, pages 287 - 291, 1989.
- [8] **Z. Luo, H. Ahn, M.A.E. Nokali**, „*A thermal model for insulated gate bipolar transistor module*”, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 19, Issue: 4, pages 902-907, 2004.
- [9] **S. Postoronica, A. Bîrlădean, V. Berzan, V. Tîrșu, I. Ermurachi**, „*Zonele de excitație capacitivă stabilă a mașinilor asincrone tipice în regim de generare*”, Problemele Energeticii Regionale (3) 11, pag. 7-17, 2009.
- [10] **R. Donos**, „*Sistem de reglare a turațiilor motorului trifazat fără perii cu magneți permanenți*”, IRTUM – Institutional Repository of the Technical University of Moldova, Conferința tehnico-științifică a colaboratorilor, doctoranzilor și studenților (2010-2017), pages 176-179, 2013.
- [11] **I. Rîmbu, I. Nuca, I. Nuca**, „*Modelarea sistemului de tracțiune al troleibuzului cu motor asincron și control vectorial*”, IRTUM – Institutional Repository of the Technical University of Moldova, Conferința tehnico-științifică a colaboratorilor, doctoranzilor și studenților (2010-2017), pages 292-295, 2013.
- [12] **G. Sieklucki**, „*An investigation into the induction motor of tesla model s vehicle*”, 2018 International Symposium on Electrical Machines (SME), IEEE Xplore, pages 1-6, 2018.
- [13] **I. Nuca, A. Medeișă**, „*Construcții actuale și de perspectivă ale mașinilor electrice (convertoarelor electromecanice)*”, IRTUM – Institutional Repository of the Technical University of Moldova, Conferința tehnico-științifică a colaboratorilor, doctoranzilor și studenților (2010-2017), pages 310-315, 2013.
- [14] **M. Popescu, A. Bitoleanu, M. Dobriceanu**, „*Configuring and performances of reversible DC-traction substations with compensation capabilities*”, Buletinul Institutului Politehnic din Iași publicat de Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași, volumul 64 (68), nr. 1, 2018, secția Electrotehnică, Energetică, Electronică, pag. 19-32.

- [15] **I.A. Mitran, A. Bitoleanu, M. Linca**, „Energetical analysis of induction motor and voltage inverter with sinusoidal and trapezoidal PWM control”, Buletinul AGIR nr. 3/2012, World Energy System Conference – WESC, pag.379-384, 2012.
- [16] **S. Andaman, A. Badea, M. Bolănu, DM. Balint, C.N. Badea, G. Dumitru**, „Calculul forței de frânare rapidă necesară opririi trenului de mare viteză seria 401-Erste Ice”, Sinteze de Mecanică Teoretică și Aplicată, vol 7, (4), pag. 349-360, 2016.
- [17] **M. Popescu, T. Miller, M. McGilp, C.B. Rasmussen**, „Effect of MMF Harmonics on Single-Phase Induction Motor Performance – A Unified Approach”, Industry Applications Conference, 2007 IEEE, pages 1164-1170, 2007.
- [18] **M.S. El-Moursi, A.M. Sharaf**, „Novel Controllers for the 48-Pulse VSC STATCOM and SSSC for Voltage Regulation and Reactive Power Compensation”, IEEE Transactions On Power Systems, vol. 20, no. 4, pages 1985-1997, november 2005.
- [19] **I.S.W.H. de Haan, C.W.G. Verhoeve**, „Bepaling van schakelverliezen in een GTO-en IGBT-commutatiecél voor toepassing in een 75kVA stroominverter”, Faculteit der Elektrotechniek Vakgroep Elektromechanica en Vermogenslektronica, TU/e Eindhoven University of Technology, 1992.
- [20] **C. Li, L. Lin, Z. He, C. Xu**, „Optimised design of DC-side smoothing reactors in meshed multi-terminal HVDC systems based on symmetrical bipolar modular multilevel converter”, The 6<sup>th</sup> International Conference on Renewable Power Generation (RPG), The Journal of Engineering, vol. 2017, Iss. 13, pages 1225–1231.
- [21] **S. Goolak, V. Tkachenko, P. Šťastniak, S. Sapronovav, B. Liubarskyi**, „Analysis of Control Methods for the Traction Drive of an Alternating Current Electric Locomotive”, Symmetry 2022, 14, 150, <https://doi.org/10.3390/sym14010150>.
- [22] **S. Goolak, S. Sapronova, V. Tkachenko, I. Riabov, Y. Batrak**, „Improvement of the Model of Power Losses in the Pulsed Current Traction Motor in an Electric Locomotive”, East.-Eur. J. Enterp. Technol. 2020, 6, pages 38–46.
- [23] **S. Goolak, B. Liubarskyi, S. Sapronova, V. Tkachenko, I. Riabov, M. Glebova**, „Improving a Model of the Induction Traction Motor Operation Involving Non-Symmetric Stator Windings”, East.-Eur. J. Enterp. Technol. 2021, 4, pages 45–58.
- [24] **X. Huang, Q. Liao, Q. Li, S. Tang, K. Sun**, „Power Management in Co-Phase Traction Power Supply System with Super Capacitor Energy Storage for Electrified Railways”, Railw. Eng. Sci. 2020, 28, pages 85–96.
- [25] **A. Neacsă, N.N. Antonescu, D.B. Stoica**, „Software Applications for Complex Technological Systems Reliability”, Journal of the Balkan Tribological Association 2009, 15(1), pages 45-51.
- [26] **A. Neacsă, N.N. Antonescu, D.B. Stoica**, „Modern Solutions for Selecting the Corresponding Machinery Dedicated to Technological Applications”, Journal of the Balkan Tribological Association 2009, 15(4), pages 474-479.
- [27] **C.N. Eparu, S. Neacșu, A. Neacșa, A.P. Prundurel**, „The comparative thermodynamic analysis of compressor's energetic performance”, Mathematical Modelling of Engineering Problems, 2019, 6(1), pages 152-155.
- [28] **A. Neacsă, N.N. Antonescu, D.B. Stoica**, „Studies on the Use of Implemented Databases on Web Platforms in Order to Verify Machines Compatibility with Working Conditions”, Journal of the Balkan Tribological Association 2014, 18(4).
- [29] **A. Neacsă, N.N. Antonescu, D.B. Stoica**, „Studies on the Use of Implemented Databases on Web Platforms in Order to Verify Machines Compatibility with Working Conditions”, Journal of the Balkan Tribological Association 2014, 18(4).