

METODĂ DE DETERMINARE A PARAMETRILOR ELECTROMAGNETICI AI MODELULUI DINAMIC LINIAR AL MOTORULUI DE INDUCȚIE TRIFAZAT PE BAZA PROBEI DE RĂSPUNS TRANZITORIU LA SEMNAL TREAPTĂ DE TENSIUNE CONTINUĂ

Mircea M. RĂDULESCU Adrian Augustin POP
 Facultatea de Inginerie Electrică, Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca
 (Mircea.Radulescu@emd.utcluj.ro, Augustin.Pop@emd.utcluj.ro)

Rezumat. În lucrare, se prezintă o metodă de determinare a parametrilor electromagnetici ai modelului dinamic liniar al motorului de inducție cu înfășurare statorică trifazată în conexiune stea (cu punctul neutru al stelei izolat) și înfășurare rotorică polifazată (tip colivie simplă) în scurtcircuit – pe baza probei de răspuns tranzitoriu în intensitatea curentului electric de fază statorică, la conectarea bruscă a unei surse electrice de tensiune continuă în circuitul electric al înfășurărilor statorice de fază A și B , corespunzător topologiei particulare a circuitului electric trifazat statoric, în care înfășurările de fază statorice B și C au bornele de intrare legate galvanic.

1. INTRODUCERE

Pentru determinarea experimentală a parametrilor electromagnetici (invariabili în timp) ai modelului dinamic liniar al motorului de inducție trifazat cu înfășurare statorică trifazată în conexiune stea (cu punctul neutru al stelei izolat) și înfășurare rotorică polifazată (tip colivie simplă) în scurtcircuit:

– rezistența electrică R_s și inductanța ciclică totală $L_s = L_{\sigma s} + L_m$ ale înfășurării statorice de fază ;

– parametrii schemei electrice echivalente în ‘ Γ -invers’ [1],

$$L_M = L_m^2 / L_r' = L_s [1 - (1 - L_m^2 / L_s L_r')] = L_s (1 - \sigma),$$

$$R_R' = (L_m / L_r')^2 R_r', \quad L_\sigma = L_{\sigma s} + L_m L_{\sigma r}' / L_r' = L_s (1 - L_m^2 / L_s L_r') = \sigma L_s$$

unde R_r' și $L_r' = L_{\sigma r}' + L_m$ sunt parametrii de circuit electric de fază ai înfășurării echivalente trifazate rotorice în scurtcircuit (raportate la înfășurarea statorică), iar inductanța globală de dispersie L_σ este definită identic cu inductanța tranzitorie a înfășurării statorice de fază σL_s ;

– coeficientul total de dispersie magnetică a înfășurărilor de fază, statorică și echivalentă rotorică în scurtcircuit (raportată la înfășurarea statorică) $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r'$;

– constanta de timp a înfășurării de fază statorică $T_s = L_s / R_s$;

– constanta de timp a înfășurării echivalente de fază rotorică în scurtcircuit (raportată la înfășurarea statorică) $T_r = L_r' / R_r' = L_M / R_R'$,

se utilizează o versiune modificată a metodei propuse în lucrările [2], [3].

2. MODELUL DINAMIC LINIAR ÎN FAZORI SPAȚIALI REPREZENTATIVI AL MOTORULUI DE INDUCȚIE TRIFAZAT

Se consideră, astfel, motorul de inducție trifazat cu rotorul în repaus și cu topologia particulară a circuitului electric trifazat statoric din Fig.1, în care înfășurările de fază statorice B și C sunt puse în paralel prin legătura galvanică între bornele de intrare B și C . Prin închiderea contactorului K din circuitul serie al înfășurărilor statorice de fază A și B , se conectează brusc sursa electrică de tensiune continuă cu valoarea U_{DC} (suficient de redusă, astfel încât intensitatea

curentului electric tranzitoriu produs să nu provoace saturarea circuitului magnetic al motorului). Ca urmare, un proces tranzitoriu electromagnetic survine în motor și decurge conform următoarelor condiții determinate de topologia circuitului electric statoric din Fig.1:

– înfășurările de fază statorice B și C fiind conectate în paralel,

$$u_{sB}(t) = u_{sC}(t), \quad i_{sB}(t) = i_{sC}(t);$$

– aplicând prima teoremă a lui Kirchhoff pentru nodul n de rețea electrică, reprezentat de punctul neutru de conexiune în stea a înfășurărilor statorice de fază, se obține

$$i_{sA}(t) + i_{sB}(t) + i_{sC}(t) = 0, \quad \text{de unde, } i_{sB}(t) = i_{sC}(t) = -i_{sA}(t)/2;$$

– aplicând a doua teoremă a lui Kirchhoff pentru ochiul Σ de rețea electrică, având sensul de referință din Fig.1, rezultă $U_{DC} = u_{sA}(t) - u_{sB}(t)$.

În aceste condiții, fazorul spațial reprezentativ al intensităților instantanee ale curenților electrici de fază statorici are expresia

$$\begin{aligned} \underline{i}_s(t) &= (2/3)[i_{sA}(t) + \underline{a}i_{sB}(t) + \underline{a}^2i_{sC}(t)] = (2/3)[i_{sA}(t) - i_{sA}(t)(\underline{a} + \underline{a}^2)/2] \\ &= (2/3)[i_{sA}(t) - i_{sA}(t)(-1/2 + j\sqrt{3}/2 - 1/2 - j\sqrt{3}/2)/2] \\ &= (2/3)[i_{sA}(t) + i_{sA}(t)/2] = i_{sA}(t), \end{aligned} \quad (1)$$

adică este redus la valoarea instantanee a intensității curentului electric din înfășurarea de fază statorică A , iar fazorul reprezentativ al tensiunilor electrice instantanee statorice de fază se definește prin

$$\begin{aligned} \underline{u}_s(t) &= (2/3)[u_{sA}(t) + \underline{a}u_{sB}(t) + \underline{a}^2u_{sC}(t)] = (2/3)[u_{sA}(t) + u_{sB}(t)(\underline{a} + \underline{a}^2)] \\ &= (2/3)[u_{sA}(t) + u_{sB}(t)(-1/2 + j\sqrt{3}/2 - 1/2 - j\sqrt{3}/2)] \\ &= (2/3)[u_{sA}(t) - u_{sB}(t)] = (2/3)U_{DC}. \end{aligned} \quad (2)$$

Din relațiile (1) și (2) rezultă că, în timpul procesului tranzitoriu electromagnetic, rotorul motorului rămâne imobil, fără a fi necesară blocarea sa mecanică, întrucât (circuitul electric statoric al motorului fiind, în fapt, alimentat monofazat) momentul cuplului rezultat de forțe electromagnetice dezvoltat de motor este nul.

Pentru analiza procesului tranzitoriu electromagnetic, se adoptă modelul dinamic al motorului de inducție trifazat (cu rotorul imobil) [4] în forma de scriere cu fazorii spațiali

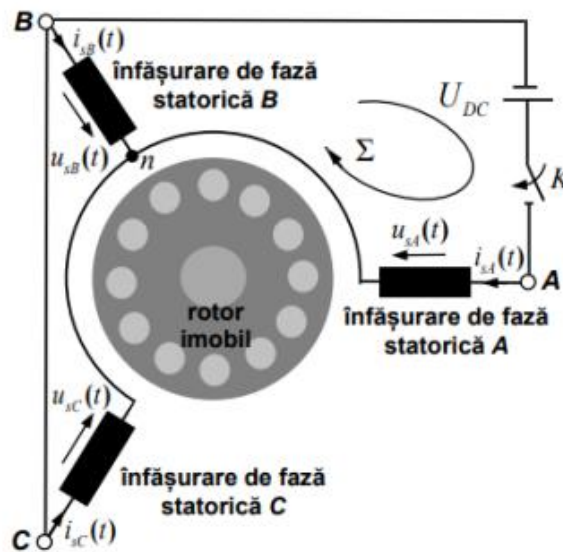


Fig. 1. Topologia particulară a circuitului electric al înfășurărilor de fază statorice ale motorului de inducție trifazat (cu rotorul imobil) în proba de răspuns tranzitoriu la semnal treaptă de tensiune continuă.

reprezentativi $\underline{i}_s(t)$ și $\underline{i}'_r(t)$ – definiți în planul complex confundat cu planul secțiunii transversale a motorului și reperați în referențialul (sistemul de coordonate) fix statoric cu axa reală coincidentă cu axa magnetică a înfășurării de fază statorică A – rezultând sistemul de ecuații diferențiale liniare,

$$\underline{u}_s(t) = \frac{2}{3}U_{DC} = R_s \underline{i}_s(t) + L_s \frac{d\underline{i}_s(t)}{dt} + L_m \frac{d\underline{i}'_r(t)}{dt} = R_s \underline{i}_{sA}(t) + L_s \frac{d\underline{i}_{sA}(t)}{dt} + L_m \frac{d\underline{i}'_r(t)}{dt}, \quad (3)$$

și, respectiv,

$$0 = R'_r \underline{i}'_r(t) + L'_r \frac{d\underline{i}'_r(t)}{dt} + L_m \frac{d\underline{i}_s(t)}{dt} = R'_r \underline{i}'_r(t) + L'_r \frac{d\underline{i}'_r(t)}{dt} + L_m \frac{d\underline{i}_{sA}(t)}{dt}, \quad (4)$$

unde s-a ținut seama de relațiile anterioare (1) și (2).

Aplicând transformarea Laplace ecuațiilor diferențiale (în domeniul timp) liniare (3)–(4), cu condiții inițiale nule ($\underline{i}_{sA}(t=0)=0$, $\underline{i}'_r(t=0)=0$), se obține sistemul algebric în complex:

$$\tilde{\underline{u}}_s(s) = (2/3)U_{DC} / s = (R_s + sL_s)\tilde{\underline{i}}_{sA}(s) + sL_m\tilde{\underline{i}}'_r(s), \quad (5)$$

$$0 = (R'_r + sL'_r)\tilde{\underline{i}}'_r(s) + sL_m\tilde{\underline{i}}_{sA}(s), \quad (6)$$

cu soluția pentru imaginea Laplace a intensității instantanee a curentului electric tranzitoriu de fază statorică A,

$$\tilde{\underline{i}}_{sA}(s) = \frac{(2/3)U_{DC}}{\sigma L_s} \cdot \frac{s+1/T_r}{s[s^2 + s(1/T_s + 1/T_r)/\sigma + 1/\sigma T_s T_r]} = \frac{(2/3)U_{DC}}{\sigma L_s} \cdot \frac{s+1/T_r}{s(s-s_1)(s-s_2)}, \quad (7)$$

unde rădăcinile $s_{1,2}$ ale trinomului de gradul doi de la numitorul funcției raționale complexe (7) sunt exprimate prin

$$\begin{aligned} s_{1,2} &= -(1/2\sigma)(1/T_s + 1/T_r) \pm \sqrt{(1/T_s + 1/T_r)^2 / 4\sigma^2 - 1/\sigma T_s T_r} \\ &= -(1/2\sigma)(1/T_s + 1/T_r) \left(1 \mp \sqrt{1 - (4\sigma/T_s T_r)(1/T_s + 1/T_r)^2} \right), \quad s_{1,2} < 0. \end{aligned} \quad (8)$$

Utilizând transformarea Laplace inversă a expresiei (7), rezultă valoarea instantanee a intensității curentului electric tranzitoriu din înfășurarea de fază statorică A :

$$\begin{aligned} i_{sA}(t) &= \mathcal{L}^{-1}\{\tilde{\underline{i}}_{sA}(s)\} = \frac{(2/3)U_{DC}}{\sigma L_s} \mathcal{L}^{-1}\left\{ \frac{s+1/T_r}{s(s-s_1)(s-s_2)} \right\} \\ &= \frac{(2/3)U_{DC}}{\sigma L_s} \left[\frac{1/T_r}{s_1 s_2} + \frac{s_1+1/T_r}{s_1(s_1-s_2)} e^{s_1 t} - \frac{s_2+1/T_r}{s_2(s_1-s_2)} e^{s_2 t} \right] \\ &= \frac{(2/3)U_{DC}}{\sigma L_s} \left[\sigma T_s + (1/T_r) \frac{s_2(1+s_1 T_r)}{s_1 s_2 (s_1-s_2)} e^{s_1 t} - (1/T_r) \frac{s_1(1+s_2 T_r)}{s_1 s_2 (s_1-s_2)} e^{s_2 t} \right] \\ &= \frac{(2/3)U_{DC}}{R_s} \left(1 + \frac{1}{s_1-s_2} [(s_2+1/\sigma T_s) e^{s_1 t} - (s_1+1/\sigma T_s) e^{s_2 t}] \right), \end{aligned} \quad (9)$$

unde s-a ținut seama că

$$\mathcal{L}^{-1}\left\{ \frac{s+c}{s(s+a)(s+b)} \right\} = \frac{c}{ab} + \frac{c-a}{a(a-b)} e^{-at} + \frac{c-b}{b(b-a)} e^{-bt}$$

și s-au identificat $c=1/T_r$, $a=-s_1$, $b=-s_2$, $s_1 s_2 = 1/\sigma T_s T_r$.

3. METODA DE DETERMINARE A PARAMETRIILOR ELECTROMAGNETICI

Evoluția temporală a funcției $i_{sA}(t)$ cu expresia analitică (9) simulează suficient de precis cronograma experimentală – având forma tipică redată în Fig.2 – a intensității curentului electric de fază statorică A din motorul de inducție trifazat în proba de răspuns tranzitoriu la semnal treaptă de tensiune continuă.

Se verifică, astfel, analitic și pe graficul experimental, condiția inițială nulă,

$$i_{sA}(t=0) = (2/3)U_{DC}[1 + (s_2 - s_1)/(s_1 - s_2)]/R_s = 0,$$

și se determină analitic, respectiv se înregistrează de pe cronograma experimentală, valoarea $i_{sA}(t \rightarrow \infty)$ a intensității curentului electric de fază statorică A în regimul electromagnetic permanent constant de la sfârșitul procesului tranzitoriu electromagnetic,

$$i_{sA}(t \rightarrow \infty) = \frac{(2/3)U_{DC}}{R_s} \left(1 + \frac{(s_2 + 1/\sigma T_s)e^{s_1(t \rightarrow \infty)} - (s_1 + 1/\sigma T_s)e^{s_2(t \rightarrow \infty)}}{s_1 - s_2} \right) = \frac{(2/3)U_{DC}}{R_s}, \quad (10)$$

întrucât $s_1, s_2 < 0$ și $e^{-\infty} = 0$.

Prin înregistrarea valorii $i_{sA}(t \rightarrow \infty)$ a intensității curentului continuu din înfășurarea de fază statorică A a motorului, corespunzătoare regimului electromagnetic permanent constant de la sfârșitul probei de răspuns tranzitoriu la semnal treaptă de tensiune continuă, se determină experimental rezistența electrică R_s a înfășurării statorice de fază :

$$R_s = (2/3)U_{DC} / i_{sA}(t \rightarrow \infty). \quad (11)$$

În continuare, efectuând derivarea în raport cu timpul a expresiei (9), se obține $di_{sA}(t)/dt = (2/3)[U_{DC}/R_s(s_1 - s_2)][(s_1 s_2 + s_1/\sigma T_s)e^{s_1 t} - (s_1 s_2 + s_2/\sigma T_s)e^{s_2 t}]$, de unde

$$\left. \frac{di_{sA}(t)}{dt} \right|_{t=0} = (2/3)[U_{DC}/R_s(s_1 - s_2)\sigma T_s](s_1 - s_2) = (2/3)U_{DC}/\sigma L_s. \quad (12)$$

Prin transcrierea relației (12) sub forma,

$$\sigma L_s = L_\sigma = (2/3)U_{DC} / \left. \left(\frac{di_{sA}(t)}{dt} \right) \right|_{t=0}, \quad (13)$$

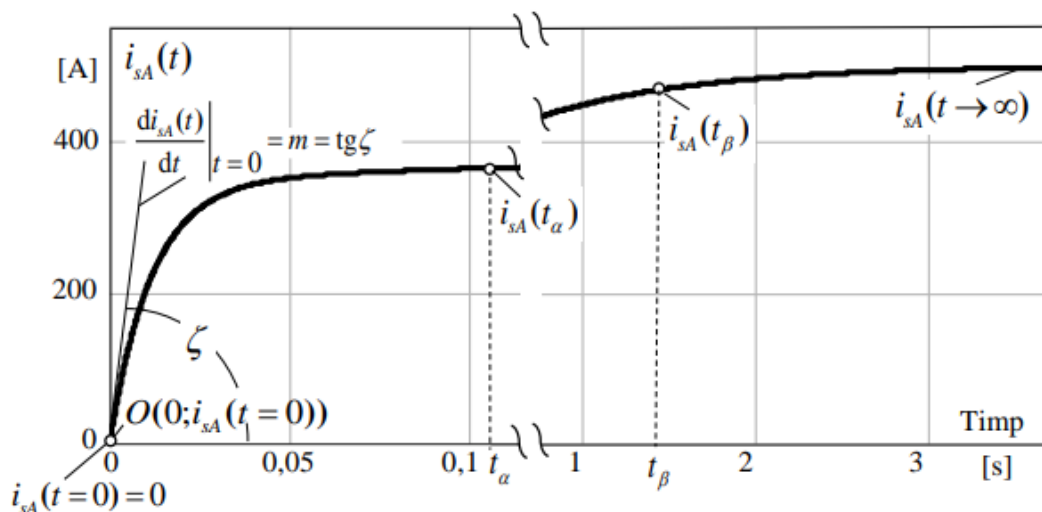


Fig. 2. Forma tipică a cronogramei experimentale de răspuns tranzitoriu în intensitatea $i_{sA}(t)$ a curentului electric din înfășurarea de fază statorică A la semnal treaptă de tensiune continuă aplicat în circuitul electric statoric (cu topologia particulară din Fig.1) al motorului de inducție trifazat cu rotorul în repaus.

se determină (experimental) inductanța tranzitorie a înfășurării statorice de fază σL_s (aceeași cu inductanța globală de dispersie L_σ din schema electrică echivalentă în ‘ Γ – invers’) evaluând panta m a dreptei tangente la cronograma experimentală a funcției $i_{sA}(t)$ în punctul $O(0; i_{sA}(t=0))$ prin funcția (trigonometrică) tangentă a unghiului ζ format de dreapta tangentă (de pantă m) și axa timpului (Fig.2), întrucât

$$\left. (di_{sA}(t)/dt) \right|_{t=0} = m = \operatorname{tg} \zeta. \quad (14)$$

Din relațiile (11) și (13), obținute experimental, rezultă constanta de timp tranzitorie σT_s a înfășurării de fază statorice,

$$\sigma T_s = \frac{\sigma L_s}{R_s} = \frac{(2/3)U_{DC} / \left. (di_{sA}(t)/dt) \right|_{t=0}}{(2/3)U_{DC} / i_{sA}(t \rightarrow \infty)} = \frac{i_{sA}(t \rightarrow \infty)}{\left. (di_{sA}(t)/dt) \right|_{t=0}}. \quad (15)$$

Pentru determinarea experimentală a altor parametri electromagnetici ai modelului dinamic liniar al motorului de inducție (asincron) trifazat, se procedează la *aproximarea celor două funcții exponențiale* ce descriu – conform expresiei (9) – evoluția temporală $i_{sA}(t)$ a intensității curentului electric din înfășurarea de fază statorică A a motorului în proba de răspuns tranzitoriu la semnal treaptă de tensiune continuă. Astfel, pentru rădăcinile $s_{1,2} < 0$ (exprimate prin relația (8)) ale trinomialului de gradul al doilea de la numitorul funcției raționale complexe (7), se admite dezvoltarea în serie Maclaurin, $\sqrt{1-x} \cong 1-x/2$, pentru $x = (4\sigma/T_s T_r) / (1/T_s + 1/T_r)^2 = 4\sigma T_s T_r / (T_s + T_r)^2 \ll 1$, trunchiată la primii doi termeni (valabilă pentru valorile subunitare uzuale ale parametrilor $\sigma = (1-L_m^2/L_s L_r') \ll 1$, T_s, T_r), rezultând aproximațiile:

$$\begin{aligned} s_{1,2} &= -\left[(1/T_s + 1/T_r) / 2\sigma \right] \left(1 \mp \sqrt{1 - (4\sigma/T_s T_r) / (1/T_s + 1/T_r)^2} \right) \\ &\cong -\left[(1/T_s + 1/T_r) / 2\sigma \right] \left(1 \mp \left[1 - (2\sigma/T_s T_r) / (1/T_s + 1/T_r)^2 \right] \right), \end{aligned}$$

de unde

$$\begin{aligned} s_1 &\cong -(1/T_s + 1/T_r) / 2\sigma \left(1 - \left[1 - 2\sigma/T_s T_r (1/T_s + 1/T_r)^2 \right] \right) \\ &= -1/T_s T_r (1/T_s + 1/T_r) = -1/T_s + T_r \end{aligned} \quad (16)$$

și, respectiv,

$$s_2 = s_1 s_2 / s_1 \cong (1/\sigma T_s T_r) / [-1/(T_s + T_r)] = -(T_s + T_r) / \sigma T_s T_r. \quad (17)$$

Relațiile (16) și (17) determină aproximațiile pentru constantele de timp ce caracterizează cele două funcții exponențiale din expresia (9) – a evoluției temporale $i_{sA}(t)$ a intensității curentului electric din înfășurarea de fază statorică A a motorului în proba de răspuns tranzitoriu la semnal treaptă de tensiune continuă – prin

$$T_1 = -1/s_1 \cong 1/[1/(T_s + T_r)] = T_s + T_r, \quad (18)$$

$$T_2 = -1/s_2 \cong 1/[(T_s + T_r) / \sigma T_s T_r] = \sigma T_s T_r / (T_s + T_r), \quad T_2 \ll T_1. \quad (19)$$

Introducând constantele de timp T_1 și T_2 – definite prin relațiile (18) și (19) – în expresia (9), se obține :

$$\begin{aligned}
i_{sA}(t) &= \frac{(2/3)U_{DC}}{R_s} \left(1 + \frac{1}{1/T_2 - 1/T_1} \left[\left(\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{T_2} \right) e^{-t/T_1} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{T_1} \right) e^{-t/T_2} \right] \right) \\
&= \frac{(2/3)U_{DC}}{R_s} \left(1 + \frac{T_1 T_2}{T_1 - T_2} \left[\left(\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{T_2} \right) e^{-t/T_1} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{T_1} \right) e^{-t/T_2} \right] \right) \\
&= \frac{(2/3)U_{DC}}{R_s} \left(1 + \frac{1}{T_1 - T_2} \left[(T_r - T_1) e^{-t/T_1} - (T_r - T_2) e^{-t/T_2} \right] \right) \\
&\cong \frac{(2/3)U_{DC}}{R_s} \left(1 + \frac{1}{T_s + T_r - \frac{\sigma T_s T_r}{T_s + T_r}} \left[-T_s e^{-t/(T_s + T_r)} - \left(T_r - \frac{\sigma T_s T_r}{T_s + T_r} \right) e^{-t \left(\frac{\sigma T_s T_r}{T_s + T_r} \right)} \right] \right), \quad (20)
\end{aligned}$$

unde s-a ținut seama că $T_1 T_2 = 1/s_1 s_2 = \sigma T_s T_r$ și $1/\sigma T_s = T_r / T_1 T_2$.

Din analiza expresiei (20) se constată că funcția exponențială, având constanta de timp caracteristică $T_2 \cong \sigma T_s T_r / (T_s + T_r) = \sigma T_s / (1 + T_s / T_r)$ – cu valoarea de $10^{-3} - 10^{-2}$ [s] – este prevalentă, în evoluția temporală $i_{sA}(t)$ a intensității curentului electric de fază statorică A, doar în perioada de timp imediat după inițierea probei de răspuns tranzitoriu la semnal treaptă de tensiune continuă, și se anulează, practic, după un răstimp de $(3-4)\sigma T_s$; dimpotrivă, funcția exponențială caracterizată prin constanta de timp $T_1 \cong T_s + T_r$ – având o valoare cu două ordine de mărime superioară valorii constantei de timp T_2 – este dominantă în cea mai mare parte din timpul probei de răspuns tranzitoriu la semnal treaptă de tensiune continuă.

Pe baza acestor constatări,

– se înregistrează, de pe cronograma experimentală $i_{sA}(t)$ a intensității curentului electric tranzitoriu din înfășurarea de fază statorică A, două valori $i_{sA}(t_\alpha)$ și $i_{sA}(t_\beta)$, astfel încât momentul de timp $t_\alpha > 4\sigma T_s$ (valoarea σT_s fiind anterior determinată), iar valoarea $i_{sA}(t_\beta)$, pentru $t_\beta > t_\alpha$, reprezintă 90-95% din valoarea $i_{sA}(t \rightarrow \infty)$ (înregistrată anterior) corespunzătoare regimului electromagnetic permanent constant de la sfârșitul probei de răspuns tranzitoriu la semnal treaptă de tensiune (Fig.2);

– se transcrie expresia (20), particularizată pentru $i_{sA}(t_\alpha)$ și $i_{sA}(t_\beta)$, cu neglijarea atât a constantei de timp T_2 față de T_1 ($T_2 \ll T_1$) în expresia funcției exponențiale, având constanta de timp caracteristică T_1 , cât și a contribuției exponențiale caracterizate prin constanta de timp T_2 :

$$i_{sA}(t_k) \cong \frac{(2/3)U_{DC}}{R_s} \left(1 - \frac{T_s}{T_s + T_r} e^{-t_k/(T_s + T_r)} \right), \quad k = \alpha, \beta. \quad (21)$$

Sistemul de ecuații transcendente (21) se rescrie în forma

$$\begin{aligned}
1 - (3/2)R_s i_{sA}(t_\alpha) / U_{DC} &\cong T_s / (T_s + T_r) e^{-t_\alpha/(T_s + T_r)}, \\
1 - (3/2)R_s i_{sA}(t_\beta) / U_{DC} &\cong T_s / (T_s + T_r) e^{-t_\beta/(T_s + T_r)},
\end{aligned}$$

și se logaritmează în ambii membri ai ecuațiilor,

$$\ln|1 - (3/2)R_s i_{sA}(t_\alpha) / U_{DC}| \cong \ln(T_s / (T_s + T_r) - t_\alpha / (T_s + T_r)),$$

$$\ln|1 - (3/2)R_s i_{sA}(t_\beta) / U_{DC}| \cong \ln(T_s / (T_s + T_r) - t_\beta / (T_s + T_r)),$$

de unde, introducând notațiile

$$\ln|1 - (3/2)R_s i_{sA}(t_k) / U_{DC}| = \varphi(t_k), \quad k = \alpha, \beta, \quad a = \ln[T_s / (T_s + T_r)], \quad b = -1 / (T_s + T_r),$$

rezultă sistemul de ecuații pseudo-liniare cu necunoscutele a și b ,

$$\varphi(t_\alpha) \cong a + bt_\alpha, \quad \varphi(t_\beta) \cong a + bt_\beta, \quad (22)$$

care are soluția,

$$a \cong [t_\beta \varphi(t_\alpha) - t_\alpha \varphi(t_\beta)] / (t_\beta - t_\alpha), \quad b \cong [\varphi(t_\beta) - \varphi(t_\alpha)] / (t_\beta - t_\alpha). \quad (23)$$

Cu ajutorul relației (23), se determină, succesiv, următorii parametri electromagnetici ai modelului dinamic liniar al motorului de inducție trifazat:

$$T_s = [T_s / (T_s + T_r)] / [1 / (T_s + T_r)] = -e^a / b, \quad (24)$$

$$T_r = (T_s + T_r) - T_s = (e^a - 1) / b, \quad (25)$$

$$\sigma = \sigma T_s / T_s = -b \sigma T_s / e^a, \quad (26)$$

$$L_s = R_s T_s = -R_s e^a / b, \quad (27)$$

$$L_M = L_s (1 - \sigma) = L_s - \sigma L_s = -(R_s e^a / b + \sigma L_s), \quad (28)$$

$$R'_r = L_M / T_r = -(R_s e^a / b + \sigma L_s) / [(e^a - 1) / b] = (R_s e^a + b \sigma L_s) / (1 - e^a), \quad (29)$$

unde valorile parametrilor R_s , σL_s și σT_s au fost anterior determinate experimental, pe baza relațiilor (11), (13) și, respectiv, (15).

4. CONCLUZII

Metoda propusă de determinare a parametrilor electromagnetici ai schemelor electrice echivalente în ‘T’ și în ‘ Γ – invers’ ale modelului dinamic liniar în fazori spațiali reprezentativi ai motorului de inducție trifazat (cu înfășurare rotorică polifazată (tip colivie) în scurtcircuit) pe baza probei de răspuns tranzitoriu la semnal treaptă de tensiune continuă beneficiază de

– utilizarea unei scheme electrice de montaj ușor de realizat, pentru o topologie particulară a circuitului electric al înfășurării statorice trifazate și cu rotorul în repaus;

– algoritmul simplu de prelucrare ‘off-line’ a unei singure cronograme experimentale de evoluție temporală tranzitorie a intensității curentului electric statoric de fază, permițând evaluarea tuturor parametrilor electromagnetici de determinat;

– posibilitatea de aplicare ca tehnică ‘in-line’ de control de calitate pentru motoarele de inducție trifazate în gamă largă de puteri, atât la producător, cât și la beneficiar.

Lucrarea a fost prezentată la Simpozionul de Mașini Electrice SME’24, ediția a XX-a.

BIBLIOGRAFIE

1. A. Câmpeanu, I. Caușil, I. Vlad, S. Enache, *Modelarea și simularea mașinilor electrice de curent alternativ*, Editura Academiei Române, București, 2012.
2. E.B. Couto, M.L. De Aguiar, *Parameter identification of induction motors using DC step excitation at standstill*, Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron. – ISIE 1998, vol. 2, pp. 468–471.
3. C. Belloc, H. Zhang, Y. Vagapov, P. Moreno, *A step voltage response method for identification of induction motor parameters at standstill*, Proc. IEEE Int. Conf. Electro/Inf. Technol. – EIT 2006, pp. 109–112.
4. M.M. Rădulescu, *Asupra conceptului de fazor spațial reprezentativ din modelul dinamic al mașinii de inducție trifazate*, Actualități și Perspective în Domeniul Mașinilor Electrice (APME), **18**, 1, pp. 20–35, 2022.