

INDUKCIÓS GÉPEK ROTORFLUXUSÁNAK AZONOSÍTÁSA CSÚSZÓMÓD ÁLLAPOTMEGFIGYELŐVEL

INDUCTION MACHINE ROTOR FLUX IDENTIFICATION USING SLIDING MODE OBSERVER

Kacsó Zoltán¹, Kelemen András², Imecs Mária³

^{1,2}Sapientia EMTE, Műszaki és Humántudományok Kar, Villamosmérnöki Tanszék,
Románia, Koronka, 1/C, Telefon: +40-748-506619,
¹kacsozoli82@yahoo.com, ²kandras@ms.sapientia.ro

³Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamosmérnöki Kar, Villamos Gépek és Hajtások
Tanszék, Románia, Kolozsvár, Telefon: +40-741-044-208,
maria.imecs@emd.utcluj.ro

Abstract

The paper presents theoretical details and Matlab-Simulink[®] based simulation of the direct field-oriented control of the squirrel-cage induction machine using sliding-mode flux estimation. The flux estimation is based on a state-space model in which the state vector is formed by the components of the stator current and of the rotor flux. The measured angular speed is a parameter of the system matrix. The theoretical background of the paper is based on the work of Picardi and Scibilia. The sliding control is made using the sign of the stator-current estimation error. Different flux estimation methods have been demonstrated by simulation.

Keywords: induction motor, field orientation, flux identification, sliding-mode observer.

Összefoglalás

A dolgozat rövidrezárt forgórészű indukciós gépek rotorfluxusának azonosítását tárgyalja a direkt mezőorientációs szabályozási struktúra megvalósításának céljából. A rotor feszültségegyenletén alapuló, klasszikusnak tekinthető fluxusazonosító vonatkoztatási alapként szolgál a dolgozatban szereplő csúszómód-fluxusazonosító ismertetéséhez, amelynek elméleti hátterét a szakirodalomból merítettük. A csúszómód-állapotmegfigyelő a gép olyan matematikai modelljére támaszkodik, amelynek állapotváltozói a sztátoráram és a rotorfluxus összetevői, míg a rotor mért szögsebessége a modell egyik paramétere. A csúszómód a sztátoráram-összetevők mérésel meghatározott értékei körül jön létre, míg a visszacsatolt mennyiségek a sztátoráram-összetevők becslési hibáinak előjelei. A direkt mezőorientációs szabályozási struktúrával ellátott hajtás és az alegységként beépített csúszómód-fluxusazonosító működésének szimulációját Matlab-Simulink[®] környezetben végeztük.

Kulcsszavak: indukciós motor, mezőorientáció, fluxusazonosítás, csúszómód-állapotmegfigyelő.

1. Bevezető

Az indukciós gép mezőorientációs szabályozása lehetővé teszi irányítási szem-

pontból az egyenáramú hajtásokéhoz hasonló minőségi mutatók elérését. A rotormezőorientáció esetében az elektromágneses nyomaték és a fluxus szabályozása a rotorfluxushoz rögzített, vele együtt forgó

koordináta-rendszerben történik. Ehhez – direkt, vagy indirekt módon – szükséges a rotorfluxusvektor pozíciójának és nagyságának ismerete. A fluxus mérése nem járható út, így meghatározására matematikai modell alapján, állapotmegfigyelő segítségével kerül sor. Ennek típusai folyamatos kutatás tárgyát képezik, mivel az indukciós gép viszonylag bonyolult viselkedése irányítástechnikai szempontból is kihívást jelent.

A dolgozatban egy célszerűen felépített matematikai modellt felhasználó csúszómód-állapotmegfigyelőt mutatunk be. Ennek elméleti hátterét a Picardi és Scibilia által közölt munkára alapoztuk [1].

2. Az indukciós gép állapotteresi modellje

Az alábbiakban az indukciós gép állapotteresi modelljét a csúszómód-állapotbecslő alkalmazásához előnyös formában fogalmazzuk meg, úgy, hogy a sztátoráram és a rotorfluxus összetevői képezzék az állapotvektort.

Az indukciós gép úgynevezett általános egyenleteiből a rotor térfazoros feszültség-egyenlete a sztátorhoz rögzített koordináta-rendszerben [2], [3]:

$$R_r \underline{i}_r + \frac{d\underline{\Psi}_r}{dt} - j\omega_e \underline{\Psi}_r = 0, \quad (1)$$

ahol ω_e a forgórész szögsebessége elektromos szögben mérve, melyet a rotor ω_r mechanikai szögsebessége függvényében

az $\omega_e = z_p \omega_r$ összefüggés adja, ahol z_p a gép póluspárainak a száma.

A rotor fluxusegyenlete

$$\underline{\Psi}_r = (L_m + L_{\sigma r}) \underline{i}_r + L_m \underline{i}_s \quad (2)$$

alapján kifejezzük a rotoráramot:

$$\underline{i}_r = \frac{1}{L_r} \underline{\Psi}_r - \frac{L_m}{(L_m + L_{\sigma r})} \underline{i}_s \quad (3)$$

melyet az (1) feszültségegyenletbe helyettesítve a rotorfluxus deriváltja kifejezhető:

$$\frac{d\underline{\Psi}_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \underline{\Psi}_r + R_r \frac{L_m}{L_r} \underline{i}_s + j\omega_e \underline{\Psi}_r,$$

(4)

illetve összetevőkre bontva skaláris formában:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{rd}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \Psi_{rd} + \omega_e \Psi_{rq} - L_m \frac{R_r}{L_r} i_{sd} = 0 \\ \frac{d\Psi_{rq}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \Psi_{rq} - \omega_e \Psi_{rd} - L_m \frac{R_r}{L_r} i_{sq} = 0 \end{cases}$$

(5)

A sztátorfluxust is a sztátoráram és a rotorfluxus függvényében fejezzük ki:

$$\underline{\Psi}_s = (L_m + L_{\sigma s}) \underline{i}_s + L_m \underline{i}_r = L_i \underline{i}_s + \frac{L_m}{L_r} \underline{\Psi}_r$$

(6)

ahol

$$L = \frac{(L_{\sigma s} + L_{\sigma r})L_m + L_{\sigma s}L_{\sigma r}}{L_{\sigma r} + L_m}, \quad L_r = L_{\sigma r} + L_m$$

A sztátor feszültségegyenlete a sztátorhoz rögzített koordináta-rendszerben

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\underline{\Psi}_s}{dt}$$

a sztátoráram és a rotorfluxus állapotváltozók függvényében a következőképpen alakul:

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + L \frac{d\underline{i}_s}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{R_r}{L_r} \underline{\Psi}_r + R_r \frac{L_m}{L_r} \underline{i}_s + j\omega_e \underline{\Psi}_r \right)$$

(7)

A (4) és (7) egyenletekből közvetlenül származtatható az indukciós gép modellje állapotteresi formában, vektoriális

$$\begin{cases} \frac{di_s}{dt} = -\frac{1}{L} \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) i_s + \\ + \frac{L_m}{LL_r} \left(\frac{R_r}{L_r} - j\omega_e \right) \Psi_r + \frac{1}{L} u_s \\ \frac{d\Psi_r}{dt} = L_m \frac{R_r}{L_r} i_s - \left(\frac{R_r}{L_r} - j\omega_e \right) \Psi_r \end{cases} \quad (8)$$

illetve skaláris (9) egyenletekkel felírva.

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{L} \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) i_{sd} + \\ + \frac{L_m R_r}{LL_r^2} \Psi_{rd} + \frac{L_m}{LL_r} \omega_e \Psi_{rq} + \frac{1}{L} u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{1}{L} \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) i_{sq} - \\ - \frac{L_m}{LL_r} \omega_e \Psi_{rd} + \frac{L_m R_r}{LL_r^2} \Psi_{rq} + \frac{1}{L} u_{sq} \\ \frac{d\Psi_{rd}}{dt} = L_m \frac{R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{rd} - \omega_e \Psi_{rq} \\ \frac{d\Psi_{rq}}{dt} = L_m \frac{R_r}{L_r} i_{sq} + \omega_e \Psi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{rq} \end{cases} \quad (9)$$

A (9) egyenletrendszerben az ω_e szögsebesség paraméter, melynek a fluxus-azonosítás során felhasznált pillanatértékét mérés útján határozzuk meg.

Az állapotváltozók vektora

$$\mathbf{x} = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Psi_{rd} \ \Psi_{rq}]^T,$$

a mérhető mennyiségek vektora

$$\mathbf{y} = [i_{sd} \ i_{sq}]^T,$$

a bemenetek vektora

$$\mathbf{u} = [u_{sd} \ u_{sq}]^T,$$

segítségével tehát a (9) rendszer az alábbi jól ismert kanonikus formára hozható:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}, \quad \mathbf{y} = \mathbf{Cx}, \quad (10)$$

ahol

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) & 0 & \frac{L_m R_r}{LL_r^2} & \frac{L_m}{LL_r} \omega_e \\ 0 & -\frac{1}{L} \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) & -\frac{L_m}{LL_r} \omega_e & \frac{L_m R_r}{LL_r^2} \\ L_m \frac{R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_e \\ 0 & L_m \frac{R_r}{L_r} & \omega_e & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{és} \quad \mathbf{C}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Megfigyelhető, hogy az \mathbf{A} mátrix a gép paraméterein kívül a szögsebességtől is függ. Míg az eredetileg [1] által javasolt csúszómód-állapotmegfigyelő a rotorsebesség azonosítására is alkalmas, dolgozatunk a rotorfluxus csúszómód-identifikációjának elméleti hátterét és Matlab-Simulink® szimulációját mutatja be.

3. A rotorfluxus azonosítása csúszómód-állapotmegfigyelővel

A (10) rendszer állapotainak megfigyelése nyílt hurokban is elképzelhető az

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{Bu} \quad (12)$$

összefüggés szerint, ahol $\hat{\mathbf{x}}$ a becslült állapotok vektora.

Az $\tilde{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$ állapotbecslési hiba az \mathbf{A} rendszermátrix által meghatározott dinamikával nullához tart, ha \mathbf{A} aszimptotikusan stabil [4].

A becslés dinamikája megtervezhető, ha a kimenetek $\mathbf{e} = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}$ becslési hibáját visszacsatoljuk.

Ezen az elven, a Luenberger típusú állapotmegfigyelő az alábbi összefüggés szerint működik:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{L}\mathbf{e} \quad (13)$$

A becslési hiba visszacsatolása a csúszómód szabályozókra jellemző módon is kezelhető. Csúszómód szabályozók egyik lehetséges megvalósítása a vezérlőjel szintjén alkalmaz változó struktúrát, vagyis a vezérlőjelet az

$$s(\mathbf{x}) = -\mathbf{K}_s \mathbf{x} + \mathbf{K}_w \mathbf{w} \quad (14)$$

összefüggés előjele határozza meg, ahol $s(\mathbf{x})$ az úgynevezett csúszófelület és \mathbf{w} az előírt állapotvektor.

Legyen az állapotvektor becslési hibája:

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_i \\ \mathbf{e}_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [e_{id} \ e_{iq}]^T \\ [e_{\psi d} \ e_{\psi q}]^T \end{bmatrix} \quad (15)$$

Ha a (10) rendszer \mathbf{x} állapotvektora képviseli a (14) összefüggésben az állapot-referenciát, míg ennek az $\hat{\mathbf{x}}$ becslült értéke képviseli a (14) rendszer állapot-vektorát, illetve $\mathbf{K}_s = \mathbf{K}_w = -\mathbf{C}$, az $s(\hat{\mathbf{x}})$ előjelét $\mathbf{e}_i = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{C}\mathbf{x}$ előjele, vagyis a sztátoráram becslési hibájának előjele adja.

A (13) összefüggés utolsó tagját a $\mathbf{K} \operatorname{sgn}(\mathbf{e}_i)$ kifejezéssel helyettesítve, eredményül az alábbi csúszómód-állapot-megfigyelőt kapjuk:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{K} \operatorname{sgn}(\mathbf{e}_i) \quad (16)$$

Mivel a (10) rendszer esetében a mérhető kimenetek között csak a sztátoráram összetevői szerepelnek, belátható, hogy a csúszófelületeket tulajdonképpen az áramkomponensek becslési hibái határozzák meg.

A (10) és (16) összefüggésekből az állapotvektor becslési hibájának dinamikájára az alábbi egyenlet adódik:

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}\mathbf{e} + \mathbf{K} \operatorname{sgn}(\mathbf{e}_i) \quad (17)$$

Ez a rendszer célszerűen módosítható úgy, hogy a csúszómód-állapotmegfigyelő (16) egyenletének jobb oldalán a becslült $\hat{\mathbf{x}}$ állapotvektort olyan

$$\hat{\mathbf{x}}_1 = \begin{bmatrix} i_{sd} \ i_{sq} \ \hat{\Psi}_{rd} \ \hat{\Psi}_{rq} \end{bmatrix}$$

állapotvektorral helyettesítjük, amelyben a mérhető állapotoknak (a sztátoráram összetevőinek) már a mért értéke szerepel [1], vagyis:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{K} \operatorname{sgn}(\mathbf{e}_i) \quad (18)$$

Ha az

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix}$$

mátrixot 2×2 -es méretű almatrrixokra osztjuk, akkor az alábbi eredményre jutunk:

$$\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} \\ \mathbf{A}_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Psi}_{sd} \\ \hat{\Psi}_{sq} \end{bmatrix} \quad (19)$$

A (17) az alábbi formát ölti:

$$\dot{\mathbf{e}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \mathbf{e}_\psi + \mathbf{K} \operatorname{sgn}(\mathbf{e}_i) \quad (20)$$

A feladat a \mathbf{K} erősítési mátrix meghatározása úgy, hogy az állapotvektor becslési hibáját nullába vigye. Erre az egyik lehetőség a Lyapunov-módszer alapján történő, [1]-ben is alkalmazott szabályozó-tervezés.

Bár a Lyapunov-módszer szerinti tervezés általában lassú csúszómód-szabályozót eredményez [5], a dolgozatban ezt használjuk a csúszómód-állapotmegfigyelés elvének bemutatására.

A módszer lényege az, hogy keressünk olyan erősítési mátrixot, amelyre egy szimmetrikus, pozitív definit \mathbf{P} mátrix segítségével meghatározott $V = \frac{1}{2}(\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e})$ pozi-

tív függvény a nullához tart (idő szerinti deriváltja negatív). Ekkor ez a hibavektor nullához tart.

Az [1] szerint célszerű a (20) rendszert két alrendszerre bontani:

$$\dot{\mathbf{e}}_i = \mathbf{A}_{12} \mathbf{e}_\psi + \mathbf{K}_1 \operatorname{sgn}(\mathbf{e}_i) \quad (21)$$

$$\dot{\mathbf{e}}_\psi = \mathbf{A}_{22} \mathbf{e}_\psi + \mathbf{K}_2 \operatorname{sgn}(\mathbf{e}_i) \quad (22)$$

amelyek közül csak a (21)-re alkalmazzuk a Lyapunov-módszert a \mathbf{K}_1 erősítési

mátrix meghatározására, és Lyapunov-függvény jelöltként az egyszerű

$$V = \frac{1}{2}(\mathbf{e}_i^T \mathbf{e}_i) \quad (23)$$

pozitív függvényt használjuk.

A csúszómódban így nullára szabályozott \mathbf{e}_i áramhiba esetén található olyan \mathbf{K}_2 erősítési mátrix, amely a fluxushibát is nullára szabályozza.

A $\mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} k & 0 \\ 0 & k \end{bmatrix}$ mátrixot átlós formában

keressük úgy, hogy a (23) Lyapunov-függvény jelölt idő szerinti deriváltja negatív legyen:

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} \mathbf{e}_i^T \mathbf{e}_i \right) = \frac{1}{2} (\dot{\mathbf{e}}_i^T \mathbf{e}_i + \mathbf{e}_i^T \dot{\mathbf{e}}_i) = \\ &= \mathbf{e}_i^T \dot{\mathbf{e}}_i = \mathbf{e}_i^T (\mathbf{A}_{12} \mathbf{e}_\Psi + \mathbf{K}_1 \operatorname{sgn}(\mathbf{e}_i)) \end{aligned} \quad (24)$$

$$\frac{dV}{dt} < 0$$

Tehát , ha $k < 0$ és

$$|k| > \left| \frac{L_m}{LL_r} \left(\frac{R_r}{L_r} e_{\Psi rd} + \omega_e e_{\Psi rq} \right) \right|,$$

illetve

$$|k| > \left| \frac{L_m}{LL_r} \left(\frac{R_r}{L_r} e_{\Psi rq} - \omega_e e_{\Psi rd} \right) \right|,$$

ami teljesíthető, ha figyelembe vesszük a gép valós működési feltételeit.

Csúszómódban az u_{eq} ekvivalens vezérlőjel az $\dot{\mathbf{e}}_i = 0$ feltételt valósítja meg, tehát [1]:

$$0 = \mathbf{A}_{12} \mathbf{e}_\Psi + \mathbf{K}_1 u_{eq},$$

amiből következik:

$$u_{eq} = -\mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{A}_{12} \mathbf{e}_\Psi. \quad (25)$$

A (22) alrendszerrel ezzel a $\operatorname{sgn}(\mathbf{e}_i) = u_{eq}$

ekvivalens vezérlőjellel vezérelve a becsült rotorfluxus dinamikáját az alábbi egyenlet írja le:

$$\dot{\mathbf{e}}_\Psi = \mathbf{A}_{22} \mathbf{e}_\Psi - \mathbf{K}_2 \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{A}_{12} \mathbf{e}_\Psi, \quad (26)$$

ahonnan \mathbf{K}_2 meghatározható úgy,

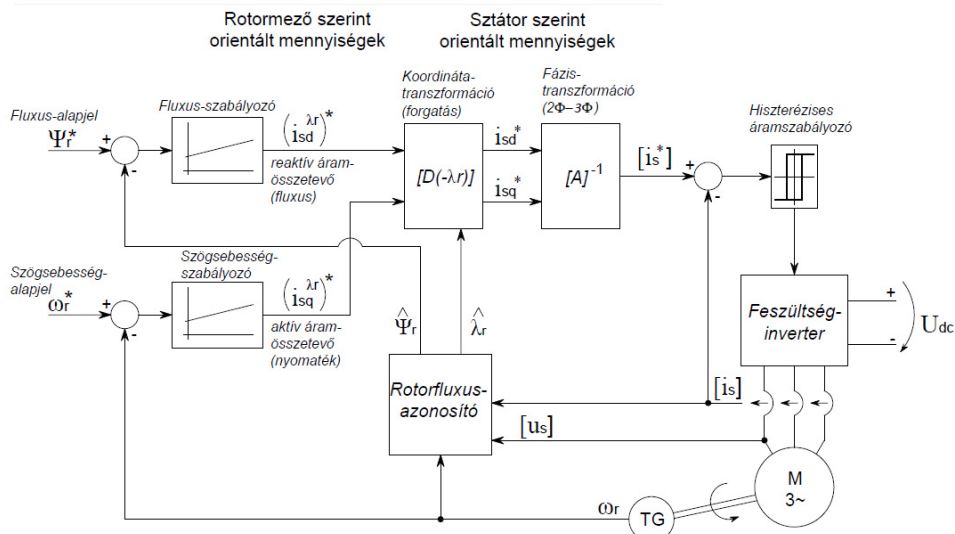
hogy teljesüljön az $\mathbf{A}_{22} - \mathbf{K}_2 \mathbf{K}_1^{-1} \mathbf{A}_{12} < 0$ feltétel, ami biztosítja azt, hogy a fluxushiba tartson nullához.

4. Szimulációs eredmények

A dolgozatban bemutatott fluxus-azonosítási algoritmusokat Matlab-Simulink® környezetben végzett modellezéssel és szimulációval tanulmányoztuk.

Az 1. ábrán látható tömbvázlat az indukciós motor a klasszikusnak nevezhető direkt (közvetlen) rotormező-orientációs szabályozási struktúráját mutatja be, ahol a feszültséginverter vezérelése áramvisszacsatolásos hiszterézises szabályozókkal kivitelezett impulzusszélesség-modulációs (ISzM) módszerrel történik, ami nagymértékben leegyszerűsíti a szabályozáshoz szükséges alapjelek számolását.

Az $[\mathbf{A}]^{-1}$ és $[\mathbf{D}(-\lambda_r)]$ mátrixoperátorokkal jelölt tömbök az inverz fázis-, illetve koordináta-transzformációt végzik el. A két transzformáció összevonva az inverz Park-transzformációnak felelnek meg, mely a három állórész-áram alapjelét generálja [2], [3].



1. ábra. *A rotorfluxus-azonosító tömb helye az indukciós gép direkt mezőorientációs szabályozási struktúrájában*

A λ_r a rotorfluxus térfázorának a pozíciósöge, és a rotorfluxus szerinti mezőorientált menntviségeket jelöli.

A felépített modellben az indukciós gép paramétereit: $z_p = 1$,

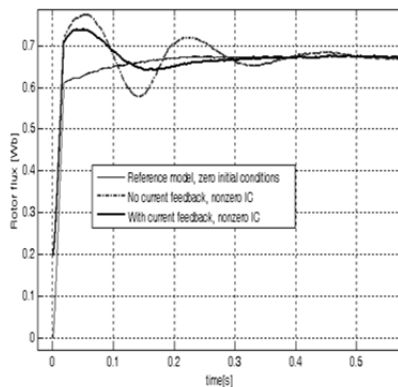
$$R_s = R_r = 0.816 [\Omega], L_m = 69 [mH],$$

$$L_{\text{as}} = L_{\text{ar}} = 2[mH], J = 0.05[kgm^2].$$

Az indítási szekvencia előmágnesezési eljárást tartalmaz, amelynek célja az alapjelnek megfelelő $\Psi_r = 0.6 [Wb]$ nagyságú rotorfluxus létrehozása a nyomaték-szabályozás elkezdése előtt.

A **2. ábra** a fluxusidentifikáció különböző megvalósításainak eredményét szemlélteti.

A klasszikusnak tekinthető, a rotor feszültség egyenletéből (az úgynevezett „árammodell”) természetes kezdeti feltételekkel kiinduló fluxusazonosítás eredményét (itt a fluxus modulusát vizsgáljuk) tekintettük vonatkoztatási alapnak.



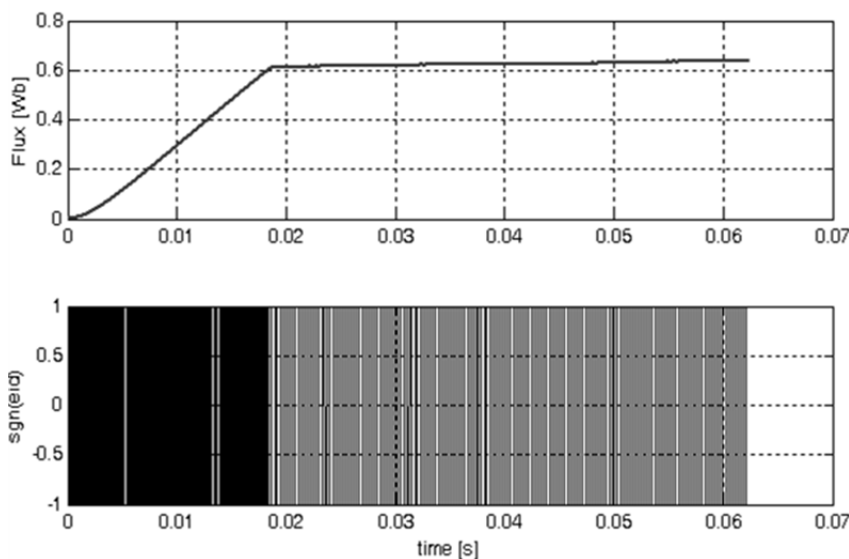
2. ábra. *A rotorfluxus-modulus azonosságának eredménye a motor indítása során különböző modellek, kezdeti feltételek és visszacsatolt mennyiségek felhasználása esetén*

Ezzel összehasonlítva az ábrán megfigyelhető a (9) modell szerint nyílt hurokban történő (itt az áramviszacsatolás szempontjából van szó nyílt hurokról; a rotor szögsebességét visszacsatoltuk, mivel a rendszer-mátrixban paraméterként szerepel), illetve a

mért sztátoráram vissza-csatolásával történő fluxusidentifikáció eredménye. Mindkettő esetében a fluxus erőltetett kezdeti értékből indul (a valós kezdeti fluxus nulla, míg az

identifikáció során használt kezdeti feltétel $\Psi_{rd}(0) = 0.2 \text{ [Wb]}$, $\Psi_{rq}(0) = 0 \text{ [Wb]}$).

A 3. ábra a rotorfluxus csúszómód-identifikációjának az eredményét mutatja az indítás és állandósult állapot során.



3. ábra. A rotorfluxus csúszómód-azonosításának szimulációs eredménye: a felső diagram a sebesség időbeli változása, az alsó a „d” áramhiba összetevő előjelének időbeli változását mutatja

A felső idődiagram a sebesség felfutását mutatja, míg az alsó a „d” fluxusképző áramösszetevő-hiba előjelének a változását szemlélteti a csúszómód-bebecslés folyamán.

5. Következtetések és további célkitűzések

A dolgozatban bemutatott tanulmány egy lépés a szerzők azon törekvéseben, amely a szakirodalomból ismert állapot- és paraméterbecslési eljárások alkalmazását célozza az indukciós gépek mezőorientált szabályozásában.

A továbbiakban a csúszómód-állapotmegfigyelőt póluselhelyezéssel kívánjuk megtervezni. Célkitűzéseink között szerepel egy adaptív csúszómód-állapotmegfigyelő kidolgozása a roreellenállás bebecslésével, illetve a

csúszómód-állapotbecslő gyakorlati alkalmazása a dSpace® valós idejű fejlesztési környezetben.

Szakirodalmi hivatkozások

- [1] Picardi, C.; Scibilia, F.: *Sliding-Mode Observer with Resistances or Speed Adaptation for Field-Oriented Induction Motor Drives*. IECON 2006- 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, pp. 1481–1486.
- [2] Kelemen, Árpád; Imecs, Mária: *Vector Control of AC Drives*, Vol. 1: *Vector Control of Induction Machine Drives*, OMIKK-Publisher, Budapest, 1991. ISBN 963 593 140 9.
- [3] Kelemen, Árpád; Imecs, Mária: *Sisteme de reglare cu orientare după cîmp a mașinilor de curent alternativ*. Editura Academiei Române, București, 1989.

- [4] Bemporad, A.: *Automatic Control– State Estimation and Linear Observers*. Lecture, University of Trento, Academic year 2010-2011.
- [5] Bühler, H.: *Réglage par mode de glissement- Complément au traité d'électricité*. Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1986.