

Állandó mágneses szinkronmotorok érzékelő nélküli kezdeti szöghelyzet meghatározása és polaritásfelismerése

Sensorless initial position and polarity detection for PMSMs

SZALAY István^{1,2}, Dr. FODOR Dénes^{1,2}

¹Széchenyi István Egyetem, Audi Hungaria Járműmérnöki Kar,
Teljesítményelektronika és Villamos Hajtások Tanszék
²Széchenyi István Egyetem, Járműipari Kutatóközpont
9026 Győr, Egyetem tér 1. – <https://tvht.sze.hu> – <https://jkk.sze.hu>

Abstract

This paper presents a novel extended permanent magnet synchronous machine model, that incorporates the quadratic Taylor polynomial of the flux-current function. The model introduces the saliency coefficients that enable sensorless polarity detection due to their dominant fundamental spatial harmonics. The saliency coefficient was measured and the presented model was validated for square-wave and sinusoidal voltage injection. Based on the model, a sensorless initial position and polarity detection method was developed.

Keywords: sensorless, permanent magnet synchronous machine model

Kivonat

A cikk egy újszerű, kibővített állandó mágneses szinkron gép modellt ismertet, amely a tekercsfluxus-áram függvény másodfokú Taylor-polinomján alapul. A modellt a térbeli alapharmonikussal rendelkező telítődési együtthatókat, amelyek lehetővé teszik az érzékelő nélküli polaritásfelismerést. A telítődési együtthatók szögfüggését mérési úton meghatároztuk és a modellt érvényesítettük négyyszög és szinuszos feszültségjel-befecskendezésre. A kibővített modellt felhasználva kifejlesztettünk egy nemmodulált négyyszög feszültségjel-befecskendezésen alapuló érzékelő nélküli kezdeti szöghelyzet meghatározó és polaritásfelismerő módszert.

Kulcsszavak: érzékelő nélküli, állandó mágneses szinkron gép modell

1. AZ ÉRZÉKELŐ NÉLKÜLI HAJTÁSOK FEJLŐDÉSE

A váltakozó áramú villamos hajtások forgójeladóinak – szöghelyzet és szögsebesség érzékelőinek – kiküszöbölése érdekében immár több mint három évtizede folyik kutatás [1, 2]. Az erre a célra kifejlesztett eljárásokat a szakirodalom összefoglalóan érzékelő nélküli módszereknek nevezi. Kutatásukat az érzékelők költségeinek megtakarítása, a méretcsökkentés, valamint a hajtás megbízhatóságának növelése indokolja.

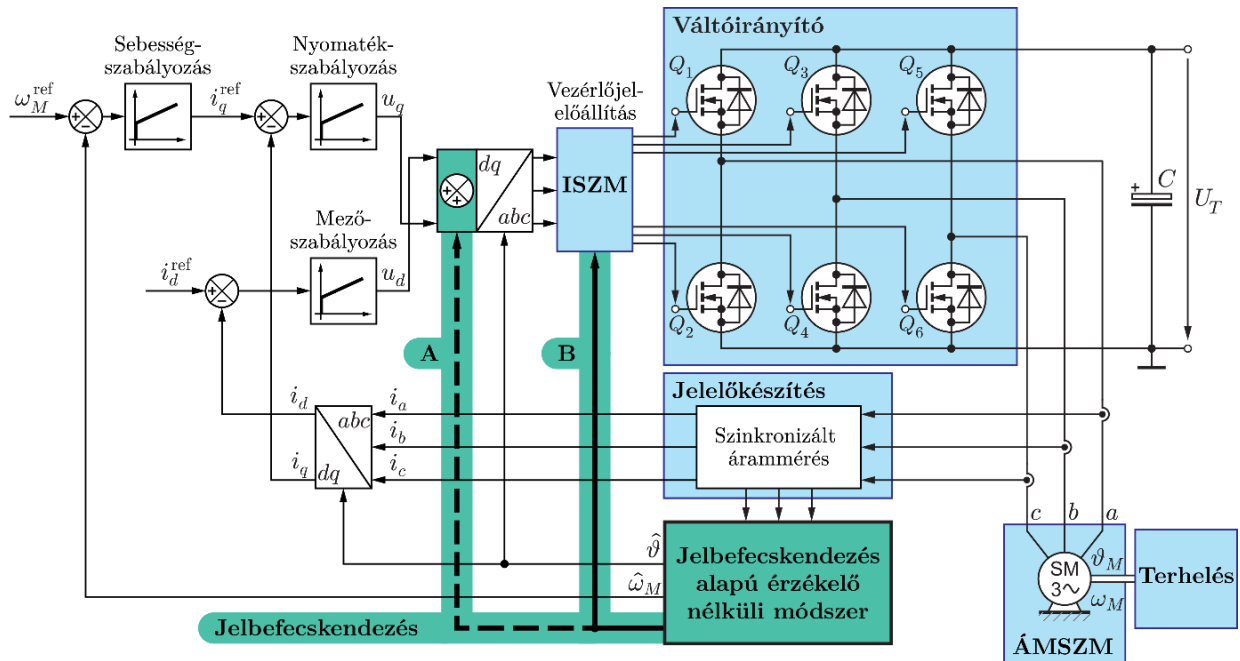
Az állandó mágneses szinkronmotorok (ÁMSZM) mezőorientált szabályozásához szükséges a fázis-áramok és a forgórész szöghelyzetének visszacsatolása. A szöghelyzet és a szögsebesség mérésére hagyományosan forgójeladót, rendszerint enkódert vagy rezolvvert alkalmaznak, ami azonban növeli az alkatrész-költséget, valamint ipari környezetben csökkenti a hajtás megbízhatóságát és ellenálló képességét [3, 4]. Ezekon felül számos forgójeladó csak kis felbontással, vagy egyáltalán nem méri a kezdeti szöghelyzetet. A megbízhatóbb és költséghatékonyabb ÁMSZM hajtások megvalósításához kulcsfontosságú a forgójeladók, a kapcsolódó áramkörök és vezetékvezetés elhagyása a szöghelyzet-érzékelő nélküli módszerek bevezetésével.

Az ÁMSZM hajtások érzékelő nélküli módszerei a forgórész villamos szöghelyzetét és szögsebességét rendszerint árammérésre és a gép modelljére támaszkodva, közvetett módon határozzák meg. A motor alaphelyzetbe állítás, visszirányú forgás és nemkívánatos lengés nélkül történő indításához a forgórész kezdeti szöghelyzetét, beleértve a forgórész mágnesének polaritását is, kellően pontosan meg kell határozni.

A nagyfordulatszámú érzékelő nélküli módszerek a gép alaperjesztési modelljére és egy állapotmegfigyelőre támaszkodva a forgási feszültség hatása alapján becslik a forgórész szöghelyzetét és szögsebességét. Komoly problémát jelent számukra, hogy a fordulatszám csökkenésével a feszültségek és az

áramok is csökkennek, és emiatt a becslés jósága gyorsan romlik. A névleges fordulatszám kb. 3 %-a felett képesek jól működő szabályozást biztosítani, amikor a forgási feszültség elég nagy [4, 5].

Az érzékelő nélküli működési tartomány kisebb fordulatszámokra és állóhelyzetre történő kiterjesztését célozva kezdtek kidolgozni a gerjesztést alkalmazó kisfordulatszámú forgórész követő módszereket, amelyek általában nagyfrekvenciás jelbefecskendezésre alapulnak (1. ábra). Az ÁMSZM fázisáramai forgórész kialakítása és a mágneses telítődés miatt torzulnak a szöghelyzet és szögsebesség függvényében. A vizsgálójel leggyakrabban szinuszos vagy négyszög alakú, és frekvenciája általában 100 Hz és 10 kHz közé esik [6].



1. ábra. A jelbefecskendezést alkalmazó érzékelő nélküli állandó mágneses szinkronmotoros hajtás felépítése

A jelbefecskendezéses módszerek megoldást ígérnek a nagyfordulatszámú módszerek fő hiányosságára, a kis fordulatszámú és állóhelyzetben történő szöghelyzet-meghatározásra, és erre alapozva a szabályozott indításra, de a létező megoldásoknak van néhány jelentős hiányossága.

1.1. A kezdeti szöghelyzet meghatározás módszerei

Az érzékelő nélküli módszerek fontos részfeladata az állóhelyzetben történő vagy kezdeti szöghelyzet meghatározás, amit a néhány létező módszer két lépésben végez el. Először az induktív-alapú forgórész követő megkeresi a $+d/-d$ tengelyt, majd egy másik módszer ismeri fel a forgórész mágnesek polaritását, ami alapján a $+d$ és $-d$ tengely megkülönböztethető [6].

Az ÁMSZM esetén az abc induktívitasoknak villamos szögben a második térbeli harmonikusa a meghatározó, értékük bármely ϑ és $\vartheta + 180^\circ$ villamos szöghelyzetben azonos [1]. Emiatt az induktívitas alapú algoritmusok ugyan meg tudják találni a $+d/-d$ tengelyt, de a forgórész mágnesek polaritását nem tudják felismerni. Mivel ez a kétértelműség ellenirányú forgást és nem kívánatos lengéseket okozhat, a polaritásfelismeréséhez egy eltérő algoritmus, a jelenség leírásához pedig nemlineáris modell szükséges.

1.2. A polaritásfelismerés létező módszerei

A polaritás felismerése a forgórész megmozdítása nélkül a telítődés okozta szöghelyzetfüggések alapján lehetséges, ugyanis közöttük találunk olyanokat, amelyeknek villamos szögben a térbeli alapharmonikusa a meghatározó. A linearizált modellek két különböző időállandójú lineáris modelltől állnak, szakadást okozva az áram előjelváltása esetén, és a modell érvényességét a d -irányra korlátozzák [4, 5]. Az általánosabb modellezési megközelítések a tekercsfluxus-áram összefüggést a mágneselési görbék

fázisáramok szerint sorba fejtett Taylor-polinomjaként írják fel. Közös sajátosságuk, hogy a polaritásfüggő mennyiség a d -irányú mágnesezési görbe i_d -szerinti második deriváltjához, azaz a mágnesezési görbe görbületéhez kötődik.

1.3. A létező ÁMSZM modellek és polaritásfelismerő módszerek hiányosságai

Az érzékelő nélküli módszerekben alkalmazott mágneses telítődés modellek hiányosságait a jelenség bonyolultsága miatt tett egyszerűsítések okozzák. A telítődés eredendően nemlineáris, emiatt a linearizált modellek elveszítik a rendszer bizonyos sajátosságait, szakadásokat és töréspontokat okoznak, és korlátozzák a modell érvényességét, például d -irányú vagy q -irányú, pozitív vagy negatív gerjesztésre.

A tekercsfluxus-áram függvény többváltozós és vektorértékű, a forgórész szöghelyzete is megjelenik benne, mint második független változó, az áramvektor mellett. A függvény valódi egyenlete nem ismert, mindenképpen közelítő egyenletet kell alkalmazni, amelynek a paramétereit tudjuk mérési úton meghatározni. A paraméterek a szöghelyzet függvényei, és különböző térbeli harmonikus tartalommal rendelkezhetnek. A helyzetet tovább bonyolítja, hogy a polaritásfelismerésben csak a térbeli alapharmonikusokra van szükség.

A paraméter identifikációs módszerek alkalmazásához olyan fluxusmodellt kell kidolgozni, amelyet behelyettesítve a módszernek megfelelő felépítésű a feszültségegyenlethez jutunk, például lineáris regressziós módszereknél az ismeretlen paraméterek a mérhető mennyiségek lineáris kombinációjának együtthatóiban kell szerepeljenek. Ennek a követelménynek a Taylor-polinom alapú fluxusmodellek felelnek meg leginkább, viszont a szakirodalom ezekre csak $d - q$ -beli példákat hoz, miközben a motorokon mérést az abc -rendszerben lehet végezni. Ezen felül a szakirodalmi példák minőségi modellek, a polaritás információt hordozó mennyiségek nem mért paraméterek, hanem pusztán az értékükre, ezen belül is általában az előjelükre tett következtetésekből kiindulva vannak le következtetéseket az áram sajátosságaira vonatkozóan [3, 4, 8]. A létező nagyfrekvenciás modellek egy további hiányossága, hogy elhanyagolják a fázisellenállásokat [4, 5].

1.4. A kutatás célkitűzése

A kutatás célja egy megbízható polaritásfelismerésre képes és költséghatékonyan kivitelezhető érzékelő nélküli kezdeti szöghelyzet meghatározó módszer kidolgozása háromfázisú, léghagos tekercselésű, állandó mágneses szinkronmotorokhoz, amit az állandó mágneses szinkrongép modelljének bővítésére alapozva igyekeztünk elérni.

2. AZ ÁLLANDÓ MÁGNESES SZINKRONGÉP-MODELL BŐVÍTÉSE

A nagyfrekvenciás jelbefecskendezés alapú érzékelő nélküli polaritásfelismerés elméleti megalapozásához egy újszerű, másodfokú fluxus-áram függvényt alkalmazó állandó mágneses szinkrongép modellt dolgoztunk ki. Az alap gondolatunk a mágnesezési görbe S-alakjának kiaknázása, a polaritástól függő görbület beépítése a modellbe, amit a függvény második deriváltjai képeznek le. Többváltozós vektorértékű függvényről lévén szó, a második deriváltak, azaz a telítődési együtthatók száma $3 \times 3 \times 3$. Az új modell megalkotásának fontos lépése volt az abc tekercsfluxus függvény második deriváltjainak mátrix alakba történő összevonása [1]. Az összevont Hesse-mátrix

$$\underline{\underline{\Gamma}}_{abc}(\vartheta) = \underline{\underline{H}}_{(\underline{0} A, \vartheta)}^{\Psi_{abc}} = \begin{bmatrix} \underline{\underline{\Gamma}}_a(\vartheta) \\ \underline{\underline{\Gamma}}_b(\vartheta) \\ \underline{\underline{\Gamma}}_c(\vartheta) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{9 \times 3}, \quad \underline{\underline{\Gamma}}_k(\vartheta) = \underline{\underline{H}}_{(\underline{0} A, \vartheta)}^{\Psi_k} = \left. \frac{\partial^2 \Psi_k}{\partial i_{abc}^2} \right|_{(\underline{0} A, \vartheta)} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$$

pedig a $k \in \{a, b, c\}$ fázis Ψ_k tekercsfluxusának Hesse-mátrixa. Az összevonással elkerülhető a háromméretű mátrix alak alkalmazása. A telítődési együtthatók mértékegysége $[\Gamma] = [\Psi]/[i^2] = Wb/A^2 = H/A$ [1].

Az összevont Hesse-mátrix és a Kronecker-szorzat (\otimes) alkalmazásával a

$$\underline{\underline{\Psi}}_{abc}(\underline{i}_{abc}, \vartheta) = \underline{\underline{\Psi}}_{abc}^{PM}(\vartheta) + \underline{\underline{L}}_{abc}(\vartheta) \underline{i}_{abc} + \frac{1}{2} \left(\underline{L}_3 \otimes \underline{i}_{abc}^T \right) \underline{\underline{\Gamma}}_{abc}(\vartheta) \underline{i}_{abc}$$

másodfokú Taylor-polinom alapú közelítő alakot vezettük be, ahol az állandó tag az állandó mágnesek, a négyzetes tag pedig a mágnesezési görbék görbületének hatását veszi figyelembe.

A háromfázisú, csillagkapcsolt gép kibővített feszültségegyenlete az

$$\underline{u}_{abc} = R\underline{i}_{abc} + \underline{L}_{abc} \frac{d\underline{i}_{abc}}{dt} + \left(\underline{I}_3 \otimes \underline{i}_{abc}^T \right) \underline{\Gamma}_{abc} \frac{d\underline{i}_{abc}}{dt} + \omega \left(\frac{\partial \Psi_{abc}^{PM}}{\partial \vartheta} + \frac{\partial \underline{L}_{abc}}{\partial \vartheta} \underline{i}_{abc} + \frac{1}{2} \left(\underline{I}_3 \otimes \underline{i}_{abc}^T \right) \frac{\partial \underline{\Gamma}_{abc}}{\partial \vartheta} \underline{i}_{abc} \right)$$

alakot veszi fel, amelyben a fázisáram, a szögsebesség és szöghelyzet az ismeretlen függvények. A feszültségegyenlet a nyomatékegyenlettel közösen megoldható csatolt differenciálegyenlet-rendszert alkot.

A háromfázisú villamos gépek szabályozása általában a forgórészhez kötött vonatkoztatási rendszerben történik, ezért kidolgoztuk az összevont Hesse-mátrix Park- és inverz Park-átalakítása

$$\underline{\Gamma}_{dq0} = \left(\underline{I}_3 \otimes \underline{T}^{T-1}(\vartheta) \right) \left(\underline{T}(\vartheta) \otimes \underline{I}_3 \right) \underline{\Gamma}_{abc}(\vartheta) \underline{T}^{-1}(\vartheta), \text{ és}$$

$$\underline{\Gamma}_{abc}(\vartheta) = \left(\underline{I}_3 \otimes \underline{T}^T(\vartheta) \right) \left(\underline{T}^{-1}(\vartheta) \otimes \underline{I}_3 \right) \underline{\Gamma}_{dq0} \underline{T}(\vartheta).$$

Az összevont Hesse-mátrix Park-átalakításának kidolgozása után fel tudtam írni a $dq0$ -beli tekercsfluxus függvény másodfokú Taylor-polinomját is.

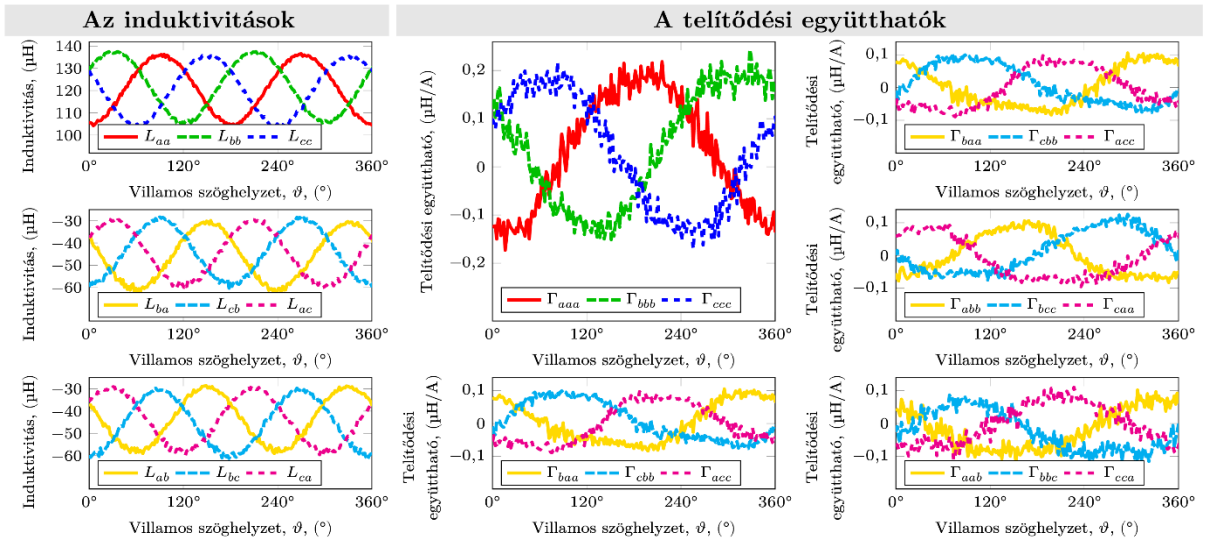
$$\Psi_{dq0}(\underline{i}_{dq0}) = \Psi_{PM,dq0} + \underline{L}_{dq0} \underline{i}_{dq0} + \frac{1}{2} \left(\underline{I}_3 \otimes \underline{i}_{dq0}^T \right) \underline{\Gamma}_{dq0} \underline{i}_{dq0}$$

A kibővített szinkrongép modell $dq0$ -beli feszültségegyenlete

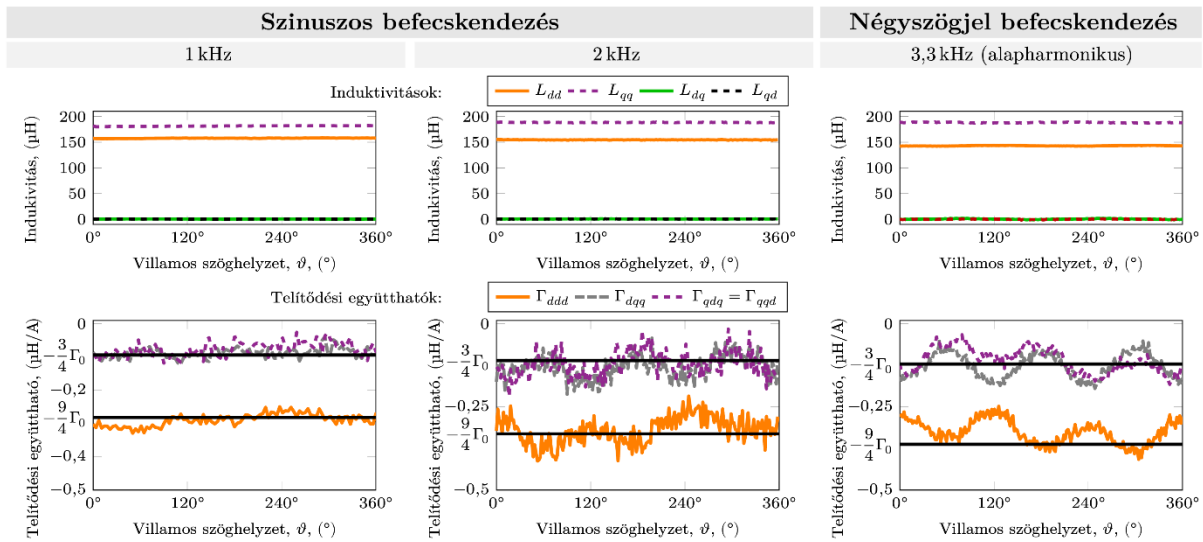
$$\underline{u}_{dq0} = R\underline{i}_{dq0} + \underline{L}_{dq0} \frac{d\underline{i}_{dq0}}{dt} + \left(\underline{I}_3 \otimes \underline{i}_{dq0}^T \right) \underline{\Gamma}_{dq0} \frac{d\underline{i}_{dq0}}{dt} + \omega \underline{J}_3 \left(\Psi_{dq0}^{PM} + \underline{L}_{dq0} \underline{i}_{dq0} + \frac{1}{2} \left(\underline{I}_3 \otimes \underline{i}_{dq0}^T \right) \underline{\Gamma}_{dq0} \underline{i}_{dq0} \right).$$

3. PARAMÉTER IDENTIFIKÁCIÓS EREDMÉNYEK

A kibővített modell polaritásfelismerésben történő felhasználhatóságának feltétele, hogy telítődési együtthatók meghatározó térbeli alapharmonikussal rendelkezzenek. Ennek kísérleti igazolására a Maxon EC4-pole 45 252463 ÁMSZM típus köré mérőkörnyezetet alakítottunk ki. A műszervezést és a mérésfeldolgozást nagyrészt automatizáltuk, így nagy szöghelyzet-felbontású méréssorozatokot lehetett elvégezni. Az abc -beli mérési eredmények igazolják a telítődési együtthatók a feltételezett térbeli alapharmonikus-tartalmának meglétét, a $dq0$ -beliek pedig lehetővé tették a modell idealizálását és a Γ_0 polaritásfüggő telítődési együttható bevezetését a Hesse-mátrixok elemeinek meghatározására. Az induktivitások és a telítődési együtthatók identifikált értékei a 2. és a 3. ábrákon láthatók [1, 2].



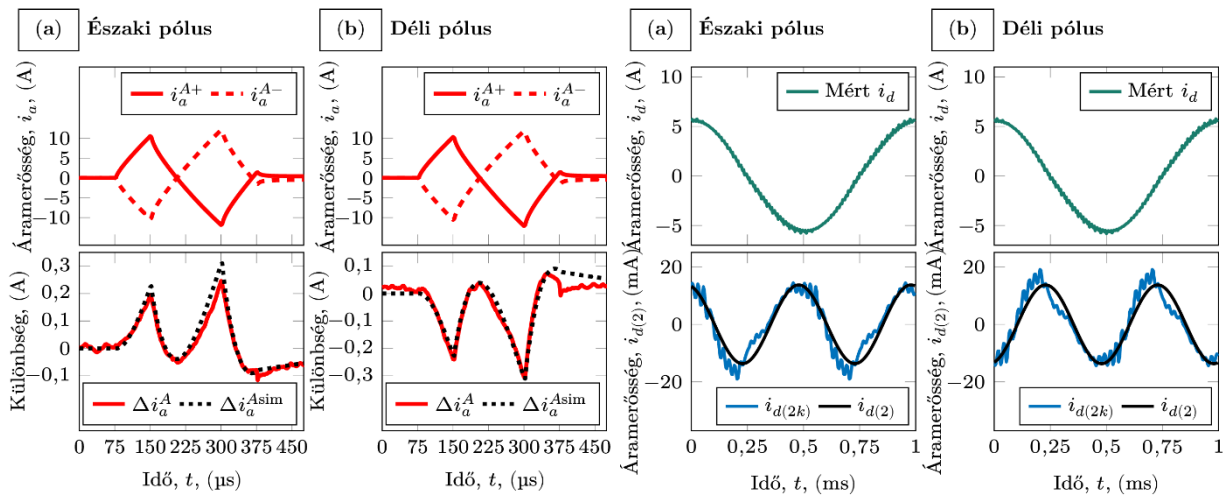
2. ábra. Az induktivitások és telítődési együtthatók szöghelyzetfüggése az állórészhez kötött abc rendszerben



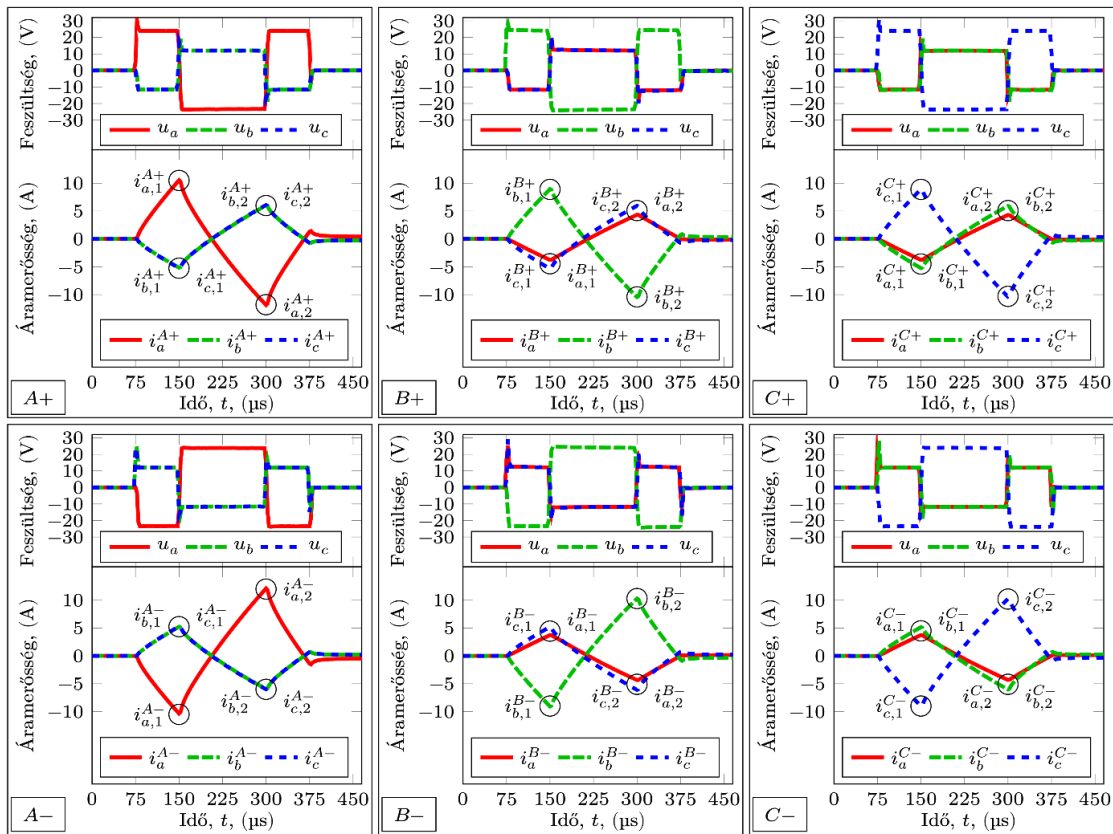
3. ábra. Az induktivitások és telítődési együtthatók szöghelyzetfüggése a forgórészhez kötött dq0 rendszerben

4. MODELLÉRVÉNYESÍTÉS

A kibővített modellel szemben az az elvárás, hogy helyesen jelezze előre az érzékelő nélküli módszerek szokásos vizsgálójelű esetén a válaszáramokban jelentkező polaritásfüggő torzulásokat. A modell érvényesítése során ezért megvizsgáltam, hogy négyszögjel és színuszos befecskendezés esetén milyen viszonyban van a modell által előre jelzett fázisáramok tranzienst viselkedése és szögfüggése a kísérleti hajtáson mért áramokkal. A kísérleti eredmények alapján a modell helyesen jelzi előre négyszögjel befecskendezés esetén az eltérő áramválaszt a felfutó és lefutó éllel kezdődő befecskendezés esetén, és helyesen jelzi előre a polaritásfüggő második harmonikus képződést színuszos befecskendezésnél (4. ábra).



4. ábra. A polaritás hatása négyszögjel és színuszos befecskendezés esetén



5. ábra. A kifejlesztett érzékelő nélküli módszer befecskendezési lépesei

5. A KIFEJLESZTETT ÉRZÉKELŐ NÉLKÜLI MÓDSZER

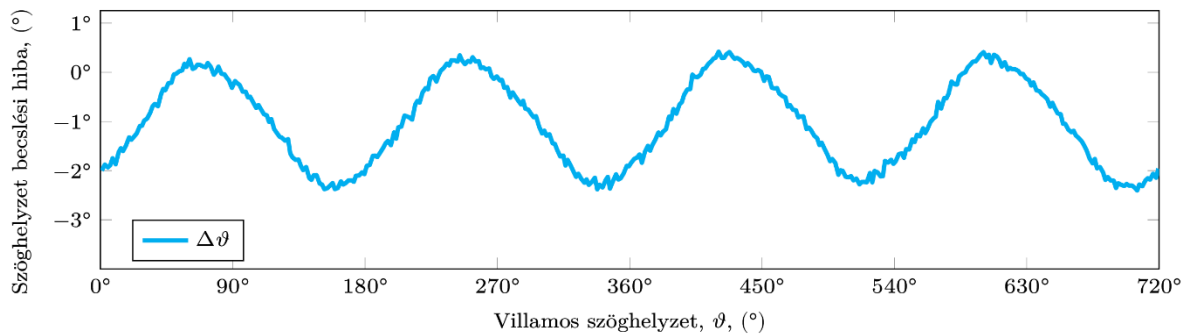
A modell és a mérési eredmények is azt igazolták, hogy a négyszögjel-befecskendezés alkalmazása előnyösebb a polaritásfelismerésben, ezért erre alapozva kidolgoztunk egy érzékelő nélküli módszert [6]. A befecskendezés hat lépésben történik, mindhárom fázis irányában, lefutó és felfutó éllel kezdve a páros négyszög feszültségjel befecskendezését (5. ábra). A fázisáramokat az első áramcsúcsánál kell mérni. A villamos szöghelyzetet a megfelelően rendezett áramerőtekekből az alábbi összefüggések szerint számítható [1].

$$\hat{\vartheta}_E = -\frac{1}{2} \operatorname{atan2} \left(\underline{\underline{C}} \left(\underline{i}_{acb}^{A+} - \underline{i}_{acb}^{A-} + \underline{i}_{cba}^{B+} - \underline{i}_{cba}^{B-} + \underline{i}_{bac}^{C+} - \underline{i}_{bac}^{C-} \right) \right)$$

$$\hat{\vartheta}_D = \operatorname{atan2} \left(\underline{\underline{C}} \left([1 \quad -1 \quad -1] \left[\underline{i}_{abc}^{A+} + \underline{i}_{abc}^{A-} \quad \underline{i}_{bca}^{B+} + \underline{i}_{bca}^{B-} \quad \underline{i}_{cab}^{C+} + \underline{i}_{cab}^{C-} \right]^T \right)^T \right)$$

$$\hat{\vartheta} = \begin{cases} \hat{\vartheta}_E + 180^\circ & \hat{\vartheta}_E - \hat{\vartheta}_D > 90^\circ \\ \hat{\vartheta}_E & 90^\circ \geq \hat{\vartheta}_E - \hat{\vartheta}_D \geq -90^\circ \\ \hat{\vartheta}_E - 180^\circ & -90^\circ > \hat{\vartheta}_E - \hat{\vartheta}_D \end{cases}$$

A módszer kezdeti szöghelyzet meghatározási hibája -3° és $+1^\circ$ közötti érték (6. ábra).



6. ábra. A kifejlesztett érzékelő nélküli módszer kezdeti szöghelyzet becslési hibája

KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS

A publikációban szereplő kutatást a Széchenyi István Egyetem az Európai Unió támogatásával valósította meg, az Autonóm Rendszerek Nemzeti Laboratórium keretében (RRF-2.3.1-21-2022-00002).

A TKP2021-NKTA-48 számú projekt a Technológiai és Ipari Minisztérium Nemzeti Kutatási, Fejlesztési és Innovációs Alapból nyújtott támogatásával, a TKP2021-NKTA pályázati program finanszírozásában valósult meg.

IRODALMI HIVATKOZÁSOK

- [1] Szalay, I., Fodor, D., Enisz, K., Medve, H.: Saliency Model Extension for Sensorless Initial Position and Polarity Detection of Permanent Magnet Synchronous Motors, *IEEE Access*, 2021, 9, 168292-168314. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3136917
- [2] Szalay, I., Fodor, D., Enisz, K., Medve, H.: Permanent Magnet Synchronous Motor Model Extension for High-Frequency Signal Injection-Based Sensorless Magnet Polarity Detection, *Energies*, 2022, 15(3). doi: 10.3390/en15031131
- [3] Zhao, Y., Yu, H., Wang, S.: An Improved Super-Twisting High-Order Sliding Mode Observer for Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor, *Energies*, 2021, 14(19). doi: 10.3390/en14196047
- [4] Briz, F., Degner, M. W.: Rotor position estimation – A review of high-frequency methods, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2011 5(2) 24-36. doi: 10.1109/MIE.2011.941118
- [5] Holtz, J.: Initial rotor polarity detection and sensorless control of PM synchronous machines, *IEEE Industry Applications Conference 41st IAS Annual Meeting (2006) 2040-2047*. doi: 10.1109/IAS.2006.256816
- [6] Szalay, I., Fodor, D., Enisz, K.: Comparison of square-wave and sinusoidal signal injection in sensorless polarity detection for PMSMs, *20th International Power Electronics and Motion Control Conference (2022) 583-589*.
- [7] Szalay, I., Kohlrusz, G., Fodor, D.: Modeling of slotless surface-mounted PM synchronous motor for sensorless applications, *IEEE International Electric Vehicle Conference (2014) 1-5*. doi: 10.1109/IEVC.2014.7056198
- [8] Tursini, M., Petrella, R., Parasiliti, F.: Initial rotor position estimation method for PM motors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, 39(6) 1630-1640. doi: 10.1109/TIA.2003.818977