

KETTŐS MEZŐORIENTÁCIÓS SZABÁLYOZÁSI STRUKTÚRA MECHANIKAI ÉRZÉKELŐ NÉLKÜLI KALICKÁS INDUKCIÓS MOTOROS HAJTÁS RÉSZÉRE

DOUBLE FIELD-ORIENTED CONTROL STRUCTURE FOR SENSORLESS CAGE INDUCTION MOTOR DRIVE

Imecs Mária

*Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamosmérnöki Kar, Villamos Gépek és Hajtások
Tanszék, Románia, Kolozsvár, str. Bariju 28, maria.imecs@emd.utcluj.ro*

Abstract

The paper presents two simple vector control structures without speed sensor for induction motor drives fed by a voltage-source inverter (VSI) with open-loop voltage-controlled space-phasor-based pulse-width modulation procedure, which are suitable for implementation with help of digital signal processors dedicated to controlled electrical drives. The speed feedback value is generated by a torque, respectively a torque-producing current-component-controller in cascade combination with the speed controller. In order to reduce the rotor-parameter dependence in the computation of the forward control variables, the double field-orientation is applied, and the calculus of the controlled rotor-flux feedback value is made by compensation with the leakage fluxes of the stator flux, which is identified from the measured phase currents and voltages. The stator-current control variables are directly generated by the speed and flux controllers as rotor-field-oriented components and the stator-voltage control variables are computed in stator-field-oriented coordinates. Consequently, there are combined the advantages of two types of field-orientation procedures avoiding the rotor-resistance dependency and conferring good control dynamics and stability, robust behavior at reduced computation capacity and motor-parameter-dependence.

Keywords: *Space Vector Modulation (SVM), direct field-orientation, slip-frequency compensation, DC-link frequency converter, vector control, digital implementation, voltage-source inverter (VSI)*

Összefoglalás

A dolgozatban bemutatott két egyszerű vektoriális szabályozási struktúra a nyílt hurkú térfázoros feszültség típusú ISzM-mel vezérelt feszültségforrás jellegű váltóirányítóról táplált mechanikai érzékelő nélküli kalickás indukciós motoros hajtásokra alkalmazható, melyek implementációra alkalmasak a hajtástechnikának szánt digitális jelfeldolgozó vezérlőegységekkel. A sebességvisszacsatolás jelét a sebességszabályozóval kaszkádban bekötött nyomaték-, illetve nyomatékképző aktív áramösszetevő-szabályzó generálja. A rotoellenállás-függőség elkerülésére a vezérlőágban kettős mezőorientációt alkalmazunk, és a visszacsatolásokhoz szükséges rotorfluxust a mért fázisáramokból és feszültségekből identifikált státorfluxusból a szórás fluxusok kompenzálásával számoljuk. Ezek szerint az állórészáram alapjelének a generálása forgórészfluxus szerinti mezőorientált összetevőkkel, míg az állórészfeszültség vezérlő mennyiségeinek a számítása állórészfluxus szerinti mezőorientált koordinátákkal történik. Így lehet egyesíteni a két mezőorientációs eljárás előnyeit, kiküszöbölve a rotoellenállás-függőséget, ezáltal biztosítva a jó szabályozási dinamikát és stabilitást, robusztus viselkedést, alacsonyabb számítási kapacitás és alacsony motorparaméter-függőség mellett.

Kulcsszavak: *térfázoros impulzusszélesség-moduláció, direkt/közvetett mezőorientáció, csúszás-kompenzálás, egyenáramú közbensőkörös frekvenciaváltó, vektoriális szabályozás, numerikus implementáció, feszültséginverter*

1. Bevezető

A kalickás (rövidrezárt forgórészű) indukciós motor (KIM) a kefe nélküli (angolul „*Brushless*”) forgómezős váltakozó áramú (VÁ) gépek kategóriájába tartozik. A hagyományos villamos gépek között a legegyszerűbb, a legolcsóbb és a legrobosztusabb; kevés karbantartást igényel, és az üzemeltetése a legbiztonságosabbak közé tartozik. Ennek köszönhetően a legelterjedtebb gép a villamos hajtásokban.

A korszerű villamos hajtásokban (VH) háromfázisú VÁ motorokat alkalmaznak, melyek matematikai modelljei (MaMo) változó paraméterűek, többváltozósak, bonyolult belső kapcsolatokkal. A nemlineáris MaMo-knak tulajdonítható, hogy ezeknek a VH-knak szabályozása bonyolult és sokáig nehezen kivitelezhető volt. A modern VH-technikában a szabályozás elméleti háttérét a térfázor (TF – *Park*-vektor) elméleten alapuló (vektoriális vagy mátrixos) állapotváltozós, úgynevezett általános egyenletrendszerek szolgáltatják [1], [2].

A vektoriális szabályozási rendszerek a mezőorientáció (MO) elvén alapulnak, és szétcsatolt többváltozós struktúrákhoz vezetnek, melyek a TF-es MaMo-kat figyelembe véve, az egyenáramú (EÁ) motorokhoz hasonlóan a VÁ motorokat szabályozhatóvá teszik. Mindez nem történhetett volna meg a teljesítményelektronikának és a számítástechnikának az utóbbi évtizedek során bekövetkezett robbanásszerű fejlődése nélkül [3], [4], [5], [6].

A VÁ-VH szabályozására a beavatkozó szerv egy statikus frekvenciaváltó (SzFV), mellyel az úgynevezett „veszteség nélküli” szabályozást lehet biztosítani. Az SzFV-k nagyrészt feszültségforrás jellegű (FFJ) egyenáramú közbensőkörös (EÁ-KK) felépítésűek, a hálózat felől egyszerűbb esetben diódás egyenirányítóval (DEI) és a hajtómotor felé impulzusszélességmodulációval (ISzM) vezérelt IGBT-s

(„*Isolated-Gate Bipolar Transistor*”) FFJ váltóirányítóval (FVI, angolul VSI – „*Voltage-Source Inverter*”), mellyel kvázi szinuszos VÁ-t lehet megvalósítani, ugyanakkor a kimeneti frekvencia és feszültség amplitudójának a változtatásával a VÁ-VH-t szabályozni lehet [7], [8], [9], [10].

A felépítésénél fogva FVI nem mindenképpen működik FFJ-vel. A hajtómotor betáplálásának a feszültség- vagy áramforrás jellegét (ÁFJ) az FVI-nek alkalmazott ISzM-s vezérlésseljárás határozza meg, ami lehet nyílt hurkú feszültség-alapjellel vezérelt (ebben az esetben megőrződik a zFFJ) [8], vagy zárt hurkú áram-alapjellel szabályozott, mely esetben az FVI ÁFJ-vel fog viselkedni a közvetlen áram-visszacsatolásnak tulajdoníthatóan. Ez utóbbi a VH dinamikája és stabilitása szempontjából sokkal előnyösebb [9], [10].

A VH-technikának szánt és a piaci forgalomban lévő digitális jelfeldolgozó vezérlőegységek (DJF-VE) a gyakorlati kivitelezésében viszont csak nyílt hurkú feszültség-ISzM eljárásokat tesznek lehetővé, kizárva az áram-visszacsatolásos ISzM-módszereket, melyekkel viszont a VH-kban jobb szabályozási minőséget lehet megvalósítani. A kettős mezőorientáció (KMO) az adott feltételek mellett megpróbálja a különböző rendszerek megoldásainak előnyeit egy struktúrában érvényesíteni [11], [12], [13].

Az utóbbi években a mechanikai érzékelők nélküli rendszerek újra az érdeklődés központjába kerültek. Előnyei közé sorolhatjuk a kisebb méretet, a csökkentett zajérzékenységet, a szenzorkábelek kiküszöbölését, az egyszerűbb hardver igényt. Barátságatlan környezetben is többnyire mechanikai érzékelővel nem rendelkező motorokra van szükség. Az évek során a sebességérzékelő nélküli technikák széles skáláját fejlesztették ki. Ezek közé tartoznak a nyílt hurkú becslők, a referenciamodell alapú adaptív rendszerek (MRAS – „*Model Reference Adaptive System*”), a Luenberger megfigye-

lők, a Kálmán-szűrős eljárások stb. Mindezek ellenére a mechanikai érzékelő nélküli technikák legfőbb hátránya a leszűkített sebességtartomány, amely korlátozza az ipari alkalmazhatóságát [14].

Nem túl igényes sebességszabályozást egyszerűbb struktúrákkal is meg lehet oldani, melyeknek az egyik hátrányos oldala viszont a paraméterfüggőség [1], [15], [16] [17]. Ezeknek a gyakorlati implementációra való alkalmassága KMO alkalmazásával megoldható, és mellyel a rotorellenállásfüggősége (R_r) elkerülhető. Az alábbiakban ezek a szabályozási rendszerek kerülnek bemutatásra.

2. A forgómezős motorok kéthurkú vektoriális szabályozása

A VÁ gépekben a forgómezőt az állórészben háromfázisú tekercseléssel valósítjuk meg. A külső gerjesztésű kompenzált EÁ motoroknál a mechanikai és mágneses mennyiségek szabályozása a sajátos felépítésüknek köszönhetően, két egymástól független hurokban valósítható meg, az armatúra, illetve a gerjesztő tekercsek segítségével. A VÁ motornál ez a természetes szétcsatolás közvetlenül nem vehető észre, sem a háromfázisú felépítésükből (KIM-nél gerjesztés sincs), sem a MaMo-ból, a matematikai nemlinearitások miatt. Ezért a VÁ motorok elektromágneses szempontból sokkal nehezebben tanulmányozhatók, és szabályozásuk is jóval bonyolultabb.

2.1. A háromfázisú motorok kéthurkú szabályozása

Ha a VÁ motoroknál csak az állórészben avatkozhatunk be, akkor szabályozásra csak két referencia-alapjelt lehet előírni, ugyanis az SzFV-vel a betápláló sztátorfeszültségnek ugyancsak két paraméterét (frekvencia- és alapharmonikus amplitúdó) lehet változtatni. Következésképpen az EÁ motorokhoz hasonlóan két külső főhurkos szabályozási struktúrát lehet kialakítani.

Ezek az KIM-nél a mechanikai mennyiségekre (pozíció, sebesség, nyomaték, aktív áram), illetve a mágneses mennyiségekre (eredő fluxusok, mágnesezési áramok) vonatkozhatnak. Egy adott terhelőnyomaték hatása alatt a villamos motor akkor üzemel optimálisan, azaz akkor szívja a minimális áramot, ha függetlenül a sebességtől a fluxus amplitúdóját a névleges értéken tartjuk. Ezt a KIM-nél a tápfeszültség amplitúdójának és frekvenciájának a beállításával érhetjük el. Mivel a betáplálási frekvenciát a meghajtott munkagép üzemi körülményei (a terhelőnyomaték és előírt fordulatszám) szabják meg, a fluxus állandó értéken tartása a feszültség amplitúdójának a megfelelő megválasztásával történik skaláris (lehet akár nyílt hurkú is) vagy zárt hurkú vektoriális szabályozása által.

A kéthurkú szétcsatolt szabályozást vektoriálisan, az MO elve alapján lehet megvalósítani. Ebben az esetben szükség van nemcsak a fluxus értékének (modulusának), hanem helyzetszögének (pozíciójának) is az identifikációjára [1], [5], [18], [19], [20].

2.2. Vektoriális szabályozás a mezőorientáció elve alapján

Az MO a villamos gépek nyomatékon alapuló analógiájához vezet. A nyomatékképzést a MaMo-ban egy vektoriális szorzat írja le, melynek Ampère törvénye alapján az egyik komponense mindenképpen a mágneses mező, a másik pedig egy olyan áram, melynek iránya a mező mágnesezési tengelyének az irányától eltér. A KIM-nél az elektromágneses nyomatékot (EMNy) fel lehet írni bármelyik eredő ($\underline{\Psi}_s$ – állórész-/sztátor-, $\underline{\Psi}_r$ – forgórész-/rotor- vagy $\underline{\Psi}_m$ – légrés-/ mágnesezési, azaz a hasznos) fluxussal és a megfelelő árammal:

$$\begin{aligned} m_e &= k_{MI} z_p (\underline{i}_r \cdot \underline{x} \underline{\Psi}_r) = k_{MI} z_p (\underline{i}_r \cdot \underline{x} \underline{\Psi}_m) = k_{MI} z_p \\ &(\underline{\Psi}_m \cdot \underline{x} \underline{i}_s) = k_{MI} z_p (\underline{\Psi}_s \cdot \underline{x} \underline{i}_s), \end{aligned} \quad (1)$$

ahol a z_p a póluspárok száma, $k_{MI} = 3/2$ az egy póluspárra eső nyomatékkoefficiens, mely a térfázor meghatározási koefficiensé-

től függ (ebben az esetben $k_{ph} = 2/3$) [1], [2], [3].

Az MO-t tehát elvileg három fluxus szerint végezhetjük el. Ezek csak a szórás fluxusokban ($\underline{\Psi}_{\sigma s}$ és $\underline{\Psi}_{\sigma r}$) különböznek, melyek nemcsak a fluxusvektorok nagyságát, hanem a térbeli pozíciójukat is befolyásolják, mint ahogyan az **1. ábrán** is látható.

A koordináta-rendszer (KooR) MO-ja azt jelenti, hogy a komplex sík d („direct”) valós tengelyét ráforgatjuk a megfelelő szögelfordulással (λ_s , vagy λ_r) valamelyik forgó fluxusnak megfelelő TF-re (q a „quadrature” imaginárius tengely). Akkor az orientációs fluxusösszetevők a saját MO-s KooR-jükben [1], [2], [12]:

$$\Psi_{rd\lambda r} = \Psi_r = |\underline{\Psi}_r| = \underline{\Psi}_r \text{ és } \Psi_{rq\lambda r} = 0, \text{ illetve } \Psi_{sd\lambda s} = \Psi_s = |\underline{\Psi}_s| = \underline{\Psi}_s \text{ és } \Psi_{sq\lambda s} = 0. \quad (2)$$

Az állórész-orientált fix tengelyhez képest az összes TF átlagosan a szinkron sebességgel forog, ezért a mezőorientált összetevők (vetületek) EÁ jellegű változók – állandósult üzemmódban állandó mennyiségek, melyek az egyenáramú jelleget a tranzien folyamatok alkalmával is megőrzik. Ezek szerint mezőorientációval a KIM-t a szabályozási struktúrában, mesterségesen, egy ekvivalens EÁ géppé alakítjuk át [1], [21]. Így, az eredeti VÁ motort EÁ-ban szétcsatolva szabályozzuk, majd a vezérlő mennyiségeket visszaalakítjuk természetes szinuszos (állórész-orientált KooR-re vonatkoztatott) mennyiségekre, azaz a KooR-t visszaforgatjuk. Ennek következtében a két szétcsatolt szabályozási hurkot vektoriálisan összezsacatoljuk, megőrizve a beavatkozó változók vektoriális jellegét [1], [5], [18], [20].

Visszaforgatáskor a beavatkozó jel (áram vagy feszültség TF) térbeli pozíciójának a meghatározására a vektoriális rendszer kötelezően megköveteli visszacsatolásként az orientációs ($\underline{\Psi}_s$, vagy $\underline{\Psi}_r$) mezőnek megfelelő TF λ_s , illetve λ_r szögelfordu-

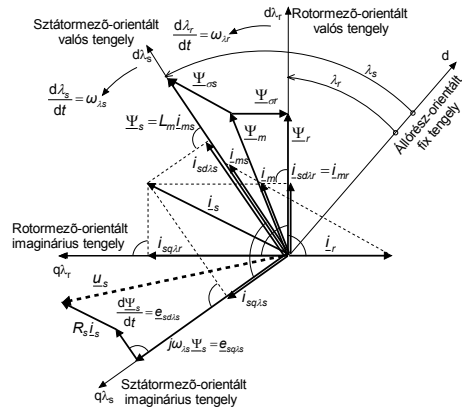
lását, melynek az időbeli változása (deriváltja) adja a forgó fluxus szögsebességét:

$$\omega_{\lambda s} = d\lambda_s / dt \text{ és } \omega_{\lambda r} = d\lambda_r / dt, \quad (3)$$

melyek állandósult állapotban vagy állandó fluxus- és áramviszonyok mellett egyenlők:

$$\omega_{\lambda s} = \omega_{\lambda r} = z_p \Omega_0 = 2\pi f_s, \quad (4)$$

ahol Ω_0 a szinkron szögsebesség (mechanikai szögben mérve), mely meghatározza a hajtás üzemeltetési f_s frekvenciáját és az $\underline{e}_{\lambda s} = j\omega_{\lambda s} \underline{\Psi}_s$ indukált forgási elektromotoros feszültséget (EMF), mely látható az **1. ábrán**.



1. ábra. A kalickás indukciós motor térfázor-diagramja szabályozott forgórészfluxus ($\Psi_r = ct.$) esetén, a státor áram mezőorientált összetevőivel: a nyomatékképzők $i_{sq\lambda r} \perp \underline{\Psi}_r$ és $i_{sq\lambda s} \perp \underline{\Psi}_s$, valamint a reaktív jellegűek $i_{sd\lambda r} = i_{mr}$ és $i_{sd\lambda s} \neq i_{ms}$.

Ezek szerint az előírt frekvencia értékére vonatkozó információt a vezérlő mennyiség TF pozíciószöge rejtett módon (belsőleg) tartalmazza, és a KIM kapcsain természetesen magától adódik. Ez azzal magyarázható, hogy a vektoriális szabályozásnak köszönhetően a vezérlésre szolgáló áram vagy feszültség TF-je jó dinamikával követi az orientációs mező forgását, ugyanis a λ szögvisszacsatolás az úgynevezett önkommütációt/szabályozást biztosít (angolul

„Self-commutation/control”), mely a szinkron típusú gépek vezérlésére jellemző.

A vektoriális szabályozási rendszerekben mind a beavatkozó jel generálása, mind a beavatkozó SzFV vezérlése is vektoriális jelleggel kell hogy rendelkezzen. Vezérlésre vagy poláris koordinátákkal dolgozunk, ami azt jelenti, hogy a modulus mellett a vektorok (TF-ek) fázisszögét is azonosítani kell, vagy olyan háromfázisú koordinátákkal, amik megőrzik a vektoriális jelleget, áramban vagy feszültségben, attól függően, hogy milyen típusú a SzFV kimenetén az inverter és annak az ISzM vezérlése.

2.3. Az orientációs mező megválasztása

A rotorfluxus Ψ_r szerinti mezőorientáció (RMO) klasszikusnak tekinthető a KIM-es VH-k szabályozásában. Mivel a forgórész tekercseinek megfelelő rudak felépítésükénél fogva rövidek vannak zárva, tehát $u_r = 0$, és emellett, ha a Ψ_r fluxus amplitúdója állandónak tekinthető (állandósult állapotban vagy/és szabályozott fluxussal működő VH esetében), akkor az i_r rotoráram és a Ψ_r rotorfluxus TF-jei merőlegesek egymásra (lásd az **1. ábrát**). Ennek a merőlegességnek köszönhetően a KIM EMNy-je ennek a két mennyiségnek nemcsak a vektoriális szorzatával, hanem azok modulusának a szorzataként is kifejezhető. Ugyancsak az $i_r \perp \Psi_r$ sajátosságának a következménye, hogy a sztátoráram TF-jének a két vetülete, $i_{sd\lambda r}$ (a fluxussal egyirányú d – direkt, reaktív jellegű) és $i_{sq\lambda r}$ (a fluxusra merőleges q – kvadratúra, aktív jellegű) mezőorientált áram-összetevőknek felelnek meg, melyek arányosak a nyomatékképző változókkal:

$$m_e = -k_M \Psi_r i_r = k_{Mr} L_m i_{mr} i_{sq\lambda r} = k_{Mr} L_m i_{sd\lambda r} i_{sq\lambda r} \quad (5)$$

ahol $i_{mr} = \Psi_r / L_m$ a rotorfluxussal arányos mágnesezési áram, L_m a háromfázisú hasznos induktivitás és $\sigma_r = L_{\sigma r} / L_m$ a rotor szórási koefficiense. Tehát a mezőorientált sztátor-áram:

$\underline{i}_s = i_{sd\lambda r} + j i_{sq\lambda r}$, ahol az RMO-s összetevők $i_{sd\lambda r} = i_{mr} = \Psi_r / L_m$ és $i_{sq\lambda r} = -(1 + \sigma_r) i_r$. 6) Az (1) és (5) szerint az EMNy képlete az i_s RMO-s ($i_{sq\lambda r}$) és hasonlóképpen az SMO-s ($i_{sq\lambda s}$) aktív áramösszetevővel is felírható:

$$m_e = k_{Mr} \Psi_r i_{sq\lambda r} = k_M \Psi_s i_{sq\lambda s}, \quad (7)$$

ahol $K_{Mr} = k_{M1} z_p / (1 + \sigma_r) = k_M / (1 + \sigma_r)$.

Az MO-s KooR-ben a fluxusra merőleges áramösszetevő minden esetben aktív, azaz nyomatékképző, viszont a fluxussal egyirányú összetevő csak a RMO-s KIM-nál arányos a szabályozott fluxussal [1], [2], [12]. A fentiek szerint az RMO esetén a mezőorientált áramösszetevők közvetlenül generálhatók a fluxus, illetve a sebesség vagy a nyomaték szabályozókkal. Ezenkívül az állandó rotorfluxusnak megfelelő statikus mechanikai jelleggörbék a sebességnyomaték síknegyedekben párhuzamos egyenesekhez vezetnek, melyek hasonlóak a külső gerjesztésű EÁ gépek jelleggörbéivel. Ez azt jelenti, hogy a KIM-nak megnő a statikus stabilitása, túlterhelési kapacitása is nagyobb lesz, ugyanakkor gyorsabban reagál a szabályozás alkalmával, azaz jobb a vezérelhetőségi dinamikája [3], [11].

A sztátorfluxus szerinti mezőorientáció (SMO) esetén a fluxusszabályozóból generált i_{ms} mágnesezési áram nem egyenlő a d irányú $i_{sd\lambda s}$ összetevővel (lásd az **1. ábrát**). A különbség terhelés-, azaz csúszásfüggő [2]. Ezenkívül a sztátorfluxus szabályozása gyengébb minőségű rendszerre vezet stabilitás és dinamika szempontjából is, ezért a szétcsatolt szabályozásra kevésbé javasolt [11], [12]. Viszont ha az SzFV FFJ nyílthurkú ISzM-es eljárással vezérelt, a sztátorfeszültség vezérlőjelének a számolása SMO KooR-ben sokkal egyszerűbb, és ami lényegesebb, nem rotorparaméter-függő [1], [12].

2.4. A kettős mezőorientáció alkalmazása

A KMO ötletét a KIM vektoriális struktúráinak implementációja során adódott

kompromisszumos megoldások hátrányainak az elkerülésére való törekvés váltotta ki.

Az RMO-val szabályozott, ÁFJ-vel működő SzFV-ről táplált KIM hajtásnak van a legegyszerűbb és a motorparaméterektől legkevésbé függő vektoriális szabályozási struktúrája, mely csökkentett számítási kapacitást igényel, és az EÁM-hoz hasonló viselkedéssel (kiváló dinamika, a legjobb statikus stabilitás és túlterhelhetőség) üzemel. A beavatkozó vezérlési jelszámítás teljesen motorparaméter független. Sajnos a használatos DJF-VE-k nem támogatják a fent említett rendszerek megvalósításához szükséges zárt hurkú ÁFJ ISZM eljárás implementálását, ugyanis csak a nyílt hurkú feszültségben vezérelt (vivóhullámos vagy TF-es) ISZM módszerekkel teszik lehetővé.

Az RMO-val szabályozott, FFJ-vel működő SzFV-ről táplált KIM hajtás, annak ellenére, hogy jó statikus stabilitással és jó dinamikus viselkedéssel rendelkezik, a szabályozási struktúrája bonyolult, és magas a számítási szükséglete, valamint a nagy rotorparaméter-függősége miatt jobb minőségű, nem túl költséges VH-khoz nem ajánlott. Ezek a hátrányok SMO-val elkerülhetők, viszont ezzel a VH stabilitása és viselkedése más szempontok miatt romlik le.

SMO-val szabályozott, FFJ-vel működő SzFV-ről táplált KIM hajtás szabályozási struktúrája egyszerű, kevésbé számításigényes, kvázi paraméterfüggetlen számításokat igényel. Robosztus viselkedése ellenére lustábban reagál a sebességalapjel változására és a nyomatékperturbációra. Kis tehetlenségű VH-k esetén stabilitási problémák léphetnek fel.

Az előzőek alapján egy olyan struktúra, mely egyesíti az említett rendszerek előnyeit és implementálási lehetőségeit KMO-val valósítható meg, melynek az alkalmazásával jelentősen meg lehet javítani a feszültségben vezérelt KIM-os VH minőségét, ugyanis ezáltal nagyrészt kiküszöbölhetőek a két eljárás hátrányai, a következőképpen:

a rotorfluxus-szabályozás megnöveli a stabilitást az sztátórfluxus-szabályozással szemben; a sztátor-áram RMO-s összetevőit a fluxus és a sebesség szabályozók közvetlenül generálják, ezáltal leegyszerűsödik a struktúra alapjelképző része, és megnövekedik a VH dinamikája; az SMO az állórész-feszültség vezérlő mennyiségeinek a számítását leegyszerűsíti és rotorparaméter-függetlenné teszi, megnöveli a VH robusztus viselkedését.

A KIM KMO-s struktúráját és a szimulációs eredményeit először 2008-ban hoztuk nyilvánosságra angol nyelvű közleményekben [22], [23], [24], majd 2009-ben magyarul is [13]. Az implementációs eredmények közzétételére 2011-ben került sor [25], [26], [27].

3. Sebességérzékelő nélküli mezőorientációs indukciós motoros hajtások

A csúszáskompenzálást (CsKo) a skaláris szabályozásokban is alkalmazták az SzFV vezérlési frekvenciájának meghatározására, ahol a csúszást a sebességszabályozó generálhatja [5], [18], [20]. Olcsóbb, kisebb számítási kapacitást igénylő, viszont elfogadható pontosságú gyakorlati kivitelezésre alkalmas, mechanikai érzékelő nélküli sebességszabályozásnak megfelelnek egyszerűbb megoldások is, melyek a csúszáskompenzálás eljárást alkalmazzák a sebesség vagy a frekvencia meghatározásához [1], [10], [21], [22].

3.1. Csúszáskompenzálás direkt és indirekt rotormező-orientációs struktúrákban

Az indirekt (közvetett) mezőorientáció (IMO) a CsKo eljárás alapul. A csúszás abszolút értékéből és a forgórész megmért ω_r szögsebességéből (mechanikai szögben mérve) meg lehet határozni azt a szögsebességet

$$\omega_{\lambda r} = \Delta\omega + z_p \omega_r, \quad (8)$$

mely megfelel a (4) alapján a szinkronsebességnek és megadja a betáplálási frekvenciát.

A csúszás számítása RMO-s struktúrákban nem okoz gondot, ugyanis a sztátoráram RMO-s összetevőinek az arányával számolható ki, akár az alapjelekből [5], [18], [20], akár a visszacsatolásból származó jelekkel kombinálva, akár a visszacsatolásban az $I\text{-}\Omega$ -nak nevezett rotorfluxus identifikációs eljárásból (a sztátoráram és a forgórész szögsebességéből a *rotor-feszültség MaMo* alapján) származó értékekből [1], [12]:

$$\Delta\omega = i_{sq\lambda r} / i_{sd\lambda r} \tau_r, \quad (9)$$

ahol $\tau_r = L_r / R_r, = L_m (1 + \sigma_r) / R_r$, a rotor időállandója (L_r – a rotor 3-fázisú inductivitása).

Ha a vezérlési ágba a (8) és a (9) alapján számított szinkronsebességéből integrálás útján nyert λ_r mezőorientációs szöggel forgatunk vissza [1], [16], [17], akkor IMO-ról beszélünk [11], [15].

Direkt (közvetlen) mezőorientáció (DMO) esetén a λ mezőorientációs szöget a forgó orientációs fluxus állórész-orientált (szinuszos) kétfázisú összetevőiből egy VA segítségével közvetlenül számoljuk ki [1], [2], [11]. Ha a fluxusidentifikáció az \underline{e}_s sztátor EMF integrálásával történik (a sztátorfeszültség MaMo alapján), akkor a (7)-et a mechanikai érzékelő nélküli rendszerekben a forgórészsebesség meghatározására is lehet használni:

$$\omega = z_p \omega_r = \omega_{\lambda r} - \Delta\omega, \quad (10)$$

ahol ω villamos szögben következik. Ilyen sebességérzékelő nélküli DMO-s vektoriális VH-t is javasoltunk az [1]-ben.

Japánban már a '80-as évek végén ipari alkalmazást nyert egy egyszerű, nem túl igényes, de elfogadhatóan pontos sebesség-szabályozás, mely aktív (nyomatékképző) áramösszetevővisszacsatoláson alapszik, és CsKo-val alkalmaz IMO-t [15]. Hasonló

struktúrájú az a rendszer is, melyet az [1]-ben mutattunk be és szimulációs eredményeit a [16] és [17]-ben közöltük. Ezekben a struktúrákban a csúszászámításban a (9)-ben szereplő reaktív jellegű áramösszetevőt, a (6) alapján, a szabályozott fluxus alapjével helyettesítették.

A CsKo hátránya abban áll, hogy a csúszás számításához szükség van a rotorparaméterekre, éspedig az R_r -re, melynek az értéke a hőmérsékletváltozás miatt széles határok között mozog, és melynek az identifikációja bonyolult és nagy számítási kapacitást igényel.

3.2. Kaszkádkapcsolású szabályozóval generált sebességvisszacsatolás

Az előzőekben említett mechanikai érzékelő nélküli hajtások egyszerű szabályozási struktúrái R_r -függőek, mert mindegyik valamilyen formában alkalmazza a CsKo-t [1], [15], [16], [17]. Ezenkívül a beavatkozó szerv közvetlen áramvisszacsatolással szabályozott SzFV, ami nem kompatibilis a VH-technikai alkalmazásoknak szánt DJFVE-vel. Áttérve a feszültségben való vezérlésre RMO-val a rotorparaméter-függőség még hangsúlyozottabb lesz. Azokban az áram ISzM-mel vezérelt FVI-s mechanikai érzékelő nélküli KIM VH-kban, melyek a [15]-ben alkalmazott megoldáshoz hasonlóak, ahol kaszkádban kapcsolt aktív áramszabályozóval generálják a sebesség visszacsatolási értékét (vagy helyette akár nyomaték-szabályozót is lehet alkalmazni), mindnél ki lehet küszöbölni a CsKo alkalmazását, és meg lehet szüntetni a R_r -függőséget, ha olyan DMO-t alkalmazunk, melynél az orientációs mezőt az EMF integrálása alapján számoljuk.

Az implementációra alkalmas feszültség ISz-M-mel vezérelt FVI-s VH-k esetében viszont a sztátorfeszültség számítását csak a KMO-val lehet R_r -függetlenné tenni. Az alábbiakban két ilyen szabályozási rendszer kerül bemutatásra.

4. Kettős mezőorientációs sebességérzékelő nélküli szabályozási struktúrák

Az előzőkben már láthattuk, hogy ha a mechanikai érzékelő nélküli hajtásokban a sebességvisszacsatolásban nem alkalmazunk CsKo-t, és az orientációs fluxus identifikálása az sztátorfeszültség egyenletei alapján történik a mért sztátoráramok és feszültségek segítségével, akkor az R_r -függőség megszüntethető. Ezt a fluxus-identifikációs módszert régebben csak a teljes hullámmal működő inverterekről táplált VÁ motoroknál használták, főleg az ÁFJ váltóirányítós (CSI – „Current-Source Inverter”) VH-knál, ahol a feszültséget is meg tudták mérni, ugyanis ezeknél a feszültség-hullám eléggé megközelíti a szinuszos formát [1]. Viszont nem lehetett alkalmazni FFJ ISzM-FVI inverterről táplált hajtások esetében, mert annak idején a szaggatott feszültséget nem tudták valós időben azonosítani, ugyanis az ISzM vezérlés analóg módon történt. Napjainkban egyébként a digitális ISzM vezérlésnek köszönhetően ez a módszer terjedt el a leginkább. Az szaggatott sztátor-feszültséget gyakran a mért EE-KK feszültségből (U_d) és a DJF-VE által szolgáltatott ISzM logikából számolják ki [13], [22], [23], [24].

Ennek a fluxusidentifikációnak a gyakorlati megvalósításával járó nehézségek implementációban ma már megoldhatók. Például az ideális integrátort alul-áteresztő szűrőkkel meg lehet közelíteni, amivel elkerülhető az integrátor kimenőjelének a zérus-frekvenciájú mérési maradékfeszültségek által okozott telítődése, valamint a kimenőjel eltolódása, amit a bemenőjel kezdeti fázishelyzete okozhat [11], [28], [29].

Az alábbiakban két olyan KMO-s struktúráról lesz szó, melyeket a [13], [22], [23] és [24]-ben közölt mechanikai érzékelős változat adaptálásával alakítottuk ki, alkalmazva az aktív hurokban egy kaszkádban bekötött visszacsatolási sebességértéket

generáló szabályozót. Mindegyik szabályozási rendszer direkt (közvetlen) RMO-ra és SMO-ra épül.

4.1. Aktív áramszabályozóval generált sebességvisszacsatolás

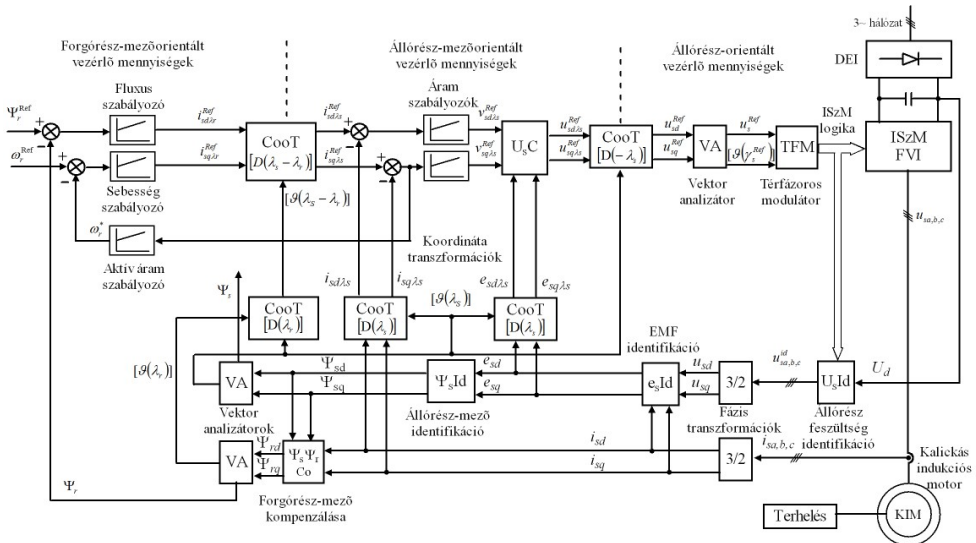
A 2. ábrán bemutatott struktúrában a sebesség szabályozásához szükséges visszacsatolási sebességértéket az SMO-s aktív (nyomatékképző) áramösszetevő kaszkádba kapcsolt szabályozójával generáljuk. A struktúra többi része megegyezik azzal a már szimulálás által érvényesnek elfogadott változattal, ahol viszont a sebesség visszacsatolását mechanikai érzékelő adta [13], [22], [23], [24].

A fluxus meghatározása a mért állórész-áramok ($i_{sa,b,c}$) és az identifikált ($u_s^{id}_{a,b,c}$) feszültségekből történik, miután a 3/2-es direkt fázistranszformációs blokkokkal két-fázisú összetevőkre ($i_{sd} - i_{sq}$, illetve $u_{sd} - u_{sq}$) alakítjuk. Azután a természetes fix (állórészorientált) KooR-ben felírt sztátorfeszültség-egyenletek alapján az $\mathbf{e}_s \mathbf{Id}$ (\mathbf{Id} – identifikációs) blokkban az indukált EMF-t kétfázisú összetevőit ($e_{sd} - e_{sq}$) számítjuk ki, melyeket a $\Psi_s \mathbf{Id}$ blokkban integrálunk, és az állórészfluxus ($\Psi_{sd} - \Psi_{sq}$) összetevőit nyerjük. Ezekből a $\Psi_s \Psi_r \mathbf{Co}$ kompenzáló blokkban, a mért sztátoráramok és a szórási koefficiensek segítségével, az áramfluxus-egyenletek alapján, a rotorfluxus ($\Psi_{rd} - \Psi_{rq}$) összetevőit számoljuk ki [1], [11], [16].

A kiszámított fluxusok Ψ_r és Ψ_s modulusát egy-egy VA vektoranalizátor adja. Mivel a vektoriális rendszerben különböző orientációjú kétfázisú összetevőkkel számolunk, ezért a TF-ek KooR-jeinek a forgatásához \mathbf{CooT} blokkokat alkalmazunk, melyekben gyakorlatilag a TF-ek pozíciószögeinek a trigonometriai függvényeire van szükség. Ezeket $[\vartheta(\lambda)] = [\cos(\lambda), \sin(\lambda)]^t$ úgynevezett „oszillátor” mátrixokkal jelöltük, ahol zárójelben a orientációs TF pozíciója szerepel, illetve a szükséges forgatási szög. KMO esetén mindkét (rotor- és sztátor-) fluxus pozíciószögére szükség van. Mivel a

fluxusszámításokat természetes kétfázisú összetevőkkel végezzük, azaz VÁ jelként kerülnek feldolgozásra, ezért a VA blokkokból közvetlenül az $[\mathcal{G}(\lambda_r)]$ és $[\mathcal{G}(\lambda_s)]$ mát-

rixokkal jelölt változókat egyszerű osztásokkal $(\cos\lambda_{r/s} = \Psi_{rd/sd} / \Psi_{r/s}$, illetve $\sin\lambda_{r/s} = \Psi_{rq/sq} / \Psi_{r/s})$ számolhatjuk ki [1].



2. ábra. Implementációra alkalmas mechanikai érzékelő nélküli, egyszerűbb strukturájú kettős mezőorientációs vektoriális indukciós motoros hajtás nyomatékképző aktív áramszabályozóval generált sebességvisszacsatolással.

Ugyancsak VA blokkot alkalmazunk a ISzMFVI TF-es modulátornak (TFM blokk, angolul SVM – „Space-Vector Modulator”) a vezérlő jeleinek a generálására, mely a státorfeszültség alapjelének megfelelő TF poláris koordinátáinak, vagyis az u_s^{Ref} modulus (amplitúdó) és a γ_s pozícióhelyzetnek megfelelő $[\mathcal{G}(\gamma_s^{Ref})]$ mátrix.

Az alárendelt áramszabályozási hurkokban az státoráram SMO-ját a $[D(\lambda_s)]$ mátrixoperátorral jelölt, és az állórész-feszültség visszaorientálását természetes frekvenciájú kétfázisú összetevőire a $[D(-\lambda_s)]$ -vel jelölt **CooT** blokkal végezzük el. Az orientációs állórész-mező λ_s szögelfordulása az 1. ábra térfázor diagramján is látható.

Ezenkívül ugyancsak egy $[D(\lambda_r)]$ -vel jelölt **CooT** blokkal (melynek a kétfázisú

komponens bemeneten a $[\mathcal{G}(\lambda_s)]$ mátrixra van szükség) számolhatjuk ki a két orientációs mező közötti pozíciószög-különbség $[\mathcal{G}(\lambda_s - \lambda_r)]$ mátrixát is [1], [13]. Ezzel átorientálja SMO-s komponensekre ($i_{sd/s}$ - $i_{sq/s}$) a sebesség- és fluxusszabályozók által generált RMO-s állórészszám összetevőket ($i_{sd/r}$ - $i_{sq/r}$), ugyanis az SMO-s KooR-ben az állórészfeszültség számítását sokkal egyszerűbben, és ami lényegesebb, rotorparaméter-függetlenül lehet elvégezni [1], [12]. Az állórészfeszültség U_sC számítási blokkjában szükség van az EMF SMO-s ($e_{sd/s}$, és $e_{sq/s}$) komponenseire is, ezért a természetes (e_{sd} és e_{sq}) kétfázisú összetevőket is egy $[D(\lambda_s)]$ mátrixszal jelölt **CooT** blokkal mezőorientáljuk.

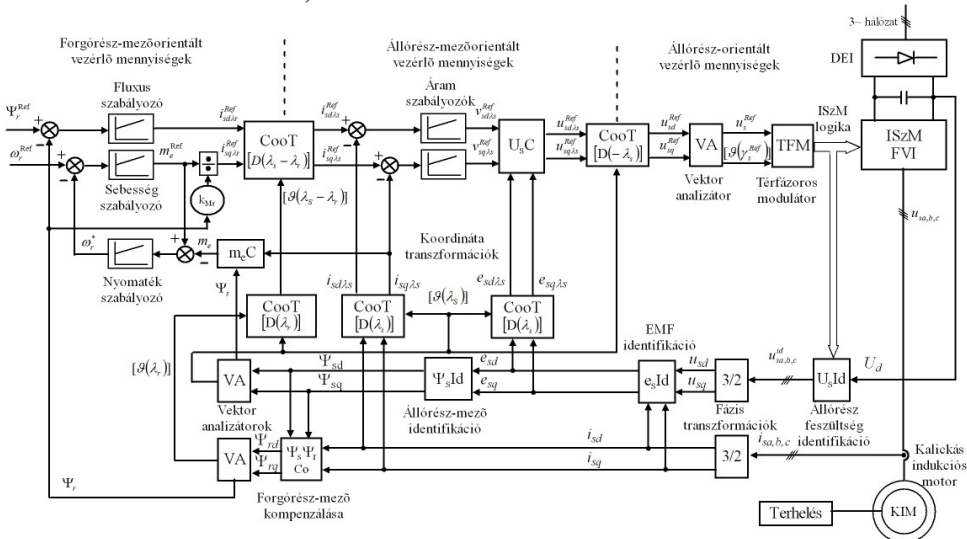
A 2. ábrán bemutatott rendszerhez képest egy egyszerűbb strukturát úgy képezhettünk ki, hogy lemondunk a vezérlő ágban

lévő két áramszabályozóról. Ebben az esetben a kaszkádkapcsolásban bekötött sebességet generáló áramszabályozó RMO-s aktív (nyomatékképző) összetevővel dolgozik, hasonlóképpen az [1], [15], [16] és [17]-ben közölt változatokhoz. Következésképpen a visszacsatolásban az állórész-áram természetes kétfázisú ($i_{sd} - i_{sq}$) összetevőit $[D(\lambda_r)]$ mátrixszal jelölt **CooT** blokkal kell mezőorientálni, és mivel csak az aktív ($i_{sq,r}$) komponensre van szükség, csak a mátrix felső sorával kell számolni, ami csak két

szorzást jelent és egy összeadást a négy szorzás és két összegzés helyett.

4.2. Nyomatékszabályozóval generált sebességvisszacsatolás

Mint már említettük a 3. fejezet végén, hogy a kaszkádban kapcsolt aktív áramszabályozó helyett lehet nyomatékszabályozóval is generálni a sebesség visszacsatolási jelét. Egy ilyen szabályozási struktúrát mutatunk be a **3. ábrán**.



3. ábra. Implementációra alkalmas mechanikaiérzékelő nélküli kettős mezőorientációs vektoriális indukciós motoros hajtás kaszkádban kapcsolt nyomatékszabályozóval generált sebességvisszacsatolással.

Az m_cC nyomatékszámítási blokk SMO-s, míg a nyomaték alapjelét osztó blokk RMO-s összetevőkkel számol a (7) szerint EÁ mennyiségekkel. Az osztásra fel lehet használni a rotorfluxus előírt alapjelét is.

7. Következtetések

A bemutatott mechanikai érzékelő nélküli vektoriális szabályozási struktúrák egyszerűségét a kaszkádkapcsolású szabályozónak tulajdonítható, mely a nyomaték, illetve a nyomatékképző aktív áramösszetevő sza-

bályozásával generálja a sebességvisszacsatolási értéket. Az implementáció szempontjából a piaci forgalomban lévő és a hajtástechnikának szánt digitális jelfeldolgozó vezérlőegységekkel való kompatibilitást a térfázoros feszültség ISZM eljárás biztosítja, mely a kommutációs veszteségek szempontjából optimalizálható az úgynevezett kétfázisú (a harmadik fázis pihen) „Flat-Top” szakaszos modulációval, mellyel akár 30%-os veszteségcsökkentést is el lehet érni az inverterben, vagy ennek hálózatbarát egyenirányítóként vagy aktív szű-

röként való alkalmazásánál [9], [10], [30], [31], [32]

A fluxusra merőleges áramösszetevő minden esetben aktív, azaz nyomatékképző komponens, viszont a fluxussal egyirányú összetevő a kalickás indukciós motornál csak abban az esetben arányos a szabályozott fluxussal, ha a forgórészfluxus szerint orientálunk. Ezért ajánlott a rotormezőorientáció a szabályozási struktúra vezérlő ágában. A térfázoros ISzM viszont a paraméterfüggőség szempontjából sztátormezőorientációval előnyösebb. A kettős mezőorientációval mindkét orientációs eljárás előnye érvényesíthető, ha megfelelő fluxus-identifikációt alkalmazunk. A további kutatási munka célja a bemutatott rendszernek a tanulmányozása *MATLAB-Simulink*[®] szimulációs programozási környezetben.

Szakirodalmi hivatkozások

- [1] Kelemen, Á., Imecs, M.: *Vector Control of AC Drives*, Vol. 1: *Vector Control of Induction Machine Drives*. OMIKK-Publisher, Budapest, 1991. ISBN 963 593 140 9.
- [2] Imecs, M.: *A villamos gépek modern szabályozási módszerei a térfázor elmélet alapján*. Plenáris előadás, XVI. Fialtal Műszakiak Tudományos Ülésszaka, FMTÜ Nemzetközi Tudományos Konferencia, Műszaki Tudományos Füzetek, Erdélyi Múzeum Egyesület kiadványa, Kolozsvár, 2011, ISSN 2067–6–808, <http://eda.eme.ro/handle/10598/13994>, XIX–XLIV.
- [3] Imecs, M.: *Villamos hajtások szabályozása mai szemmel*. Plenáris előadás, ENELKO 2000, Energetika–Elektrotechnika Konferencia, EMT kiadó, Kolozsvár, 2000. 7–16.
- [4] Imecs, M., Szabó Cs., Incze J. J.: *Frekvenciaváltós villamos hajtások négynegyed üzeműben*. ENELKO 2002 III. Energetika–Elektrotechnika Konferencia, EMT kiadó, Kolozsvár, 2002. 53–58.
- [5] Imecs, M., Incze J. J., Szabó Cs., Ádám T.: *Váltakozó áramú hajtások skaláris és vektoriális szabályozási struktúrái*. Plenáris előadás, ENELKO 2003 IV. Energetika–Elektrotechnika Konferencia, EMT kiadó, Kolozsvár, 2003, ISBN 973–86097–5–5, 82–98.
- [6] Imecs, M., Incze J. J., Szabó Cs., Ádám T., Szőke Benk Enikő: *Kis és nagy teljesítményű hálózatbarát egyenáramú közbenső-körös frekvenciaváltós hajtások*. Plenáris előadás, ENELKO 2004., V. Nemzetközi Energetika–Elektrotechnika Konferencia, EMT kiadó, Kolozsvár, 2004, ISBN 973-86852-9-X, 86–96.
- [7] Imecs, M.: *Synthesis about pulse modulation methods in electrical drives*, Part 1: *Fundamental aspects*. Plenáris előadás, Proceedings of CNAE '98, Uni. Craiova kiadó, Romania, 1998, 19–28.
- [8] Imecs, M.: *Synthesis about pulse modulation methods in electrical drives*, Part 2: *Closed-loop current controlled PWM procedures*. Plenáris előadás, Proceedings of CNAE '98, Uni. Craiova kiadó, Romania, 1998. 29–33.
- [9] Imecs, M.: *Synthesis about pulse modulation methods in electrical drives*, Part 3: *Open-loop voltage-controlled PWM procedures*. Plenáris előadás, Acta Universitatis CIBIENSIS, Vol. XLI Technical series, H. Electrical Engineering and Electronics, "Lucian Blaga" University of Sibiu, 1999, 15–26.
- [10] Imecs, M.: *Open-loop voltage-controlled PWM procedures*. Proceedings of the 3rd ELECTROMOTION International Conference, Patras, Greece, Volume I, 1999, 285–290.
- [11] Imecs, M., Incze J. J., Szabó Cs.: *Fluxus-identifikációs és szabályozási módszerek kalickás indukciós motorok mezőorientált hajtásrendszereiben*. ENELKO 2009 X. Nemzetközi Energetika–Elektrotechnika Konferencia, Marosvásárhely, 2009, ISSN 1842–4546, 60–65.
- [12] Imecs, M.: *Kalickás indukciós motorok forgó- és állórész mezőorientált vektoriális szabályozási rendszereinek összehasonlítása*. ENELKO 2009 X. Nemzetközi Energetika–Elektrotechnika Konferencia, Marosvásárhely, 2009, ISSN 1842–4546, 66–71.
- [13] Imecs, M., Szabó Cs., Incze J. J.: *Kalickás indukciós motorok vektoriális szabályozása kettős mezőorientációval*. ENELKO 2009 X. Nemzetközi Energetika–Elektrotechnika Konferencia, Marosvásárhely 2009, ISSN 1842–4546, 72–77.
- [14] Holtz J.: *Sensorless control of induction motors*, Proceedings of the IEEE, Vol.90, No.8, Aug. 2002, 1358–1394.
- [15] Akeshi Maeda; Tung Hai Chin; Hiroichirou, Tanaka; Takashi, Koga; Ysugutosi, Ohtani: *Today's AC drive industrial application in Japan*. 4th European Conference on Power Electronics

- and Applications, EPE'91, Florence, Italy, 1991, 2-618-2-624.
- [16] Imecs, M., Negrea C. Alin, Szabó Cs., Incze J. J.: *Sebességérzékelő nélküli aktív áramszabályozáson és közvetett mezőorientáción alapuló vektoriális aszinkron motoros hajtás szimulációja*. ENELKO 2013 XIV. Nemzetközi Energetika-Elektrotechnika Konferencia, Nagyszeben, 2013, ISSN 1842-4546, 54-59.
- [17] Negrea C. A., Imecs, M., Szabó Cs., Incze I. I.: *Speed sensorless vector control system for induction motors based on active current and flux computation*. Proceedings of the 4th International Conference MACRo 2013, Tg. Mures, Sapientia University, 2013, ISSN 2247 - 0948, ISSN-L 2247 - 0948, 154-163.
- [18] Imecs, M., Szabó Cs.: *Control structures of induction motor drives - state of the art*. Proceedings of the 4th Workshop WESIC 2003, Lillafüred, Miskolci Egyetem kiadó, 2003, ISBN 963 661 570, 495-510.
- [19] Imecs, M., Trzynadlowski, A. M., Incze, I. I., Szabó Cs.: *Vector control schemes for tandem-converter fed induction motor drives*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, Vol. 20, No. 2, 493-501.
- [20] Imecs, M.: *A survey of the speed and flux control structure of squirrel-cage induction motor drives*. Acta Universitatis Sapientiae, Series Electrical and Mechanical Engineering, No. 1, 2009, ISSN 2066-8910 (online <http://www.acta.sapientia.ro/acta-emeng/emeng-main.htm>), ISSN 2065-5916 (nyomtatásban) 5-28.
- [21] Blaschke, F.: *Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvektor-Regelung von Drehfeldmaschinen*. Siemens-Zeitschrift, 45, Heft 10, 1971, 757-760.
- [22] Imecs, M.; Szabó Cs.; Incze I. I.: *Vector control of the cage induction motor with dual field orientation*. CINTI 2008, Budapest, 2008, ISBN 978-963-7154-82-9., 47-58.
- [23] Imecs, M., Incze, I. I., Szabó, Cs.: *Double field orientated vector control structure for cage induction motor drive*. Scientific Bulletin of the „Politehnica” University of Timisoara, Transaction of Power Engineering, Tom 53(67), Special Issue, 2008, ISSN 1582-7194, 135-140.
- [24] Imecs, M., Incze, I. I., Szabó Cs.: *Dual field orientation for vector controlled cage induction motors*. Proc. of the 11th IEEE International Conference on Intelligent Engineering Systems, INES 2009, Barbados, CD-ROM, ISBN: 978-1-4244-4111-2, 143-148.
- [25] N. S. Preda, Maria Imecs, I. I. Incze: *Vector control method for squirrel-cage induction motors using dual field orientation*. PRODOC Conference Volume, Uni. Tehnica Cluj-Napoca, kiadó, Kolozsvár, 2011, CD-ROM.
- [26] Preda, N. S., Rus, D. C., Imecs, M., Incze, J. J., Szabó, Cs.: *Vector control method using dual field orientation for speed control of induction motors*. ENELKO 2011 XII. Nemzetközi Energetika-Elektrotechnika Konferencia, Kolozsvár, 2011, ISSN 1842-4546, 68-74.
- [27] Preda N. Șt.: *Optimizarea și implementarea controlului vectorial cu orientare dublă după câmp al mașinii asincrone cu rotor în colivie*. PhD doktori tézis, Kolozsvári Műszaki Egyetem, 2011, Témavezető: Imecs Mária.
- [28] Incze, I. I.: *Implementarea unor structuri de comandă scalară și reglare vectorială pentru motoare de inducție*. PhD tézis, KME, 2004, Témavezető: Imecs M.
- [29] Incze I. I.; Imecs, Mária; Szabó, Cs.; Vásárhelyi J.: *Orientation-field identification in asynchronous motor drive systems*. 6th IEEE International Carpathian Control Conference ICC 2005, Lillafüred-Miskolc, 2005, Vol. I, ISBN 963 661 644 2, 131-136.
- [30] Preda, N. S., Incze, I. I., Imecs, M., Szabó, Cs.: *Flat-top space-vector modulation implemented on a fixed-point DSP*. 5th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics, SACI 2009, Temesvár, CD-ROM, ISBN: 978-1-4244-4478-6.
- [31] Preda, N. S., Rus, D. C., Incze, I. I., Imecs, M., Szabó, Cs.: *Analysis and DSP implementation of flat-top space-vector modulation*. Scientific Bulletin of “Politehnica” University of Timișoara, Romania, Transactions on Automation Control and Computer Science (BS-UPT TACCS), Vol. 55 (69), No. 2, June 2010, 73-80.
- [32] Preda, N. S., Rus, D. C., Incze, I. I., Imecs, M., Szabó, Cs.: *Fixed-point DSP implementation of advanced discontinuous PWM methods*. 11th International Carpathian Control Conference - ICC 2010, Eger, Miskolci Egyetem, 2010, ISBN 978-963-06-9289-2, 149-152.