XVI. FIATAL MŰSZAKIAK TUDOMÁNYOS ÜLÉSSZAKA

Kolozsvár, 2011. március 24–25.

VILLAMOS GÉPEK MODERN SZABÁLYOZÁSI MÓDSZEREI A TÉRFÁZOR ELMÉLET ALAPJÁN

IMECS Mária

Abstract

The state-space mathematical models of the three-phase electrical machines with general character, written in two-phase perpendicular coordinates may be deduced based on the transformation named after R. H. Park, who employed it at first run in 1929 for the synchronous generators. The general character of the method is given by the fact there is no condition for the time depending phase quantities shape, being valid not only for sinusoidal ones. The space-vector method was developed by K. P. Kovács and I. Rác. It is suitable for analysis and physical interpretation of the phenomena in the electrical systems in quasi steady-state and dynamic operation mode, which at that time couldn't be treated with the classical methods. The various names of the space-phasor (instantaneous symmetrical component, space vector, three-phase/resultant/spatial-temporal phasor, sinor) reflect the different interpretation levels of the physical phenomena based on the mathematical model. That is, what leads in 1971 to the idea of the field-orientation principle of F. Blaschke. Based on the field-orientation are deduced the DC models of the AC machines, more accessible for linearization, which offers the basis of the modern vector control procedure. As a consequence, the control of the AC machines is made with DC structures achieving high dynamic performances. The general character of the vector control procedure based on the space-phasor theory is consisting of the extension of it to all types of motor drive systems and generating running in energy production, where not only field-, but- also current- and voltage-orientation is applied.

Key words:

Park-vector, coordinate- and phase transformation, general equations, field-orientation principle, vector control, analogy of AC and DC machines.

Összefoglalás

A három-fázisú váltakozó áramú villamos gépek általános jelleggel rendelkező, merőleges kétfázisú, állapotváltozós matematikai modelljei R. H. Park-ról elnevezett – a szinkron generátoroknál először 1929-ben alkalmazott transzformáció segítségével vezethetők le. A módszer általános jellegét az adja, hogy érvényes nemcsak szinuszos, hanem a fázismennyiségek bármilyen időbeli változására. A térvektoris módszer kidolgozása Kovács K. P. és Rác I. nevéhez fűződik, mellyel sikerült tárgyalni és megmagyarázni a fizikai értelmét a villamos gépekben lejátszódó olyan kvázi-állandósult és tranziens jelenségeknek, melyek a klasszikusnak számító villamos gép elmélettel nem voltak kezelhetők. A térfázor különböző megnevezései (pillanatértékű szimmetrikus összetevő, 3F eredő vektor, térvektor, szinor, stb.) a matematikai modell fizikai értelmezésének a különböző szintjeit tükrözi, ami fokozatosan vezetett el 1971-ben az F. Blaschke-féle mező-orientációs elv ötletéhez. Mező-orientációval egyenáramú modellekhez jutunk, melyek könnyebben lineárizálhatók, s melyeknek alapján a villamos gépek modern vektoriális szabályozási módszerei lehetővé váltak. Következésképpen a váltakozó áramú gépek szabályozása egyenáramban történik, mely kiváló szabályozási minőséget biztosít. A térfázoros elméleten alapuló vektoriális szabályozás általános jellege abban áll, hogy gyakorlatilag kiterjesztették minden típusú villamos motoros hajtásra és generátoros üzemmódra, ahol nemcsak mező-, hanem áram- és feszültség-orientációt is alkalmaznak.

Kulcsszavak:

Park-vektor, koordináta- és fázis-transzformáció, általános egyenletek, mezőorientációs elv, vektoriális szabályozás, váltakozó- és egyenáramú gépek analógiája.

1. Bevezetés

A megtermelt villamos energia több mint 75%-a szabályozott villamos hajtásokon keresztül használdik fel, azaz alakul át mechanikai energiává. Kezdetekben az optimálisan felépített egyenáramú gépekkel (EÁG) termelték a villamos energiát és később, mikor már a villamos energia termelését váltakozó áramú (VÁ) szinkron generátorok vették át, mégis az egyenáramú motorokkal (EÁM) szabályozták a meghajtott munkagépeket. Az EÁG konstrukciója megengedi a fordulatszám vagy/és a nyomaték, valamint a mágneses mező szabályozására a kéthurkú szétcsatolt (egymástól független) beavatkozást, mely nagy stabilitást és kiváló dinamikát biztosít a villamos hajtásnak.

Napjainkban, a modern szabályozási módszerek és beavatkozó teljesítményelektronikai eszközöknek köszönhetően a villamos hajtásokban a legelterjedtebbek a háromfázisú (3F) VÁ kefenélküli gépek, ilyen a kalickás forgórészű indukciós (aszinkron) motor és a permanens-mágneses forgórészű szinkron gép (melyet mind motorként, mind generátorként is alkalmaznak). Több előnnyel is rendelkeznek, úgy mint a kisebb méret, az egyszerűbb felépítés, az igénytelen karbantartás, olcsóbbak és a viselkedésük is robusztusabb. A hátrányok közé tartozik, hogy a bonyolult matematikai modelljük (MM) miatt a konvencionális időfázoros eljárásokkal nehezen voltak tanulmányozhatók, ugyanakkor a klasszikus skaláris módszerekkel szabályozott váltakozó áramú gépek (VÁG) dinamikája jóval alul marad az EÁM-os hajtásokéhoz képest. A modern szabályozási módszerek vektoriálisak és a térfázor- (azaz a Park-vektoros) elmélet (TFE) elterjedésének és annak alkalmazásának köszönhetően találták fel.

2. Történelmi visszatekintés a térfázor-elmélet előzményeiről és elterjedéséről

A XIX. század vége fele *Ch. P. Steinmetz* az 1898-ban megjelent könyvében alkalmazta először az időfázorokat (IF) az áramkörök és VÁG-ek szinuszos mennyiségeinek a szimbolikus ábrázolására állandósult állapotban [1]. A XX. század elején *C. L. Fortescue* az 1918-ban közölt cikkében bemutatja az IF-os szimmetrikus összetevők alkalmazását kiegyensúlyozatlan 3F rendszerek tanulmányozására [3], majd 1927-ben *S. Bekku* általánosít és a tranziens folyamatok tárgyalására bevezeti a pillanatértékű szimmetrikus összetevők fogalmát [6].

A térfázoros modell gyökereit *L. Dryfus*-nak egyik 1916-ban megjelent [2] írása szolgáltatta *Park*-nak, mely alapul szolgált az 1929-ben közölt ötletéhez a szinkron generátorok modellezésében [7]. *Park* ugyancsak hivatkozik *A. Blondel* 1922-ben megjelent cikkére, melyben a VÁG két merőleges tengely szerinti modellezését tárgyalja [4]. *R. E. Doherty* és *C. A. Nickle* 1925-1929 között közölt cikk-sorozat első három részében [5] továbbfejlesztik a *Blondel* által javasolt kétfázisú VG modellezést, mely később ötletül szolgált *Park*-nak a róla elnevezett modellezés kidolgozásában.

R. H. Park 1929 és 1933-ban közli az elhíresült cikkét „*Two-reaction theory of synchronous machines. Generalized method of analysis*” két részben, melyben összegezve az addig felvetett modellezési ötleteket, a szinkron generátorokra alkalmazva, kidolgozta a 3-fázisú VÁG-ek általános jelleggel rendelkező, dinamikus üzemmódra is érvényes, állapotváltozós, merőleges két-fázisú (2F) MM-ezésének az alapjait, melyet kombinált (tömörített fázis- és koordináta-) transzformáció segítségével

vezetett le. Az eredeti számításokat az állórész-változókra is a forgórészhez rögzített *Descartes*-féle koordináta rendszerben, azaz a *Gauss*-féle komplex számsíkban végezte el [7]. A Park-módszer általános jellegét az adja, hogy érvényes nemcsak szinuszos, hanem a fázismennyiségek bármilyen időbeli változására, tehát alkalmas tranziensek számításra is. 1933-ban *Kron Gábor* – aki az AEÁ-ban kutatót – már *R. H. Park* II. cikkének a hozzászólásában utalt arra, hogy a komplex síkban értelmezett áramvektor fizikailag megfelelne a gerjesztés térbeli elosztásának. 1942-ben *Kron* közöli a mátrixos (tenzoros) eljárást [9], mely később az egységes VG elméletéhez vezetett. 1943-ban *E. Clarke* kiterjeszti a fázis-transzformációt 3F statikus hálózatoknak a komplex síkban való 2F számítására [10]. A közös koordináta-rendszer alkalmazása a lüktető kölcsönös induktivitások átalakítása állandó értékű paraméterek céljából történik. Az indukciós (aszinkron) motor (IM) esetében először *H. C. Stanley* alkalmazta 1938-ban megjelent cikkében, ahol a forgórész mennyiségeinek a változó-cseréjét az állórészre transzformálta át [8]. 1951-ben *Kron* alkalmazza az álló- és forgórész mennyiségek változó-cseréjét egy közös szinkron sebességgel forgó koordináta rendszerre (KooR) vonatkoztatva [12]. Majd 1957-ben *D. S. Brereton*, *D. G. Lewis* és *C. G. Young* egy cikkükben a Park-transzformációhoz hasonlóan az IM állórészét a forgórészhez kötött KooR-re alakítják át [18].

A TFE vektoriális kidolgozása *Kovács K. Pál* és *Rácz István* nevéhez fűződik, akiknek az 1954-ben magyarul megjelent könyvét [16] öt évvel később 1959-ben a Magyar Tudományos Akadémia németül is kiadta [19], s ezzel a “Magyar Villamos Gép Iskolát” (mely még ma is használja a Park- és térvektor megnevezéseket) világhírnévre emelte. *Kovács K. Pál* 1970-ben megjelentet könyvében számos példával illusztrálva viszi tovább a térvektor elmélet alkalmazását a VÁG üzemtanának a tanulmányozására, valamint kiegészíti az IM, az akkor modernnek számító, analóg szimulálási struktúráival [30]. A román nyelvű kiadást a szerző kérésére a fordítók kiegészítették a mátrixos módszerrel, a *J. Stepina* által közölt térbeli felharmonikusok analitikus számításával [26], valamint a gerjesztett csillapító-tekerces szinkron gép (SzG) analóg szimulálási struktúrájával [66]. A vektoriális módszer kifejlesztésével sikerült tárgyalni és szemléletesen megmagyarázni a fizikai értelmét a 3F VÁG-ekben és teljesítmény elektronikai áramirányítókban (TEÁI) lejátszódó olyan kvázi-állandósult és tranziens jelenségeknek, melyek az akkor klasszikusnak számító IF- és VG- elmélettel, nem voltak kezelhetők. Ilyenek például a modern automatizált rendszerek nélkülözhetetlen beavatkozó eszköze, a TEÁI-ról (általában inverterről) táplált hajtások, melyek négyszöghullámú árammal, feszültséggel vagy szaggatott, azaz impulzus-szélesség modulált (ISzM) feszültséggel üzemelnek. 1987-ben *Lázár József* is közli angolul a már jó pár évvel azelőtt kidolgozott és magyar tankönyvekben fellelhető Park-vektorok alkalmazása a három-fázisú hálózati-kommutációs egyenirányítókra [59].

A Park-, azaz a térvektorról a térfázorra (TF) való átnevezésére később került sor. *Stepina* 1967-ben megjelentetett két németnyelvű cikkében is foglalkozik már a térvektor időbeli jellegének a megmagyarázásával és javasolja a német “*Raumzeiger*” megnevezést, ami magyarul a TF-nek, angolul pedig a “*space phasor*”-nak felel meg [24], [25].

N. V. Nedelcu is már 1968-ban a Bukarestben román nyelven megjelenő könyvében a „*fazor spațialo-temporal reprezentativ*” (angolul: „*representative spatial-temporal phasor*”, németül: „*raum-zeitlicher Verallgemeinert Zeiger*”, franciául: „*phaseur spatiaux-temporaux représentatif*”) megnevezést javasolja [28]. Később az 1978-ban („post mortem”) megjelenő könyvében átnevezte „*sinor reprezentativ*”-ra (angolul: „*representative sinor*”, németül: „*repräsentativer Sinor*”, franciául: „*sinor représentatif*”) [43]. Előtte egyszerűen csak a sinor megnevezéssel közölt külföldön, főleg Németországban, ahol hosszabb ideig kutatóként alkalmazták.

V. J. Jones az 1967-ben megjelenő könyvével megveti az egységes (általános) VG-elméletnek az alapját. Retter Gyula erről az elméletről szóló könyve magyarul több kiadást is megért (1975, 1980), majd. Később, 1987-ben a Magyar Tudományos Akadémia angolul is kiadta megváltoztatott címmel. Már az új cím is szuggerálja, hogy a mátrixos valamint a TF-os módszerek alkalmazása ugyanannak az elméletnek a két különböző ábrázolási és számítási eljárásai, melyet az általános VG-elméletben, a MM-ben, majd később a vektoriális szabályozásban (VSz) is használnak.

A térfázor különböző megnevezései (pillanatértékű szimmetrikus összetevő, Park-, Rác-, Kovács- vagy Gorev-vektor, 3F tér- vagy eredővektor, szinor, stb.) a MM fizikai értelmezésének a különböző szintjeit tükrözi. A térfázor fizikai értelmének a megmagyarázása fokozatosan vezetett el a mezőorientációs elvének (MOE) az ötletéhez, mely a VG-ek modern VSz-ának az alapját képezi.

3. A térfázor-elmélet alapjai

A TF általános meghatározása a 3F tekercselés eredő mágneses hatásán alapszik, melyet alkalmaztak a villamos mennyiségekre is. Ezek szerint a TF arányos a három fázisnak megfelelő pillanatértékű térvektorok összegével (a $\underline{g}^{\Sigma}$ eredőjével):

$$\underline{g} = k_{ph} (\underline{g}_a + \underline{a} \underline{g}_b + \underline{a}^2 \underline{g}_c) = k_{ph} \underline{g}^{\Sigma} = \underline{g}_d + j \underline{g}_q \quad (1)$$

ahol $\underline{a}$ és $\underline{a}^2$ az egységvektorok, melyek $\pm 120^\circ$ -os szöggel forgatnak a térben a 3F tekercsek mágneses tengelyének az irányába, mint ahogyan az 1. ábra is mutatja. A $\underline{g}_a$, $\underline{g}_b$ és $\underline{g}_c$ a fázismennyiségek, mint például légrész- (LR), állórész- (ÁR) vagy forgórész- (FR) fluxus, áramok, gerjesztések, kapocs-, ohmos- vagy elektromotoros feszültségek, stb.) pillanatértékei, melyekre semmiféle kikötés nincs. A TF nagy előnye, hogy nemcsak időben szinuszosan változó, állandósult állapotbeli mennyiségek ábrázolására szolgálnak, hanem bármilyen tetszőleges időbeli változással rendelkező 3F rendszerekre vonatkozik, melyek tartalmazhatnak bármilyen felharmonikust vagy lehetnek akár egyenáramok, aszimmetrikus, nem-szinuszos, lecsengő vagy növekvő tranziens folyamat alatt jelentkező fázis- vagy vonal-mennyiségek. Villamos gépek esetében az egyetlen kitétel a mező szinuszos kerület-menti térbeli elosztása és a VG szimmetrikus felépítése a fázisokra nézve, azaz a tekercsek térbeli szimmetriája.

A TF-nak hatféle változata használatos a nemzetközi szakirodalomban, melyek csak a koefficiensekben különböznek a (lásd az 1. táblázatot).

1. ábra. Térfázor- és mátrix-módszerek a váltakozó áramú villamos gépek elméletében, matematikai modellezésében és mező-orientált vektoriális szabályozásában

A TF k_{ph} (angolul „Phasor”) koeficiensének az értékét tetszés szerint megválaszthatjuk, attól függően, hogy melyik változat felel meg az elvégzendő számítások megkönnyítésére vagy az eredmények interpretálására.

A zérus-sorrendű pillanatértékű összetevő általános meghatározása

$$g_0 = k_0(g_a + g_b + g_c). \quad (2)$$

ahol a k_0 koeficiens ugyancsak az 1. táblázatban van feltüntetve.

1. táblázat. A nemzetközi szakirodalomban fellelhető térfázor változatok

	A térfázornak megfelelő vektor megnevezése	Térfázor- modulus $ \underline{g} $	Térfázor koefficiens k_{ph}	A zérus-sorrendű összetevő koefficiense k_0	Nyomaték-és teljesítmény- koefficiens k_{M1}	A fázismennyiségek lépték-koefficiense k_{sc}
1	Fázismennyiségeknek megfelelő EREDETI TÉRFÁZOR *	$\hat{g} = G_{max}$	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{3}{2}$	1
2	EFFEKTÍV ÉRTÉKŰ IDŐFÁZOR- nak megfelelő térfázor	$g_{eff} = G_{eff} = G_{max} / \sqrt{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{3}$	$\frac{1}{3}$	3	$\sqrt{2}$
3	HÁROMFÁZISÚ EREDŐ VEKTOR- nak megfelelő térfázor	$g_R = \frac{3}{2} G_{max}$	1	$\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$\frac{2}{3}$
4	EGYSÉGNYI NYOMATÉK- KOEFFICIENS- nek megfelelő térfázor **	$\sqrt{\frac{3}{2}} G_{max} = \sqrt{3} G_{eff}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	1	$\sqrt{\frac{2}{3}}$
5	PILLANATÉRTÉKŰ SZIMMETRIKUS ÖSSZETEVŐ	$G_{max} / 2$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	6	2
6	PILLANATÉRTÉKŰ VONALMENNYISÉGEK -nek megfelelő térfázor	$\frac{\sqrt{3}}{2} G_{max} = \sqrt{\frac{3}{2}} G_{eff}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	2	$\frac{2}{\sqrt{3}}$

* az 1. a Clarke-féle aszimmetrikus nem-teljesítményinvariáns fázis-transzformáció (angolul „Power Non-Invariant Transformation”) és

** a 4. a Concordia-féle szimmetrikus teljesítmény invarianciának megfelelő fázis-transzformáció („Power Invariant Transformation”).

Ha az (1)-ben megnevezett $\underline{g}$ TF-t analitikusan komplex számnak tekintjük, akkor felírhatjuk a g_d valós- és a g_q imaginárius komplex síkbeli összetevőkkel (lásd az 1. ábrát) is. A TF modulusa a következő összefüggésekkel számítható ki:

$$|\underline{g}| = g = \sqrt{g_d^2 + g_q^2} = k_{ph} \sqrt{(g_a^2 + g_b^2 + g_c^2) - (g_a g_b + g_b g_c + g_c g_a)} = k_{ph} \sqrt{\frac{3}{2} (g_a^2 + g_b^2 + g_c^2) - \frac{1}{2} \left(\frac{g_0}{k_0} \right)^2}. \quad (3)$$

A 3F gépek elektromágneses nyomatéka (EMNy) a valamelyik eredő fluxus és áram TF-ának a vektoriális szorzatával (angolul „Cross Product,”) írható fel. Például az IM esetén, ahol három (sztátor, légrés, rotor) eredő fluxust $\underline{\psi}_{s,m,r}$ különböztetünk meg, az EMNy képlete felírható mind az $\underline{i}_s$ ÁR-, mind az $\underline{i}_r$ FR-árammal:

$$\overline{m_e} = k_{M1} z_p (\underline{\psi}_s \times \underline{i}_s) = k_{M1} z_p (\underline{\psi}_m \times \underline{i}_s) = k_{M1} z_p (\underline{i}_r \times \underline{\psi}_m) = k_{M1} z_p (\underline{i}_r \times \underline{\psi}_r) = \frac{k_{M1} z_p}{1 + \sigma_r} (\underline{\psi}_r \times \underline{i}_s) = \frac{k_{M1} z_p}{1 + \sigma_s} (\underline{i}_r \times \underline{\psi}_m) \quad (4)$$

ahol σ_r és σ_s a rotor, illetve a sztátor szórási tényezője, z_p a pólus-párok számát jelzi, a k_{M1} koefficiens pedig megfelel az egy pólus-pár által kifejtett nyomatéknak, melynek az értékei az 1. táblázatban találhatók. Mivel az aszinkron és szinkron gépek állórésze azonos, a (4)-ben felírt képlet első két formája (ahol nem szerepel rotor-mennyiség) érvényes a SzG-re is.

A lépték (angolul „Scale”) koefficiense az alábbi képlettel határozható meg:

$$k_{sc} = \frac{g_a - g_0}{Pr_a(\underline{g})} = \frac{g_b - g_0}{Pr_b(\underline{g})} = \frac{g_c - g_0}{Pr_c(\underline{g})} = \frac{g_a - g_0}{Pr_{Re}(\underline{g})} = \frac{g_a - g_0}{g_d} \quad (5)$$

ahol $Pr_{a,b,c,Re}$ a TF-nak a megfelelő („a”, „b” vagy „c”) fázis-tengelyre eső vetülete (angolul „Projection”), mint ahogyan megfigyelhető az 1. ábrán is. Mivel a valós tengely egybeesik az „a” fázis tengelyével, a képletet felírhattuk közvetlenül a g_d valós összetevővel is. Az (5) összefüggés nem érvényes az 1. táblázat 6. esetére, csak akkor, ha a zérus-sorrendű összetevő nulla.

A térfázor k_{ph} oefficiense nem befolyásolja az állapotváltozós MM feszültség-, áram- és fluxus általános egyenleteit, viszont a teljesítmény valamint a nyomaték képleteknél számításba jön, a nyomatékoefficiense által. A felsorolt háromoefficiens között a következő összefüggések állnak fenn:

$$k_{sc} = \frac{2}{3}(k_{ph})^{-1} = k_{ph}k_{M1}, \quad k_{M1} = \frac{3}{2}(k_{sc})^2 = \frac{2}{3}(k_{ph})^{-2}, \quad k_{ph}k_{sc} = \frac{2}{3}. \quad (6)$$

Csak egyoefficienset választhatunk meg szabadon, mely bármelyik lehet a fent említett három közül, ugyanis a másik kettő ennek a függvénye lesz.

4. A térfázor a váltakozó áramú villamos gépek matematikai modellezésében

Az (1) összefüggés az 1. táblázatban bemutatott direkt PhT fázis-transzformációt (angolul „*Direct Phase Transformation*”) írja le vektoriális formában. A PhT a három $g_{a,b,c}$ fázismennyiségből az úgynevezett g_{d-q} 2F változók, azaz a TF komplex-síkbeli két összetevőjének a kiszámítását végzi el, melyek merőlegesek egymásra. A PhT matematikailag annak a változcserének felel meg, melyet az [A] mátrixos operátorral is elvégezhetünk, ahogyan az 1. ábrán is látszik. Az inverz PhT-t az $[A]^{-1}$ mátrixszal számíthatjuk. A PhT nem változtatja meg a mennyiségek alaphékvenciáját. A mátrixmódszer esetén a 3F- és 2F összetevőket oszlopmátrixba írjuk, amit a tenzor-elméletben nem véletlenül ugyancsak vektornak neveznek.

A komplex sík egy forgó vektor irányába történő orientációjával a VÁ mennyiségeket EÁ összetevőkre (vagy más hékvenciájú komponensekké) alakíthatók át. A KooR forgatása a CoiT transzformációnak felel meg, melyet a $[D(\lambda)]$ mátrixoperátorral végezhetünk el. Ha a KooR-t előre forgatjuk, akkor a forgatási szög pozitív és direkt transzformációról van szó. Az inverz CoiT a KooR visszafelé forgatásának felel meg és az ennek megfelelő operátor $[D(\lambda)]^{-1} = [D(-\lambda)]$.

A két egymást követő transzformációt egybevonva, tömörített formában, Park-ról nevezték el. Ezek szerint a direkt Park-transzformációt a $[DA(\lambda)] = [D(\lambda)] [A]$ mátrixszal végezhetünk el (lásd az 1. ábrát). Az inverz Park-transzformáció viszont $[DA(\lambda)]^{-1} = [A]^{-1}[D(-\lambda)] \neq [DA(-\lambda)]$ – mint látható – kompakt formában nem számítható a CoiT-hez hasonló módon, azaz a forgatási szög előjelének egyszerű megváltoztatásával.

Az 1. ábrán láthatók a blokkokra jellegzetes TF-diagrammok, a bemeneti és kimeneti változók és a megfelelő direkt és inverz transzformációk, úgy a MM-ezésben, mind a szabályozási hurkokban. Az 1. ábra összefoglalva mutatja be, hogyan juthatunk a VÁG-ek TF-os MM-re és a szimulációs eredmények interpretálására, azaz, hogyan kapcsolódik a TR-os 2F orientált KooR-ben felírt modell (amiben számolunk és amivel szimulálunk) a természetes 3F bemeneti és kimeneti változókkal. Ahhoz, hogy a VÁG-ek MM-je állandó mágneses paraméterekkel rendelkezzen, matematikai manipulációval meg kell szüntetni az ÁR és FR közötti relatív mozgást. Következésképpen az ÁR és a FR Park-transzformációs forgatását más és más szöggel kell elvégezni, hogy azonos KooR-be legyenek felírva a fluxus-egyenletek, ahol státor és rotor kölcsönös induktivitásaiban természetes

módon jelentkezik a kölcsönös pozíciót jellemző θ elfordulási szög. Az ÁR-változókat a közös KooR λ pozíciószöggel forgatjuk el, míg a FR-változókat a λ - θ szöghelyektől függően.

Az árammal gerjesztett kiálló-pólusú csillapító-kalickával rendelkező szinkron gép (SzG) MM-je a legáltalánosabb, melyből le lehet vezetni, nemcsak az összes VÁG modelljét, melyeknek a légrésben szinuszos a mágneses tér kerület-menti térbeli elosztása, hanem az EÁG modelljét is.

A nagyteljesítményű SzG-ek (melyeket főleg generátorként használnak) a 3F VÁG-ek kategóriájába tartoznak a közepes és nagyteljesítményű aszinkron IM-mel együtt. A két különböző típusú gépnek az állórésze, mely létrehozza a forgó mágneses mezőt, s melyet a szinkron gépeknél armatúrának hívnak, teljesen egyforma. A különbség a FR felépítésében van, mely a GP-eknél nagyon változatos lehet.

Ahhoz, hogy a rotor szinkronban forogjon az armatúra által létrehozott forgómezővel, a FR-t gerjesztéssel („*Excitation*”) kell ellátni, mely egyenárammal (Ex) vagy permanens mágnessel (PM) történhet. Vannak hengeres (állandó LR-vel rendelkező) vagy kiálló pólusú (változó LR-vel rendelkező) FR-es gépek. Ha a SzG nincs gerjesztve, akkor kiálló pólusokkal, azaz változó reluktanciával (VR) kell rendelkeznie. Úgy a gerjesztés, mind a kiálló pólus, szinkron nyomaték megjelenését eredményezi. A gerjesztés nélküli gépet reluktancia („*Variable Reluctance*”) vagy reaktív motornak nevezik. Vannak SzG-ek, melyek mindkét sajátossággal (szinkron nyomatékkal) rendelkeznek.

Az IM-ek FR-e (mivel nem rendelkeznek a szinkron nyomaték létrehozásához szükséges feltételekkel) csúszással („*slip*”), azaz aszinkronban forog az indításkor az ÁR által létrehozott (terhelés alatt az eredő) forgómezőhöz képest. A FR lehet csúszógyűrűvel ellátott tekercselt, mely hasonló az ÁR felépítéséhez, vagy lehet rövidre-zárt kalickás („*Squirrel Cage*”), mely rudakból van kiképezve. Gyakran a SzG-eknek a FR-be is rövidre-zárt kalickát (SqC) építenek be, mely úgynevezett aszinkron nyomatékokat hoz létre, s mely csak a tranziens folyamatok alatt lép fel, ha a rotor csúszik a forgómezőhöz képest, azaz indításkor, fékezéskor, terhelésváltozáskor, stb., valamint csillapításként, amikor a FR beleng. Ezért a SzG-ek kalickáját, vagy a rotorba beépített (a végükön rövidre-zárt) rudakat csillapító („*Damping / Amortisation*”) tekercsnek is nevezik.

Az általános (mindhárom-féle – két szinkron és az aszinkron – nyomatékkal rendelkező) SzG MM-jéből, nemcsak a különböző típusú SzG-ek MM-je következik, hanem még az IM-é is. A három felépítési jellegzetességet (gerjesztés, változó reluktancia / légrés és rövidre-zárt rudak) különféleképpen lehet kombinálni: hármasával (Ex-VR-SqC és PM-VR-SqC), kettesével (Ex-VR, PM-VR, Ex-SqC, PM-SqC, VR-SqC) vagy egyesével (Ex, PM, VR). Ha azt is figyelembe vesszük, hogy a gerjesztés is kétféle lehet (árammal vagy permanens mágnessel, akkor összesen tíz alaptípusú SzG modelltől lehet szó. A tizenegyedik variánsnak (SqC) az IM felel meg, ami a FR-ben kalickával rendelkezik, de lehet a tekercselt FR-ű is, ugyanis a kalickának a modellje tekercselt helyettesítő kapcsolásnak felel meg [30], [34], [40]. Ha pedig azt vesszük figyelembe, hogy felépítésüket tekintve az EÁG-ek megfordított szinkron gépek (ahol az ÁR és a FR fel vannak cserélve), akkor rájövünk arra

is, hogy az EÁG modellje is származtatható az általánosnak tekintett SzG modelljéből. Ezek után világossá válik, hogyan jutott el a tudomány az általános, azaz egysége villamosgép-elméletig.

5. A villamos gépek általános egyenletein alapuló matematikai modellek hasonlósága

A SzG általános egyenleteit (lásd a 2. táblázatot) rotor-orientált dθ-qθ KooR-ben szokták felírni, a FR-re jellemző hosszanti tengely szerinti szimmetria miatt. A θ a FR elektromos szögelfordulása, melynek a deriváltja adja a rotor ω szögsebességét, elektromos szögben mérve.

2. táblázat. A szinkron gép általános állapot-változós egyenletei rotor-orientált koordinátákban

Feszültség-egyenletek:	Fluxus-egyenletek:
$u_{sd\theta} = R_s i_{sd\theta} - \omega \Psi_{sq\theta} + \frac{d\Psi_{sd\theta}}{dt}; \quad (7)$	$\Psi_{sd\theta} = L_{sd} i_{sd\theta} + L_{md} (i_{A_d} + i_e); \quad (12)$
$u_{sq\theta} = R_s i_{sq\theta} + \omega \Psi_{sd\theta} + \frac{d\Psi_{sq\theta}}{dt}; \quad (8)$	$\Psi_{sq\theta} = L_{sq} i_{sq\theta} + L_{mq} i_{A_q}; \quad (13)$
$u_e = R_e i_e + \frac{d\Psi_e}{dt}; \quad (9)$	$\Psi_{A_d} = L_{Ad} i_{A_d} + L_{md} (i_e + i_{sd\theta}); \quad (14)$
$u_{A_d} = R_{A_d} i_{A_d} + \frac{d\Psi_{A_d}}{dt}; \quad (10)$	$\Psi_{A_q} = L_{sq} i_{A_q} + L_{mq} i_{sq\theta}; \quad (15)$
$u_{A_q} = R_{A_q} i_{A_q} + \frac{d\Psi_{A_q}}{dt}; \quad (11)$	$\Psi_e = L_e i_e + L_{md} (i_{A_d} + i_{sd\theta}); \quad (16)$
	<u>Szögsebesség:</u> $\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (17)$
Nyomaték-egyenletek:	
$m_e - m_L = m_j = \frac{J_{tot}}{z_p} \frac{d\omega}{dt} \quad (18)$	
$m_e = k_{M1} z_p (\Psi_{sd\theta} i_{sq\theta} - \Psi_{sq\theta} i_{sd\theta}) = m_F + m_R + m_A \quad (19)$	
$m_F = k_{M1} z_p L_{md} i_e i_{sq\theta} = k_{M1} z_p \Psi_{me} i_{sq\theta} \quad (20)$	
$m_R = k_{M1} z_p (L_{md} - L_{mq}) i_{sd\theta} i_{sq\theta} = 3 z_p \Delta L i_{sd\theta} i_{sq\theta} \quad (21)$	
$m_A = k_{M1} z_p (L_{md} i_{A_d} i_{sq\theta} - L_{mq} i_{A_q} i_{sd\theta}) = k_{M1} z_p (\Psi_{mA_d} i_{sq\theta} - \Psi_{mA_q} i_{sd\theta}) \quad (22)$	

A feszültség-egyenleteknél az ÁR-feszültségeknél megjelenik a forgási elektromotoros feszültség (EMF), mint elektromágneses keresztatás (KH) (angolul: „Cross-effect”), mely matematikai nemlineáritást (MNL) visz be. A KH a FR feszültség-egyenleteiben (e – a gerjesztés, A_d-A_q – a csillapító rudak) azért nem jelenik meg, mert a választott rotor-orientált koordináta-rendszer a FR szempontjából természetes jelleggel bír. A PM-es SzG esetében a gerjesztő áramkör mennyiségei

eltűnnek, csupán a PM fluxusa kerül be az egyenletekbe a $\Psi_{PM} = L_{md} i_e$ kifejezés alapján.

A 3. táblázat az IM általános egyenleteit tartalmazza. Az ω a rotor villamos szögsebessége, hasonlóképpen a SzG modelhez.

3. táblázat. Az aszinkron gép általános állapotváltozós egyenletei tetszőleges koordinátákban

<u>Feszültség-egyenletek:</u>	<u>Fluxus- és áram-egyenletek</u>
$\begin{cases} u_{sd\lambda} = R_s i_{sd\lambda} + \frac{d\Psi_{sd\lambda}}{dt} - \omega_\lambda \Psi_{sq\lambda} \\ u_{sq\lambda} = R_s i_{sq\lambda} + \frac{d\Psi_{sq\lambda}}{dt} + \omega_\lambda \Psi_{sd\lambda} \end{cases} \quad (23)$	$\begin{cases} \Psi_{sd\lambda} = L_s i_{sd\lambda} + L_m i_{rd\lambda} \\ \Psi_{sq\lambda} = L_s i_{sq\lambda} + L_m i_{rq\lambda} \end{cases} \quad (28)$
$\begin{cases} u_{rd\lambda} = R_r i_{rd\lambda} + \frac{d\Psi_{rd\lambda}}{dt} - (\omega_\lambda - \omega) \Psi_{rq\lambda} \\ u_{rq\lambda} = R_r i_{rq\lambda} + \frac{d\Psi_{rq\lambda}}{dt} + (\omega_\lambda - \omega) \Psi_{sd\lambda} \end{cases} \quad (24)$	$\begin{cases} \Psi_{rd\lambda} = L_r i_{rd\lambda} + L_m i_{sd\lambda} \\ \Psi_{rq\lambda} = L_r i_{rq\lambda} + L_m i_{sq\lambda} \end{cases} \quad (29)$
$\begin{cases} u_{rd\lambda} = R_r i_{rd\lambda} + \frac{d\Psi_{rd\lambda}}{dt} - (\omega_\lambda - \omega) \Psi_{rq\lambda} \\ u_{rq\lambda} = R_r i_{rq\lambda} + \frac{d\Psi_{rq\lambda}}{dt} + (\omega_\lambda - \omega) \Psi_{sd\lambda} \end{cases} \quad (25)$	$\begin{cases} i_{md\lambda} = i_{sd\lambda} + i_{rd\lambda} \\ i_{mq\lambda} = i_{sq\lambda} + i_{rq\lambda} \end{cases} \quad (30)$
$\begin{cases} u_{rd\lambda} = R_r i_{rd\lambda} + \frac{d\Psi_{rd\lambda}}{dt} - (\omega_\lambda - \omega) \Psi_{rq\lambda} \\ u_{rq\lambda} = R_r i_{rq\lambda} + \frac{d\Psi_{rq\lambda}}{dt} + (\omega_\lambda - \omega) \Psi_{sd\lambda} \end{cases} \quad (26)$	$\begin{cases} i_{md\lambda} = i_{sd\lambda} + i_{rd\lambda} \\ i_{mq\lambda} = i_{sq\lambda} + i_{rq\lambda} \end{cases} \quad (31)$
<u>A koordináta-rendszer forgási szögsebessége:</u>	<u>Elektromágneses nyomaték:</u>
$\omega_\lambda = \frac{d\lambda}{dt} \quad (27)$	$m_e = k_{M1} z_p (\Psi_{sd\lambda} i_{sq\lambda} - \Psi_{sq\lambda} i_{sd\lambda}) \quad (34)$

A feszültség-egyenletek közötti kapcsolatot a fluxus-egyenletek biztosítják, hasonlóképpen, mint a gépekben lejátszódó alapvető fizikai jelenségek. Ugyanis a mágneses mező segítségével lehet az energiát a légrésen átvinni (hasonlóképpen, mint a transzformátorok esetében is), és ugyancsak a mágneses mezőnek köszönhetően jön létre a VG által kifejtett EMNy. A SzG nyomaték-összetevőit úgy kapjuk meg, hogy a (19) általános nyomaték-képletbe behelyettesítjük a fluxusokat az áramok függvényében a (12)-(16)-ból. Így nyerjük az (19)-(21) összefüggéseket, ahol m_F a hengeres, azaz a gerjesztési nyomaték (angolul „*Field-torque*”), az m_R a reluktancia nyomaték (mindkettő szinkron típusú), valamint az m_A az aszinkron nyomaték, ha a gép csillapító-rudakkal rendelkezik.

A fluxusok állapotváltozókként jelennek meg, de lehet őket részben vagy teljesen áramokkal is helyettesíteni. A mozgásegyenlet a szögsebességet határozza meg állapotváltozónak. Az EMNy-ban az elektromechanikai KH mutatkozik, mely ugyancsak MNL-t visz be az egyenletrendszerbe. Ha a FR szögelfordulását is számításba vesszük, akkor a SzG-nek maximum két mechanikai és öt elektromágneses állapotváltozója van.

Az IM-nak eggyel kevesebb állapotváltozója van, mint a gerjesztett csillapító-rudas SzG-nek. A 3. táblázatban szereplő általános egyenletekhez még hozzátartozik a (18) mozgásegyenlet valamint a (33), mely az EMNy-nak a 2F összetevős kifejezése, s melyet a (4) alapján más változókkal is fel lehet írni, például:

$$m_e = k_M (\psi_{s,md} i_{sq} - \psi_{s,mq} i_{sd}) = k_M (\psi_{r,mq} i_{rq} - \psi_{r,md} i_{rq}) \quad (35)$$

ahol a nyomatékoefficiens $k_M = k_{MI} z_p$.

Aszinkron motor esetében a KooR tetszőleges λ pozíció-szögét a célnak megfelelően többféleképpen lehet megválasztani. Sztátor-orientációt, azaz nyugvó koordinátákat akkor használunk, amikor az TEÁI a meghajtó motor ÁR-be avatkozik be. Ebben az esetben $\lambda=0$ és a forgó EMF az ÁR feszültségegyenletéből eltűnik, azaz belefoglaltatik a fluxus deriváltjába. A rotor-orientációnál (hasonlóképpen a SzG-hez) $\lambda=\theta$. Ennek alkalmazására főleg akkor kerül sor, mikor a TEÁI a FR-be avatkozik be, például a kaszkád-kapcsolásokban, amikor az indukciós gép generátorként (is) üzemel, például a modern szélturbinás hajtás-rendszerekben. A szinkron és aszinkron motorok TF-es MM-jének a hasonlósága azonnal észrevehető, ha az IM modelljét rotor-orientált koordinátákkal írjuk fel, kiiktatjuk a gerjesztő áramkört és a csillapító kalicka indexeit átnevezzük A_d - A_q -ról $rd\theta$ - $rq\theta$ -ra. Ebben az esetben a rotorból tűnnek el a forgó EMF-ek, ugyanis a szögsebességek különbsége nulla lesz. Ugyanakkor, mivel hengeres forgórészű motorról van szó: $L_{md}=L_{mq}=L_m$.

A sztátor-orientáció esetén a közös nyugvó KooR-ben az összes villamos és mágneses mennyiségek alaphérfrekvenciája azonos lesz az ÁR-t betápláló feszültségével, azaz a ÁR-mennyiségek természetes frekvenciájával. A rotorral együttforgó KooT-ben viszont mindnek a frekvenciája megegyezik a FR-mennyiségek természetes frekvenciájával, azaz arányos a csúszásnak megfelelő relatív szögsebességgel, mely a forgó mágneses tér és a rotor sebességkülönbségének felel meg villamos-szögben mérve.

A modern vektoriális szabályozási struktúrákban mező-orientáció (MO) esetén $\lambda=\lambda_s$, λ_m vagy λ_r (attól függően, hogy az ÁR-, LR- illetve FR-mező szerint orientálunk) az összes mennyiségek frekvenciája nulla lesz, ami azt jelenti, hogy gyakorlatilag EÁ-ú mennyiségekkel fogunk dolgozni. Vektoriális rendszerekben még lehet szó, áram-orientációról, amikor $\lambda=\varepsilon_s$ vagy ε_r valamint feszültség-orientációról, amikor $\lambda=\gamma_s$ vagy γ_r , attól függően, hogy sztátor- vagy rotor-mennyiségről van szó, ami ugyancsak EÁ változókra vezet. Mindezen esetekben a FR feszültség-egyenleteiben a forgó EMF-ben megjelenik a csúszásnak megfelelő villamos szögsebesség-különbség, mely a forgórész-mennyiségek frekvenciájával arányos.

A 2. és 3. táblázatokban az úgynevezett motor-modell szerepel, azaz a bemenő változók a feszültségek és az m_L (angolul „Load”) terhelő nyomaték, a kimenők pedig a sebesség és az EMNy mellett az áramok vagy a fluxusok. A generátormodellnél a bemenő mennyiségek a villamos terhelésnek felelnek meg, tehát a generátorból szívott áramok és a turbina sebessége (ami a VG-é is egyben) és amit szabályozni lehet, a kimenő mennyiségek viszont a feszültségek (beleértve azok frekvenciáját és fázis-szögét is) és a turbina által kifejtett nyomaték, mely ebben az üzemmódban a meghajtó. Tehát a turbina modelljére is szükség van szimuláláskor.

Mint tudnivaló bármelyik típusú modellel szimulálni lehet mindkét üzemiállapotot, mind a motorosat, mind a generátorosat, akár hajtásról, akár kimondott energiafejlesztésről van szó, ha az üzemmódnak van fizikai értelme.

6. A mező-orientációs elv feltalálása

A MOE feltalálása a TFE elterjedésének és annak a VG-ek MM-ezésében való széleskörű alkalmazásnak köszönhető. Forgó vektor irányába történő orientációval a VÁG-ek EÁ modelljeihez jutunk, melyek könnyebben lineárizálhatók, s melyeknek alapján megszületett az egységes vagy általánosnak is nevezett VG-elmélet. Ugyanabban az időben jutottak el a MO ötletéhez is, melynek alapján egységessé vált a VG-ek szabályozási elve is, melyet vektoriális jelleg jellemez. Következésképpen a VÁG-ek modern szabályozása EÁ-ban történik, az EÁG-ek mintájára, így biztosítva a jó dinamikát, stabilitást és kiváló szabályozási minőséget.

A MOE-nek az ötlete *F. Blaschke* nevéhez fűződik. Igaz ugyan, hogy a Darmstadt-i Műszaki Egyetemen *K. Hasse* 1969-ben a doktori disszertációjában már alkalmazta sebesség-szabályozásra a közvetett (indirekt) MO-t, melyet viszont nem nevezett meg, de már a TF-os állapotegyenletek alapján építette fel a VSz-i struktúráját. A MO-t 1971-ben a „*SIEMENS Zeitschrift*” nevű folyóirat egyazon számában közölt 5 német nyelvű tudományos dolgozattal mutatták be, ahol az elvet „*Feldorientierung*”-nak nevezték. A nyitó cikkben *F. Blaschke* a MOE fizikai értelmének a részletes magyarázatával szolgál, melyet a kalickás IM és a kompenzált külsőgerjesztésű EÁ motor analógiájára épített fel. Csak két év múlva 1973-ban védi meg a doktori disszertációját a Braunschweig-i Műszaki Egyetemen *W. Leonhard* védnöksége alatt. Az említett folyóirat többi cikke a MO elve alapján kifejlesztett „*Transvektorregelung*”-nak nevezett VSz-i rendszer főbb alkalmazásait írja le. Külön cikkeken mutatták be a mező-orientált aszinkron motoros és a gerjesztett szinkron motoros hajtást, kísérleti eredményekkel bizonyítva az elv létjogosultságát. Ugyanabban a cikksorozatban mutatták be a VÁ hajtások sebesség-szabályozására szolgáló frekvenciaváltót, valamint a VÁG-ek orientációs fluxusának a sztatóiban elhelyezett Hall-generátoros mérés technikáját.

A MO-s szabályozási rendszerek összefoglaló leírására *W. Leonhard* az 1974-ben németül megírt hajtástechnika tankönyvében egy egész fejezetet szánt, mely 1985-ben átdolgozva angolul is megjelent. De már előtte 1983-ban egy nemzetközi tudományos konferencián bemutatta és közlte angolul egy összefoglaló plenáris dolgozat formájában. Ugyanebben az időben *Kelemen Árpád* is az 1975-ben megjelent, majd 1979-ben átdolgozva újranyomatott román nyelven írt tankönyvébe már belefoglalja a MO részletes leírását és annak alkalmazását. A mező-orientációs szabályozási rendszerekről az első önálló könyv 1987-ben íródott ugyancsak a Kolozsvári Műszaki Egyetemen, melyet a Román Tudományos Akadémia 1989-ben átszerkesztve újra kiadott és később a „*Traian Vuia*” Akadémiai Díjjal is kitüntette. Angol fordításban a Retter Gyula által szerkesztett „*Electrical Engineering Library*” sorozatban jelent meg két kötetben (1991-ben, illetve 1993-ban) átdolgozva és kiegészítve egészen új fejezetekkel. A négyfázisú TFE és annak alkalmazása a léptető motoros hajtásokra a második kötetben jelenik meg, de előzőleg már 1987-ben leközölték több tudományos konferencián. A többfázisú (öt, hét, stb.) TFE-et pedig valamivel később 1994 és 95-ben jelentették meg különböző nemzetközi tudományos rendezvényeken.

7. A mező-orientációs elv lényege

A külsőgerjesztésű kompenzált EÁG a felépítésénél fogva alkalmas a szétcsatolt (SzCs) két-hurkú szabályozásra, ahol a nyomatékot létrehozó két áramot függetlenül lehet vezérelni az előírt munkaponton való üzemeltetésre. A gerjesztő- (ÁR-) áram i_e segítségével az eredő mező Ψ_e állandó értéken tartható (vagy a névleges sebesség felett át lehet menni mezőgyengítésbe) és ezért a nyomaték közvetlenül az i_a armatúra- (FR-) áram függvénye lesz. Ennek köszönhetően rendelkeznek az EÁ hajtások a legjobb dinamikával és a stabilitásuk is nagyon megbízható.

A 3F forgómezős VÁG-ek elektromágneses szempontból nehezen tanulmányozhatók, ezért a VÁ hajtások sebességének és/vagy nyomatékának valamint a fluxusának a szabályozása sokkal bonyolultabb, mint az EÁ motoroké. A nyomatékot létrehozó két áram természetes szétcsatolása nem adott. A fluxus és mechanikai mennyiségek két-hurkú SzCs szabályozása skaláris struktúrákra vezet, melyeknek nemcsak a dinamikája gyengébb, hanem stabilitási gondok is felléphetnek. A VÁG-ek kéthurkú vektoriálisan SzCs szabályozása a MOE-en alapszik.

A kalickás IM esetében a 2. ábrán bemutatott Blaschke által indítványozott rotormező-orientáció klasszikusnak számít.

2. ábra. Rotor-mező-orientált kalickás aszinkron motor fázor-diagramja: az áramok és fluxusok $i_r \perp \Psi_r$ esetén és az állórész-áram RFO összetevői.

A rövidre-zárt FR miatt $\underline{u}_r=0$, és állandó rotor-fluxus esetén, amikor ennek a deriváltja nulla (állandósult állapotban és amikor a fluxus szabályozva van) a (24) és (25) vektoriálisan felírt egyenlet alapján $\underline{i}_r \perp \underline{\Psi}_r$. Következésképpen a nyomaték felírható a két vektor modulusának a szorzatával:

$$m_e = -k_{M1} z_p \psi_r i_r \quad (36)$$

Ugyancsak ebből a merőlegességből következik, hogy a két rotormező-orientált sztátor-áram összetevő $i_{sd\lambda r}$ és $i_{sq\lambda r}$ arányos a (36)-ban szereplő nyomaték-képező két rotor-mennyiséggel Ψ_r és i_r -vel., mint ahogyan a 2. ábra is mutatja.

A kalickás IM-nál MO-s szabályozási stratégia abban áll, hogy az ÁR-áram két összetevőjével, melyek a gép EMNy-át létrehozó két mennyiségnek felelnek meg, a szabályozási struktúrát két hurokra csatoljuk szét, ami matematikailag azt jelenti, hogy ugyancsak két referencia alapjelt lehet elő írni. A MO-t gyakorlatilag úgy kivitelezük, hogy a VÁG áram-vektorát a kiválasztott mágneses mező irányába orientált komplex síkban két, egymásra merőleges összetevőre bontjuk fel, mely lehetővé teszi az egymástól független kéthurkú SzCs szabályozást. A fluxus irányában a $d\lambda$ (valós) tengely mentén az i_R reaktív komponenszt kapjuk, mellyel a mágneses mennyiségeket (fluxus, mágnesezési áram) szabályozzuk. A fluxusra merőleges $q\lambda$ (imaginárius) tengely irányában az i_A aktív komponens számítható ki, mellyel a mechanikai mennyiségeket (pozíció, sebesség, nyomaték) szabályozzuk. A két szabályozási hurok újracsatolása a gép TFE-én alapuló MM-vel történik, mely ugyancsak vektoriális jellegű és a rendszer beavatkozó TEÁI vezérlési mennyiségeinek a generálásából áll.

A mező-orientált szabályozási struktúrákban a fluxusnak csak a valós tengely irányában van összetevője, mely egyenlő a fluxus-vektor modulusával:

$$\Psi_{d\lambda} = \underline{\Psi} = |\underline{\Psi}| = \Psi \text{ és } \Psi_{q\lambda} = 0. \quad (37)$$

Ennek tulajdonítható, hogy a nyomatékszámítás leegyszerűsödik az EÁG-hez hasonló nyomaték-képletre ugyanis a (19) és (34)-ben a második tag nullává válik, úgy a (4) alapján felírhatjuk:

$$m_e = k_M \Psi_{s,m} i_{sq\lambda_{s,m}} = -k_M \Psi_{r,m} i_{rq\lambda_{r,m}} = \frac{k_M}{1 + \sigma_r} \Psi_r i_{sq\lambda_r} = -\frac{k_M}{1 + \sigma_s} \Psi_s i_{rq\lambda_s} \quad (38)$$

A fentiek alapján az analógia a VÁG-ek és az EÁG között a nyomaték alapján könnyen kimutatható.

A mező-orientált VÁG-ek analógiája a külső-gerjesztésű EÁG-ekkel, megadja a választ arra, hogy miért lesz olyan kiváló dinamikája és stabilitása a MO-s VÁ VSz-i rendszereknek.

8. A mező-orientációs fluxus kiválasztása

Mivel az IM-ban három eredő-fluxusról beszélhetünk, mint ahogyan a 3. ábrán is látszik, a MO-t három irányba lehet elvégezni. Az IM három orientációs fluxusa, mind modulusban, mind térbeli irányban különböznek. A különbség a Ψ_{os} és Ψ_{or} szórési fluxusoknak tulajdonítható.

A 3. ábrán be vannak jelölve az sztátor- és a rotor-fluxus orientációnak (SFO, illetve RFO) megfelelő komplex síkok tengelyei. Mindegyiknek megvan az előnye és a hátránya. Az áram-ISzM-vel vezérelt inverterről táplált IM-nak RFO-t érdemes alkalmazni, ugyanis ezzel kapjuk meg a legegyszerűbb, gyakorlatilag paraméter-független és a legjobb szabályozási minőséggel működő VSz-i struktúrát. A klasszikusnak tekinthető RFO egyszerűsége a rotor-fluxus és rotor-áram TF-jeinek a merőlegességéből következik, viszont nagyon bonyolult és paraméter-függő a beavatkozáshoz szükséges változók kiszámítása, ha az IM-et feszültség IMSz-vel vezérlük. SFO esetén ez a számítás leegyszerűsödik, viszont a szabályozás minősége leromlik. Ebben az esetben a kombinált kettős MO ajánlott.

A két-oldalról táplált csúszó-gyűrűs IM-nak a légrés-fluxus orientáció javasolt, mely paraméter-független és nagyon jó stabilitást biztosít.

3. ábra. Az aszinkron motor orientációs fluxusai és a sztátor- és rotormező-orientált komplex síkok

A SzG-nél van egy negyedik orientációs fluxus is, melyet a gerjesztő árama vagy a PM hoz létre a rotor hosszanti tengelyének az irányában. A SzG-ek esetében a sztátor-fluxus-orientáció a gyakori, ugyanis a gerjesztő áram szabályozása megengedi, hogy az ÁR teljesítménytényezőjét (TT) is előírjuk, és mint tudott ez az armatúra- (ÁR-) áram és az eredő armatúra-fluxus kölcsönös pozíciójától függ. Ha a TT nem maximális, akkor a SzG az elforgatott keféjű kompenzált EÁG-vel lesz analóg. A kefék csak akkor lesznek az analóg EÁG semleges mágnesezési tengelyén, ha a SzG TT-je maximális (azaz $\cos\varphi_s = 1$). A gerjesztett SzG-eknél nemcsak az ÁR-áram, hanem az i_e gerjesztő áramot is mező-orientáljuk aktív és reaktív összetevőkre, mint ahogyan a 4. ábrán is látható. Ebben az esetben SzG sztátormező-orientált TF-diagram szembeszökően hasonló lesz a 2. ábrán bemutatott rotormező-orientált kalickás IM diagramjához. Ennek alapján is már láthatóvá válik a MO-s VSz-i eljárás egységes jellege, függetlenül attól, hogy szinkron vagy aszinkron gépről van szó, motor vagy generátor üzemmódban.

A nagy légréssel kivitelezett PM-es FR SzG-ek szabályozási struktúrájára a gerjesztő PM-fluxus-orientáció (azaz rotor-orientáció) jellemző, ugyanis az armatúra-visszahatás elhanyagolható. Ezért ezek a SzG-ek a nemkompenzált EÁG-ekkel lesznek analógok.

4. ábra. Sztátor-mező-orientált gerjesztő-tekerces szinkron generátor fázor-diagramja

9. Mező-orientációs vektoriális szabályozási struktúrák

A VÁG-ek nehezen szabályozható viselkedése a MM-jükkel magyarázható, melynek a hátrányai a következők: többváltozóság, bonyolult belső kapcsolatokkal, visszacsatolásokkal, matematikailag nemlineáris szerkezettel (a KH-oknak megfelelő állapotváltozók szorzatának a következtében) és ráadásul változó paraméterűek (hőmérséklettől, frekvenciától, mágneses telítéstől, stb. függők).

A MNL-eket a KH-k hozzák be a MM-be a motorban végbemenő sajátos fizikai jelenségeknek tulajdonáthatóan. Alapvetően kétféle KH-ról beszélhetünk:

- az elektromágneses KH – Faraday törvénye (elektromágneses indukció) alapján a forgó EMF keletkezése: $e \sim \Psi\omega$,
- az elektromechanikus KH – Ampere törvénye alapján az elektrodinamikus erők keletkezése, mely létrehozza az EMNy-t: $m_e \sim \Psi i$.

A fenti mennyiségek: a Ψ fluxusok, az ω szögsebességek (lehet a szinkron vagy a csúszásnak megfelelő szögsebesség (melyek a megfelelő mennyiségek frekvenciájával arányosak) és az i áramok állapotváltozók, vagy azokból kiszámított kimenő-mennyiségek.

A villamos motorok optimális működése adott fordulatszámon, változó terhelés mellett a következő feltételekre terjed ki:

- a motor által a hálózatról felvett áram legyen minimális és szinuszos;
- a feszültség paramétereinek (amplitúdó és frekvencia) megfelelő beállítása a sztatikus frekvenciaváltó (a teljesítmény-elektronikai beavatkozó szerv) megfelelő vezérlésével;
- a gép optimális mágnesezése a fluxus amplitúdóját az állandó névleges értéken való tartásával.

Ez utóbbi a VG tanulmányozása szempontjából is jelentős, ugyanis a MM-t részben lineárizálni lehet. A fent említett feltételeket csak a MOE alapján lehet megvalósítani VSz-i struktúrákkal.

Egy VSz-i struktúra szerkezete függ a VG típusától, üzemmódjától (hajtás vagy energiatermelés), a beavatkozó TEÁI típusától (áram- vagy feszültség-inverter) és ISzM-s (nyílt-hurkú feszültség- vagy zárthurkú áramimpulzus-modulációs) módszerétől, a terhelés karakterétől, a visszacsatolás változóinak a mérés és identifikációs módszereitől, a megválasztott orientációs fluxustól (SFO, RFO vagy LFO), a szabályozandó mechanikai mennyiségektől, a DSP implementációs lehetőségeitől, stb.

Az 5. ábra egy általános IM-os VSz-i struktúrát mutat be, ahol az orientációs-fluxus identifikációja a manapság leggyakrabban használt módszer szerint történik, azaz a megmért ÁR-áramok és az ISzM-logika jeleiből identifikált szaggatott feszültségből, az ÁR-EMF-ek közvetlen integrálásával az ÁR feszültség-egyenletének az alapján a saját természetes KooR-jében.

5. ábra. A kalickás aszinkron motor mező-orientált szabályozásának összefoglaló blokkvázlata

A sztatikus frekvenciaváltó (SzfV) vezérléséhez szükséges, hogy a SzCs VSz-i hurkok által generált i_A aktív és i_R reaktív MO-s egymásra merőleges referencia-változókat természetes 3F változókká számítsuk át. A MO MM-en alapuló számításra akkor van szükség, ha a SzFV nem áramban, hanem feszültségben kell vezérelni, vagy ha a reaktív áram nem egyezik meg a státor-áram reaktív komponensével (például SFO vagy LFO esetében, mint ahogyan a 4. táblázatból is kiolvasható). A feszültség-számoláskor általában szükség van a forgómező ω_λ szinkronsebességének az identifikációjára, amit az ω_C blokkal oldunk meg az elfordulási szög $o(\lambda_{r,m,s})$ -vel jelölt sin és cos

függvényeiből.

4. táblázat. Összefüggések a villamos gépek áramának a mező-orientált összetevői között.

	ÁRAMÖSSZETEVŐK	Reaktív / direkt / hosszanti mágnesező összetevő	Aktív / merőleges / keresztirányú nyomaték-képző összetevő
	A VILLAMOS GÉP MODELLJE		
1	Kompenzált egyenáramú gép a szénkefékkel a semleges mágnesezési tengelyen	i_e	$i_a = -i_c$
2	Rotor-mező-orientált kalickás (rövidre-zárt) forgórészű aszinkron (indukciós) gép ($\underline{j} \perp \underline{\psi}$)	$i_{sd\lambda_r} = i_{mr}$	$i_{sq\lambda_r} = -(1 + \sigma_r)i_r$
3	Légrés-mező-orientált két-oldalról táplált tekercselt forgórészű (csúszógyűrűs) aszinkron (indukciós) gép	$i_{rd\lambda_m} \neq i_m$	$i_{rq\lambda_m} \neq i_r$
4	Sztátor-mező-orientált kalickás (rövidre-zárt) forgórészű aszinkron (indukciós) gép	$i_{sd\lambda_s} \neq i_{ms}$	$i_{sq\lambda_s} \neq i_r$
5	Maximális teljesítménytényezővel működő sztátor-mező-orientált szinkron gép ($\underline{j}_s \perp \underline{\psi}_s$) *	$i_{ed\lambda_s} = i_{ms}$ és $i_{sd\lambda_s} = 0$	$i_{eq\lambda_s} = -(1 + \sigma_s)i_{sq\lambda_s}$
6	Kapacitív teljesítmény-tényezővel működő sztátor-mező-orientált szinkron gép ($i_{sd\lambda_s} > 0$) **	$i_{ed\lambda_s} = i_{ms} - (1 + \sigma_s)i_{sd\lambda_s}$	$i_{eq\lambda_s} = -(1 + \sigma_s)i_{sq\lambda_s}$
7	Hosszanti armatúra-visszahatás nélkül működő rotor-orientált szinkron gép ($\underline{j}_s \perp \underline{\psi}_s$) ***	$i_e = i_{md\theta}$ és $i_{sd\theta} = 0$	$i_{sq\theta} = i_s = i_{mq\theta}$
8	Maximális teljesítménytényezővel működő rotor-orientált szinkron gép ($\underline{j}_s \perp \underline{\psi}_s$) ****	$i_e = i_{msd\theta} + (1 + \sigma_s)i_{sd\theta}$	$i_{msq\theta} = (1 + \sigma_s)i_{sd\theta}$

* Maximális (egységnyi) teljesítménytényezővel működő *sztátor-mező-orientált* szinkron gép analóg lesz egy olyan külsőgerjesztésű (KG) kompenzált egyenáramú géppel, melynek a szénkeféi a semleges mágnesezési tengelyen vannak.

** Ha a teljesítmény-tényező nem maximális (kisebb mint 1), akkor a *sztátor-mező-orientált* szinkron gép analóg lesz egy olyan KG kompenzált egyenáramú géppel, melynek a szénkeféi el vannak elforgatva a semleges mágnesezési tengelyhez képest.

*** Hosszanti armatúra-visszahatás nélkül működő *rotor-orientált* szinkron gép analóg lesz egy olyan nem-kompenzált KG egyenáramú géppel, melynek a szénkeféi a semleges mágnesezési tengelyen vannak.

**** Maximális (egységnyi) teljesítménytényezővel működő *rotor-orientált* szinkron gép analóg lesz egy olyan nem-kompenzált KG egyenáramú géppel, melynek a szénkeféi el vannak forgatva a semleges mágnesezési tengelyhez képest.

Miután kiszámítottuk a megfelelő 2F MO $\underline{c}_{\lambda}^{dq}$ összetevőket, ezeket először természetes 2F $\underline{c}^{dq}$ koordinátákká alakítjuk egy CooT blokk segítségével, majd az ISzM eljárásnak megfelelő vezérlő-mennyiségek formájára hozzuk a 5. táblázat utolsó sorában szereplő blokkoknak megfelelően. A VA vektor-analizátor a (3) alapján számolja ki a vezérlési vektor modulusát és a d-q komponensek segítségével a TF szögelfordulásának az értékét, mellyel meghatározzuk a $\underline{c}$ vezérlő vektor poláris koordinátáit.

Amikor a vezérlő vektor $\underline{c}^{\Sigma}$ 3F pillanatértékeire van szükség, akkor PhT fázis-transzformációt alkalmazunk. Ebben az esetben a két egymást követő CooT+PhT transzformáció, mint már az előzőekben is leírtuk, az inverz Park-transzformációnak felel meg, mely a vezérlő hurokra jellemző. A visszacsatolási mennyiségek számítására viszont a két egymást követő PhT+CooT transzformációnak megfelelő direkt Park-transzformáció a jellemző.

Mint ahogyan a táblázatban is látható, a vezérlő mennyiségek TF-je négyféleképpen számítható az (1)-nek megfelelően, attól függően, hogy áram vagy feszültség TF 3F vagy az Euler-féle poláris koordiná-

5. táblázat. Inverter típusok, impulzus-modulációs eljárások és a vektoriális beavatkozó jelek

INVERTER TÍPUSOK	IGBT / MOS-FET tranzistoros "VSI" FESZÜLTÉG-INVERTER (Voltage-Source Inverter)		GTO / közönséges tirisztoros "CSI" ÁRAM-INVERTER (Current-Source Inverter)	
INVERTER KIMENET	FESZÜLTÉGFORRÁS JELLEGŰ		ÁRAMFORRÁS JELLEGŰ	
IMPULZUS-MODULÁCIÓS ELJÁRÁSOK	Feszültség impulzus-szélesség moduláció ISzM (PWM) Nyíltthurkú feszültségszélesség-moduláció		Áram-ISzM (PWM) Zárthurkú áramszélesség-moduláció	Áram amplitúdó-moduláció (PAM) vagy áramszélesség moduláció (PWM)
INVERTER SZABÁLYOZÁSI / VEZÉRLÉSI ELJÁRÁSOK	"Carrier-wave" Vivő- (hordozó-) hullámú moduláció	"SVM" Térfázoros moduláció (Space-Vector Modulation)	"Bang-bang" Kétpontos (hiszterézises) áram-szabályozás	"PAM" áramszabályozás az egyenáramú közbensőkörben („DC link”) vagy "PWM" nyíltthurkú áram ISzM
AZ INVERTER VEKTORIÁLIS JELLEGŰ VEZÉRLŐ JELEI	A feszültség-vektor 3-fázisú koordinátái: a feszültségek pillanatértékei: $u_{a,b,c}$	A feszültség-vektor poláris koordinátái: modulusa u és térszöge γ	Az áram-vektor 3-fázisú koordinátái: az áramok pillanatértékei: $i_{a,b,c}$	Az áram-vektor poláris koordinátái: modulusa i és térszöge ε
AZ INVERTER VEZÉRLÉSI JELEINEK SZÁMÍTÁSA	Inverz Park-transzformáció-val	Koordináta transzformáció- és vektor-analízissel	Inverz Park-transzformáció-va	Koordináta transzformáció- és vektor-analízissel
SZÁMÍTÁSI BLOKKOK	CooT + PhT Koordináta-transzformáció és fázis-transzformáció	CooT + VA Koordináta-transzformáció és vektor-analizátor	CooT + PhT Koordináta-transzformáció és fázis-transzformáció	CooT + VA Koordináta-transzformáció és vektor-analizátor

táira van szükség az alábbi képletek szerint:

$$\underline{i} = i e^{j\varepsilon} = k_{Ph} \left(\underline{i}_a + \underline{a} \underline{i}_b + \underline{a}^2 \underline{i}_c \right), \text{ és } \underline{u} = u e^{j\gamma} = k_{Ph} \left(\underline{u}_a + \underline{a} \underline{u}_b + \underline{a}^2 \underline{u}_c \right). \quad (39)$$

Itt az $i_{a,b,c}$ és $u_{a,b,c}$ a pillanatértékeket jelölik, melyek magukba foglalják a megfelelő TF vektoriális jellegére vonatkozó információt, ezért az 5. ábrán $\underline{i}_s^\Sigma$ és $\underline{u}_s^\Sigma$ jelöléssel szimbolizáltuk. Az ε és γ szögek az áram, illetve a feszültség TF-jének a pozícióját jelöli a térbeli komplex síkban, melyek viszont természetesen tartalmazzák a tápfrekvencia értékére vonatkozó információt, ugyanis ezen szögek deriváltja arányos a TF-nak megfelelő 3f mennyiségek frekvenciájával.

A térfázoros elméleten alapuló VSz általános jellege nemcsak abban áll, hogy gyakorlatilag kiterjesztették minden típusú villamos motoros hajtásra és generátoros üzemmódra, hanem ezenkívül megfelel a többfázisú sztatikus konverterek vezérlésére (mint ahogyan a 4. táblázat is mutatja) és a VÁ-ú hálózatok valamint szállítónalok tanulmányozására is, ahol a MO mellett, áram-orientációt és feszültség-orientációra is szükség van.

A MOE-n alapuló VSz jelentősége annak tulajdonítható, hogy figyelembe veszi a VG-ben végbemenő fizikai jelenségeket, azaz a gép természetes viselkedését mind a szabályozási hurkok kialakításában a beavatkozó változók generálásában mind a visszacsatolás mennyiségeinek a becslésében, a térfázor (a Park vektor) elmélete alapján. Ennek tulajdonítható, hogy a tranziens folyamatok alatt is nagyon jó dinamikát és stabilitást lehet biztosítani a rendszernek, mely megközelítik az EÁ hajtások minőségét.

10. Következtetések

Mező-orientációval EÁ modellekhez jutunk, melyek könnyebben lineárizálhatók, s melyek alapján egységessé válik a villamos gépek elmélete és szabályozási elve. Következésképpen a VÁ gépek szabályozása EÁ-ban történik, mely kiváló szabályozási minőséget biztosít.

A térfázor elmélet az általános villamosgép-elmélethez vezet, ezek alkalmazása a MO pedig a villamos gépek egységes szabályozási elvének az alapjait adta meg. A térfázoros elméleten alapuló VSz általános jellege nemcsak abban áll, hogy gyakorlatilag kiterjesztették minden típusú villamos motoros hajtásra és generátoros üzemmódra, hanem ezenkívül megfelel a többfázisú teljesítményelektronikai áramirányítók (sztatikus konverterek) vezérlésére és a VÁ hálózatok és energia-szállító távvezetékek, háromfázisú transzformátorok tanulmányozására is, ahol általában a mező-orientáció helyett áram- és feszültség-orientációt is alkalmaznak.

VÁ hajtások mező-orientáción alapuló vektoriális szabályozási struktúrái mindenképpen javított dinamikát és stabilitást biztosítanak a skaláris rendszerekkel szemben. A mező-orientációt akkor is érdemes előnyben részesíteni, ha csak egyszerűsített formában lehet kivitelezni vagy gyakorlatilag kvázi-vektoriális jelleggel rendelkezik a struktúra.

A magyarázat a villamos gépek áramokon és fluxuson alapuló nyomatékképzésének tulajdonítható természetes viselkedésében van. Az áram mező-orientációja alapján vektoriálisan kialakított szétcsatolt kéthurkos szabályozás, majd a vektoriálisan összezsúfolt vezérlési változók kiszámítása kiváló dinamikát biztosít a rendszernek a terhelésben beállt hirtelen változás vagy az előírt alapjelek hirtelen megváltoztatása esetén.

A tranziens folyamatok időtartalmát még jobban lecsökkenthetjük, ha a vezérlő mennyiségek áramról feszültségre való átszámításában figyelembe vesszük a VÁ gép térfázoros matematikai modelljét.

A térfázor-elmélet intuitív és szuggesztíven szemléletes tanulmányozási módszert biztosít, melynek eredményei könnyen áttekinthetők és mellyel a VG-ben lejátszódó fizikai jelenségeket kísérletileg is reprodukálhatók és értelmezhetők. A TFE egyedülállóan alkalmas a VG-TEÁI-rendszer egységes vizsgálatára. Ezért tud általános képet nyújtani az egész hatás-rendszer dinamikus viselkedéséről és állandósult állapotáról.

Észre kell venni, hogy már az időben szinuszos mennyiségek egyszerűsített szimbolizálására alkalmas *Fresnel*-típusú időfázor esetében is ugyanezt a két alap-transzformációt (PhT+CooT) azaz a Park-transzformációt végeztük el, anélkül, hogy megneveztük és anélkül, hogy a fizikai értelmezésén mélyebben elgondolkoztunk volna. Gyakorlatilag az aszinkron motor állandósult állapotának megfelelő időfázoros diagramm és a nyomaték-képlet ismeretében állíthatjuk, hogy akár fél évszázaddal előtte is már megvolt a matematikai alapja a mező-orientáció ötletéhez.

Irodalom

- [1] Steinmetz, Ch. P.: *Theory and Calculation of Alternating Current Phenomena*, New York/USA, 1898.
- [2] Dryfus, L.: *Ausgleichvorgänge beim plötzlichen Kurzschluss von Synchron Generatoren*, Archiv f. Elektrotechnik, 1916, 5 S 103.
- [3] Fortescue, C. L.: *Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of poly-phase networks*, AIEE Trans. Vol. 37, Pt. II, 1918, pp. 1027-1115.
- [4] Blondel, A.: *A complements a la théorie des alternateus á deux réactions*, Rev. Gen. Electr. 12, 1922, pp. 203-235.
- [5] Doherty, R. E.; Nickle, C. A.: *Synchronous machines*, Trans. AIEE, Parts I and II: *An extension of*

- Blondel's two-reaction theory*, Vol. 45, 1925, pp. 912-947; Part III: *Torque angle characteristics under transient conditions*, Vol. 46, 1927, pp.1-18; AIEE Quarterly Trans, Part IV: *Single phase short circuits*, Vol. 47, No. 2, April, 1928, pp. 457-492; Part V: *Three phase short circuits*, Vol. 48, No. 2, April, 1929.
- [6] Bekku, S.: *Sudden short circuit of alternator*, Researches of the Electrotechnical Laboratory, No. 203, 1927.
- [7] Park, R. H.: *Two-reaction theory of synchronous machines. Generalized method of analysis*, Transactions of AIEE, Part I: Vol. 48, 1929, pp. 716-730; Part II: Vol. 52, 1933, pp. 352-355.
- [8] Stanley, H. C.: *An analysis of the induction motor*, Transactions of AIEE, Vol. 57 (Supplement) 1938, pp. 751-755.
- [9] Kron, G.: *The application of tensors to the analysis of rotating electrical machinery*, General Electric Rev., Schenectady/New York/USA, 1942.
- [10] Clarke, E.: *Circuit Analysis of A-C Power Systems, Symmetrical and Related Components*, Vol. I: 1943; Vol. II, 1950, John Wiley and Sons, Inc., New York, N.Y.
- [11] Gorev, A. A.: *Transient Processes of the Synchronous Machines* (in Russian *Perehodnie procesi sinhronoi masini*), Gosenergoisdat, Moscow/Soviet Union, 1950.
- [12] Kron, G.: *Equivalent Circuits of Electric Machinery*, John Wiley and Sons, Inc., New York, N.Y., 1951.
- [13] Concordia, Ch.: *Synchronous Machines*, New York/USA, 1951.
- [14] Concordia, Ch.: *Synchronous machines damping and synchronizing torques*, Trans. AIEE, 1951.
- [15] Lyon, W. V.: *Transient Analysis of Alternating-Current Machinery*, Technology Press of MIT and John Wiley and Sons, Inc., New York, N.Y., 1954.
- [16] Kovács, K. P.; Rácz, I.: *Váltakozóáramú Gépek Tranziens Folyamatai* (in Hungarian), Akadémiai Kiadó, Budapest, Hungary, 1954.
- [17] Nedelcu, N. V.: *Perehodnie procesi v iavnopoliusnih sinhronih masinah* (in Russian), PhD Dissertation, MEI Energetic Institute, Moscow/Soviet Union, 1955.
- [18] Brereton, D. S.; Lewis, D. G.; Young, C. G.: *Representation of induction motor loads during power system stability studies*, Transactions of AIEE, Vol. 76 August, 1957, pp. 451-461.
- [19] Kovács, K. P.; Rácz, I.: *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen* (in German), Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, Budapest, Hungary, 1959.
- [20] Pfaff, G.: *Zur Dynamik des Asynchronmotors bei Drehzahlsteuerung mittels veränderlicher Speisefrequenz*, ETZ-A 85, H. 22, 1962, pp. 719-724.
- [21] Nedelcu, N. V.: *Eine neue Methode zur Ableitung allgemeiner Betriebsgleichungen von Synchronmaschinen*, Bul. Inst. Pol. Buc. XXV, fasc. 3, 1963, pp. 113-132.
- [22] De Carli, A.; Ruberti, A.: *Modello matematico di un motore asincrono controllato in frequenza*, L'Elettrotecnica, Vol. 52, No 12, 1965, pp. 851-859.
- [23] Jones, V. J.: *The Unified Theory of Electric Machines*, London, Butterworths, 1967, 542 pgs.
- [24] Stepina, J.: *Raumzeiger als Grundlage der Theorie der elektrischen Maschinen*, ETZ-A Elektrotech. Z. 88, No. 23, 1967, pp. 584-588.
- [25] Stepina, J.: *Verwertung der Raumzeiger bei den Problemen der Nutungsoberefelder in der Asynchronmaschinen*, Acta Technica, CSAV 12, 1967.
- [26] Stepina, J.: *Fundamental equations of the space vector analysis of electrical machines*, Acta Technica, CSAV Nr. 2, 1968.
- [27] Naunin, D.: *Ein Beitrag zum dynamischen Verhalten der frequenzgesteuerten Asynchronmaschine*, PhD Thesis, Technischen Universität of Berlin, 1968.
- [28] Nedelcu, N. V.: *Performances of AC Electrical Machines* (in Romanian *Regimurile de funcționare ale mașinilor de curent alternativ*), Editura Tehnica, Buchrest, Romania, 1968.
- [29] Hasse, K.: *Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit stromrichter gespeiste Asynchron-Kurzschlussläufermaschinen* (in German), PhD Dissertation, T. H. Darmstadt, 1969.
- [30] Kovács, K. P.: *Villamos gépek tranziens folyamatai*, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1970.
- [31] Blaschke, F.: *Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvektor-Regelung von Drehfeldmaschinen* (in German), Siemens-Zeitschrift 45, Heft 10, 1971, pp. 757-760.
- [32] Flöter, W.; Ripperger, H.: *Das Transvektor-Regelung für den feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine* (in German), Siemens-Zeitschrift 45, Heft 10, 1971, pp. 761-764.
- [33] Bayer, K. H.; Waldmann, H.; Weibelzahl, H. D.: *Die Transvektor-Regelung für den feldorientierten*

- Betrieb einer Synchronmaschine* (in German), Siemens-Zeitschrift 45, Heft 10, 1971.
- [34] Langweiler, F.; Richter, M.: *Flusserfassung in Asynchronmaschinen* (in German), Siemens-Zeitschrift 45, Heft 10, 1971, pp. 768-771.
- [35] Böhm, K.; Wesselak, F.: *Drehzahlregelbare Drehstromantriebe mit Umrichterspeisung* (in German), Siemens-Zeitschrift, 45, Heft 10, 1971.
- [35] Szablya, J. F.; Bressane, J. M.: *Transfer function of AC machines*, T-PAS, Jan/Febr, USA, 1973, pp. 177-186.
- [35] Leonhard, W.: *Regelung in der elektrischen Antriebe* (in German), Teubner Studienbücher, Stuttgart, Germany, 1974.
- [38] Retter, Gy.: *The Unified Theory of Electrical Machines*, (in Hungarian: *Egységes Villamosgép-elmélet*), Műszaki Könyvkiadó, Budapest, Hungary, 1st edition, 1975, ISBN 963 10 0879 7; 2nd edition, 1980, ISBN 963 10 2689 2.
- [39] Kelemen, Á.: *Electrical Drives* (in Romanian: *Accionări electrice*), Editura Didactică și Pedagogică, București, Ediția I-a 1975, Ediția a II-a 1979.
- [40] Späth, H.: *Steuerverfahren für Drehstrommaschinen* (in German), Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New-York, Tokyo, 1977.
- [41] Lipo, T. A.: *Flux sensing and control of static AC drives by the use of flux coils*, IEEE Trans. On Magn., Vol. MAG-13, No 5, Sept. 1977.
- [42] Naunin, D.: *The calculation of the dynamic behaviour of electric machines by space-phasors*, International Conference on Electrical Machines ICEM '78, Brussels, Belgium, T/5, 1978, pp. 1-11.
- [43] Nedelcu, N. V.: *Theory of Electrical-mechanical Conversion* (in Romanian: *Teoria conversiei electromecanice*), Editura Tehnica, Buchrest, Romania, 1978.
- [44] Kelemen Á., Imecs Maria: *Mutatoare* (in Romanian), Editura Didactică și pedagogică, București, 1978, 408 pgs.
- [45] Kelemen Á., Imecs Maria, Matlac I., Titz, G.: *Mutatoare, aplicații* (in Romanian), Editura Didactică și pedagogică, București, 1980, 400 pgs.
- [46] Kovács, K. P. (1980) *Analiza regimurilor tranzitorii ale mașinilor electrice* (in Romanian), translated and completed by Á. Kelemen and Maria Imecs, Technical Press, Bucharest, Romania.
- [47] Kelemen A., Imecs Maria: *Power Electronics* (in Romanian: *Electronică de putere*), Editura Didactică și pedagogică, București, 1983, 544 pgs.
- [48] Boldea, I.; Atanasiu, Gh.: *The Unified Analysis of Electrical Machines* (in Romanian: *Analiza unitară a mașinilor electrice*), Romanian Academy Press, Bucharest, Romania, 1983.
- [49] Leonhard, W.: *Control of AC machines with help of microelectronics*, 3rd IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Survey Paper, Lausanne, Switzerland, 1983.
- [50] Vauhkonen, V.: *A cycloconverter-fed synchronous motor drive having isolated output phases*, Proceedings of International Conference on Electrical Machines, ICEM '84, Lausanne, Switzerland, 1984.
- [51] Leonhard, W.: *Control of Electrical Drives*, Springer Verlag, Berlin, 1985.
- [52] Naunin, D.: *Space-phasor representation of damper currents in synchronous machines at different wave-forms*, Electric Machines and Power Systems, Vol. 10, Nr. 1, 1985.
- [53] Kelemen, Á., Imecs, Maria: *Analogy between DC- and synchronous machine for field-oriented control*, Proceedings of Beijing International Conference on Electrical Machines BICEM '87, Beijing, China, China Academic Publishers, 1987.
- [54] Kelemen A., Imecs Maria: *Analogy between dc-and synchronous machine for field-oriented control*, Proceedings of the Conference on Optimization of Electric, Electronic Driving, Automation ant Computing Equipments OPTIM'87, Brasov, Romania, Nov. 1987, pp. 293-300.
- [55] Kelemen, Á., Imecs, Maria, Trifa, V.: *Vector control of stepping motors.*, Proceedings of the Conference on Optimization of Electric, Electronic, Driving, Automation and Computing Equipments, OPTIM'87, Brasov, Romania, 1987, pp. 325-336.
- [56] Kelemen A., Imecs, Maria, Trifa, V.: *Fundamentals of the vector control of stepping motors*, Part I. and Part II. Proceedings of the 5th National Conference on Electrical Drives CNAE'88, Timisoara, Romania, May, 1988, pp. 3.25-3.36.
- [57] Kelemen A., Trifa, V., Imecs Maria, Székely A.: *The identification of PM-hybrid stepping motor for the field orientation control*, Proceedings of the International Conference on Electrical Drives, ICED'88, Poiana Brasov, Romania, Sept. 1988, pp. C 2.13-1/14.

- [58] Retter, Gy.: *Matrix and Space-phasor Theory of Electrical Machines* (revised and enlarged version of *Az egységes villamosgép-elmélet* in Hungarian published in 1975 and 1980, see above), Academic Press, Budapest, Hungary, 1987.
- [59] Lázár, J.: *Park-Vector Theory of Line-commutated Three-phase Bridge Converters*, OMIKK-Publisher, Budapest, Hungary, 1987, ISBN 963 592 727 4, ISSN 0238-4744.
- [60] Kelemen, Á., Imecs, Maria: *Field-Oriented Control Systems of the AC Machines* (in Romanian *Sisteme de reglare cu orientare după câmp ale mașinilor de curent alternativ*), IPCN Press, Cluj-Napoca, Romania, 1987.
- [61] Imecs, Maria: *Vector Control Systems for Positioning of Induction Motors Fed by Static Converters* (in Romanian: *Sisteme de reglare vectorială a poziției motoarelor asincrone alimentate de la convertitoare*), PhD Thesis, Supervisor Prof. Á. Kelemen, Polytechnical Institute of Cluj-Napoca, Romania, 1989.
- [62] Kelemen, Á.; Imecs, Maria: *Field-Oriented Control Systems of the AC Machines* (in Romanian *Sisteme de reglare cu orientare după câmp ale mașinilor de curent alternativ*), Romanian Academy Press, Bucharest, Romania, 1989, 320 pgs.
- [63] Kelemen, Á., Imecs, Maria: *Procedure and Driving Device for Unitary Automatic Vector Control of the Active and Reactive Power of Synchronous Generators by Means of Frequency and Voltage Regulation* (in Romanian: *Procedeu si dispozitiv pentru reglarea automata, vectoriala, in mod unitar a puterii active si reactive a generatoarelor sincrone, prin reglarea frecventei si tensiunii*, Brevet de inventie CNST OSIM, Romania, Nr. 104278/30.10.1989, Patent of Invention ISI.
- [64] Kelemen, Á., Imecs, Maria: *Vector control system for frequency and voltage of synchronous generators*, Proceedings of International Conference on Electrical Machines, ICEM '90, Cambridge, Massachusetts, USA, 1990, pp. 416-421.
- [65] Kelemen, Á.; Imecs, Maria: *Vector Control of AC Drives*, Vol. 1: *Vector Control Of Induction Machine Drives* OMIKK-Publisher, Budapest, 1991, 304 pgs.
- [66] Kelemen, Á., Imecs, Maria: *Vector Control Of AC Drives*, Vol. 2: *Vector Control of Synchronous Machine Drives*, Ecrire Publisher, Budapest, 1993, Hungary, ISBN 963 593 140 9, 302 pgs.
- [67] Kelemen Á.; Imecs Maria: *Polyphase space-phasor theory for vector control of servo drives*,. Vol.: *A Romanian Contribution to International Electrical Engineering Science*, Acta Electrotehnica Napocensis, Technical University of Cluj-Napoca, Romania, Mediamira Science Publisher, Cluj-Napoca, Vol. 35, Nr. 1, 1994, pp. 13-24.
- [68] Kelemen, Á., Imecs, Maria: *Poly-phase space-phasor theory for vector control of servo drives*, Electric Drive Design and Applications EPE'94 Symposium, Lausanne, Switzerland, 1994, pp. 301-306.
- [69] Imecs, Maria, Kelemen, Á.: *Comparison between multiphase servo drives using the poly-phase space-phasor theory*, Proceedings of the Twenty-Seventh International Conference on Power Conversion, Intelligent Motion and Power Quality – PCIM'95, Nürnberg, Germany, June 20-22, 1995, pp. 79-91.
- [70] Imecs, Maria: *Synthesis about pulse modulation methods in electrical drives*, Part 1 and 2, Proceedings of CNAE '98, Craiova, Romania, 1998, pp. 19-33.
- [71] Imecs, Maria: *Open-loop voltage-controlled PWM procedures*, Proceedings of ELECTROMOTION '99, Patras, Greece, Vol. I, 1999, pp. 285-290.
- [72] Imecs, Maria: *How to correlate the mechanical load characteristics, PWM and field-orientation methods in vector control systems of AC drives*, Bulletin of Polytechnic Institute of Iassy, Tomul XLVI (L), Fasc. 5, 2000, pp. 21-30.
- [73] Imecs Mária: *Villamos hajtások szabályozása mai szemmel*. Plenáris előadás, ENELKO 2000, Energetika - Elektrotechnika Konferencia, Kiadó: EMT, Kolozsvár, 2000, pp. 7-16.
- [74] Szabó Csaba, Imecs Mária: *Permanens mágnes forgórészű szinkron motorok szabályozásának szimulációs modelljei*. Szekció előadás, ENELKO 2000, Energetika - Elektrotechnika Konferencia, Kiadó: EMT, Kolozsvár, 2000, pp. 44-49.
- [75] Incze János, Imecs Mária: *Aszinkron motorok általánosított modellje és szimulációja*. Szekció előadás, ENELKO 2000, Energetika - Elektrotechnika Konferencia, Kiadó: EMT, Kolozsvár, 2000, pp. 32-37.
- [76] Imecs Mária: *Villamos hajtások*, Terminológia, Magyar nyelvű szakelőadások a 2000-2001-es tanévben, Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamosmérnöki Kar, Kiadó: Erdélyi Magyar Műszaki

- Tudományos Társaság, Kolozsvár, 2001, pp. 64-68.
- [77] Imecs Mária: *Teljesítményelektronika*, Terminológia, Magyar nyelvű szakelőadások a 2000-2001-es tanévben, Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamosmérnöki Kar, Kiadó: Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság, Kolozsvár, 2001, pp. 69-73.
- [78] Szabó Cs.: *Permanens-mágnes forgórészű szinkronmotoros hajtások*, Terminológia, Magyar nyelvű szakelőadások a 2000-2001-es tanévben, Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamosmérnöki Kar, Kiadó: Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság, Kolozsvár, 2001, pp. 74-79.
- [79] Imecs Mária, Szabó Csaba, Incze János Jób: *Frekvenciaváltós villamos hajtások négynegyedes üzemmódban*, ENELKO 2002, Energetika - Elektrotechnika Konferencia, Kiadó: EMT, Kolozsvár, 2002, pp. 53-58.
- [80] Imecs Mária, Incze János Jób, Szabó Csaba, Ádám Tihamér: *Váltakozó áramú motorok skaláris és vektoriális szabályozási struktúrái*, Plenáris előadás, ENELKO 2003, Energetika - Elektrotechnika Konferencia, Kiadó: EMT, Kolozsvár, 2003, pp. 82-98.
- [81] Imecs, Mária; Szabó, Cs.: *Control structures of induction motor drives - state of the art*, WESIC 2003 Lillafüred, Ed. Miskolc University, 2003, ISBN 963 661 570, pp. 495-510.
- [82] Incze, I. I.: *Implementation of Scalar and Vector Control Structures for Induction Motors* (in Romanian: *Implementarea unor structuri de comandă scalară și reglare vectorială pentru motoare de inducție*), PhD Thesis, Supervisor Prof. Maria Imecs, Technical University of Cluj-Napoca, Romania, 2004.
- [83] Imecs Mária, Szabó Cs.: *Villamos hajtások matematikai modellezése és szimulálása (I): Külső gerjesztésű kompenzált egyenáramú motorok*. Terminológia, Magyar nyelvű szakelőadások a 2002-2003-es tanévben, Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamosmérnöki Kar, Kiadó: Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság, Kolozsvár, 2004, pp. 39-46.
- [84] Imecs Mária, Szabó Cs.: *Villamos hajtások matematikai modellezése és szimulálása (II): Impulzus-szélesség-modulációs áramirányítók*. Terminológia, Magyar nyelvű szakelőadások a 2002-2003-es tanévben, Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamosmérnöki Kar, Kiadó: Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság, Kolozsvár, 2004, pp. 47-55.
- [85] Imecs Mária Szabó Cs.: *Villamos hajtások matematikai modellezése és szimulálása (III): permanensmágneses-forgórészű szinkronmotor*. Terminológia, Magyar nyelvű szakelőadások a 2002-2003-es tanévben, Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamosmérnöki Kar, Kiadó: Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság, Kolozsvár, 2004, pp. 56-64.
- [86] Imecs Maria, Incze I. I., Szabo Cs., Ádám T., Szőke Benk Enikő: *Kis és nagy teljesítményű hálózatbarát egyenáramú közbenső-körös frekvenciaváltós hajtások*, Plenary paper, International Conference of Energetics and Electrical Engineering ENELKO 2004, Cluj-Napoca, Romania, 2004, ISBN 973-86852-9-X, pp. 86-96.
- [87] Incze I. I., Imecs Maria, Matis St., Szabó Cs.: *Korszerű kísérleti próbapad szabályozott váltakozóáramú hajtások fejlesztésére*, International Conference of Energetics and Electrical Engineering ENELKO 2005, Cluj-Napoca, Romania, 2005, ISBN 973-7840-06-2, pp. 62-68.
- [88] Incze I. I., Szabó Cs. Mátis I., Imecs Maria, Zoltán E. A.: *Váltakozóáramú villamos hajtások vezérlésének kísérleti implementációja*, International Conference of Energetics and Electrical Engineering ENELKO 2005, Cluj-Napoca, Romania, 2005, ISBN 973-7840-06-2, pp. 69-75.
- [89] Imecs, Maria; Trzynadlowski, A. M.; Incze I. I.; Szabó, Cs.: *Vector control schemes for tandem-converter fed induction motor drives*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 2, 2005, pp. 493-501.
- [90] Incze, I. I.; Imecs, Maria; Szabó, Cs.; Vásárhelyi, J.: *Orientation-field identification in asynchronous motor drive systems*, 6th IEEE-ICCC International Carpathian Control Conference, Lillafüred, Ed. Miskolc University, Vol. I, 2005, ISBN 963 661 644 2, pp. 131-136.
- [91] Incze I. I.; Szabó Cs.; Imecs, Maria; Matis, S.; Szőke, Enikő: *Computer controlled up-to-date experimental equipment for ac drive development*, 6th International Symposium of Hungarian Researchers on Computational Intelligence, HUCI 2005, Budapest, Hungary, 2005, ISBN .963 7154 43 4, pp. 355-365.
- [92] Imecs, Maria; Szabó, Cs.; Incze, I. I.: *Stator-field-oriented control of the variable-excited synchronous motor: numerical simulation*, The 7th International Symposium of Hungarian Researchers on Computational Intelligence HUCI '06, Budapest, Hungary, 2006, ISBN 963 7154 54 X, pp. 95-106.

- [93] Szabó, Cs.: *Implementation of Scalar and Vector Control Structures for Synchronous Motors* (in Romanian *Implementarea unor structuri de comandă scalară și reglare vectorială pentru motoare sincrone*), PhD Thesis, Supervisor Prof. Maria Imecs, Technical University of Cluj-Napoca, Romania, 2006.
- [94] Imecs, Maria; Szabó, Cs.; I. I. Incze: *Stator-field-oriented vectorial control for VSI-fed wound-excited synchronous motor*, International Aegean Conference on Electric Machines and Power Electronics and International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems ACEMP & ELECTROMOTION'2007 Joint Conference, Bodrum, Turkey, 2007, ISBN 978-975-93410-2-2, pp. 303-308.
- [95] Szabó, Cs.; Imecs, Maria; Incze, I. I.: *Synchronous motor drive with controlled stator-field-oriented longitudinal armature reaction*, The 33rd International Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2007, Taipei, Taiwan, CD-ROM, 2007, IEEE Cat. No. 07CH37855D, ISBN: 1-4244-0783-4, ISSN: 1553-572X, and Conference Digest p. 105.
- [96] Maria Imecs, Csaba Szabo, Ioan Iov Incze: *Modelling and simulation of controlled bi-directional power electronic converters in a DC energy distribution line with AC grid- and motor-side active filtering*, 12th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2007, Aalborg, Denmark, 2007, CD-ROM, ISBN: 9789075815108/IEEE Catalog No. 07EX1656C. Proceeding ISI (Web of Knowledge)
- [97] Imecs, Maria; Incze, I. I.; Szabó, Cs.: *Control of the energy flow in a dc distribution line, autonomous synchronous generator and ac grid by means of power electronic converters: modeling and simulation*, ICCS 2008, 9th International Carpathian Control Conference ICCS 2008, Sinaia, Romania, 2008, ISBN 978-973-746-897-0, pp. 255-258.
- [98] Imecs, Maria; Incze, I. I.; Szabó Cs.: *Stator-field oriented control of the synchronous generator: numerical simulation*, Proc. of the 12th IEEE International Conference on Intelligent Engineering Systems INES 2008, Miami, Florida (USA), 2008, CD-ROM, pp. 93-98, ISBN 978-1-4244-2083-4, IEEE Catalog Number: CFP08IES-CDR, Library of Congress: 2008900450.
- [99] Imecs, Maria; Szabó, Cs.; Incze, I. I.: *Modelling and simulation of a vector controlled synchronous generator supplying a DC energy distribution line coupled to the AC grid*, 19th International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2008, Ischia, Italy, 2008, CD-ROM, pp. 538-543, IEEE Catalog Number CFP 0848 A-CDR, ISBN: 978-1-4244-1664-6, Library of Congress: 2007936381.
- [100] Szabo Cs., Incze I. I., Imecs Maria: *Synchronous motor current-model-based flux identification* (in Hungarian: *Szinkronmotor fluxusának áram-modellen alapuló identifikációja*), 9th International Conference on Energetics, Electrical Engineering and Informatics, ENELKO 2008, 9-11 oct. 2008, Șumuleu-Ciuc, Romania, pp. 64-69, ISSN 1842-4546.
- [101] Imecs, Maria; Szabó, Cs.; Incze, I. I.: *Vector control of the cage induction motor with dual field orientation*, CINTI 2008, Budapest, Hungary, 2008, ISBN 978-963-7154-82-9, pp. 47-58.
- [102] Imecs, Maria (2009): *A survey of speed and flux control structures of squirrel-cage induction motor drives*, Acta Universitatis Sapientiae Vol. Electrical and Mechanical Engineering, Scientific Journal of Sapientia University of Transilvania, Vol. 1, Scientia Publishing House, ISSN 2065-5616, <http://www.acta.sapientia.ro> and pp. 5-28.
- [103] I. I. Incze, Cs. Szabó, Maria Imecs: *Voltage-model-based flux identification in synchronous machine drives*, 10th International Carpathian Control Conference ICCS 2009, Zakopane, Poland, 2009, ISBN 8389772-51-5, pp. 253-256.
- [104] Maria Imecs, I. I. Incze, Cs. Szabo, *Dual Field Orientation for Vector Controlled Cage Induction Motors*, in Proc. of the 11th IEEE International Conference on Intelligent Engineering Systems, INES 2009, Barbados, 2009, CD-ROM, ISBN: 978-1-4244-4111-2, pp 143-148.
- [105] Imecs Maria, Incze J. J., Szabó Cs. *Flux identification and control procedures of the squirrel-cage induction motors in field-oriented drive systems* (in Hungarian: *Fluxus-identifikációs és szabályozási módszerek kalickás indukciós motorok mező-orientált hajtásrendszereiben*), 10th International Conference on Energetics, Electrical Engineering, ENELKO & 19th International Conference on Computer Science SzamOkt, 2009, Târgu Mureș, Romania, 2009, ISSN 1842-4546, pp. 60-65.
- [106] Imecs Maria: *Comparison of the rotor- and stator-field-oriented vector control systems of the squirrel-cage induction motors* (in Hungarian: *Kalickás indukciós motorok forgó- és állórész mező-orientált vektoriális szabályozási rendszereinek összehasonlítása*), 10th International Conference on

- Energetics, Electrical Engineering, ENELKO & 19th International Conference on Computer Science SzamOkt, 2009, Târgu Mureș, Romania, 2009, ISSN 1842-4546, pp. 66-71.
- [107] Imecs Maria, Szabó Cs., Incze J. J. *Vector control with dual field-orientation of the squirrel-cage induction motors* (in Hungarian: *Kalickás indukciós motorok vektoriális szabályozása kettős mező-orientációval*), 10th International Conference on Energetics, Electrical Engineering, ENELKO & 19th International Conference on Computer Science SzamOkt, 2009, Târgu Mureș, Romania, 2009, ISSN 1842-4546, pp. 72-77.
- [108] Szabo, Cs.; Incze, I. I.; Imecs, Maria: *Double-field orientation of unity power factor synchronous motor drive*, 14th IEEE International Conference on Intelligent Engineering Systems INES 2010, Las Palmas of Gran Canaria, 2010, CD-ROM, ISBN 978-1-4244-7651-0.A.
- [109] Imecs, Maria: *Vector control of the current-excited synchronous generators*, Proceedings of the 2nd International Conference in Recent Achievements in Mechatronics, Automation, Computer Science and Robotics MACRo2010, Tg. Mures, Scientia Publishing House, Cluj-Napoca, 2010, ISBN 978-973-1'970-39-4, pp.143-154.
- [110] Maria Imecs: *Unitary Control Theory of the electrical machine drives*, Vol.:*Förderung der nachhaltigen Entwicklung im Donaauraum durch kulturelle und wissenschaftliche Zusammenarbeit (Promovarea dezvoltării durabile în spațiul dunărean prin cooperare culturală și științifică)*, Humboldt-Kolleg Cluj-2010, Alexander von Humboldt Stiftung/Foundation, Humboldt-Transilvania Club Klausenburg/Cluj-Napoca, Rumanian/Romania, Editura Mediamira, Cluj-Napoca, 2010, pp. 328-338.
- [111] I. I. Incze, Cs. Szabo, M. Imecs: *Modeling and simulation of an incremental encoder used in eElectrical drives*, Vol.: *Studies in Computational Intelligence* Editors: Imre J. Rudas, János Fodor, Janusz Kacprzyk, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, ISBN 978-3-642-15219-1, e-ISBN 978-3-642-15220-7, DOI 10.1007/978-3-642-15220-7, 2010, pp. 287-300.
- [112] Cs. Szabo, Maria Imecs, I. I. Incze: *Synchronous Motor Drive at Maximum Power Factor with Double Field-Orientation*, Acta Universitatis Sapientiae Vol. Electrical and Mechanical Engineering, Scientific Journal of Sapientia University of Transilvania, Vol. 2, 2010, Scientia Publishing House, Cluj-Napoca, ISSN 2065-5616, <http://www.acta.sapientia.ro> and pp. 16-26.
- [113] I. I. Incze, A. Negrea, Maria Imecs, Cs. Szabo: *Incremental encoder based position and speed identification. Modeling and simulation*, Acta Universitatis Sapientiae Vol. Electrical and Mechanical Engineering, Scientific Journal of Sapientia University of Transilvania, Vol. 2, Scientia Publishing House, Cluj-Napoca, 2010, ISSN 2065-5616, pp. 27-39, <http://www.acta.sapientia.ro>
- [114] N. S. Preda, D. C. Rus, I. I. Incze, Maria Imecs, Cs. Szabó: *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, pp. 73-80.
- [115] N. S. Preda, D. C. Rus, I. I. Incze, Maria Imecs, Cs. Szabó: *Fixed-point DSP implementation of advanced discontinuous PWM methods*, 11th International Carpathian Control Conference – ICC 2010, Eger, Hungary, 2010, ISBN 978-963-06-9289-2, pp. 149-152.

dr. IMECS Mária, professor

Munkahely: Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamosmérnöki Kar, Villamos Hajtások és Robotok Tanszék

Cím: Románia, Technical University of Cluj-Napoca, 28 Memorandumului Str, RO-400114.

Postacím: Románia, RO-400750 Cluj-Napoca, Post Office 1, Box 99.

Telefon: +40-264-401-242/+40-264-432-025

Fax: +40-264- 592-055 (Rektorátus)

E-mail: imecs@edr.utcluj.ro