



Horváth Krisztián

**Nemlineáris állapotbecslési módszerek
aszinkron gép szögsebesség-érzékelő nélküli
mezőorientált szabályozásához**

Doktori értekezés

Témavezetők:

Dr. Szénásy István
egyetemi docens
Széchenyi István Egyetem

Dr. Fodor Dénes
egyetemi docens
Széchenyi István Egyetem, Pannon Egyetem

Infrastrukturális Rendszerek Modellezése és Fejlesztése
Multidiszciplináris Műszaki Tudományi Doktori Iskola

Győr, 2022

Köszönetnyilvánítás

Elsőként köszönöm családomnak és barátaimnak, hogy támogatták tanulmányaimat és biztosították számomra a nyugodt háttérrel, amely nélkül ezt az értekezést nem készíthettem volna el.

Köszönöm témavezetőimnek, Dr. Szénágy Istvánnak és Dr. Fodor Dénesnek, hogy segítettek munkámat és motiváltak céljaim elérésében. Köszönöm a Széchenyi István Egyetem Automatizálási Tanszék és Járműipari Kutatóközpont munkaközösségeinek támogatását. Külön köszönöm Lovas Szilárd segítségét, amelyet a dolgozatban bemutatott kísérleti eszköz megvalósítása során nyújtott nekem. Hálás vagyok Dr. Konecsny Ferenc tanár úrnak, hogy előadásain megismertem és megszerettem a szabályozástechnika alapjait. Köszönettel tartozom Prof. Dr. Kuczmann Miklósnak szakmai példamutatásáért és baráti tanácsaiért. Továbbá köszönöm Dr. Karol Kyslan szakmai és baráti támogatását.

Hálásan köszönöm mentoromnak, Kuslits Mártonnak a kutatásaim kezdete óta nyújtott kiemelkedő segítségét.

Összefoglaló

Az aszinkron gépes hajtásszabályozási módszerek többségének alapvető fontosságú információ a forgórész szögsebessége, amelyet általában valamilyen mechanikus érzékelő szolgáltat. Azonban a forgó szenzorok alkalmazásának jól ismert hátrányai, hogy növelik a hajtás árát és méretét, többlet kábelevezést tesznek szükségessé, csökkentik a zajimmunitást és a hajtás megbízhatóságát, hiszen az érzékelő és annak működtetéséhez szükséges további eszközök is meghibásodhatnak. A felsorolt hátrányok elkerülése érdekében célszerű forgó jeladó nélkül építeni a hajtásokat és a minőségi követelmények biztosításához szögsebesség-érzékelő nélküli hajtásszabályozási módszereket alkalmazni, amelyekben a szükséges szögsebesség-információ alternatív forrásból származik. Disszertációmban a szögsebesség-érzékelők kiváltására alkalmas állapotbecslők kidolgozásával, valamint hajtásszabályozásban történő alkalmazásával foglalkoztam.

Az aszinkron gépes hajtásirányítási módszerek kutatási és fejlesztési folyamatához megvalósítottam egy modellalapú környezetet, amely következetesen felépített háromrétegű architektúrán alapul. Emellett megvalósítottam az irányítási algoritmusok tényleges fizikai környezetben történő vizsgálatához egy olyan kísérleti összeállítást, amely biztosítja a kutatásokhoz szükséges magas számítási teljesítményt. Munkám során ezt a modellalapú környezetet és gyorsprototípus-vizsgálati rendszert alkalmaztam a szögsebesség-érzékelő nélküli becslők és irányítási algoritmusok vizsgálatihoz.

Kutatómunkám fő célkitűzése újszerű állapotbecslők kidolgozása és megvalósítása aszinkron gép szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált szabályozásához. Az állapotbecslők tervezése során a mezőorientáció elvének alkalmazásával egy új állapottermodellt határoztam meg, amely 6 állapotváltozó segítségével írja le a gép dinamikus viselkedését. Ennek a modellnek köszönhetően az állapotbecslők a mezőorientált szabályozás koordináta-rendszerében, vagyis a forgórészfluxus-térvektor koordináta-rendszerében képesek előállítani a hajtásszabályozási algoritmus számára szükséges változók becslt értékeit. Elvégeztem a javasolt állapottermodell megfigyelhetőségi vizsgálatát, amely során meghatároztam a megfigyelhetőség feltételét. A nemlineáris rendszerleírás miatt becslőalgoritmusként a linearizáláson alapuló kiterjesztett Kalman-szűrőt, valamint a numerikus integráláson alapuló unscented és cubature Kalman-szűrőket alkalmaztam. Az állapotbecslők szimulációs és tényleges fizikai környezetben történő validációja mellett, összehasonlító vizsgálatokat is végeztem az általam javasolt módszerek és három széleskörűen alkalmazott determinisztikus megfigyelő között.

Az újszerű állapotbecslők alkalmazásával szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált szabályozást valósítottam meg. A szabályozott hajtás dinamikus viselkedésének szimulációs és kísérleti vizsgálata mellett, az ellenállás-paraméterek megváltozásának állandósult állapotra gyakorolt hatását is vizsgáltam egy általam javasolt újszerű eljárás alkalmazásával, amellyel paraméterérzékenységi térképek készíthetők a különböző üzemi tartományokhoz. A vizsgálatok eredményei alapján megállapítottam, hogy mindhárom állapotbecslő alkalmazásával a javasolt hajtásszabályozási módszer működőképes, valamint hogy a különböző becslőket alkalmazó irányítási algoritmusok teljesítőképessége között nincs jelentős eltérés.

Summary

Most control methods of induction machine drives require the rotor speed information, which is usually measured by a rotary sensor. However, the well-known drawbacks of using mechanical sensors are that they increase the cost and size of the drive, require extra cabling, and reduce the noise immunity. Furthermore, the reliability of rotary sensed drives are also reduced, because failure may occur in the sensor or in the additional devices needed for its operation as well. To avoid the disadvantages listed above, it is advisable to build drives without rotary sensors, where speed sensorless control methods are used to ensure quality requirements. In these control solutions, the speed information is obtained from an alternative source. In my Ph.D. thesis, I have developed speed sensorless state estimators for use in the control structure of induction machine drives.

For research and development process of induction machine control methods, I have implemented a model-based environment, where the model architecture follows a three-layer structure. Furthermore, I developed an experimental setup to validate control algorithms in the actual physical environment. This experimental setup provides excessive computing power required for research activities. In my work, I used the model-based environment and rapid control prototyping system to investigate the performance of speed sensorless estimators and control algorithms.

The main goal of my research is to develop novel speed sensorless state estimators for field-oriented control of induction machine drives. For estimator design, I have defined a novel state-space model by using the field-orientation principle. The model describes the machine dynamics with 6 state variables. Using this model, the state estimators are able to calculate the estimated variables required for control in the rotor flux-oriented frame. For the proposed model, I have carried out the observability study, and the observability condition is determined as well. Due to the nonlinear description, I used the linearization-based extended Kalman filter, as well as the numerical integration-based unscented and cubature Kalman filters as state estimation algorithms. The proposed estimators have been validated by simulations and experiments. Furthermore, I performed a comparative analysis between the proposed estimators and three widely used deterministic observers.

By using the novel estimators, I developed a speed sensorless field-oriented control method. The dynamic performance of the controlled drive was investigated both in simulation environment and experimentally. In addition, I have analyzed the resistance sensitivity of the control algorithm in steady-state operation by using a novel method, which generates sensitivity maps for the predefined parts of the operating space. According to the results, the controlled drive works adequately with all three state estimators, and there is no significant difference in performance between the control algorithms using different estimators.

Tartalomjegyzék

Rövidítések és jelölések listája	VI
1. Bevezető	1
1.1. A kutatás előzménye	1
1.2. A kutatás tervezett célkitűzései	2
1.3. A dolgozat felépítése	2
2. Aszinkron gépek szögsebesség-érzékelő nélküli irányításának irodalmi áttekintése	4
2.1. Fundamentális modellen alapuló módszerek	4
2.1.1. Közvetlen számítási módszerek	5
2.1.2. Modellreferenciás adaptív megfigyelők	7
2.1.3. Luenberger-féle megfigyelők	9
2.1.4. Csúsómód-megfigyelők	10
2.1.5. Sztochasztikus állapotbecslők	12
2.1.6. Neurális hálózat alapú módszerek	20
2.2. Anizotrópiát kihasználó módszerek	21
2.2.1. Forgórészhornyok által létrehozott harmonikusok észlelésén alapuló módszerek	22
2.2.2. Jelbefecskenyezésen alapuló módszerek	22
2.3. A szakirodalom elemzése	24
3. Modellalapú környezet és kísérleti összeállítás a hajtásirányítási módszerek kutatásához	27
3.1. Alkalmazott modellek és algoritmusok	28
3.1.1. Aszinkron gép koncentrált paraméterű modellje	29
3.1.2. Az FOC algoritmus	31
3.2. A modellalapú környezet megvalósítása az MBD módszereinek alkalmazásával	34
3.2.1. A háromrétegű modellarchitektúra	34
3.2.2. Az irányítási algoritmusok gyorsprototípus-vizsgálata	36
3.3. Implementációs példa	39
3.3.1. Szimulációs modell	39
3.3.2. Kódgenerálási modell az RCP vizsgálatokhoz	40
3.3.3. Szimulációs és kísérleti eredmények	42
3.4. A tudományos eredmények összefoglalása	45
4. Szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecslők	46
4.1. Az alkalmazott állapotbecslő algoritmusok	47
4.1.1. Linearizáláson alapuló EKF algoritmus	47

4.1.2.	Numerikus integráláson alapuló Kalman-szűrők	48
4.2.	Állapotbecslők tervezése	51
4.2.1.	Állapottérmodell definiálása	51
4.2.2.	Megfigyelhetőségi vizsgálat	53
4.2.3.	Diszkretizálás	56
4.3.	Állapotbecslők szimulációs és kísérleti vizsgálata	56
4.3.1.	Az állapotbecslők szimulációs vizsgálata	57
4.3.2.	Az állapotbecslők alacsony fordulatszám-tartománybeli viselkedésének kísérleti vizsgálata	59
4.4.	A javasolt állapotbecslők összehasonlító vizsgálata determinisztikus megfigyelőkkel	61
4.4.1.	Szögsebességbecslési pontosságok összehasonlító szimulációs vizsgálata névleges és elhangolt motorparaméterek mellett	62
4.4.2.	Az alacsony fordulatszám-tartománybeli viselkedés kísérleti összehasonlítása	69
4.4.3.	Számításigények összehasonlítása	72
4.5.	A tudományos eredmények összefoglalása	74
5.	Az állapotbecslők alkalmazása szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált hajtásszabályozáshoz	75
5.1.	Állapotbecslésen alapuló szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált szabályozás	75
5.2.	A szabályozott hajtás szimulációs és kísérleti vizsgálata	76
5.2.1.	A szabályozott hajtás dinamikus viselkedésének szimulációs vizsgálata	77
5.2.2.	Állandósult állapotbeli ellenállásparaméter-érzékenységek vizsgálata	79
5.2.3.	Alacsony fordulatszám-tartománybeli kísérleti vizsgálatok	88
5.2.4.	Számítási idők összehasonlítása	91
5.3.	A tudományos eredmények összefoglalása	93
6.	Az új tudományos eredmények összefoglalása	94
7.	Konklúzió és jövőbeli tervek	96
	Irodalomjegyzék	98

Rövidítések és jelölések listája

Rövidítések

ALO	adaptív Luenberger-megfigyelő (adaptive Luenberger observer)
CKF	cubature Kalman-szűrő (cubature Kalman filter)
CR	cubature szabály (cubature rule)
DSP	digitális jelfeldolgozó processzor (digital signal processor)
DTC	közvetlen nyomatékszabályozás (direct torque control)
ECU	elektronikus irányítóegység (electronic control unit)
EKF	kiterjesztett Kalman-szűrő (extended Kalman filter)
ELO	kiterjesztett Luenberger-megfigyelő (extended Luenberger observer)
FFT	gyors Fourier-transzformáció (fast Fourier-transformation)
FLC	irányítás állapot-visszacsatoláson alapuló linearizálással (feedback linearization control)
FOC	mezőorientált szabályozás (field-oriented control)
LPV	lineáris változó paraméterű (linear parameter-varying) rendszer
MBD	modellalapú tervezés (model-based design)
MRAS	modellreferenciás adaptív rendszer (model reference adaptive system)
NIC	hálózati interfészvezérlő (network interface controller)
PMSM	állandómágneses szinkron gép (permanent magnet synchronous machine)
PWM	impulzusszélesség-moduláció (pulse width modulation)
RCP	gyorsprototípus-vizsgálat (rapid control prototyping)
SMO	csúszómód-megfigyelő (sliding-mode observer)
SRCKF	square-root cubature Kalman-szűrő (square-root cubature Kalman filter)
SRTT	Simulink Real-Time célszámítógép (Simulink Real-Time target)
SRUKF	square-root unscented Kalman-szűrő (square-root unscented Kalman filter)
TET	feladatvégrehajtási idő (task execution time)
TI	Texas Instruments
UI	felhasználói felület (user interface)
UKF	unscented Kalman-szűrő (unscented Kalman filter)
UT	unscented transzformáció (unscented transformation)

Jelölések

$\widehat{\mathbf{A}}$	lineáris állapottermodell változtatható paraméterű rendszermátrixa
\mathbf{B}	lineáris állapottermodell bemeneti mátrixa
\mathbf{C}	lineáris állapottermodell kimeneti mátrixa
D_f	csillapítási tényező
$ e_{i_a} $	i_a fázisáram mért és szimulációs értéke közötti különbség abszolút értéke
$ e_{i_b} $	i_b fázisáram mért és szimulációs értéke közötti különbség abszolút értéke
$ e_{\varphi_m} $	φ_m szöghelyzet mért és szimulációs értéke közötti különbség abszolút értéke
$ e_{\widehat{\omega}_m} $	ω_m mechanikai szögsebesség becslési hibájának abszolút értéke
$\mathbf{f}(\cdot)$	diszkrét idejű, nemlineáris állapottermodell rendszerfüggvénye
$\mathbf{f}_c(\cdot)$	folytonos idejű, nemlineáris állapottermodell rendszerfüggvénye
\mathbf{F}_k	diszkrét idejű rendszerfüggvény Jacobi-mátrixának k -adik ütembeli értéke
$\widetilde{\mathbf{f}}(\cdot), \widetilde{\mathbf{F}}$	nemlineáris függvény és Jacobi-mátrixa
\mathbf{G}	Luenberger-megfigyelő erősítési mátrixa
$\mathbf{h}(\cdot)$	diszkrét idejű, nemlineáris állapottermodell kimeneti függvénye
$\mathbf{h}_c(\cdot)$	folytonos idejű, nemlineáris állapottermodell kimeneti függvénye
\mathbf{H}_k	diszkrét idejű kimeneti függvény Jacobi-mátrixának k -adik ütembeli értéke
$\mathbf{I}, [\mathbf{I}]^{(i)}$	egységmátrix, egységmátrix i -edik oszlopa
i_a, i_b, i_c	állórészfázisáramok
i_{ds}, i_{qs}	állórészáram-térvektor d- és q-irányú komponensei
$\widehat{i}_{ds}, \widehat{i}_{qs}$	állórészáram-térvektor becslült d- és q-irányú komponensei
$i_{ds}^{\text{ref}}, i_{qs}^{\text{ref}}$	állórészáram-térvektor d- és q-irányú komponenseinek referenciaértékei
\mathbf{i}_r	forgórészáram-térvektor
\mathbf{i}_s	állórészáram-térvektor
$\widehat{\mathbf{i}}_s$	becslült állórészáram-térvektor
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	állórészáram-térvektor α - és β -irányú komponensei
j	imaginárius egység
J	tehetetlenségi nyomaték
\mathbf{K}_k	Kalman-szűrő erősítési mátrixának k -adik ütembeli értéke
K_P, K_I	PI szabályozó arányos és integráló erősítési tényezői
L_m	kölcsönös induktivitás
L_r	forgórész-induktivitás
$L_{r\sigma}$	forgórész szórási induktivitása
L_s	állórész-induktivitás
$L_{s\sigma}$	állórész szórási induktivitása
n	állapotter dimenziószáma
\mathbf{O}	megfigyelhetőségi mátrix
\mathbf{O}_s	megfigyelhetőségi mátrix első 6 sorából összeállított négyzetes mátrix
p	póluspárszám
p_i	érzékenységi vizsgálathoz kiválasztott modellparaméter
\mathbf{P}_k^-	becslési hiba kovarianciamátrixának k -adik ütembeli predikciója
\mathbf{P}_k^+	becslési hiba kovarianciamátrixának k -adik ütembeli korrigált értéke
\mathbf{P}_k^{xy}	kereszt-kovarianciamátrix k -adik ütembeli értéke
\mathbf{P}_k^{yy}	mérési hiba-kovarianciamátrix k -adik ütembeli értéke
\mathbf{Q}	rendszerzaj kovarianciamátrixa
\mathbf{Q}'	alternatív \mathbf{Q} mátrix a paraméterérzékenységi vizsgálatokhoz

\mathbf{R}	mérési zaj kovarianciamátrixa
\mathbf{R}'	alternatív \mathbf{R} mátrix a paraméterérzékenységi vizsgálatokhoz
R_r	forgórész-ellenállás
R_r'	elhangolt forgórész-ellenállás a paraméterérzékenységi vizsgálatokhoz
R_s	állórész-ellenállás
R_s'	elhangolt állórész-ellenállás a paraméterérzékenységi vizsgálatokhoz
$s_{\psi_{dr}^\infty}^{(p_i)}$	szabályozott ψ_{dr} érzékenysége p_i megváltozására egy adott munkapontban
$s_{\psi_{dr}^\infty}^{(p_i)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R})$	\mathbf{Q}, \mathbf{R} zajparaméterektől függő $s_{\psi_{dr}^\infty}^{(p_i)}$ paraméterérzékenység
$S_{\psi_{dr}^\infty}^{(p_i)}$	szabályozott ψ_{dr} érzékenysége p_i megváltozására egy adott tartományban
$s_{\omega_m^\infty}^{(p_i)}$	szabályozott ω_m érzékenysége p_i megváltozására egy adott munkapontban
$s_{\omega_m^\infty}^{(p_i)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R})$	\mathbf{Q}, \mathbf{R} zajparaméterektől függő $s_{\omega_m^\infty}^{(p_i)}$ paraméterérzékenység
$S_{\omega_m^\infty}^{(p_i)}$	szabályozott ω_m érzékenysége p_i megváltozására egy adott tartományban
t	idő
T_0	statikus súrlódás
$\mathbf{T}_C, \mathbf{T}_C^{-1}$	Clarke- és inverz Clarke-transzformációs mátrixok
$\mathbf{T}_P, \mathbf{T}_P^{-1}$	Park- és inverz Park-transzformációs mátrixok
T_e	elektromágneses nyomaték
T_e^{ref}	elektromágneses nyomaték referenciaértéke
T_{ext}	hajtásrendszer külső terhelőnyomatéka
T_1	hajtásrendszer belső és külső terhelőnyomatékainak összege
T_s	mintavételi idő
\mathbf{u}	follytonos idejű rendszer bemeneti vektora
\mathbf{u}_k	diszkrét idejű rendszer bemeneti vektorának k -adik ütembeli értéke
v_a, v_b, v_c	állórész-fázisfeszültségek
v_{dc}	feszültséginverter tápfeszültsége
v_{ds}, v_{qs}	állórészfeszültség-térvektor d- és q-irányú komponensei
$v_{ds}^{\text{ctrl}}, v_{qs}^{\text{ctrl}}$	d- és q-irányú feszültségegyenletek lineáris tagjai
$v_{ds}^{\text{dec}}, v_{qs}^{\text{dec}}$	d- és q-irányú feszültségegyenletek kompenzálható tagjai
\mathbf{v}_k	diszkrét idejű rendszer mérési zajának k -adik ütembeli értéke
\mathbf{v}_r	forgórészfeszültség-térvektor
\mathbf{v}_s	állórészfeszültség-térvektor
$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$	állórészfeszültség-térvektor α - és β -irányú komponensei
$\mathbf{W}^{(i)}$	i -edik szigma ponthoz tartozó súly
\mathbf{w}_k	diszkrét idejű rendszer rendszerzajának k -adik ütembeli értéke
\mathbf{x}	follytonos idejű rendszer állapotvektora
$\hat{\mathbf{x}}$	becsült állapotvektor
\mathbf{X}, \mathbf{Y}	többdimenziós valószínűségi változó és transzformáltja ($\mathbf{Y} = \tilde{\mathbf{f}}(\mathbf{X})$)
$\bar{\mathbf{X}}, \mathbf{P}_X$	\mathbf{X} valószínűségi változó átlaga és kovarianciája
\mathbf{x}_k	diszkrét idejű rendszer állapotvektorának k -adik ütembeli értéke
$\hat{\mathbf{x}}_k^-$	becsült állapotvektor k -adik ütembeli predikciója
$\hat{\mathbf{x}}_k^+$	becsült állapotvektor k -adik ütembeli korrigált értéke
$\mathbf{x}^{(i)}, \mathbf{y}^{(i)}$	i -edik szigma pont és transzformáltja ($\mathbf{y}^{(i)} = \tilde{\mathbf{f}}(\mathbf{x}^{(i)})$)
$\mathbf{x}_k^{(i)}$	i -edik mintavételi (szigma vagy cubature) pont k -adik ütembeli értéke
$\tilde{\mathbf{x}}_k^{(i)}$	i -edik mintavételi pont $\mathbf{f}(\cdot)$ szerint transzformált értéke a k -adik ütemben
$\tilde{\tilde{\mathbf{x}}}_k^{(i)}$	újramintavételezett i -edik cubature pont k -adik ütembeli értéke

\mathbf{y}	folytonos idejű rendszer kimeneti vektora
$\bar{\mathbf{Y}}, \mathbf{P}_Y$	transzformált átlag és kovariancia lineáris közelítés esetén
\mathbf{y}_k	diszkrét idejű rendszer kimeneti vektorának k -adik ütembeli értéke
$\hat{\mathbf{y}}_k^-$	kimeneti vektor k -adik ütembeli becsült értéke
$\mathcal{Y}_k^{(i)}$	i -edik mintavételi pont $\mathbf{h}(\cdot)$ szerint transzformált értéke a k -adik ütemben
\mathbf{z}	MRAS megfigyelő referenciamodelljének kimeneti vektora
$\tilde{\mathbf{z}}$	MRAS megfigyelő adaptív modelljének kimeneti vektora
Δp_i	p_i paraméter kismértékű, véges eltérése
$\Delta\psi_{\text{dr}}^\infty$	állandósult állapotbeli ψ_{dr}^∞ forgórészfluxus kismértékű, véges eltérése
$\Delta\omega_{\text{m}}^\infty$	állandósult állapotbeli ω_{m}^∞ forgórész-szögsebesség kismértékű, véges eltérése
ε	MRAS megfigyelő hibafüggvénye
κ	UKF állapotbecslő tervezési súlyparamétere
$\xi^{(i)}$	i -edik cubature pont helye
σ	szivárgási tényező
τ	idő (integrációs változó)
φ_e	forgórészfluxus-térvektor irányszöge (α -tengelyhez képest)
$\hat{\varphi}_e$	forgórészfluxus-térvektor becsült irányszöge
φ_{m}	forgórész mechanikai szöghelyzete
$\psi_{\text{dr}}, \psi_{\text{qr}}$	forgórészfluxus-térvektor d- és q-irányú komponensei
$\hat{\psi}_{\text{dr}}$	forgórészfluxus-térvektor becsült d-irányú komponense
$\psi_{\text{dr}}^{\text{ref}}$	forgórészfluxus referenciaértéke
ψ_{dr}^∞	forgórészfluxus állandósult állapotbeli értéke
$\boldsymbol{\psi}_{\text{r}}$	forgórészfluxus-térvektor
$\boldsymbol{\psi}_{\text{r}}^*$	forgórészfluxus-térvektor komplex konjugáltja
$\boldsymbol{\psi}_{\text{s}}$	állórészfluxus-térvektor
$\psi_{\alpha\text{r}}, \psi_{\beta\text{r}}$	forgórészfluxus-térvektor α - és β -irányú komponensei
ω	térvektormodell koordináta-rendszerének szögsebessége
ω_{m}	forgórész mechanikai szögsebessége
$\omega_{\text{m}}^{\text{ref}}$	mechanikai forgórész-szögsebesség referenciaértéke
ω_{m}^∞	mechanikai forgórész-szögsebesség állandósult állapotbeli értéke
$\hat{\omega}_{\text{m}}$	mechanikai forgórész-szögsebesség becsült értéke
ω_{r}	forgórész villamos szögsebessége
$\hat{\omega}_{\text{r}}$	villamos forgórész-szögsebesség becsült értéke
\Leftrightarrow	akkor és csak akkor
\wedge	logikai és
$\det\{\cdot\}$	mátrix determinánsa
$\mathbf{E}\{\cdot\}$	várható érték
$\Im(\cdot)$	komplex mennyiség képzetes része
$\mathcal{L}_{f_c}^k \mathbf{h}_c$	$\mathbf{h}_c(\cdot)$ k -adrendű Lie-deriváltja $\mathbf{f}_c(\cdot)$ -re vonatkozóan
$\text{rank}\{\cdot\}$	mátrix rangja

1. fejezet

Bevezető

1.1. A kutatás előzménye

Napjainkban az ipari és szállítmányozási rendszerek alapvető részei a változtatható fordulatszámú villamos hajtások. Ezekben a hajtásokban gyakran alkalmaznak kalickás forgórészű aszinkron gépeket, mivel ezek a konstrukciók robusztus felépítésűek, megbízhatóak és zord üzemi körülmények között is működtethetők. Mindemellett kedvezőek az aszinkron gépek gyártási és üzemeltetési költségei.

A korszerű aszinkron gépes hajtások a szigorú minőségi követelmények teljesítése miatt általában szabályozottak. A hajtásszabályozási módszerek többségének alapvető fontosságú információ a forgórész szögsebessége, illetve szöghelyzete, amelyeket általában valamilyen mechanikus érzékelő szolgáltat. Azonban a forgó szenzorok alkalmazásának jól ismert hátrányai, hogy növelik a hajtás árát és méretét, többlet kábelezést tesznek szükségessé, csökkentik a zajimmunitást és a hajtás megbízhatóságát, hiszen az érzékelő és annak működtetéséhez szükséges további eszközök is meghibásodhatnak. A felsorolt hátrányok elkerülése érdekében célszerű forgó jeladó nélkül építeni a hajtásokat és a minőségi követelmények biztosításához szögsebesség-érzékelő nélküli hajtásszabályozási módszereket alkalmazni, amelyekben a szükséges szögsebesség-, vagy pozícióinformáció alternatív forrásból származik.

A szögsebesség-érzékelő nélküli módszerek két alapvető típusa a fundamentális modellen alapuló megközelítések és a gép anizotróp tulajdonságait kihasználó technikák. Utóbbiak többségében jelbefecskendezést alkalmaznak, amelynek köszönhetően precíz szabályozást tesznek lehetővé az alacsony fordulatszám-tartományban. Azonban jelentős hátrányuk, hogy csak megfelelő mértékű anizotrópiával rendelkező motorkonstrukciók esetén alkalmazhatók. Ezzel szemben a fundamentális modellen alapuló módszerek nem igényelnek speciális kialakítást, így univerzálisan használhatóak. Mindemellett figyelembe kell venni, hogy ezek a becslők kedvezőtlenebbül teljesítenek az alacsony fordulatszám-tartományban és a becslés pontosságára jelentős hatással vannak a paraméterbizonytalanságok.

A fundamentális modellen alapuló technikák közül legnépszerűbbek a gép viselkedését determinisztikus jelek segítségével leíró becslési módszerek, hiszen ezek egyszerűek, könnyen hangolhatóak és alacsony számításigénnyel rendelkeznek. Ezzel szemben a sztochasztikus leírást alkalmazó állapotbecslők bonyolultabbak és számításigényesebbek, azonban a zajmodellek alkalmazása miatt általában kevésbé érzékenyek a paraméterbizonytalanságokra és jobb zajelnyomást biztosítanak.

Dolgozatomban aszinkron gép szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált szabályozásához alkalmazható sztochasztikus állapotbecslők tervezésével, illetve azok szimulációs és tényleges fizikai környezetben történő vizsgálatával foglalkozom.

1.2. A kutatás tervezett célkitűzései

Munkám során aszinkron gép hajtásszabályozási módszereinek tervezéséhez és fejlesztési folyamatához alkalmazható modellalapú környezet megvalósítása az egyik cél, amely lehetővé teszi újszerű hajtásirányítási algoritmusok szimulációs és kísérleti validációját. Ehhez létre kívánok hozni egy moduláris modellarchitektúrát, valamint egy kísérleti eszközt a tényleges fizikai környezetben történő vizsgálatokhoz. Ezt a modellalapú környezetet tervezem felhasználni a kutatómunka további szakaszában szögsebesség-érzékelő nélküli módszerek algoritmusainak implementációjához és validációjához.

Kutatómunkám további célkitűzése újszerű állapotbecslők kidolgozása és megvalósítása aszinkron gép szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált szabályozásához. Mivel a becslőket alapvetően mezőorientált hajtásszabályozási struktúrához szánom, így ezek tervezéséhez olyan állapottermodell meghatározását tűztem ki célul, amely alkalmazásával egyrészt az elektromágneses viselkedést leíró állapotváltozók a mezőorientált szabályozás koordináta-rendszerében, vagyis a forgórészfluxus-térvektor koordináta-rendszerében állíthatók elő, másrészt megvalósítható a forgórész-szögsebesség és a terhelőnyomaték becslése is. Így a becsült állapotváltozók közvetlenül, további számítások és transzformációk nélkül felhasználhatók mezőorientált szabályozáshoz. A becslők tervezéséhez javasolt nemlineáris modell megfigyelhetőségét is biztosítani kívánom, így szükségessé válik megfigyelhetőségi vizsgálat elvégzése és a megfigyelhetőséget biztosító feltétel meghatározása. A nemlineáris rendszerleírás miatt a becsülőalgoritmusoknak csak olyan fajtái alkalmazhatók, amelyek képesek kezelni a nemlinearitásokat, így munkám során a linearizáláson alapuló kiterjesztett Kalman-szűrőt, valamint a numerikus integráláson alapuló unscented és cubature Kalman-szűrőket alkalmazom.

Figyelembe véve, hogy a szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecslők elsődleges célja a szögsebesség-információ előállításának közvetlen mérés nélkül, így az általam javasolt állapotbecslőket szögsebességbecslési pontosság, paraméterérzékenység és számításigény tekintetében összehasonlítom a széleskörűen alkalmazott modellreferenciás adaptív megfigyelővel, az adaptív Luenberger-megfigyelővel és a csúszómód megfigyelővel.

További célom szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált szabályozás megvalósítása az újszerű állapotbecslőkkel. A szabályozott hajtás dinamikus viselkedésének szimulációs és kísérleti vizsgálataival mellett, az ellenállás-paraméterek megváltozásának állandósult állapotra gyakorolt hatását is vizsgálom a különböző üzemi tartományokban. Ennek szemléltetéséhez paraméterérzékenységi térképeket készítek. Emellett foglalkozom a becslők zajparamétereinek ellenállásparaméter-érzékenységre gyakorolt hatásával.

1.3. A dolgozat felépítése

A dolgozat 2. fejezetében szakirodalom alapján összefoglalom és rendszerezem az aszinkron gépes hajtásokhoz legelterjedtebben alkalmazott szögsebesség-érzékelő nélküli becslési és irányítási módszereket, valamint azok előnyeit és korlátait. A szakirodalom elemzése

során rámutatok a szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecsléssel foglalkozó munkák hiányosságaira, illetve az egyes tanulmányokban közölt ellentétes eredményekre.

A 3. fejezetben ismertetek egy modellalapú környezetet, amelyet aszinkron gépes hajtásirányítási módszerek, illetve azok egyes elemeinek, mint például a szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecslők, szimulációs és tényleges fizikai környezetben történő vizsgálataihoz valósítottam meg.

A 4. fejezetben újszerű, szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecslőket ismertetek, amelyeket aszinkron gépes hajtás mezőorientált szabályozásához dolgoztam ki. A fejezetben részletesen tárgyalom az alkalmazott becselőalgoritmusokat, valamint a tervezés során következetesen meghatározott állapottérmodellt és annak megfigyelhetőségi vizsgálatát. Ezt követően szimulációs és kísérleti validációs eredményeket mutatok be, majd a javasolt állapotbecslők, a modellreferenciás adaptív megfigyelő, az adaptív Luenberger-megfigyelő és az adaptív csúszómód megfigyelő összehasonlító vizsgálatainak eredményeit ismertetem és elemzem.

Az 5. fejezetben bemutatom az újszerű állapotbecslőket alkalmazó szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált hajtásszabályozás struktúráját, valamint a szabályozott hajtás szimulációs és kísérleti vizsgálatainak eredményeit. Ennek részeként egy paraméterérzékenységvizsgálati eljárást és annak eredményeit is ismertetem, amely paraméterérzékenységi térképek segítségével széles üzemi tartományban szemlélteti az ellenállás-változások és a zajparaméterek megváltoztatásának hatását az állandósult állapotbeli viselkedésre.

A befejező két fejezetben összefoglalom a dolgozatban ismertetett tudományos eredményeket, valamint a kutatás folytatására vonatkozó lehetséges témákat fogalmazok meg.

2. fejezet

Aszinkron gépek szögsebesség-érzékelő nélküli irányításának irodalmi áttekintése

Az elmúlt évtizedekben számos különböző elven működő szögsebesség-érzékelő nélküli hajtásszabályozási módszert dolgoztak ki aszinkron gépes hajtásokhoz, amelyeket két alapvető módszer családba sorolnak az [1–4] áttekintő tanulmányok. Az első csoportba az aszinkron gép fundamentális modelljén alapuló technikák tartoznak, amelyek legfontosabb típusait a 2.1. alfejezetben tekintem át. A másik megközelítés az aszinkron gép anizotrópiáit használja ki. A 2.2. alfejezetben ismertetem ezek leggyakrabban alkalmazott változatait. A fejezet végén, a 2.3. alfejezetben elemzem a szakirodalomban fellelhető legfontosabb módszerek előnyeit és korlátait.

2.1. Fundamentális modellen alapuló módszerek

Aszinkron gépek fundamentális modellje esetén szinuszos mezőeloszlás feltételezhető a légrésben, térharmonikusok és egyéb másodlagos hatások – mint vasvesztés, horonyhatások és telítődés – elhanyagolása mellett. A modell és a motorparaméterek ismeretében, közvetlen mérés nélkül meghatározhatók a fázisvezetőkön mérhető villamos mennyiségekből a hajtásszabályozási módszerek számára szükséges változók, mint például a forgórész szögsebessége, a szlipfrekvencia, illetve a fluxusmennyiségek. A becslésekhez leggyakrabban alkalmazott algoritmusok

- a közvetlen számítási módszerek,
- a modellreferenciás adaptív megfigyelők,
- a Luenberger-féle megfigyelők,
- a csúszómód-megfigyelők,
- a sztochasztikus állapotbecslők és
- a neurális hálózatok.

Ebben az alfejezetben az alkalmazott becslőalgoritmusok szerint csoportosítva tekintem át a különböző szögsebesség-érzékelő nélküli hajtásszabályozási módszereket, illetve azok legfontosabb tulajdonságait.

2.1.1. Közvetlen számítási módszerek

A közvetlen számítási módszerek a legegyszerűbb algoritmusok, amelyek szögsebesség-, illetve fluxusbecsléshez alkalmazhatók. Lényegük, hogy a fundamentális modell egyenleteiből explicit módon ki kell fejezni a közvetlenül nem mért változókat. Az így kapott összefüggések pedig felhasználhatóak a becslésre. Ezek a módszerek a nyílt hurkú becslőalgoritmusok közé tartoznak a [2] szerint, hiszen a becslés során nincs mérési eredmények alapján történő hibakorrektúra. Természetesen ez a becslő struktúrájára vonatkozik, és nem a teljes hajtásirányítási algoritmusra. Vagyis egy zárt hurkú hajtásszabályozásban alkalmazható nyílt hurkú becslőalgoritmus.

A közvetlenül nem mért változók számítása, illetve a hajtásirányítási algoritmus is alapulhat az aszinkron gép állandósult állapotbeli egyenletein, vagy a tranziens üzemben is érvényes összefüggéseken. Utóbbi esetben a dinamikus viselkedés általában kedvezőbb.

Az aszinkron gépek állandósult állapotbeli összefüggéseiből származtatható a szlipfrekvencia a terhelőáram és a gerjesztés ismeretében, ugyanis a szlip a gép terhelésének és gerjesztésének következménye. Ezt a megközelítést elsőként az [5] tanulmányban alkalmazták kizárólag villamos mennyiségek mérésén alapuló szlipfrekvencia-számításhoz. Ebben a munkában a szlipfrekvencia meghatározásához egy analóg jelfeldolgozó egységet használnak, amellyel terhelőáram-függő, szlipkompenzációs V/f irányítást valósítanak meg. A módszer hátránya, hogy az alkalmazott szlipfrekvencia-számítási mód csak állandósult állapotban és korlátozott szliptartományban érvényes. Emellett a fordulatszám-szabályozás statikus pontossága is kedvezőtlen. A statikus hiba csökkentésére javasolja a szlipfrekvencia-számítási módszer egy javított változatát a [6] tanulmány, amelyben a felvett teljesítmény számításánál figyelembe veszik az állórész, az inverter és a fojtótekerics veszteségeit. A cikk szerint ennek a kompenzációnak köszönhetően a szlip becslési hibája 4% alatti a terhelt állapotokban. Azonban az [5, 6] munkák szlipfrekvencia-számítási módszereinek jelentős hátránya a kedvezőtlen tranziens viselkedés, amelyet az állandósult állapotbeli egyenletek alkalmazása eredményez.

A dinamikus viselkedés javítása érdekében a [7] munka az aszinkron gép tranziens üzemre is érvényes összefüggéseit használja fel a becsléshez. A szerzők az állórész koordináta-rendszerében felírt fluxusegyenletekből fejezik ki az indukált feszültség komponenseit, amelyekből az állórészáram-komponensek felhasználásával becsülhető a forgórészszögsebesség. Bár a tranziens üzemben érvényes összefüggések miatt a becslő dinamikus viselkedése kedvezőbb a stacioner egyenleteken alapuló szlipszámítási megközelítésekhez képest, azonban az indukált feszültség alapú becslőt skaláris fordulatszám-szabályozási körben alkalmazzák. Emiatt ez a módszer csupán mérsékelt teljesítőképességű a [8, 9] munkák szerint.

Az [5–7] munkákban alkalmazott skaláris hajtásirányítási módszerekhez képest a vektoros irányítási algoritmusok kedvezőbb dinamikus viselkedést biztosítanak, hiszen ezek a gép tranziens összefüggésein alapulnak. Ennek köszönhetően a vektoros irányítás hat az elektromágneses térvektorok pozíciójára, így a térvektorok hosszának és frekvenciájának irányítási mellett beállítható a térvektorok pontos orientációja is, állandósult és tranziens üzemben egyaránt.

A vektoros hajtásirányítási módszerek közül elsőként a mezőorientált szabályozás (field-oriented control, FOC) jelent meg a [10, 11] munkákban. Az FOC alap gondolata, hogy az aszinkron gép állórészáram-térvektora fluxusképző és nyomatékképző áramkomponensekre bontható a forgórészfluxus-térvektor koordináta-rendszerében, így a gép fluxusa és elektromágneses nyomatéka közvetett módon szabályozható két független áramkomponens szabályozásán keresztül. Az FOC koordináta-rendszere azonban másként is megválasztható. Például a [12] munkában az állórészfluxus-térvektor koordináta-rendszerét alkalmazzák. Annak ellenére, hogy többféle mezőorientáció is alkalmazható, az FOC algoritmusok leggyakrabban a forgórészfluxus-térvektor koordináta-rendszerét használják a [13] szerint, így a továbbiakban kizárólag a forgórészfluxus-orientációt alkalmazó FOC módszerekkel foglalkozom, és az FOC rövidítéssel is ezekre utalok.

Az FOC esetén alkalmazott Park-transzformáció mellett más módon is definiálható koordináta-transzformáció az irányítási szempontból kedvező leírás eléréséhez. A nemlineáris modellel rendelkező aszinkron géphez szabályozó tervezhető az állapotvisszacsatoláson alapuló linearizálás (feedback linearization control, FLC) segítségével, amelyet részletesen tárgyal a [14]. FLC alkalmazásával meghatározható olyan nemlineáris transzformáció, amely lineáris leírást biztosít a szabályozótervezéshez. Ilyen aszinkron gépes hajtásszabályozási módszerek például a [15–20] munkákban olvashatók. Bár a lineáris rendszerleírás a szabályozó tervezését jelentősen megkönnyíti, a módszer hátránya, hogy a nemlineáris transzformáció felhasználja a motorparamétereket, így az FLC érzékeny ezek megváltozására. A paraméterérzékenység, valamint a bonyolult és számításigényes nemlineáris transzformáció miatt az aszinkron gépes hajtások FLC elvű megközelítései széleskörűen nem terjedtek el.

A vektoros hajtásirányítás egy másik lehetséges változata a közvetlen nyomatékszabályozás (direct torque control, DTC), amely elsőként a [21–23] munkákban jelent meg. A DTC alap gondolata, hogy az aszinkron gép állórészfluxusa és elektromágneses nyomatéka közvetlenül szabályozható a gépet tápláló feszültséginverter megfelelő feszültség-térvektorának beállításával. Az FOC és a DTC részletes összehasonlításával foglalkozó [24, 25] munkák szerint a DTC előnye, hogy rendkívül jó dinamikát biztosít számításigényes koordináta-transzformációk nélkül, továbbá nyomatékszabályozás esetén nem igényli mechanikus érzékelő alkalmazását. Vagyis nyomatékszabályozási feladatra a DTC működési elvéből származóan szögsebesség-érzékelő nélküli módszer. Azonban az FOC-hez képest a DTC jelentős áram- és nyomatéklüktetést okoz, valamint kedvezőtlenebb viselkedést mutat az alacsony fordulatszám-tartományban. A DTC hátrányainak kiküszöbölésére számos megközelítés került kidolgozásra, amelyeket részletesen áttekint a [26]. Ezek közül a legelterjedtebb a térvektor-modulációt alkalmazó DTC.

Mivel nyomatékszabályozás esetén a DTC működési elvéből eredendően szögsebesség-érzékelő nélküli, így ilyen alkalmazásokhoz csak az állórészfluxus és az elektromágneses nyomaték számítása szükséges. Az aszinkron gép állórészfeszültség-egyenletéből integrálszámítással meghatározható az állórészfluxus-térvektor, amelyből az állórészáramok ismeretében a nyomaték is explicit módon kifejezhető. Azonban az állórészfluxus-térvektor komponenseinek számítása érzékeny az állórész-ellenállás megváltozására és az integrálás az árammérés ofszethibájára. Mivel kismértékű nullponteltolódás is jelentős integrálási hibát okozhat, a [27] munkában módosított integrátort javasolnak az ilyen alkalmazásokhoz. A [28] szerint az integrálási hiba különösen jelentős alacsony frekvenciájú gerjesztés esetén.

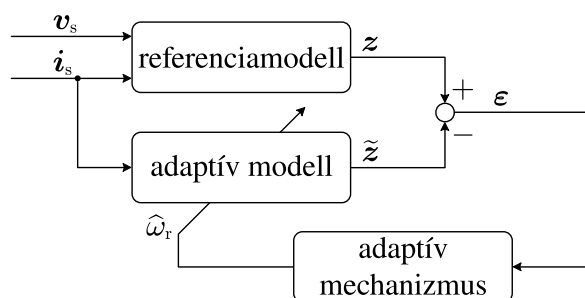
Bár nyomatékszabályozás esetén a DTC nem teszi szükségessé mechanikus érzékelő alkalmazását, azonban a fordulatszám-szabályozás megköveteli az ellenőrzőjel mérését vagy becslését. A [21, 23] munkákra épülő [29] cikkben a nyomatékszabályozási kör fölé kaszkád elven helyeznek egy fordulatszám-szabályozási kört, amelyben az ellenőrző jel a fundamentális modell összefüggéseiből explicit módon kifejezett forgórész-szögsebesség. A [29] cikkben közölt kísérleti eredmények alapján a javasolt módszer megfelelően működik, azonban a fluxusszámítás szükségessége miatt az integrátor hibát okozhat, továbbá a szögsebesség-számítás az állórész-ellenállás mellett a forgórész-ellenállás megváltozására is érzékeny.

Szögsebesség-érzékelő nélküli FOC a forgórészfluxus-térvektor és a forgórész-szögsebesség becslését teszi szükségessé. A [30, 31] munkákban a fundamentális modell egyenleteiből explicit módon kifejezik ezeket a változókat az állórészfeszültségekből és az állórészáramokból, így mechanikus érzékelő nélküli FOC-t valósítanak meg. Hasonlóan a [29] munkához, ebben az esetben is pontatlan becslést eredményezhet az integrálási hiba és az ellenállás-paraméterek megváltozása.

A [28, 32–34] áttekintő tanulmányok és a [13] könyv szerint az egyszerű és alacsony számításigényű közvetlen számítási módszerek hátrányai, hogy nyílt hurkokban, korrekció nélkül alkalmaznak integrálást, amely különösen az alacsony fordulatszám-tartományban okozhat jelentős hibát, valamint, hogy érzékenyek az ellenállás-paraméterek megváltozására.

2.1.2. Modellreferenciás adaptív megfigyelők

A modellreferenciás adaptív rendszer (model reference adaptive system, MRAS) elvén működő megfigyelők felépítése a 2.1. ábrán látható. A megfigyelőben alkalmazott referenciamodell és adaptív modell segítségével is ugyanazok a változók kerülnek meghatározásra a \mathbf{v}_s állórészfeszültségből és az \mathbf{i}_s állórészáramból, azonban az adaptív modell felhasználja az $\hat{\omega}_r$ becsült forgórész-szögsebességet, míg a referenciamodell független a szögsebességtől. A két eltérő modell kimenetéből számított ε hibafüggvény alapján egy adaptív mechanizmus határozza meg a forgórész becsült szögsebességét, amely vissza van csatolva az adaptív modellbe. Az adaptív mechanizmus a [35] szerint általában egy PI szabályozó, amely az ε hibát igyekszik csökkenteni. Tehát az adaptív mechanizmus addig változtatja $\hat{\omega}_r$ értékét, míg a referenciamodell \mathbf{z} kimenete és az adaptív modell $\tilde{\mathbf{z}}$ kimenete azonos nem lesz.



2.1. ábra. MRAS megfigyelő általános blokkvázlata

A 2.1. ábrán látható, hogy az MRAS megfigyelő tartalmaz visszacsatolást, azonban a [2] áttekintő tanulmány ezt a megfigyelőt is a nyílt hurkú algoritmusok közé sorolja,

hiszen a becsült értékek mérés alapján történő korrekciója hiányzik. Csupán a két becsült z és \tilde{z} közti hibát csökkenti az adaptív mechanizmus.

Aszinkron gép szögsebesség-érzékelő nélküli hajtásszabályozásához alkalmazható MRAS elvű megfigyelő elsőként a [36] munkában jelent meg. A javasolt megfigyelő referenciamodellje és adaptív modellje is szinkron forgó koordináta-rendszerben felírt egyenletek alapján határozza meg a forgórészfluxus-térvektor komponenseit. Mivel a hibafüggvény számítása a forgórészfluxus alapján történik, így a kidolgozott szögsebességbecslési módszert forgórészfluxus alapú MRAS megfigyelőnek nevezik. Ennek továbbfejlesztett változatát ismertetik a [37, 38] tanulmányok, ahol a referencia- és az adaptív modell egyenletei az állórész koordináta-rendszerében vannak felírva, így az MRAS megfigyelő komplexitása csökken a korábbi megközelítéshez képest. A [36–38] cikkekben közölt kísérleti eredmények széles működési tartományban támasztják alá a módszer megfelelő működését. Azonban a [28] áttekintő tanulmány felhívja a figyelmet arra, hogy az alacsony fordulatszám-tartományban nagymértékben romlik a szögsebességbecslés pontossága. Emellett a forgórészfluxus alapú MRAS megfigyelők jelentős implementációs hátránya, hogy a fluxus meghatározásához integrátor alkalmazása szükséges, amely a 2.1.1. alfejezetben leírtak szerint hibát okozhat az árammérés ofszethibája esetén. Ennek kompenzálására a [37–39] munkákban egy-egy azonos átviteli függvényű szűrőt alkalmaznak a referenciamodell kimenetén és az adaptív modell bemenetén. Az integrátor által okozott hibák mellett a [35, 40] áttekintő tanulmányok kiemelik a módszer jelentős paraméterérzékenységet is. A [36–39] munkák szögsebesség-érzékelő nélküli FOC struktúrában alkalmazzák a forgórészfluxus alapú MRAS megfigyelőt, azonban ez a becslőalgoritmus DTC fordulatszám-szabályozási körében is felhasználható az ellenőrzőjel meghatározásához, ahogy például a [41, 42] cikkekben látható.

A [43, 44] munkákban jelenik meg elsőként az indukált feszültség alapú MRAS megfigyelő, amelyben a forgórészfluxus helyett az indukált feszültség komponenseit határozza meg a referenciamodell és az adaptív modell. Ennek a megközelítésnek az alkalmazásával elkerülhetők az implementációs szempontból kedvezőtlen integrálszámítások, azonban az indukált feszültség meghatározásához szükséges előállítani az állórészáramok differenciálhányadosait. A differenciálás pedig a [35] szerint érzékeny a mérési zajokra. A deriválási hibák csökkenthetők aluláteresztő szűrők alkalmazásával a referenciamodell kimenetén és az adaptív modell bemenetén, amely megközelítés hasonló a forgórészfluxus alapú MRAS esetében alkalmazott integrálási hibák redukálásához. A forgórészfluxus alapú és az indukált feszültség alapú MRAS megfigyelők szimulációs és kísérleti összehasonlító vizsgálatának eredményeit ismerteti a [45] konferenciacikk, amely szerint az indukált feszültség alapú szögsebességbecslő kedvezőbb viselkedést mutat az alacsony fordulatszám-tartományban, azonban az állórész-ellenállás változására mindkét módszer érzékeny. A robusztusság növelése érdekében állórészellenállás-becslőt alkalmaznak a [46]-ban, amely azonban jelentősen növeli az algoritmus bonyolultságát és számításigényét.

Az indukált feszültség alapú MRAS megfigyelő mellett, a reaktív teljesítmény alapú MRAS megfigyelőt is bevezetik a [43, 44] cikkekben, amely egy módosított változata az előbbi módszernek. A reaktív teljesítmény alapú becslés kevésbé érzékeny az ellenállás-paraméterek megváltozására és integrátort sem alkalmaz a referencia-, illetve az adaptív modellben, ami ofszet esetén hibát okozhatna. Azonban az indukált feszültség alapú MRAS megfigyelőhöz hasonlóan, ez a módszer is alkalmaz differenciálszámítást, amely érzékeny a mérési zajokra. Emellett a [35] áttekintő tanulmány felhívja a figyelmet arra,

hogy a reaktív teljesítmény alapú MRAS megfigyelő a generátoros üzem majdnem minden működési pontjában instabil.

Az eddig áttekintett MRAS megfigyelők esetén a referenciamodellben felhasznált összefüggés a forgórészfluxus komponenseit, az indukált feszültség komponenseit vagy a reaktív teljesítményt határozta meg. Az MRAS struktúra azonban olyan módon is értelmezhető, hogy a referenciamodell a tényleges aszinkron gép, amelynek kimenete a mért áramvektor. Ezt az elvet alkalmazva a [47] cikk szerzői állórészáram alapú MRAS megfigyelőt javasolnak, amelyet szögsebesség-érzékelő nélküli FOC struktúrában vizsgálnak. A közölt kísérleti eredmények alapján széles üzemi tartományban mutat kedvező viselkedést az állórészáram alapú MRAS megfigyelő és 50%-kal elhangolt motorparaméterek esetén is működőképes. Azonban a [35] rámutat, hogy az állórészáram alapú MRAS megfigyelő majdnem a teljes generátoros tartományban instabil.

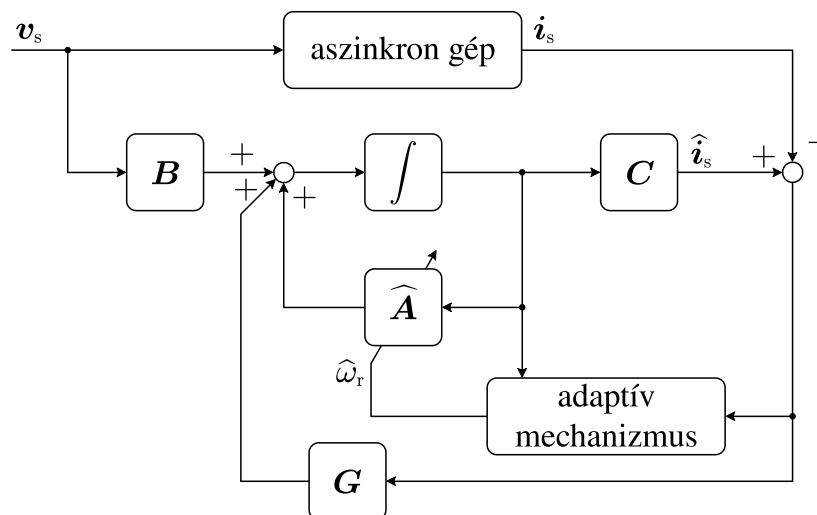
Az eddig áttekintett szögsebesség-, illetve fluxusszámítási módszerek közül csak az állórészáram alapú MRAS megfigyelő alkalmaz hibakorrekciót a mért áramok alapján. Így a következő alfejezetben olvasható Luenberger-féle megfigyelőkhöz hasonlóan ez is zárt hurkú becslőalgoritmus.

2.1.3. Luenberger-féle megfigyelők

A Luenberger-féle állapotmegfigyelőt eredetileg lineáris rendszerekhez dolgozták ki a [48] munkában. Azonban az aszinkron gépek nemlineáris modellje miatt ennek a megfigyelőnek csak a módosított változatai alkalmazhatók szögsebesség-érzékelő nélküli becslőként. Ezek közül legnépszerűbb az adaptív Luenberger-megfigyelő (adaptive Luenberger observer, ALO), de a szakirodalomban megtalálható a munkaponti linearizáláson alapuló kiterjesztett Luenberger-megfigyelő (extended Luenberger observer, ELO) is. Fontosnak tartom megemlíteni, hogy az adaptív Luenberger-megfigyelőt egyes tanulmányok másként nevezik. Például a [2] teljes rendű nemlineáris megfigyelőként (full-order nonlinear observer), a [49] adaptív fluxusmegfigyelőként (adaptive flux observer), míg az [50] teljes rendű fluxusmegfigyelőként (full-order flux observer) hivatkozik rá. Emellett az MRAS megfigyelőket áttekintő [35, 40] tanulmányok az ALO-t az állórészáram alapú MRAS módszerek közé sorolják, amelyekben a referenciamodell a tényleges aszinkron gép.

Az [51–53] munkákban aszinkron gép szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált szabályozásához alkalmaznak ALO-t. Az ALO blokkvázlata a 2.2. ábrán látható, amelyen \mathbf{v}_s az állórészfeszültség-térvektor, \mathbf{i}_s az állórészáram-térvektor, \mathbf{B} a modell bemeneti mátrixa, \mathbf{C} a kimeneti mátrix, valamint $\widehat{\mathbf{A}}$ változtatható paraméterű rendszermátrix. Mivel az [51–53] munkákban alkalmazott álló koordináta-rendszerbeli modell nemlinearitását a szögsebesség és a forgórészfluxus szorzata okozza, így a Luenberger-féle megfigyelőt úgy alkalmazzák, hogy a szögsebességet változtatható paraméternek tekintik. Az $\widehat{\mathbf{A}}$ rendszermátrixban felhasznált $\hat{\omega}_r$ becsült szögsebességet egy adaptív mechanizmus állítja elő az MRAS megfigyelőkhöz hasonlóan. A legtöbb esetben az adaptív mechanizmus PI szabályozó. A 2.2. ábrán látható, hogy a mért \mathbf{i}_s állórészáram és a becsült $\hat{\mathbf{i}}_s$ állórészáram különbségét, vagyis a becslési hibát \mathbf{G} erősítési mátrix segítségével csökkenti a zárt hurkú struktúra. Az [51–53] cikkekben mérési eredményeket közölnek a becslő vizsgálatáról, amely az alacsony fordulatszám-tartomány kivételével jól működik. Az alacsony szögsebességű kedvezőtlen viselkedés okaként az állórész-ellenállás paraméterbizonytalanságát nevezik meg a szerzők. A paraméterbizonytalanság kompenzálására ellenállásbecslő algo-

ritmust is javasolnak, amely a becsült szögsebességhez hasonlóan adaptívan változik az $\hat{\mathbf{A}}$ rendszerábrában.



2.2. ábra. Adaptív Luenberger-féle megfigyelő egy lehetséges blokkvázlata

Az [54] konferenciacikkben a forgórészfluxus alapú MRAS megfigyelő és az ellenállásbecslés nélkül megvalósított ALO szögsebességbecslési pontosságát mérések segítségével hasonlítják össze. A közölt eredmények alapján csak az alacsony fordulatszám-tartományban tapasztalható eltérés a két módszer között. Az MRAS megfigyelő 100 ford./perc alatt egyre növekvő szögsebességbecslési hibát mutat, amelynek maximális értéke 50 ford./perc a forgásirány-változtatáskor. Ezzel szemben az ALO 35 ford./perc fölött még pontosan becsli a szögsebességet és zérus fordulatszám mellett is csak 21 ford./perc hibát mértek a cikk szerzői. Vagyis a cikkben közölt eredmények alapján az ALO pontosabb szögsebességbecslést biztosít az alacsony fordulatszám-tartományban, mint a forgórészfluxus alapú MRAS megfigyelő.

Az ALO egy javított változatát ismertetik a [49] cikkben. Ebben a munkában a megfigyelő tervezésekor nem csak az elektromágneses viselkedést leíró egyenleteket használják fel, hanem a mechanikai viselkedést leíró mozgásegyenletet is. Ezáltal sokkal kedvezőbb dinamikus viselkedés érhető el a [49] kísérleti eredményei szerint.

A [13, 55, 56] munkákban a nemlineáris rendszerleírással rendelkező aszinkron gép szabályozásához szögsebesség-érzékelő nélküli ELO-t alkalmaznak, amely a kiterjesztett Kalman-szűrőhöz hasonlóan munkaponti linearizáláson alapul. Azonban az ELO nem tartalmaz zajmodellt, így a kiterjesztett Kalman-szűrőnél gyengébb zajnyomással rendelkezik, de kisebb a számításigénye és könnyebben hangolható. Az ELO legjelentősebb hátránya a [13] szerint, hogy az alacsony fordulatszám-tartományban leromlik a becslési pontossága.

2.1.4. Csúszómód-megfigyelők

A csúszómódelmélet alkalmazásával az [57–59] munkák szerint robusztus megfigyelő tervezhető nemlineáris rendszerekhez. Továbbá a [60–62] munkák rámutatnak, hogy a paraméterbizonytalanságok hatásának csökkentése mellett a külső zavarok kompenzálásához

is jól alkalmazhatók a gyakorlatban a csúszómód elvű megfigyelők. Szögsebesség-érzékelő nélküli csúszómód-megfigyelőt (sliding-mode observer, SMO) aszinkron gépes hajtásszabályozáshoz elsőként a [63, 64] munkákban alkalmaztak. A javasolt adaptív SMO felépítése gyakorlatilag megegyezik az ALO struktúrájával, azonban az adaptív mechanizmus PI szabályozó helyett csúszómód elvű. A [63, 64] cikkek eredményei szerint az adaptív SMO alapú szögsebesség-érzékelő nélküli FOC algoritmus széles üzemi tartományban biztosít megfelelő működést a hajtásnak, amely a forgórész-ellenállás 50%-os elhangolása esetén is működőképes marad. Azonban a becslés pontossága leromlik az 50 ford./perc és -50 ford./perc közötti alacsony fordulatszám-tartományban. A [8, 65] áttekintő tanulmányok emellett kiemelik, hogy az adaptív SMO megvalósítása gyors jelfeldogozó processzor alkalmazását igényli.

A [66] cikk olyan adaptív SMO-t javasol aszinkron gép szögsebesség-érzékelő nélküli FOC algoritmusához, amelyben a szögsebességbecslés mellett a fluxusbecsléshez is felhasználják a csúszómódelméletet. Így a közölt eredmények alapján az adaptív SMO kevésbé érzékeny a paraméterváltozásokra.

A [63, 64, 66, 67] cikkekben ALO struktúra szerinti adaptív SMO-kat valósítanak meg. Ezzel szemben a [68, 69] munkákban csúszómód elvű MRAS megfigyelőket alkalmaznak. A [68] forgórészfluxus alapú MRAS megfigyelőt javasol, amelyben az adaptív mechanizmusa PI szabályozó helyett csúszómód elvű. Ennek köszönhetőn a megfigyelő kevésbé érzékeny a paraméterbizonytalanságokra és könnyebben hangolható. A [69] állórészáram alapú MRAS megfigyelőt javasol csúszómód elvű adaptív mechanizmussal. A cikk szerint a robusztusság növelése mellett, javul a megfigyelő stabilitása is generátoros üzemben. Azonban a csúszómód irányítás esetén jelentkező kedvezőtlen csattogás csökkentésére aluláteresztő szűrő alkalmazását igényli a csúszómód elvű MRAS.

Az adaptív SMO módszerekkel szemben, a [70–72] munkák eredendően szögsebesség-érzékelő nélküli SMO-t javasolnak DTC struktúrához. Az eredendően szögsebesség-érzékelő nélküli SMO nem igényli a szögsebesség adaptív visszacsatolását a megfigyelőn belül. Ez a módszer gyakorlatilag egy zárt hurkú fluxusmegfigyelő, amelynek becsült értékei alapján számítják a szögsebességet, hasonlóan a 2.1.1. alfejezetben áttekintett tranziens modellen alapuló közvetlen számítási módszerekhez. A cikkekben kihangsúlyozzák, hogy a csúszómód elvű fluxusmegfigyelő majdnem teljesen érzéketlen a forgórész-ellenállás megváltozására. Azonban az állórész-ellenállás 25%-os megváltozása már instabil működést eredményez. Így a robusztusság növeléséhez adaptív állórészellenállás-becslő algoritmust alkalmaznak. Bár a fluxusbecslés majdnem teljesen érzéketlen a forgórész-ellenállás megváltozására, azonban a szögsebesség-számítás érzékeny rá, így a [70–72] munkákban forgórész-ellenállásbecslést is megvalósítanak. A [70–72] cikkek szerint az ellenállás-paraméterek becslésével javított eredendően szögsebesség-érzékelő nélküli SMO DTC struktúrában 3 ford./perc esetén még megfelelően működik. A [71] cikkben összehasonlító vizsgálatokat végeznek az adaptív és az ellenállás-paraméterek becslésével javított eredendően szögsebesség-érzékelő nélküli SMO-k között. A közölt eredmények szerint a két módszer árambecslési hibája közel azonos, azonban az adaptív megközelítés fluxus- és szögsebességbecslési hibája nagyobb, ami miatt 9 ford./perc alatt kedvezőtlen viselkedést mutat.

2.1.5. Sztochasztikus állapotbecslők

Az eddig áttekintett becslési módszerek esetén az aszinkron gép viselkedésének leírása determinisztikus jelek segítségével történt. Ilyenkor a becsült változók meghatározását végző egységet általában megfigyelőnek nevezzük. Sztochasztikus rendszerleírás esetén azonban az állapotbecslő elnevezés szokásos, ahogy a [73] könyvben olvasható.

A legszélesebb körben alkalmazott sztochasztikus állapotbecslő a Kalman-szűrő, amelyet eredetileg lineáris rendszerek állapotváltozóinak rekurzív, optimális becsléséhez vezettek be a [74] munkában. Azonban az aszinkron gépek nemlineáris viselkedése és rendszerleírása miatt a Kalman-szűrő olyan módosított változatai alkalmazhatók szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecsléshez, amelyek képesek kezelni a nemlineáris modelleket. A legfontosabb ilyen megközelítéseket rendszerezi és foglalja össze a [75] tanulmány.

Nemlineáris rendszerek állapotbecslésére legelterjedtebb módszer a kiterjesztett Kalman-szűrő (extended Kalman filter, EKF), amely munkaponti linearizálást alkalmaz az állapotterezs leírásban szereplő nemlinearitások közelítéséhez. Aszinkron géphez elsőként a [76] munkában jelent meg EKF alapú, mechanikus érzékelő nélküli állapotbecslő, amely az állórészáramok és állórészfeszültségek mérési eredményeiből határozza meg az állórészfluxus, a forgórész-szögsebesség és a forgórész-ellenállás becsült értékeit. Utóbbiról a szerző feltételezi, hogy melegezés hatására lassan változó mennyiség. A becslő tervezésének részletes leírása mellett, a cikk szimulációs eredményeket is közöl. A vizsgálatok során névleges gerjesztés mellett, terheletlenül gyorsították fel a forgórészt. A szimulációs eredmények pontos szögsebességbecslést és állandósult állapotban 2% alatti forgórészellenállás-becslési hibát mutatnak. A cikk végén említi a szerző, hogy a javasolt állapotbecslő alkalmazható lenne szögsebesség-érzékelő nélküli hajtásszabályozásban, de ennek megvalósítása a cikkben nem szerepel.

A [76] munkával ellentétben, a [77] cikkben FOC algoritmusban kerülnek felhasználásra az EKF által becsült mennyiségek, így ténylegesen megvalósul a mechanikus érzékelő nélküli fordulatszám-szabályozás. A javasolt állapotbecslő a forgórészfluxusvektor koordináta-rendszerében határozza meg a fluxus- és nyomatékképző állórészáramkomponenseket, a koordináta-transzformációkhoz szükséges forgórészfluxus-pozíciót, valamint a forgórész-szögsebességet, amely a fordulatszám-szabályozás ellenőrzőjele. Bár a cikk tárgyalja a mozgásegyenlet alkalmazását a mechanikus viselkedés leírásához, az állapotbecslőben alkalmazott modell a szögsebességet lassan változó, közel konstans mennyiségként kezeli, így hirtelen fellépő terhelésváltozások mellett a szögsebességbecslés pontossága jelentősen romlik, ahogy azt a cikkben közzétett mérési eredmények is mutatják. Emellett a [77] munka feltételezi, hogy a mágnesezőáram konstans értékű. Ez azonban a gép felmágnesezésekor és a mezőgyengítés tartományában történő fordulatszám-változtatáskor nem teljesül.

Szögsebesség-érzékelő nélküli EKF állapotbecslő egy új változatát ismerteti és alkalmazza FOC struktúrában a [78] tanulmány. A javasolt becslő az állórész koordináta-rendszerében határozza meg az állórészáram és a forgórészfluxus komponenseit, valamint becslést ad a forgórész villamos szögsebességére, amelyet a koordináta-transzformációkhoz szükséges szöghelyzet meghatározásánál és ellenőrzőjelként is felhasználnak. Hasonlóan a korábbi [77] munkához, a becslő tervezése során itt is feltételezik, hogy két mintavétel között a forgórész szögsebessége konstansnak tekinthető, azonban a [78]-ban alkalmazott modell nem csak konstans mágnesezőáram esetén érvényes. További újdonság a cikkben, hogy fázisfeszültségek mérése helyett az áramszabályozók által meghatározott feszültségértékeket használja fel bemenetként a mért áramok mellett az EKF becslő. Ezáltal

feszültséget csak az egyenáramú körben szükséges mérni. A cikkben szimulációs és kísérleti eredményeket is közölnek a szögsebességbecslés és a szabályozás megfelelő működésének alátámasztásához. A szimulációs környezetben végzett vizsgálatok során mérési zaj mellett hasonlítják össze a becsült és a tényleges szögsebességeket különböző referenciaértékek mellett, azonban ezeknél a szimulációs vizsgálatoknál nem használják fel a becsült értékeket a hajtásszabályozási algoritmusban. A terhelésugrás hatását 1500 ford./perc szögsebesség-referencia esetén vizsgálják, míg 60 ford./perc és 20 ford./perc referencia esetén a motormodell terheletlen. Mindhárom esetben a tényleges és a becsült szögsebesség között percenként csupán néhány fordulat eltérés látható. Az állórészáram és a forgórészfluxus becslésére vonatkozó eredményeket azonban nem közölnek. A szimulációs vizsgálatokkal szemben, a mérési eredmények már az EKF becsült változóit felhasználó szögsebesség-érzékelő nélküli hajtásszabályozási módszerrel készültek. Az első méréssorozat esetén különböző szögsebesség-referenciák mellett vizsgálták a fordulatszám-szabályozás állandósult állapotbeli paraméterérzékenységét. A $\pm 20\%$ -kal elhangolt forgórész-ellenállás jelentős hibát okozott az alacsony fordulatszám-tartományban a névleges paraméterekkel végzett mérésekhez képest, azonban a névleges fordulatszám közelében csökkent a paraméterváltoztatás által okozott hiba mértéke. A [78]-ban látható további mérési eredmények megfelelő működést mutatnak változó szögsebesség-referencia és terheletlen hajtás esetén. Azonban alacsony fordulatszámokon a változó terhelés jelentősen növeli a referenciakövetés hibáját.

A [79] cikk a szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecsléshez használt EKF zajparamétereinek hangolásával foglalkozik. A tanulmány felhívja a figyelmet arra, hogy a legtöbb esetben tapasztalati úton, próbálgatással (trial-and-error módszerrel) hangolják az EKF becselőket, mert a zajok eloszlása általában ismeretlen és nem lehet következetes kapcsolatot találni a zaj-kovarianciamátrix elemei és a becselő ideális működése között. Viszont a próbálgatással történő hangolás legtöbbször időigényes. A [79] munka a [78]-ban javasolt ötödrendű modellen alapuló EKF becselőhöz javasol hangolási módszert, amely genetikus algoritmus segítségével keres optimális zajparamétereket az állapotbecslőhöz. A szimulációs környezetben végzett optimalizálás során a becselő egy zárt hurkú V/f struktúrában működik, amelyben a visszacsatolt szögsebességjelet az EKF állítja elő, az optimalizálási cél pedig a szögsebességbecslés négyzetes hibájának minimalizálása egy adott szögsebességreferencia-profil mellett. A szimulációs eredmények alapján a [79] szerzői megállapítják, hogy az optimálisan hangolt EKF pontosabb szögsebességbecslést biztosít zárt hurkú V/f struktúrában, mint a tapasztalati úton hangolt EKF. Vizsgálják továbbá az optimálisan hangolt EKF becselő érzékenységét a melegedés hatására növekvő ellenállás-paraméterek megváltozására. A szimulációs eredmények szerint 20%-os ellenállás-növekedés már jelentős szögsebességbecslési hibát okoz a felgyorsítás során, azonban állandósult üzemben még akkor is megfelelő a szögsebességbecslés pontossága, ha a motormodellben alkalmazott állórész-ellenállás 50%-kal és a forgórész-ellenállás 100%-kal nagyobb mint a becselőben implementált névleges érték. A paraméterérzékenység vizsgálata során azonban hiányosság, hogy a motormodell minden esetben terheletlen volt. A [79] cikkben közölnek további szimulációs és mérési eredményeket olyan esetekre, amikor az optimálisan hangolt EKF becslési pontosságát vizsgálják FOC elvű fordulatszám-szabályozás mellett, azonban ezeknél a vizsgálatoknál a hajtásszabályozási algoritmusban a mért szögsebesség kerül felhasználásra a becsült helyett. Így csak a szögsebesség-érzékelő nélküli becselő megfelelő működését támasztják alá a közzétett eredmények, hiszen mechanikus szenzor nélküli FOC-t nem valósítottak meg.

A [78, 79] munkákban ötödrendű állapottermodellt alkalmaztak az EKF becslő tervezéséhez, amely feltételezte, hogy a forgórész szögsebessége konstans, illetve lassan változó mennyiség. Ez a feltételezés azonban becslési hibát eredményez a mintavételi idő növekedésével, ahogy az a [80] áttekintő tanulmányban olvasható. További problémát jelent a [81] szerint, hogy a mozgásegyenlet elhanyagolásával tervezett, terhelésbecslésre nem alkalmas becslők érzékenyek a terhelés hirtelen változásaira. A becslési pontosság növelése miatt a mozgásegyenlet figyelembevételével terveznek állapotbecslőt a [82] cikkben. A cikk két hatodrendű modellen alapuló állapotbecslőt javasol és vizsgál különböző hajtás-szabályozási módszerekhez. Mindkét modell elektromágneses állapotváltozói az állórész koordináta-rendszerében vannak megadva, csakúgy mint a modell bemeneti állórészfeszültségei. Az első modell elektromágneses állapotváltozói az állórészáram-vektor és az állórészfluxus-vektor komponensei, míg a második modellben az állórészfluxus-vektor helyett a forgórészfluxus-vektor komponenseit definiálják állapotváltozóként. Mindkét modell további állapotváltozója a forgórész mechanikus szögsebessége, amelynek dinamikáját a mozgásegyenlet írja le, valamint a terhelés, amelyet lassan változó mennyiségnek tekintenek. Az első modellen alapuló becslőt DTC elvű alkalmazásokhoz ajánlják, ahol az állórészfluxust szabályozzák, míg a második modellen alapuló becslőt FOC elvű irányítási módszerekhez ajánlják, ahol általában a forgórészfluxust szabályozzák. Bár a cikk kiemeli, hogy a becslőket milyen hajtásszabályozási módszerhez dolgozták ki, a kísérleti vizsgálatok során a becslőt változókat nem használják fel az irányítási algoritmusban. A kísérletek során a hajtás nyílt hurokban üzemel V/f irányítás mellett, miközben a javasolt becslők kimeneteit összehasonlítják a mért értékekkel. A becslők zajparamétereinek hangolását tapasztalati úton, próbálgatással végezték. A kísérletek során széles fordulatszám-tartományban ugrásszerűen változó terhelések mellett vizsgálták a javasolt becslők pontosságát. Az eredmények alapján a szerzők megállapítják, hogy a becslési hiba minden esetben az elfogadható határon belül maradt, azonban a zérus szögsebesség környezetében csökken a becslési pontosság. Ennek okaként az állórész-ellenállás hőmérsékletfüggő változását jelölik meg, amelynek jelentősebb hatása van az alacsony fordulatszám-tartományban, mint a forgórész-ellenállás megváltozásának.

A [83] konferenciacikk szerzői szimulációs és kísérleti eredmények alapján hasonlítják össze az ALO-t, az adaptív SMO-t, valamint a [78]-ban javasolt ötödrendű és a [82]-ben javasolt hatodrendű modelleken alapuló EKF állapotbecslőket. A megfigyelőket, illetve az állapotbecslőket szögsebesség-érzékelő nélküli FOC részeként vizsgálják. Elsőként a két EKF alapú módszert hasonlítják össze szimulációs környezetben és megállapítják, hogy a terhelésbecslést is megvalósító, hatodrendű modellt alkalmazó EKF kedvezőbb dinamikus viselkedést biztosít, mint az ötödrendű modellen alapuló becslő. A kísérleti eredmények szerint az ALO, az adaptív SMO és az EKF állapotbecslő is egyaránt jól működik konstans szögsebesség-referencia esetén a normál üzemi tartományban. 1500 ford./perc referencia mellett a relatív szögsebességbecslési hiba 0,2% körüli mindhárom esetben. Azonban alacsony fordulatszámon jelentős különbségek figyelhetők meg az egyes módszerek alkalmazásakor. Az ALO-t és az adaptív SMO-t alkalmazó szabályozás névleges terhelés mellett 15 ford./perc fölött, terheletlenül 3 ford./perc szögsebességig működőképes, bár a csúszómód megfigyelőben alkalmazott előjelfüggvény jelentős csattogást okoz. Ezzel szemben az EKF alapú módszer névleges terhelés mellett csak 30 ford./perc fölött, míg terheletlenül 15 ford./perc szögsebességig használható. A [83] emellett foglalkozik a becslők paraméter- és zajérzékenységgel is. A cikk szerint az SMO a legkevésbé érzékeny a motorparaméterek változására és az EKF rendelkezik a legjobb zajimmunitással. Bár ezek alátámasztásához

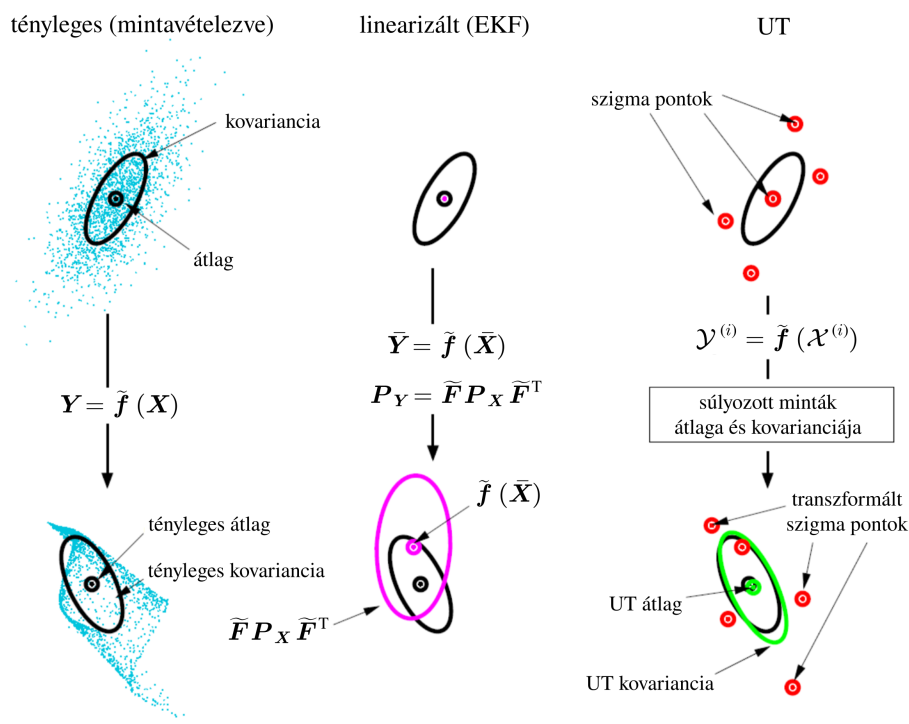
konkrét eredményeket nem közölnek. A cikk végén a becslők implementálhatóságáról is szó esik, amely szerint az EKF számításigénye körülbelül 20-szor nagyobb mint a megfigyelőké. A cikk konklúziója, hogy az ALO és az adaptív SMO a gyakorlatban jobban alkalmazható az EKF-nél.

A [84] tanulmány az állapotbecslés paraméterérzékenységének csökkentésével foglalkozik. A cikk felhívja a figyelmet arra, hogy a becslés pontosságára és a szabályozás minőségére legjelentősebb hatása az állórész- és a forgórész-ellenállás bizonytalanságának van a normál üzemi tartományban, illetve az alacsony fordulatszám-tartományban. Emellett hivatkozik a [85] munkára, amely megfogalmazza, hogy a két ellenállás-paraméter egyidejű becslése mechanikus érzékelő nélküli esetben rontja a stabilitást. Ezért a [84] ún. braided EKF becslőt javasol, amely két egyszerű EKF becslő egymást követő működtetésén alapul. Mindkét becslő modelljének állapotváltozói az állórész koordináta-rendszerében megadott állórészáram- és forgórészfluxus-térvektorok, a forgórész-szögsebesség és a terhelőnyomaték. Ezek mellett 7. állapotváltozó az első becslő esetében az állórész-ellenállás, míg a második becslő esetében a forgórész-ellenállás. Az első EKF meghatározza az állórész-ellenállás becsült értékét és átadja a második becslőnek, amely ezt konstans paraméternek tekinti. Ezután a második EKF meghatározza a forgórész-ellenállás becsült értékét, amit paraméterként átad az első EKF-nek. Az ellenállás-paraméterek mellett a két EKF a becsült állapotvektor többi elemét, illetve a becslési hiba-kovarianciamátrixot is átadják egymásnak, amelyeket kezdeti értéként használnak fel. A braided EKF verifikációjához mérési eredményeket közölnek elhangolt állórész- és forgórész-ellenállás mellett. A vizsgálatok során összehasonlítják a braided EKF becslési pontosságát két olyan EKF becslővel, amelyek közül az egyik az állórész-, míg a másik a forgórész-ellenállásértékre ad becslést. A közölt eredmények alapján a braided EKF biztosítja a legkisebb becslési hibát a névleges fordulatszámon. Emellett végeznek vizsgálatot az 50 ford./perc körüli tartományban 10%-os terhelés mellett, ahol a braided EKF szintén megfelelően működik. Bár a braided EKF kevésbé érzékeny az ellenállás-paraméterek megváltozására, így pontos becslést tesz lehetővé, azonban a két EKF együttes működtetése miatt jelentős a módszer számításigénye.

A [86] konferenciacikkben szögsebesség-érzékelő nélküli robusztus hajtásszabályozási módszert javasolnak lineáris változó paraméterű (linear parameter-varying, LPV) H_∞ irányítás alkalmazásával. Ebben a munkában EKF állapotbecslőt alkalmaznak a forgórész szögsebességének és ellenállásának becsléséhez. Az EKF tervezéséhez használt modell kimenetei az állórész koordináta-rendszerében megadott állórészáram-komponensek, míg bemenetei az állórészfeszültség-komponensek és a terhelőnyomaték, ami miatt az irányítási algoritmus külön terhelésbecslő alkalmazását igényli. A cikkben közölt szimulációs vizsgálatok eredményei szerint a javasolt módszer megfelelő működést mutat gyors terhelés- és referenciaváltozás esetén. Azonban a módszer hátránya a jelentős számításigény.

Bár széles körben alkalmazzák nemlineáris rendszerek állapotbecsléséhez az EKF algoritmust, a munkaponti linearizálás miatt számos jól ismert hátrányos tulajdonsággal rendelkezik. Ahogy a [75, 87] cikkekben olvasható, a linearizálás csak abban az esetben megbízható, ha a hiba terjedése jól közelíthető lineáris függvénnyel. Ha ez a feltételezés nem érvényes, például a rendszer erős nemlinearitása miatt, akkor a linearizálás jelentős becslési hibát eredményezhet. Ez szélsőséges esetben akár a becslő divergenciájához is vezethet. Az EKF további hátránya, hogy a Jacobi-mátrix előállításához a nemlineáris függvényt differenciálni szükséges, ami gyakran nehéz feladat. Sőt, ha az adott nemlineáris függvény nem differenciálható, akkor a Jacobi-mátrix nem létezik és így az EKF

algoritmus sem alkalmazható. Az EKF felsorolt hátrányainak kiküszöböléséhez dolgozták ki az unscented Kalman-szűrőt (unscented Kalman filter, UKF), amely elsőként a [88] konferenciacikkben jelent meg. Az UKF algoritmus a nemlineáris rendszerleírás kezeléséhez az unscented transzformációt (unscented transformation, UT) alkalmazza, amelynek alap gondolata a [87, 88] munkák szerint abból az intuíciónból származik, hogy egyszerűbb közelíteni a valószínűség-eloszlást, mint egy tetszőleges nemlineáris függvényt vagy transzformációt. Ezért az UT determinisztikusan megválasztott mintavételi pontokat, vagy más néven szigma pontokat használ az átlag és a kovariancia rögzítéséhez, majd a mintavételi pontokra alkalmazza az eredeti nemlineáris függvényt, amellyel létrehozza a transzformált pontok felhőjét. A transzformált szigma pontok alapján pedig becsülhető a nemlineárisan transzformált átlag és kovariancia. Az UT működését egy egyszerű, kétdimenziós példán szemlélteti a [89, 90] munkákból származó 2.3. ábra. Bal oldalon a tényleges átlag és kovariancia terjedése látszik Monte-Carlo mintavételezés esetén, középen az EKF lineáris közelítésének eredménye látható, míg a jobb oldali illusztráció az UT alkalmazását szemlélteti. n -dimenziós állapotter esetén a $2n + 1$ szigma pontot alkalmazó általános UT bármely nemlinearitást harmadrendig pontosan közelít Gauss-eloszlású bemenet esetén a [90] cikk szerint. Azonban ha a bemenet nem Gauss-eloszlású, a közelítés akkor is legalább másodrendű, így az UKF alkalmazásával pontosabb eredmény érhető el, mint az elsőrendű közelítést alkalmazó EKF algoritmussal.



2.3. ábra. Példa az átlag és a kovariancia terjedésére UT alkalmazása esetén (forrás: [89, 90])

UKF alapú állapotbecslő szögsebesség-érzékelő nélküli aszinkron gépes hajtásszabályozáshoz elsőként a [91, 92] munkákban jelent meg. Az UKF becslő tervezéséhez a [78]-ban javasolt ötödrendű állapottermodellt használják a szerzők, amely a forgórész szögsebességét konstans, illetve lassan változó értéknek tekinti. A [91]-ben szimulációs eredményeket közölnek az UKF becslési pontosságának és a szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált

szabályozás teljesítőképességének vizsgálatához. Ezek alapján a becslő és a szabályozás is ideálisan működik állandósult szögsebesség, illetve gyors forgásirány-változtatás esetén, ha a hajtás terheletlen. Azonban a felgyorsítás tranziense során szögsebességbecslési hiba jelentkezik, amit a szerzők az alkalmazott állapottermodellel indokolnak, amelyben a forgórész szögsebességének deriváltja zérus. Emellett terhelt esetben romlik a fordulatszám-szabályozás referenciakövetési pontossága. A cikk szerzői összehasonlítják az UKF alapú módszer eredményeit az EKF alkalmazásának eredményeivel, amely során megállapítják, hogy bár a két megközelítés hasonló minőségi jellemzőket biztosít, UKF alkalmazásával kisebb tranziens és állandósult állapotbeli hiba érhető el. A javasolt UKF alapú módszerhez kísérleti eredményeket is közlétesznek a [92, 93] munkákban, amelyek szerint, azonos hangolás mellett, az UKF érzékenyebb a mérési zajokra mint az EKF. Emellett kiemelik, hogy UKF esetén nincs szükség a Jacobi-mátrix folyamatos kiszámítására, így az UKF gyengébb mikroprocesszoros egységeken is működtethető. Ezt azonban eredményekkel nem támasztják alá. A [91–93] cikkekben alkalmazott sztochasztikus állapotbecslőket az indukált feszültség alapú és a reaktív teljesítmény alapú MRAS megfigyelőkkel hasonlítják össze a [94] munkában. A közzétett szimulációs és kísérleti eredmények azt mutatják, hogy a javasolt sztochasztikus becslők felülműlják a determinisztikus MRAS módszereket zajimmunitás, állandósult és tranziens üzembeli viselkedés, alacsony fordulatszám-tartománybeli viselkedés, és a paraméterváltozásokkal szemben mutatott érzéketlenség tekintetében. Ezzel szemben az MRAS megfigyelők számításigénye kisebb és a megfigyelők struktúrája is egyszerűbb.

A [95] munkában összehasonlítják a szögsebesség-érzékelő nélküli EKF és UKF állapotbecslőket az UKF square-root változatával (square-root unscented Kalman filter, SRUKF), amelyet a [90] konferenciacykkekben vezettek be az UKF numerikus stabilitásának növeléséhez és számításigényének csökkentéséhez. A [95] állapotbecslőiben alkalmazott állapottermodell azonos a [78]-ban javasolt ötödrendű modellel, amelyben a forgórész szögsebességének deriváltja zérus. A [95] cikkben a becslőket szögsebesség-érzékelő nélküli FOC struktúrában alkalmazzák a szimulációs és kísérleti vizsgálatok során. Elsőként a szögsebességbecslési pontosságokat hasonlítják össze különböző mintavételi idők mellett. A közzétett eredmények szerint az UKF és az SRUKF kevésbé érzékeny a mintavételi idő változtatására, míg EKF esetén a mintavételi idő növelése jelentősen rontja a tranziens viselkedést. Ennek okaként az EKF-ben alkalmazott lineáris közelítést nevezik meg a szerzők. A cikkben vizsgálják a becslők paraméterérzékenységet is, és megállapítják hogy az állórész- és forgórész-ellenállás-változások mindhárom becslő tranziens viselkedését rontják, azonban a kölcsönös induktivitás elhangolása csak az EKF működésére van jelentősebb hatással. A kísérleti vizsgálatok során az UKF alkalmazásával érték el a legnagyobb szögsebességbecslési pontosságot, de a különbség minimális a három módszer között. Azonban az UKF és az SRUKF számításigénye körülbelül 30-szor nagyobb, mint az EKF becslőé.

DTC struktúrában elsőként a [96–98] munkák alkalmaztak szögsebesség-érzékelő nélküli UKF állapotbecslőket. A becslők tervezéséhez hatodrendű állapottermodellt használtak a szerzők, amelynek állapotváltozói az állórész koordináta-rendszerében megadott állórészáram- és állórészfluxus-komponensek, a forgórész villamos szögsebessége és a terhelőnyomaték. Az alkalmazott mechanikus érzékelő nélküli hajtásszabályozási struktúrában a becsült elektromágneses állapotváltozókból meghatározott állórészfluxus-amplitúdó és elektromágneses nyomaték a DTC ellenőrzőjelei, míg a fordulatszám-szabályozáshoz a becsült szögsebességet használják fel. A [96] cikkben négy különböző UT felhasználásával

készítenek UKF becslőket, amelyek az alkalmazott mintavételi pontok számában és azok súlyozásában térnek el. A becslők teljesítőképességét mérések segítségével vizsgálják, és a közölt eredmények alapján a szerzők megállapítják, hogy az általános UT alapú UKF kedvezőbb viselkedést biztosít a másik három UKF becslőnél, amelyek a számítási terhek csökkentése érdekében kevesebb mintavételi pontot alkalmaznak. A cikk végén összehasonlító vizsgálatokat is végeznek az általános UKF és az EKF alkalmazása között, amelyek szerint az alacsony fordulatszám-tartományban az EKF szögsebességbecslési pontossága érzékenyebb a kölcsönös induktivitás, valamint az állórész- és a forgórész-ellenállás megváltozására. Vagyis a vizsgált esetekben az általános UKF robusztusabb viselkedést mutatott mint az EKF. A szerzők emellett kiemelik, hogy számításigény tekintetében is elfogadható az UKF, hiszen futási ideje mindössze 35%-kal nagyobb az EKF-nél. A [97, 98] cikkek elsősorban az SRUKF alkalmazására és teljesítőképességének vizsgálatára fókuszálnak. Névleges paraméterek mellett az SRUKF és a szabályozott hajtás is megfelelően működik a közölt eredmények szerint, azonban elhangolt motorparaméterek esetén a szögsebességbecslési hiba megnövekszik az alacsony fordulatszám-tartományban. Mindazonáltal a szerzők kiemelik, hogy 25%-kal elhangolt állórész-ellenállás, 40%-kal elhangolt forgórész-ellenállás, illetve 25%-kal elhangolt kölcsönös induktivitás mellett is stabil maradt az SRUKF állapotbecslő a vizsgálatok során. A [97, 98] cikkek végén összehasonlító mérési eredményeket is közölnek az EKF, az általános UKF és az SRUKF becslőket alkalmazó hajtásszabályozási módszerekhez. A három állapotbecslő szögsebességbecslési pontossága 10 rad/s felett gyakorlatilag megegyezik, azonban alacsonyabb szögsebességen az EKF hibája jelentősen megnövekszik, amely miatt az EKF alapú fordulatszám-szabályozás referenciakövetése elmarad az UKF és az SRUKF alkalmazásához képest.

A [99, 100] munkákban az ellenállásparaméter-érzékenység csökkentése érdekében bővített, hetedrendű állapottermodelleket alkalmaznak a szögsebesség-érzékelő nélküli UKF becslők tervezése során. A [99] cikk becslőjében alkalmazott modell állapotváltozói az állórészáram- és forgórészfluxus-térvektorok álló koordináta-rendszerbeli komponensei, a forgórész mechanikus szögsebessége, a terhelőnyomaték és a forgórész ellenállása. Mivel a becslőt állapotvektor egyik változója a forgórész-ellenállás, így a javasolt becslő kevésbé érzékeny ennek megváltozására. Az UKF becslőt alkalmazó FOC szimulációs eredményei szerint a becslőt állapotváltozók gyorsan konvergálnak a tényleges értékekhez és a szabályozott hajtás megfelelően működik alacsony és magas fordulatszámon, változó terhelés és forgórész-ellenállás mellett is. A szerzők azonban felhívják a figyelmet arra, hogy a javasolt módszer rendkívül érzékeny az állórészellenállás-változásra az alacsony fordulatszám-tartományban, és a kölcsönös induktivitás megváltozása becslési hibát okoz a mezőgyengítés tartományában. A [100] munkában a forgórész-ellenállás helyett az állórész-ellenállás becslését végzi az UKF. Így a szabályozott hajtás változó állórész-ellenállás mellett is megfelelő működést mutat a közölt szimulációs eredmények szerint. Azonban a cikkben további paraméterekre vonatkozó érzékenységi vizsgálatokat nem végeznek.

Szögsebesség-érzékelő nélküli EKF és UKF állapotbecslők átfogó összehasonlító vizsgálata olvasható a [101] cikkben. A becslők tervezéséhez használt hatodrendű modell állapotváltozói az állórészáram- és forgórészfluxus-térvektorok komponensei, amelyek az állórész koordináta-rendszerében vannak megadva, valamint a forgórész mechanikai szögsebessége és a terhelőnyomaték. A becslőalgoritmusok hangolásához azonos zajparamétereket alkalmaznak a szerzők, amelyet próbálgatásos módszerrel határoznak meg. A szerzők összehasonlítják a két becslő működését névleges motorparaméterek alkalmazása mellett az alacsony és a névleges körüli fordulatszám-tartományban, valamint elhangolt ellenállás-

paraméterek mellett az alacsony szögsebesség-tartományban. Emellett vizsgálják a mintavételi idő növelésének hatását a becslési pontosságra. A mérések során a két becslő teljesítőképessége között nem tapasztaltak eltérést a szerzők. Azonban az UKF számításigénye körülbelül hatszor nagyobb, mint az EKF-é. Ezek alapján az EKF algoritmust javasolják aszinkron gépes hajtásokhoz.

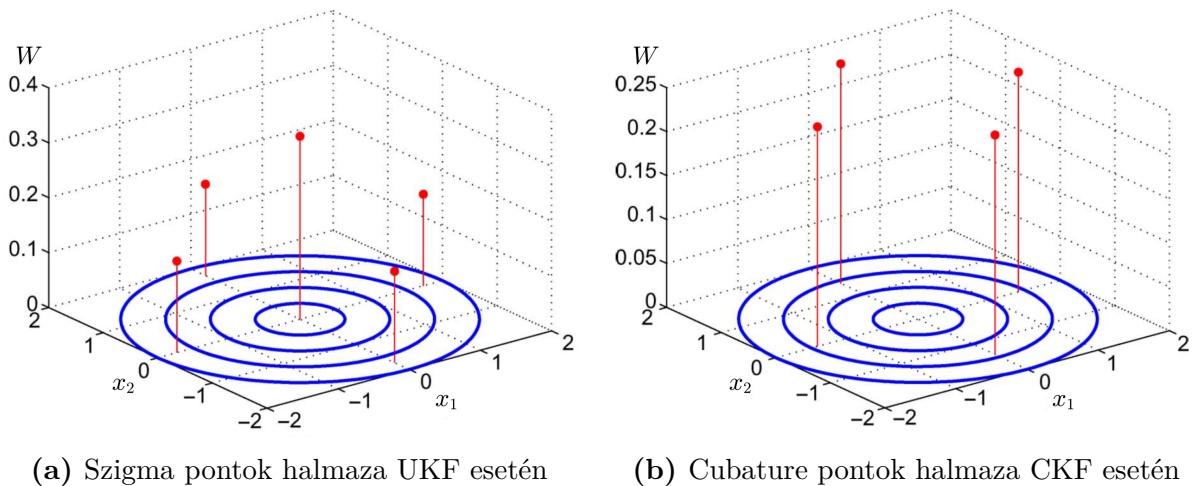
Az eddig tárgyalt [91–101] munkák UKF állapotbecslői olyan állapottermodellt alkalmaztak, amelyek az elektromágneses viselkedést leíró állapotváltozókat az állórész koordináta-rendszerében írták le. Ezzel szemben a [102] alkalmazza a mezőorientáció elvét a szögsebesség-érzékelő nélküli UKF tervezése során, vagyis a szerzők az állapotvektor elemeinek meghatározásakor figyelembe vették, hogy a becsült állapotváltozók közvetlenül felhasználhatók legyenek mezőorientált flatness szabályozáshoz. A becsült állapotvektor elemei a forgórészfluxus-térvektor koordináta-rendszerében megadott állórészáramkomponensek, a forgórészfluxus-térvektor hossza és irányszöge, valamint a forgórész mechanikus szögsebessége és szöghelyzete. A becslő tervezése során jelentős hiányosság, hogy a szerzők nem vizsgálják az alkalmazott állapottermodell megfigyelhetőséget, csupán utalnak a [103] cikkben közölt megfigyelhetőségi vizsgálatra. Azonban a [103] munkában alkalmazott állapottermodell eltér a [102] modelljétől, amely lokális értelemben nem megfigyelhető.

Hasonlóan a [102] munkához, a [104] cikkben is figyelembe veszik az állapotbecslő tervezésekor, hogy a becsült állapotvektor és a szabályozás koordináta-rendszere azonos legyen. Ebben a munkában duális UKF állapotbecslőt terveznek az állapotváltozók és a modellparaméterek becsléséhez, amelyet mezőorientált szabályozási algoritmusban alkalmaznak. Azonban a javasolt irányítási algoritmus kidolgozása során nem cél a szögsebesség-érzékelő nélküli működés, így a becslő és az FOC algoritmus is felhasználja a mechanikus érzékelő által mért szögsebességet.

Nemlineáris rendszerleírás esetén alkalmazható állapotbecslők egy újabb fajtája a cubature Kalman-szűrő (cubature Kalman filter, CKF), amely a [105] munkában került bevezetésre. A CKF algoritmus a Bayes-féle rekurzív becslés integrálszámításainak numerikus megoldásához a cubature szabályt (cubature rule, CR) alkalmazza, amely az UT-hoz hasonlóan mintavételi pontokat alkalmaz. Azonban n -dimenziós állapotter esetén a CKF algoritmus mindössze $2n$ egyformán súlyozott mintavételt igényel, míg az UKF $2n + 1$ szigma pontot alkalmaz, amelyek súlyozása egy további, általában κ -val jelölt paraméter megválasztását teszi szükségessé a tervezés során. Az UKF és a CKF esetén alkalmazott mintavételi pontok elhelyezkedését egy kétdimenziós példán szemlélteti a [105] munkából származó 2.4. ábra.

A 2.4. ábrán látható, hogy az UKF szigma pontjainak súlyozása mellett κ tervezési paraméter hatással van a középső mintavételi pont körül elhelyezkedő szigma pontok helyzetére is. Mivel CKF esetén a mintavételi pontok helyzete pontosan meghatározott, illetve a cubature pontok súlya azonos, így a CKF tervezése egyszerűbb mint az UKF becslőé. Emellett a CKF elvi számításigénye alacsonyabb, hiszen kevesebb mintavételi pontban kell számítást végezni a nemlineáris állapottermodell egyenleteivel. Bár alapelv tekintetében a CKF eltér az UKF-től, $\kappa = 0$ esetén az UKF szigma pontjai megegyeznek a CKF cubature pontjaival, így a [106, 107] cikkek a CKF becslőt az UKF egy speciális esetének tekintik.

Mivel a CKF egy viszonylag új módszer, így villamos hajtások szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecsléséhez csupán néhány cikkben alkalmazzák. A [108–111] munkákban állandómágneses szinkron gép (permanent magnet synchronous machine, PMSM) mecha-



2.4. ábra. UKF és CKF algoritmusok mintavételi pontjainak összehasonlítása kétdimenziós példán (forrás: [105])

nikus érzékelő nélküli mezőorientált szabályozásához használnak CKF becselőket. A [108] konferenciákban EKF és CKF becselőket, illetve azokat alkalmazó FOC algoritmusokat vizsgálnak és hasonlítanak össze szimulációs környezetben. A közölt eredmények alapján mindkét módszer hasonlóan jó becslést és fordulatszám-szabályozást biztosít. A [109] munkában a CKF square-root változatát (square-root cubature Kalman filter, SRCKF) alkalmazzák, amelyet szimulációs és mérési eredmények alapján hasonlítanak össze az EKF becselővel. Bár állandósult szögsebesség esetén a két megközelítés hasonló viselkedést mutat, tranzienst üzemben, valamint forgásirány-változtatáskor az SRCKF jobban teljesít. A [110] konferenciákban a paraméterérzékenység csökkentése miatt bővített állapottermodell alapján terveznek SRCKF becselőt, amely így lehetővé teszi az állórész-ellenállás becslését. A cikkben szereplő szimulációs eredmények szerint a becselő megfelelően működik elhangolt ellenállás-paraméter mellett is. A [111] folyóiratcikkben részletes szimulációs összehasonlító vizsgálatokat végeznek a szabályozási körben alkalmazott EKF és CKF becselők között. Az eredmények alapján az alacsony szögsebesség-tartományban, illetve változó terhelés mellett a CKF kedvezőbb viselkedést biztosít, mint az EKF.

Szögsebesség-érzékelő nélküli CKF állapotbecslőt aszinkron gépes hajtáshoz tudomásom szerint elsőként én alkalmaztam a [112] konferenciákban. Ebben a munkában a CKF becselő mezőorientált szögsebesség-szabályozási struktúrában működik, és a hajtásszabályozási algoritmus számára szükséges változók becslése mellett a CKF terhelésbecslést is megvalósít. A következő évben megjelent [113] cikkben mechanikus érzékelő nélküli DTC elvű fordulatszám-szabályozáshoz javasolnak SRCKF állapotbecslőt, amelynek tervezéséhez a [96–98] munkák állapottermodelljét használják. A [113] összehasonlító szimulációs eredményeket is közöl az SRCKF és az EKF alkalmazásához, amelyek szerint az SRCKF kedvezőbb viselkedést biztosít.

2.1.6. Neurális hálózat alapú módszerek

Nemlineáris függvények egy jelentős része tetszőleges pontossággal közelíthető neurális hálózatok segítségével a [34] szerint. A neurális hálózatok további előnye, hogy a párhuzamos számítások miatt nagyon gyors működésre képesek és robusztusak a paraméterváltozások-

kal szemben. Ezek a tulajdonságok, a [28] áttekintő tanulmány szerint, ideálissá teszik ezt a módszert szögsebesség-érzékelő nélküli becslők megvalósításához.

A [114] munkában kétrétegű visszacsatolt neurális hálózatot javasolnak aszinkron gép mechanikus érzékelő nélküli szögsebességbecsléséhez. Ez a becslőalgorithmus valójában egy olyan forgórészfluxus alapú MRAS megfigyelő a [40] áttekintő tanulmány szerint, amelyben az adaptív modell neurális hálózat. A [114] cikkben használt kétrétegű visszacsatolt neurális hálózat előnye, hogy nem igényel előzetes off-line tanítási folyamatot, azonban a közölt szimulációs eredmények szerint az alacsony fordulatszám-tartományban nagyon érzékeny a forgórész-ellenállás megváltozására. A kétrétegű visszacsatolt neurális hálózati struktúrát alkalmazó becslő paraméterérzékenységének csökkentésére a [115] állórész- és forgórész-ellenállásbecslést javasol. Hasonlóan a szögsebességbecsléshez, a paraméterbecslőket is olyan MRAS struktúrában valósítják meg, amelyekben az adaptív modell neurális hálózat. A cikkben közölt kísérleti eredmények szerint az ellenállásbecsléssel javított szögsebesség-érzékelő nélküli módszer robusztus viselkedést mutat a 100 ford./perc fölötti tartományban, azonban ennél alacsonyabb fordulatszámokon a becslőt nem vizsgálják a [115] cikkben.

A neurális hálózatok egy gyakrabban alkalmazott topológiája a [28] szerint a többrétegű előreccsatolt hálózat, amelynek nincs szüksége információ-visszacsatolásra az alkalmazáskor. Azonban ez a topológia előzetes tanítási folyamatot igényel, amely során a súlyok hangolásához visszacsatolást használnak. Ilyen elven működő becslőalgorithmusokat például a [116–118] munkákban alkalmaznak. A [117, 118] konferenciacikkekben összehasonlító vizsgálatokat is végeznek, amelyek szerint a háromrétegű előreccsatolt neurális hálózat megfelelő tanítási folyamat után robusztusabb viselkedést mutat a paraméterbizonytalanságokkal szemben, mint a kétrétegű visszacsatolt neurális hálózat.

A [119] munkában a forgórészfluxus alapú MRAS megfigyelő alacsony fordulatszám-tartománybeli viselkedésének javításához, illetve paraméterérzékenységének csökkentéséhez alkalmaznak többrétegű előreccsatolt neurális hálózatot. Azonban a [114, 115, 120] munkákkal ellentétben, az adaptív modell helyett, a [119] cikkben a referenciamodell neurális hálózat. Ezáltal a referenciamodell fluxusbecslése kevésbé érzékeny a paraméterbizonytalanságokra, és így az MRAS megfigyelő teljesítőképessége kedvezőbb a hagyományos megközelítésnél a [119] kísérleti eredményei szerint.

A [121] munka paraméterérzékenység szempontjából hasonlít össze három szögsebesség-érzékelő nélküli becslőt. A vizsgált módszerek az EKF, az UKF és a többrétegű előreccsatolt neurális hálózat alapú becslő. A cikkben közölt eredmények alapján az ellenállás-paraméterek kismértékű (60% alatti) változása esetén az EKF becslési hibája a legkisebb, amelynél valamivel pontatlanabb az UKF. A vizsgálatok szerint a neurális hálózat alapú becslő teljesítőképessége a legkedvezőtlenebb. Így a szerzők a három módszer közül az EKF állapotbecslőt javasolják.

2.2. Anizotrópiát kihasználó módszerek

Az aszinkron gép anizotrópiái, elsősorban az alacsony fordulatszám-tartományban, többletinformációt képesek biztosítani a mező helyzetéről, illetve a forgórész pozíciójáról a [2] szerint. Bár az aszinkron gépeket tipikusan nem úgy tervezik, hogy anizotrópiákat tartalmazzanak, tehát ideális esetben a gép elektromágneses köre szimmetrikusnak tekinthető. Azonban bizonyos mértékű anizotrópia jelen van a hagyományos kialakítású aszinkron gépekben is az álló- és forgórész horonykialakítása, illetve a nemlineáris mágnesezési görbe

miatt. Továbbá a tervezés és a gyártás során figyelembe vehető, hogy egyes szögsebesség-érzékelő nélküli alkalmazások jelentősebb mértékű anizotrópiát igényelnek, ahogy a [122] írja. Ilyen speciális motorkonstrukciókat ismertetnek például a [123, 124] munkák.

2.2.1. Forgórészhornyok által létrehozott harmonikusok észlelésén alapuló módszerek

A forgórészhornyok reluktanciamodulációja miatt az állórészfeszültségekben és az állórészáramokban a forgórész szögsebességétől függő hullámzás alakul ki, amely lehetőséget ad a szlipfrekvencia, illetve a forgórész-szögsebesség meghatározására. Másként megfogalmazva, forgás közben a hornyok miatt harmonikusok alakulnak ki a légrésfluxusban, amelyek feszültséget indukálnak az állórész-tekercsekben. Ebből a feszültségkomponensből pedig kétféleképpen is származtatható a szögsebesség, hiszen a horonyharmonikus-feszültség amplitúdója és frekvenciája is arányos a szögsebességgel. Ezt a megközelítést, [28] szerint, elsőként a [125] munkában alkalmazták a szlipfrekvencia meghatározásához. Mivel a fázisfeszültségeknek általában csak néhány százaléka a horonyharmonikusok által indukált feszültség, így ezeket az alapharmonikusról le kell választani. Ehhez a [125] cikkben egy analóg áramkört használnak, amely a mért fázisfeszültségeket összegzi és az így különválasztott horonyharmonikus-feszültség nagysága arányos lesz a szlipfrekvenciával. A cikkben közölt mérési eredmények szerint ez a módszer 300 ford./perc fölött jól használható, azonban az analóg feszültségösszegző áramkör szükségessé teszi az aszinkron gép csillagpontjának kivezetését.

A forgórészhornyok által indukált feszültség nagysága nem csak a forgórész-szögsebességtől, hanem például a forgórész áramaitól is függ. Ezzel szemben a hornyok által indukált feszültség frekvenciája kevésbé függ más paraméterektől, így a [126, 127] munkák fáziszárt hurok segítségével meghatározzák a horonyharmonikus-feszültség frekvenciáját, amelyből a szögsebességet származtatják. Ezt a módszert mechanikus érzékelő nélküli mezőorientált fordulatszám-szabályozásban alkalmazzák a laboratóriumi kísérletek során, amelynek eredményei szerint 5 Hz frekvenciájú gerjesztés mellett már erősen romlik a szabályozás teljesítőképessége, azonban magasabb fordulatszámokon jól használható a javasolt módszer.

Annak érdekében, hogy javítsák az alacsony fordulatszám-tartománybeli viselkedést, a [128, 129] munkákban a horonyharmonikus-áramkomponensek frekvenciáját határozzák meg gyors Fourier-transzformáció (fast Fourier-transformation, FFT) alkalmazásával, amelynek valós idejű futtatásához digitális jelfeldolgozó processzort (digital signal processor, DSP) használnak. A cikkekben közölt mérési eredmények szerint ez a módszer 2 Hz, illetve e fölötti frekvenciák esetén alkalmazható.

A forgórész szögsebességének csökkenésével a horonyharmonikus-feszültség amplitúdója és frekvenciája is csökken. Így zérus szögsebesség mellett a horonyhatások csak a következő alfejezetben látható módon, nagyfrekvenciás jelbefecskendezés mellett szolgáltatnak információt a forgórész helyzetéről.

2.2.2. Jelbefecskendezésén alapuló módszerek

Az aszinkron gép anizotrópiáinak észleléséhez alkalmazhatók a jelbefecskendezésén alapuló módszerek, amelyek valamilyen nagyfrekvenciás gerjesztésre adott válasz alapján határozzák meg a mező, illetve a forgórész szöghelyzetét. A nagyfrekvenciás gerjesztés

típusa alapján a [2, 130] áttekintő tanulmányok két fő kategóriába sorolják a lehetséges módszereket. Az első csoportba azok a megközelítések tartoznak, amelyek esetében a befecskenedett jel periodikus. Ezeket a periodikus jeleket gyakran vivőjelnek is nevezik. A vivőjel lehet forgó vektor, amelynek amplitúdója állandó, vagy egy előre meghatározott térbeli irányban váltakozó vektor is. Az állórészfeszültségekhez adott vivőjeleket a gép anizotrópiáinak térbeli helyzete modulálja, így a vivőjelre adott válasz különválasztását és demodulációját követően visszanyerhető a mező vagy a forgórész helyzetének információja a [2] szerint. Azonban a periodikus vivőjel befecskenedése helyett felhasználhatók az impulzusszélesség-modulált (pulse width modulation, PWM) táplálás következtében megjelenő gerjesztések is az anizotrópiák térbeli helyzetének meghatározásához.

A [131, 132] munkákban egyedi tervezésű forgórészrel ellátott aszinkron géphez javasolnak vivőjel alapú szögsebesség-érzékelő nélküli becslőt. Az anizotrópiák helyzetének meghatározásához 250 Hz frekvenciájú szinuszos feszültségvivőjelet alkalmaznak. A mért áramokból sáváteresztő szűrővel választják külön a nagyfrekvenciás gerjesztésre adott választ. Ezt a válaszjelet használja bemenetként a fáziszárt hurkot alkalmazó becslőalgoritmus, amely a mozgásegyenletet is tartalmazza a mechanikai viselkedés leírásához. Így a forgórész szögsebességének, illetve szöghelyzetének meghatározásához a becslőnek szüksége van a terhelőnyomaték értékére is, amelyet egy független terhelésbecslő állít elő. Bár a javasolt módszer álló forgórész esetén is alkalmazható, az [1, 2] cikkek rámutatnak, hogy a PWM inverter nemlineáris karakterisztikája és a vivőjel sorozatos nullátmenetei a válaszjel torzulását eredményezik, így az anizotrópiára vonatkozó információt tartalmazó jel esetén romlik a jel-zaj viszony.

A [133, 134] munkákban a mágneses mező pozíciójának alacsony, illetve zérus szögsebességen történő meghatározásához javasolnak vivőjel alapú módszert. A becsléshez váltakozó feszültségvivőjelet fecskendeznek be a mágneses mező tengelyének feltételezett irányában, amely az előző ütemben végzett becslés eredménye. Az additív vivőjel a gépet a mágneses mező feltételezett irányában gerjeszti. A becslési eljárás alap gondolata, hogy a mező tényleges irányában a gép anizotróp impedanciája maximális értékű a vivőjel frekvenciáján, illetve minimális arra merőlegesen. Így a mágneses mező pozíciója becsülhető a komplex nagyfrekvenciás anizotróp impedancia meghatározásán keresztül, amely a feszültségvivőjel és az arra adott válasz ismeretében meghatározható. A szerzők feltételezik, hogy az anizotróp impedancia szimmetrikus, szinuszos karakterisztikával rendelkezik. Azonban a [33] szerint becslési hibát eredményez, ha ez a feltételezés nem teljesül. A [133, 134] cikkekben javasolt módszer előnye, hogy álló forgórész esetén, valamint 150%-os terhelés mellett is alkalmazható. Viszont a [33] kiemeli, hogy a módszer alkalmazása esetén kedvezőtlen a nyomatéktranziens és a nagyfrekvenciás áramkomponensek amplitúdója is nagy a terhelt esetekben. Ezért célszerű ezt a fajta jelbefecskenedést csak az alacsony fordulatszám-tartományban alkalmazni, ahogy a [135] cikkben is olvasható.

A PWM inverter kapcsolásai olyan ismételt tranziens gerjesztéseket okoznak, amelyek az aszinkron gép áramában anizotrópiáktól függő változásokat eredményeznek. Megfelelő jelfeldolgozás segítségével meghatározható egy inverterkapcsolásra adott válasz anizotrópiára jellemző összetevője. Az anizotrópia pontos térbeli helyzetének meghatározásához legalább két kapcsolási eseményre van szükség különböző fázistengelyeken. Ezeket a kapcsolásokat rövid időn belül kell végrehajtani, hogy az anizotrópia pozíciója változatlan maradjon. A folytonos vivőjel befecskenedésén alapuló módszerekkel szemben, a PWM kapcsoláson alapuló megközelítés diszkrét eseményeket vizsgál, amely időtartománybeli jelfeldolgozást igényel. Így nincs szükség spektrális szűrők alkalmazására, ami miatt

a PWM kapcsoláson alapuló becslések dinamikája kedvezőbb. Ezt az elvet alkalmazzák például a [136] munkában a mező, illetve a [137, 138] munkákban a forgórész pozíciójának meghatározásához. A [130] tanulmány kiemeli, hogy a vivőjel alapú módszerekkel szemben a PWM kapcsoláson alapuló technikák nem igénylik additív vivőjel befecskendezését, azonban a hagyományos kapcsolási sémát módosítani szükséges úgy, hogy a zérus feszültségtérvektor helyére két rövid idejű, ellentétes feszültségtérvektort kell kapcsolni. Ez a módosítás pedig növeli az inverter veszteségeit. A módszer előnye, hogy nem okoz nagyfrekvenciás áramokat, így nyomatéklüktetést sem, az additív vivőjel, bár a nyomatéklüktetés a vivőjel frekvenciájának növelésével is csökkenthető. Emellett a [122] kiemeli, hogy a PWM kapcsolásokon alapuló módszerek általában érzéketlenek az inverterholt-időre, azonban nagyon érzékenyek olyan parazitahatásokra, amelyeket rosszul csillapított, nagyfrekvenciás oszcillációk okoznak a mért jelekben. Ilyen hatásokat a hosszú, illetve árnyékolt kábelek és egyes földelési stratégiák okoznak.

2.3. A szakirodalom elemzése

Az előző alfejezetekben a szakirodalom alapján rendszereztem és összefoglaltam az aszinkron gépes hajtások legfontosabb eddig használt szögsebesség-érzékelő nélküli becslési és irányítási módszereit. Az áttekintett munkák alapján röviden összegzem az egyes megközelítések előnyeit és korlátait, valamint rámutatok olyan hiányosságra és ellentmondásokra, amelyek megoldásával, illetve vizsgálatával a disszertációmban foglalkozni kívánok.

Aszinkron gépes hajtások esetén az alacsony fordulatszám-tartományban, illetve zérus szögsebesség mellett a mechanikus érzékelő nélküli irányítások legkedvezőbb viselkedése jelbefecskendezésen alapuló módszerek alkalmazásával biztosítható. Azonban ezek a megközelítések nem használhatók univerzálisan, hiszen a [34, 122, 139] áttekintő tanulmányok szerint nem minden motorkonstrukció rendelkezik a szükséges mértékű anizotrópiával. A [34] emellett arra is felhívja a figyelmet, hogy a jelbefecskendezésen alapuló módszerek tranziens üzemben csak mérsékelt teljesítőképességgel rendelkeznek.

Az anizotrópiát kihasználó módszerek másik alapvető típusa jelbefecskendezés nélkül, a forgórész hornyai által forgás közben keltett harmonikusok alapján következtet a forgórész szögsebességére. Ez a megközelítés azonban sokkal kedvezőtlenebbül teljesít a jelbefecskendezésen alapuló technikáknál az alacsony fordulatszám-tartományban. További hátránya, hogy tranziens viselkedés és zajnyomás tekintetében elmarad a fundamentális modellen alapuló módszerek többségétől. Azonban a forgórészhornyok által létrehozott harmonikusok észlelésén alapuló megközelítés alacsony számításigénnyel rendelkezik, és a közepes, illetve magas szögsebesség-tartományban jól alkalmazható.

Az aszinkron gép fundamentális modelljén alapuló becslőalgoritmusok közül legegyszerűbbek a közvetlen számítási módszerek, amelyek előnye az egyszerű felépítés és az alacsony számításigény. Azonban ezek a becslők nyílt hurkú struktúrával rendelkeznek, így nem alkalmaznak hibakorrekciót, ami miatt jelentős a zaj- és paraméterérzékenyséjük. A módszer további hátránya, hogy a nyílt hurokban, korrekció nélkül alkalmazott integrátorok jelentős becslési hibát eredményezhetnek.

A [35, 140] szerint a legelterjedtebb mechanikus érzékelő nélküli szögsebességbecslő algoritmusok az MRAS megfigyelők. Ezek a becslők egyszerű felépítésűek és könnyen hangozhatnak. Azonban a forgórészfluxus alapú, illetve az indukált feszültség alapú MRAS megfigyelők hátránya, hogy érzékenyek az ellenállás-paraméterek megváltozására, valamint az integrálás és a differenciálás mérési hiba és zaj esetén becslési hibát eredmé-

nyezhet. A reaktív teljesítmény alapú, valamint az állórészáram alapú MRAS megfigyelők kevésbé érzékenyek az ellenállás-paraméterek megváltozására, azonban a [35] szerint ezek generátorüzemben instabilak. Az MRAS megfigyelők további hátránya az alacsony fordulatszám-tartománybeli kedvezőtlen viselkedés.

A leggyakrabban alkalmazott zárt hurkú becslőalgorithmus az adaptív Luenberger-féle megfigyelő, amely a mért áramok segítségével végez hibakorrekciót. Így az ALO kevésbé érzékeny a paraméterbizonytalanságokra és a mérési zajra, mint a nyílt hurkú becslők. Azonban az ellenállás-paraméterek megváltozása ALO esetén is becslési hibát okoz, amely paraméterbecslés alkalmazásával csökkenthető. Az [54] cikkben közölt eredmények szerint az ALO kedvezőbb viselkedést mutat az alacsony fordulatszám-tartományban, mint a forgórészfluxus alapú MRAS, azonban az ALO becslési pontossága alacsony szögsebességen elmarad a jelbefecskendezést alkalmazó módszerekhez képest.

A csúszómód-megfigyelők előnye, hogy nemlineáris rendszerleírás esetén is jól alkalmazhatók, valamint a csúszómódelmélet alkalmazása miatt az SMO-k robusztusak a paraméterváltozásokkal szemben. Azonban a [70–72] munkákban használt SMO algoritmusok ellenállás-érzékenységeinek csökkentéséhez paraméterbecslést alkalmaznak. A paraméterbecslés az érzékenység csökkentése mellett javítja az SMO alacsony fordulatszám-tartománybeli viselkedését is.

A neurális hálózat alapú becslők jól alkalmazhatók nemlineáris rendszerleírás esetén. A kétrétegű visszacsatolt struktúrájú becslők egyszerű felépítésűek és nem igényelnek offline tanítási folyamatot, azonban érzékenyek a paraméterváltozásokra. Ezzel szemben a többrétegű előreccsatolt struktúrájú becslők megfelelő tanítási folyamat után robusztusak a paraméterváltozásokkal szemben. Azonban a [121] munka összehasonlító vizsgálatai szerint az UKF, illetve az EKF állapotbecslők paraméterérzékenység szempontjából kedvezőbb viselkedést mutatnak a paraméterek kismértékű elhangolása esetén.

A sztochasztikus rendszerleíráson alapuló állapotbecslők kiváló zajnyomással rendelkeznek, alacsony a paraméterérzékenységük, valamint jól teljesítenek állandósult és tranzienst üzemben is a [32, 34] áttekintő tanulmányok szerint. Azonban jelentős hátrányuk a relatív magas számításigény, amely miatt a [33] nem javasolja az alkalmazásukat. Azonban a korszerű számítástechnikai eszközök alkalmazásával biztosítható a szükséges számítási teljesítmény a sztochasztikus állapotbecslők valósidejű futtatásához.

Az aszinkron gépek nemlineáris viselkedése miatt olyan algoritmusok alkalmazhatók szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecsléshez, amelyek képesek kezelni a nemlineáris állapottermodelleket. Ezek közül leggyakrabban a lineáris közelítésen alapuló EKF algoritmusokat alkalmazzák, ugyanakkor a [75, 87, 88, 105] munkák szerint a numerikus integráláson alapuló UKF, illetve CKF becslőkkel kedvezőbb viselkedés érhető el, hiszen nem okoznak linearizálási hibát. Mivel a CKF egy viszonylag új megközelítés, így kevés tanulmány vizsgálja az alkalmazhatóságát illetve a teljesítőképességét villamos hajtások esetén, amely egy hiányossága az elérhető szakirodalomnak.

A [91–98, 101, 121] munkákban összehasonlító vizsgálatokat végeznek aszinkron gép szögsebesség-érzékelő nélküli EKF és UKF állapotbecslői között, amely tanulmányok elmentmondó eredményeket is közölnek. A [121] szerint a becslési pontosság EKF esetén kedvezőbb, mint UKF alkalmazásakor, ezért ez a tanulmány az EKF becslőt jobb választásnak tartja aszinkron gépes hajtás szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecsléséhez. Ezzel szemben a [91–98] munkák eredményei szerint az UKF becslési hibája kisebb, mint az EKF algoritmusé. A [121] cikk szerint az EKF kevésbé érzékeny a paraméterváltozásokra, míg a [96] munkában az UKF robusztusabb viselkedést mutat az elhangolt állórész-

és forgórész-ellenállásokkal szemben. Azonban a [101] tanulmányban végzett összehasonlító vizsgálatok szerint névleges és elhangolt ellenállás-paraméterek mellett sincs jelentős eltérés a két állapotbecslő között. A becslési pontosság és paraméterérzékenység mellett, a [92, 93, 96, 98, 101, 121] munkákban összehasonlítják az EKF és az UKF számításigényeit is. A [92, 93] szerint az EKF számítási terhei a Jacobi-mátrixok alkalmazása miatt nagyobbak, mint az UKF becslőé, azonban a [96, 98, 101, 121] eredményei szerint az UT alkalmazása miatt az UKF számításigénye magasabb. A szakirodalomban fellelhető elmentéses eredmények miatt a dolgozatban részletes összehasonlító vizsgálatokat végzek az EKF és az UKF, valamint a CKF alapú állapotbecslők között.

A [77–79, 82–84, 91–95, 99–102] munkákban aszinkron gép mezőorientált szabályozásához javasolnak szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecslőket. Ezek közül a [78, 79, 82–84, 91–95, 99–101] cikkekben az állapotbecslők tervezéséhez olyan modellt alkalmaznak, amelyekben az elektromágneses viselkedést leíró állapotváltozók az állórész koordináta-rendszerében vannak megadva. Így a becsült állapotváltozókkal további számításokat és transzformációkat szükséges végezni annak érdekében, hogy felhasználhatóak legyenek a mezőorientált szabályozáshoz, hiszen a becsült állapotvektor és az FOC koordináta-rendszere eltér. Ezzel szemben a [77, 102] munkákban úgy választják meg az állapottermomodellt, hogy az állapotbecslő a forgórészfluxus-térvektor koordináta-rendszerében állítsa elő az FOC algoritmus számára szükséges, de közvetlenül nem mérhető elektromágneses változókat. A [77, 102] hiányossága, hogy az alkalmazott állapottermomodell megfigyelhetőségét nem vizsgálják, valamint a [77] cikkben szereplő modell csak konstans mágnesező áram esetén érvényes, amely a felmágnesezés és a mezőgyengítés tartományában történő fordulatszám-változtatáskor nem teljesül.

A 2.1. alfejezetben összefoglalt munkák eredményei alapján látható volt, hogy a fundamentális modellen alapuló módszerek teljesítőképessége erősen függ az alkalmazott becslőalgoritmustól. Azonban általános előnye ezeknek a megközelítések a jelbefecskenedés alapú módszerekkel szemben, hogy nem igényelnek speciális motorkonstrukciót, így általánosan alkalmazhatók. Azonban a fundamentális modellen alapuló módszerek teljesítőképessége leromlik az alacsony fordulatszám-tartományban, és a becslési pontosság elsősorban az állórész- és forgórész-ellenállás megváltozására érzékeny a normál üzemi tartományban és az alacsony fordulatszám-tartományban egyaránt. Ezért a későbbiekben e két paraméter megváltozásának hatását vizsgálom az általam javasolt becslési és hajtásszabályozási módszerek esetén.

3. fejezet

Modellalapú környezet és kísérleti összeállítás a hajtásirányítási módszerek kutatásához

Ebben a fejezetben bemutatom a modellalapú környezetet és a kísérleti összeállítást, amelyeket aszinkron gépes hajtások újszerű irányítási algoritmusainak implementációjához, valamint szimulációs és tényleges fizikai környezetben történő vizsgálataihoz valósítottam meg. A dolgozat későbbi fejezeteiben ezt a környezetet használom a szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecslők és hajtásszabályozási algoritmusok megvalósításához és vizsgálataihoz.

A korszerű villamos hajtások irányítási algoritmusainak és a motorirányító egységek beágyazott szoftvereinek fejlesztése kihívást jelenthet, ha a szoftver minőségére vonatkozó követelmények, mint például az újrafelhasználhatóság, bővíthetőség és megbízhatóság, kiemelt fontosságúak. Az említett követelmények teljesítéséhez segítséget nyújthatnak a modellalapú tervezés (model-based design, MBD) módszerei. Ez a megközelítés alapvetően egy szimulációs modellre épül, amelyben a folyamat modellje és a hozzá kapcsolt, fejlesztés alatt álló irányítási algoritmus együttesen vizsgálható. A szimulációs vizsgálatok nagymértékben felgyorsíthatják a fejlesztés folyamatát, valamint elősegítik az irányítási algoritmus hibáinak korai felismerését [141].

Napjainkban a szimulációs vizsgálatok a mérnöki gyakorlat szerves részét képezik, azonban az MBD következetes alkalmazása a hajtásirányítási módszerek fejlesztéséhez széleskörűen még nem terjedt el. Ennek ellenére a szakirodalomban foglalkoznak a tématerülethez kapcsolódó egyes problémákkal. Mivel a modelleknek kiemelt szerepe van az MBD alkalmazása során, így röviden áttekintek néhány irodalmat, amelyek a villamos gépek, illetve a szabályozott hajtás szimulációs modelljeivel foglalkoznak. Ezeket a modelleket sok esetben MATLAB/Simulink környezetben implementálják, hiszen ezt a szoftvert széles körben használják villamos hajtások szimulációjához és irányítási algoritmusainak tervezéséhez. Ezen a területen alapvető irodalom a [142] könyv, amelynek szoftvermelletében számos futtatható szimulációs példa is megtalálható. A [143] konferenciacikk villamos hajtások MATLAB/Simulink implementációjával foglalkozik, amelyhez bevezeti a fizikai jelkapcsolatokon alapuló magasabb szintű absztrakciós szintek megközelítését. Ez egy korszerű szimulációs elv, amit napjainkban olyan szimulációs környezetek alkalmaznak, mint a MATLAB/Simscape és a Modelica. A [144] munka az aszinkron gép szimulációs modelljével, a hozzá kapcsolódó FOC algoritmussal, illetve ezek MATLAB/Simulink

implementációjával foglalkozik, amely során a szerzők saját könyvtárakat definiálnak az általuk készített modellek és algoritmusok számára, valamint alkalmazzák a funkciók szétválasztásának elvét a [145] tanulmányhoz hasonlóan. A [146, 147] munkák a motorirányító egység beágyazott szoftverének fejlesztésére fókuszálnak, amelyhez MBD módszereket alkalmaznak. Fontosnak tartom kiemelni, hogy a [142–144, 146, 147] munkák koncentrált paraméterű folyamatmodelleket használnak, amelyek az alacsony számításigény miatt gyors szimulációs vizsgálatokat tesznek lehetővé. Emiatt a hajtásirányítási algoritmusok fejlesztéséhez általában ilyen modelleket alkalmaznak. Azonban a [148] dolgozat végeselem-módszeren alapuló folyamatmodellt javasol a hajtásszabályozási algoritmus tervezéséhez, amely a gép viselkedésének pontosabb leírását teszi lehetővé, hiszen nem alkalmaz olyan elhanyagolásokat, mint például a szinuszos mezőeloszlás feltételezése a légrésben. A [148] szerint ezzel a megközelítéssel szimulációs környezetben vizsgálható, hogy az irányítási algoritmus tudja-e teljesíteni valós rendszer esetén az előírt követelményeket. Annak ellenére, hogy a végeselem-módszeren alapuló modell precízebb szimulációs vizsgálatokat tesz lehetővé, ezt a megközelítést a mérnöki gyakorlat során kerülik, hiszen jelentősen megnöveli a szimulációk futási idejét.

Az MBD alapú munkafolyamat, a koncentrált paraméterű modellel megvalósítható egyszerű és gyors szimulációk mellett, lehetőséget biztosít az irányítási algoritmus tényleges fizikai környezetben végzett gyorsprototípus-vizsgálatára (rapid control prototyping, RCP). Az RCP alkalmazásához szükséges egy dedikált, nagy teljesítményű, valós idejű működést biztosító target számítógép a megfelelő szoftvereszközökkel, amelyek lehetővé teszik az irányítási algoritmus validálását a tényleges fizikai környezetben. Ezzel a megoldással részben vagy teljes mértékben helyettesíthetők a rendszer elektronikus irányítóegységének (electronic control unit, ECU) funkciói a [149–151] munkák szerint. RCP rendszereket hajtásszabályozási algoritmusok fizikai környezetben történő vizsgálatához például a [152–154] munkákban alkalmaznak.

Az MBD módszertanának egy további fontos eleme a kódgenerálási eszközök alkalmazása, amely a legkorszerűbb módszer a beágyazott rendszerek target kódjának implementációjához. A MATLAB/Simulink kódgeneráló eszközeinek alkalmazását részletesen tárgyalja a [155] konferenciacikk, míg a [156, 157] munkákban PMSM irányítási algoritmusainak kódgenerálására láthatók példák.

A kutatómunkámhoz megvalósított modellalapú környezetet az aszinkron gép mezőorientált szabályozásának példáján keresztül ismertetem, amelyhez bemutatom az aszinkron gép koncentrált paraméterű modelljét, majd annak felhasználásával az FOC egy lehetséges változatát a 3.1. alfejezetben. Az itt közölt alapvető összefüggéseket a dolgozat későbbi fejezeteiben is felhasználom a szögsebesség-érzékelő nélküli módszerek kidolgozása során. A 3.2. alfejezetben bemutatom a könyvtárak és modellek háromrétegű architektúráját, az RCP alapelveit és a kísérleti eszközt. Ezek alkalmazását egy implementációs példa segítségével szemléltetem a 3.3. alfejezetben. Végül a 3.4. alfejezetben összefoglalom a tudományos eredményeket.

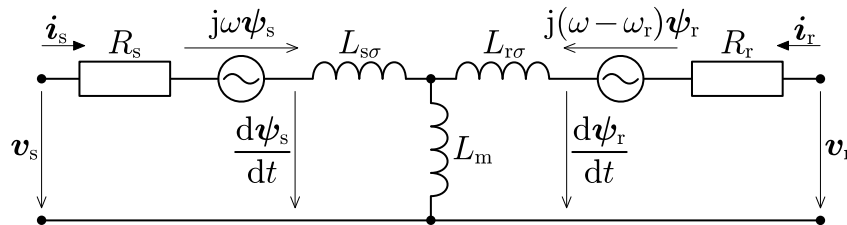
3.1. Alkalmazott modellek és algoritmusok

Egy szabályozott aszinkron gépes hajtás egyszerűsített rendszermodellje a folyamat modelljéből és az irányítási algoritmusból áll. A folyamatmodell ebben a munkában az aszinkron gép koncentrált paraméterű modellje, amelyhez FOC elvű irányítást alkalmazok. Az

alfejezetben olvasható modelleket és algoritmusokat a [13, 142, 158–160] munkák alapján ismertetem.

3.1.1. Aszinkron gép koncentrált paraméterű modellje

Aszinkron gépek elektromágneses viselkedésének komplex állapotváltozókkal történő térvektoros leírása elsőként a [160] könyvben jelent meg. A gép tranziens folyamatok alatt is érvényes helyettesítő vázlat a 3.1. ábrán látható, ahol ω a modell koordináta-rendszerének szögsebessége és ω_r a forgórész villamos szögsebessége. Az ábrán \mathbf{v}_s és \mathbf{v}_r jelöli az állórészfeszültség- és forgórészfeszültség-térvektorokat, \mathbf{i}_s és \mathbf{i}_r az állórészáram- és forgórészáram-térvektorokat, valamint $\boldsymbol{\psi}_s$ és $\boldsymbol{\psi}_r$ az állórészfluxus- és forgórészfluxus-térvektorokat. A modell paraméterei az R_s , R_r állórész- és forgórész-ellenállások, az $L_{s\sigma}$, $L_{r\sigma}$ állórész és forgórész szórási induktivitások, valamint az L_m kölcsönös induktivitás.



3.1. ábra. Aszinkron gép tranziens folyamatok alatt is érvényes helyettesítő kapcsolási vázlat

A 3.1. ábra alapján a gép feszültségegyenletei

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} + j\omega \boldsymbol{\psi}_s, \quad (3.1)$$

és

$$\mathbf{v}_r = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} + j(\omega - \omega_r) \boldsymbol{\psi}_r, \quad (3.2)$$

ahol kalickás forgórész esetén $\mathbf{v}_r = \mathbf{0}$ írható a rövidre zárt forgórész miatt.

A (3.1)-(3.2) egyenletek fluxustérvektorai a következőképpen fejthetők ki:

$$\boldsymbol{\psi}_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r, \quad (3.3)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r = L_r \mathbf{i}_r + L_m \mathbf{i}_s, \quad (3.4)$$

ahol L_s állórész- és L_r forgórész-induktivitások meghatározhatók a kölcsönös és szórási induktivitásokból:

$$L_s = L_m + L_{s\sigma}, \quad (3.5)$$

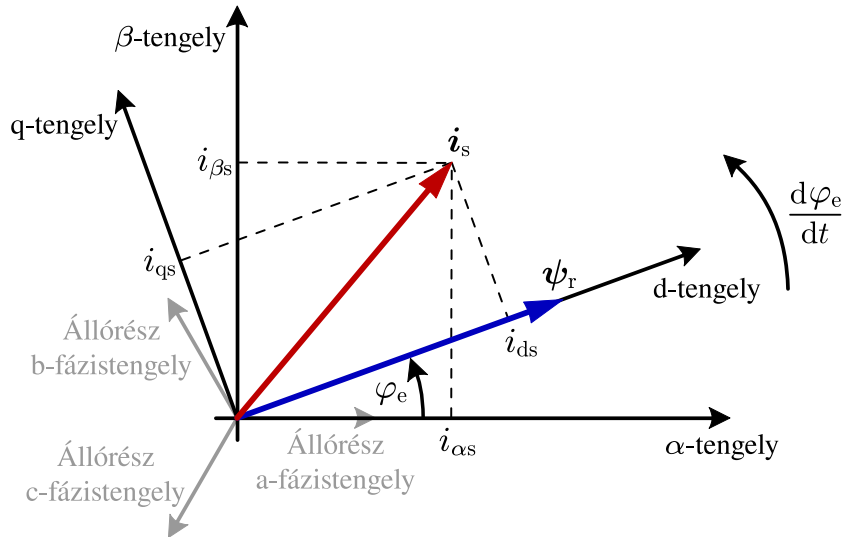
$$L_r = L_m + L_{r\sigma}. \quad (3.6)$$

Az állórészáram- és a forgórészfluxus-térvektorok ismeretében egy háromfázisú gép elektromágneses nyomatéka

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Im(\boldsymbol{\psi}_r^* \mathbf{i}_s), \quad (3.7)$$

ahol p a póluspárszám, a csillaggal jelölt mennyiség komplex konjugált érték, és $\Im(\psi_r^* \dot{i}_s)$ jelöli $\psi_r^* \dot{i}_s$ képzetes részét.

A (3.1)-(3.7) egyenletek tetszőleges ω szögsebességgel forgó koordináta-rendszerben leírják az aszinkron gép elektromágneses viselkedését. Azonban az alkalmazástól függően egyes koordináta-rendszerek előnyösebbek lehetnek a többinél. Ebben a munkában az állórészhez és a forgórészfluxus-térvektorhoz rögzített derékszögű koordináta-rendszereket alkalmazom, amelyeket a 3.2. ábra szemléltet.



3.2. ábra. Az \dot{i}_s térvektor értelmezése különböző koordináta-rendszerekben

A 3.2. ábrán látható, hogy az állórészhez rögzített α - β koordináta-rendszer α -tengelye egybeesik az a-fázistengellyel, míg a d-q koordináta-rendszer d-tengelye a ψ_r forgórészfluxus-térvektorhoz van rögzítve. Tehát a ψ_r térvektor α -tengelyhez képesti φ_e irányszöge azonos a két koordináta-rendszer közötti pillanatnyi szöghelyezettel. Az állórész α - β koordináta-rendszerében \dot{i}_s térvektor $i_{\alpha s}$ valós és $i_{\beta s}$ imaginárius részekkel írható le, míg \dot{i}_s valós és képzetes része d-q koordináta-rendszerben i_{ds} és i_{qs} . Az egyszerűbb áttekinthetőség miatt a 3.2. ábrán csak \dot{i}_s térvektor komponenseit ábrázoltam az egyes koordináta-rendszerekben, azonban \mathbf{v}_s , \mathbf{v}_r , \mathbf{i}_r , ψ_s és ψ_r térvektorok ugyanígy megadhatók α - és β -, valamint d- és q-irányú komponensekkel, amelyet alsó indexben tüntetek fel a későbbiekben az állórészáram-komponensek jelöléséhez hasonlóan.

Az állórészhez rögzített α - β koordináta-rendszer szögsebessége zérus, így ennek alkalmazásakor $\omega = 0$ helyettesítéssel egyszerűsödnek a (3.1)-(3.2) egyenletek. Emiatt az állórész koordináta-rendszere célszerű választás a szimulációs célú gépmodell implementálásához. Azonban irányítási szempontból jelentős előnnyel rendelkezik a forgórészfluxus-térvektor $\frac{d\varphi_e}{dt}$ szögsebességgel forgó d-q koordináta-rendszere, amelynek alkalmazásáról részletesen a 3.1.2. alfejezetben írok.

Az aszinkron forgógép mechanikai viselkedését a mozgásegyenlet írja le:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_e - T_l}{J}, \quad (3.8)$$

ahol J jelöli a tehetetlenségi nyomatékot, T_1 a terhelőnyomatékot és ω_m a forgórész mechanikai szögsebességét, amely ω_r villamos szögsebességéből

$$\omega_m = \frac{\omega_r}{p} \quad (3.9)$$

szerint számítható. A (3.8) mozgásegyenletben T_1 magában foglalja a gép forgórészére ható összes terhelést, amely modellezhető a következő összefüggéssel:

$$T_1 = D_f \omega_m + T_0 \text{sgn}(\omega_m) + T_{\text{ext}}. \quad (3.10)$$

A (3.10) kifejezésben D_f csillapítási tényező reprezentálja a forgórész mechanikai veszteségeit, $T_0 \text{sgn}(\omega_m)$ tag írja le a nemlineáris Coulomb-súrlódást, amelyben T_0 a forgórész forgásának elindításához szükséges kezdeti nyomaték, továbbá T_{ext} jelöli a hajtásrendszer külső terhelőnyomatékát.

3.1.2. Az FOC algoritmus

A forgórészfluxus-térvektorhoz rögzített derékszögű koordináta-rendszerben \mathbf{i}_s térvektor i_{ds} fluxusképző és i_{qs} nyomatékképző komponensekkel írható le, amely lehetővé teszi a forgórészfluxus és az elektromágneses nyomaték közvetett szabályozását i_{ds} és i_{qs} áramkomponensek szabályozásán keresztül [158, 159].

A 3.2. ábrán látható, hogy a forgórészfluxus-térvektornak csak valós része van a d-q koordináta-rendszerben, így az FOC algoritmus egyenletei $\psi_{qr} = 0$ helyettesítéssel származtathatók a (3.1)-(3.7) egyenletek d-q koordináta-rendszerbeli alakjából. Ekkor az i_{ds} fluxusképző állórészáram-komponens és a forgórészfluxus-térvektor ψ_{dr} hossza között az alábbi összefüggés adható meg:

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{dr}, \quad (3.11)$$

amelyen látható az egytárolós jelleg a két változó kapcsolatában, továbbá hogy konstans ψ_{dr} esetén a forgórészfluxus-térvektor hossza az i_{ds} áramkomponens L_m -szeresével egyezik meg. Emellett a d-q koordináta-rendszer szögsebességére a következő összefüggés adódik:

$$\frac{d\varphi_e}{dt} = p\omega_m + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\psi_{dr}}, \quad (3.12)$$

amelyből a koordináta-rendszerek közötti szög

$$\varphi_e = \int_0^t \left(p\omega_m + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\psi_{dr}} \right) d\tau \quad (3.13)$$

szerint számítható. Figyelembe véve, hogy a forgórész φ_m mechanikus szöghelyzetének idő szerinti differenciálhányadosa a szögsebesség ($\frac{d\varphi_m}{dt} = \omega_m$), a (3.13) összefüggés a következőképpen írható át:

$$\varphi_e = p\varphi_m + \frac{R_r L_m}{L_r} \int_0^t \frac{i_{qs}}{\psi_{dr}} d\tau. \quad (3.14)$$

Abban az esetben, ha a hajtásban alkalmazott mechanikus érzékelő a forgórész pozícióját méri, célszerű a (3.14) összefüggést használni (3.13) helyett a koordináta-transzformációkhoz szükséges φ_e szög helyzet meghatározáshoz. Emellett fontos megemlíteni, hogy a d-q koordináta-rendszerben a (3.7) összefüggés

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \psi_{dr} \quad (3.15)$$

alakra egyszerűsödik, amelyen látható hogy állandó nagyságú forgórészfluxus esetén a gép elektromágneses nyomatéka csak i_{qs} nyomatékképző áramkomponens értékétől függ.

Aszinkron gépes hajtás mezőorientált szabályozásának egy lehetséges blokkvázlata látható a 3.3. ábrán. Az alkalmazott struktúrában szükséges mérni a forgórész φ_m szög helyzetét, illetve legalább két fázisvezető áramát. Bizonyos esetekben mindhárom fázisvezető áramát mérik, azonban két fázisáram ismeretében a harmadik Kirchhoff csomóponti törvénye szerint számítható:

$$i_a + i_b + i_c = 0. \quad (3.16)$$

Az i_a , i_b , i_c fázisáramokból Clarke-transzformáció segítségével állíthatók elő az állórészáram-térvektor α - és β -irányú komponensei [159]:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_C} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (3.17)$$

amelyekből Park-transzformációval határozhatók meg i_{ds} , i_{qs} áramkomponensek a forgórészfluxus koordináta-rendszerében [159]:

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\varphi_e) & \sin(\varphi_e) \\ -\sin(\varphi_e) & \cos(\varphi_e) \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_P} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix}. \quad (3.18)$$

A (3.17)-(3.18) összefüggésekben \mathbf{T}_C jelöli a Clarke-transzformációs mátrixot, illetve \mathbf{T}_P a Park-transzformációs mátrixot, amelyhez φ_e a (3.14) szerint határozható meg.

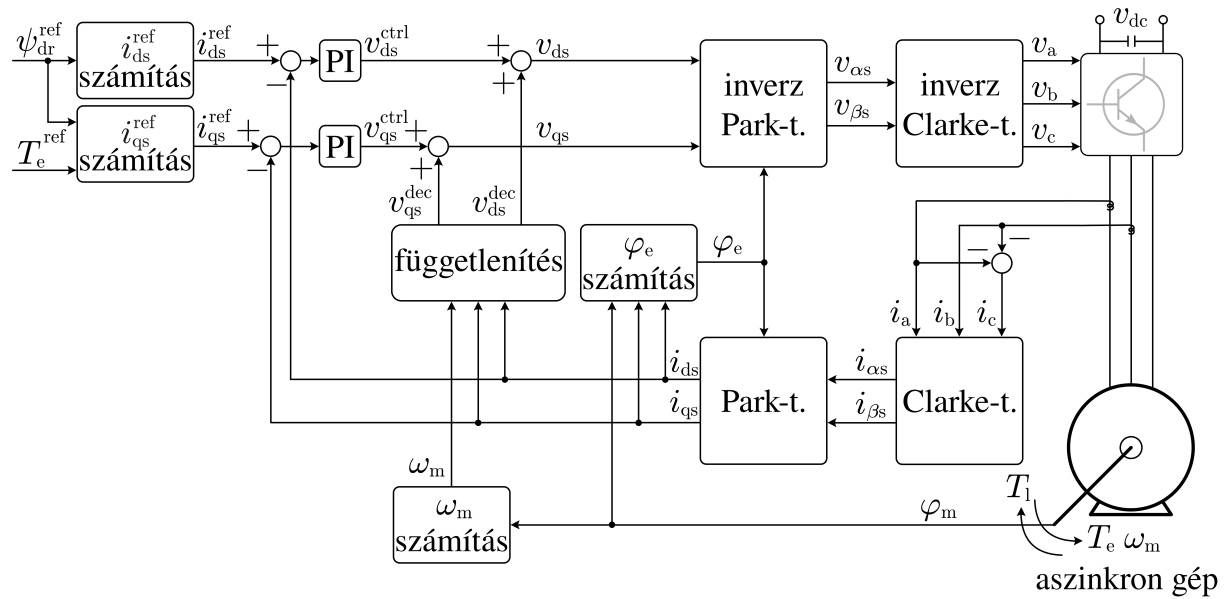
A koordináta-transzformációkkal előállított i_{ds} , i_{qs} áramkomponensek szabályozásán keresztül, közvetve valósul meg a forgórészfluxus és az elektromágneses nyomaték szabályozása egy-egy PI áramszabályozó alkalmazásával. Az áramreferenciák ψ_{dr}^{ref} fluxus- és T_e^{ref} nyomatékreferenciákból a következőképpen számíthatók:

$$i_{ds}^{\text{ref}} = \frac{\psi_{dr}^{\text{ref}}}{L_m}, \quad (3.19)$$

$$i_{qs}^{\text{ref}} = \frac{2}{3} \frac{1}{p} \frac{L_r}{L_m} \frac{T_e^{\text{ref}}}{\psi_{dr}^{\text{ref}}}, \quad (3.20)$$

amely összefüggések állandósult fluxust feltételezve a (3.11) és (3.15) egyenletekből származtathatók.

Az áramszabályozók tervezésénél figyelembe kell venni, hogy a d- és q-irányú feszültségegyenletek nem függetlenek egymástól. Emiatt a feszültségegyenleteket általában két részre bontják a szabályozók tervezéséhez. A d-irányú feszültségegyenlet esetében



3.3. ábra. Aszinkron gépes hajtás mezőorientált szabályozásának egy lehetséges blokkvázlata

ez a felosztás a következő:

$$v_{ds} = \underbrace{\left[R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \right]}_{v_{ds}^{ctrl}} + \underbrace{\left[\frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \sigma L_s \left(p\omega_m + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\psi_{dr}} \right) i_{qs} \right]}_{v_{ds}^{dec}}, \quad (3.21)$$

ahol $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ a szivárgási tényező. A (3.21)-ben v_{ds}^{ctrl} jelöli a lineáris tagot a d-irányú áramszabályozó tervezéséhez, míg v_{ds}^{dec} kompenzáló tag. Utóbbiban szerepel ψ_{dr} deriváltja, amely a fluxusszabályozás tranziense alatt okoz kedvezőtlen hatásokat, illetve v_{ds}^{dec} -ben szerepel i_{qs} is, amely miatt v_{ds} nem független a q-irányú áramszabályozástól. A v_{ds}^{dec} által okozott kedvezőtlen hatások kiküszöbölhetők, ha a v_{ds}^{ctrl} alapján megtervezett d-irányú áramszabályozó kimenete kompenzálásra kerül v_{ds}^{dec} taggal. Bár a szabályozóban található integrátor állandósult üzemben megszüntetné a v_{ds}^{dec} tag által okozott statikus hibát, azonban az említett kompenzációval javíthatók i_{ds} szabályozásának minőségi jellemzői.

v_{ds} -hez hasonlóan, a q-irányú feszültségegyenlet is tartalmaz d-irányú csatolást, így a q-irányú áramszabályozó tervezésénél is az előbbiekhöz hasonlóan kell eljárni. Ebben az esetben a feszültségegyenlet a következőképpen bontható v_{qs}^{ctrl} és v_{qs}^{dec} tagok összegére:

$$v_{qs} = \underbrace{\left[R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \right]}_{v_{qs}^{ctrl}} + \underbrace{\left[\left(p\omega_m + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\psi_{dr}} \right) \left(\sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} \right) \right]}_{v_{qs}^{dec}}. \quad (3.22)$$

A 3.3. ábrán látható függetlenítés blokk állítja elő a v_{ds}^{dec} és v_{qs}^{dec} tagokat az áramszabályozók kimenetének kompenzálásához. A v_{ds} , v_{qs} állórészfeszültség-komponensekből inverz koordináta-transzformációk segítségével állíthatók elő a fázisfeszültségek, amelyeket feszültséginverter kapcsol az aszinkron gépre. Az inverz koordináta-transzformációk

alkalmazása a következő:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\varphi_e) & -\sin(\varphi_e) \\ \sin(\varphi_e) & \cos(\varphi_e) \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_P^{-1}} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}, \quad (3.23)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_C^{-1}} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix}, \quad (3.24)$$

ahol a \mathbf{T}_P^{-1} inverz Park-transzformációs mátrixban szereplő φ_e szög a (3.14) összefüggés alapján határozható meg.

3.2. A modellalapú környezet megvalósítása az MBD módszereinek alkalmazásával

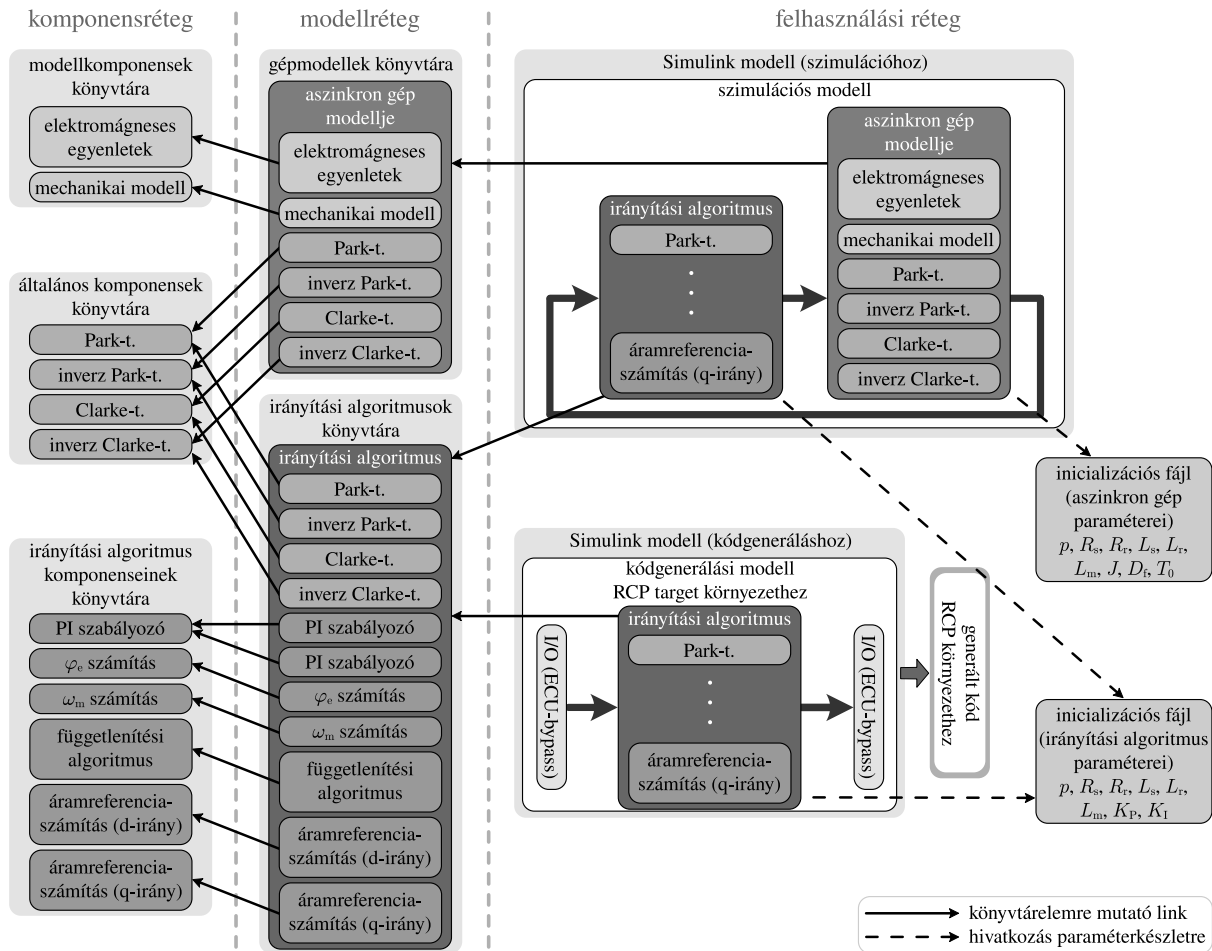
Az aszinkron gépes hajtásirányítási algoritmusok fejlesztési folyamatához egy modellalapú környezetet valósítottam meg, amelynek alapja egy háromrétegű modellarchitektúra. Elsőként ezt ismertetem, majd bemutatom a gyorsprototípus-vizsgálat elvét és az irányítási algoritmusok tényleges fizikai környezetben történő validációjához létrehozott kísérleti eszközt.

3.2.1. A háromrétegű modellarchitektúra

Az aszinkron gép elektromágneses és mechanikai viselkedésének matematikai leírásai csak a forgórész szögsebességén keresztül kapcsolódnak egymáshoz, így célszerű a (3.1)-(3.7) egyenleteket, valamint a (3.8) és (3.10) összefüggéseket külön kezelni a szimulációs modellben történő implementálás során. Hasonló megfontolások az FOC algoritmus esetén is tehetők. A 3.3. blokkvázlaton látható, hogy az irányítási algoritmus olyan jól meghatározott komponensekből áll, mint például a koordináta-transzformációk, a PI szabályozók stb. Ezeket a komponenseket is érdemes külön kezelni az implementáció során, amely így a teljes rendszer különböző komponenseinek szétválasztását eredményezi.

A modellek és algoritmusok implementációjához MATLAB/Simulink-et alkalmazok. A MATLAB/Simulink olyan algoritmusfejlesztési eszközöket biztosít, mint pl. a blokkkönyvtárak, maszkok és modellszabványok, így könyvtárakba rendezhetők a különválasztott funkciók blokkjainak prototípusai, amelyek példányosíthatók a szimulációs vagy kódgenerálási modellekben. Ezek a tulajdonságok hasonlóak az objektumorientált programozási nyelvek tulajdonságaihoz [161] és nagyon hasznossá teszik a MATLAB/Simulink környezetet olyan összetett irányítási algoritmusok fejlesztéséhez, mint amilyeneket a korszerű aszinkron gépes hajtások igényelnek.

Munkám során a könyvtárak és modellek 3.4. ábrán látható háromrétegű architektúráját alkalmazom. A modellarchitektúra rétegei a *komponensréteg*, a *modellréteg* és a *felhasználási réteg*. A komponensréteg tartalmazza a rendszer elemi komponenseit, amelyek a különböző funkciók szétválasztása során jöttek létre. Ebben a rétegben külön könyvtárakba rendezem a szimulációs modell komponenseit, az irányítási algoritmus komponenseit



3.4. ábra. A könyvtárak és modellek háromrétegű architektúrája

és azokat az általános komponenseket, amelyek egyaránt felhasználhatók az aszinkron gép szimulációs modelljében és az irányítási algoritmusban. A modellrétegben külön könyvtár tartalmazza az aszinkron gép szimulációs modelljét, illetve az irányítási algoritmusok implementációit. Bár a 3.4. ábrán az irányítási algoritmusok könyvtárában pillanatnyilag csak egyetlen FOC algoritmus szerepel, ezt a könyvtárat bővíttem a későbbiek során szögsebesség-érzékelő nélküli hajtásszabályozási algoritmus implementációjával. A harmadik réteg a felhasználási réteg, ahol a modellek ténylegesen alkalmazásra kerülnek szimulációhoz vagy kódgeneráláshoz. Ebben a rétegben történik meg a komponensek példányosítása, így a paraméterek hozzárendelése is az egyes blokkokhoz.

A 3.4. ábrán látható, hogy a komponensrétegben található elemi komponensek többször is felhasználhatóak, azonban elegendő egyetlen prototípust implementálni. Például az irányítási algoritmus komponenseinek könyvtárában egyetlen PI szabályozó található, amelyet az FOC algoritmus kétszer is felhasznál i_{ds} , illetve i_{qs} szabályozási körében. Függetlenül attól, hogy a példaként említett PI szabályozó csak egyszer van implementálva a komponensrétegben, a példányosítás során a d-, illetve a q-irányú áramszabályozókban alkalmazhatók eltérő arányos és integráló erősítési tényezők. Ezt az elvet alkalmazva a teljes rendszer is könnyen adaptálható különböző gépekhez, hiszen a meglévő algoritmusokhoz társíthatók módosított paraméterfájlok. Emellett az alkalmazott modellarchitektúra megkönnyíti a szoftverkarbantartást, hiszen az első réteg valamely prototípus-komponensén

végzett javítás automatikusan érvényre jut a linkeken keresztül az összes példányon. Tehát ha egy komponensnek több példánya is van, akkor elegendő a prototípus karbantartását elvégezni.

3.2.2. Az irányítási algoritmusok gyorsprototípus-vizsgálata

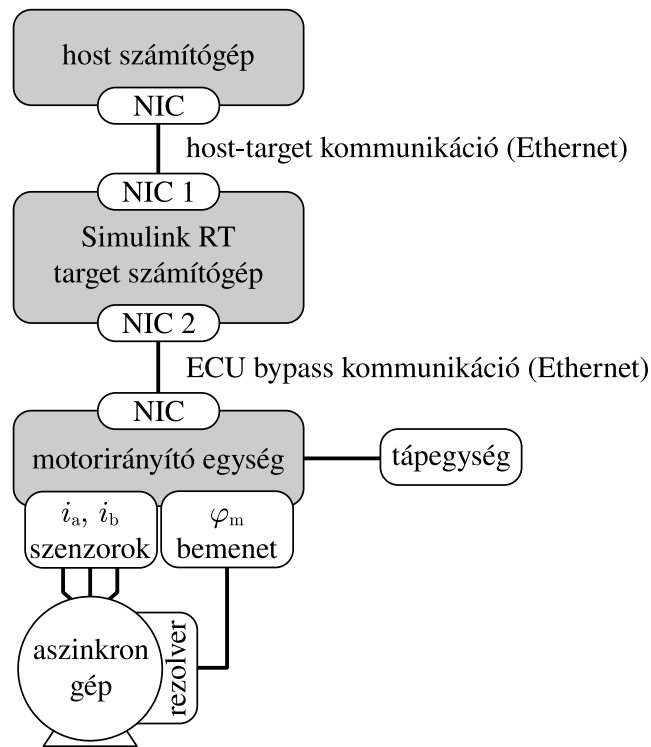
A hajtásirányítási algoritmusok tényleges fizikai környezetben történő vizsgálataikhoz megvalósítottam egy kísérleti összeállítást, amelynek működési elvét és felépítését ismertetem ebben az alfejezetben.

Az RCP egy olyan módszer, amely a fejlesztés korai szakaszától lehetővé teszi az irányítási algoritmusok hatékony validációját a tényleges fizikai környezetben, abban az esetben is, ha a végső target hardver (ECU) nem áll rendelkezésre. Az RCP központi eleme egy dedikált, valós idejű működésre képes target számítógép a megfelelő szoftverkészlettel, amely magas számítási teljesítménnyel, valamint nagyszámú ki- és bemeneti csatornával rendelkezik. Emellett gyorsan és egyszerűen hozzáférhető a fejlesztőkörnyezetből, így az irányítási algoritmusból generált kód is könnyen feltölthető. A target számítógép felhasználói felülete (user interface, UI) pedig lehetővé teszi a kísérletek felügyeletét és automatizált végrehajtását, virtuális műszerezés megvalósítását, a paraméterek módosítását, valamint a változók valós idejű megjelenítését és az adatgyűjtést. RCP alkalmazásával az irányítási algoritmusok az említett előnyök mellett futtathatók a tényleges fizikai környezetben.

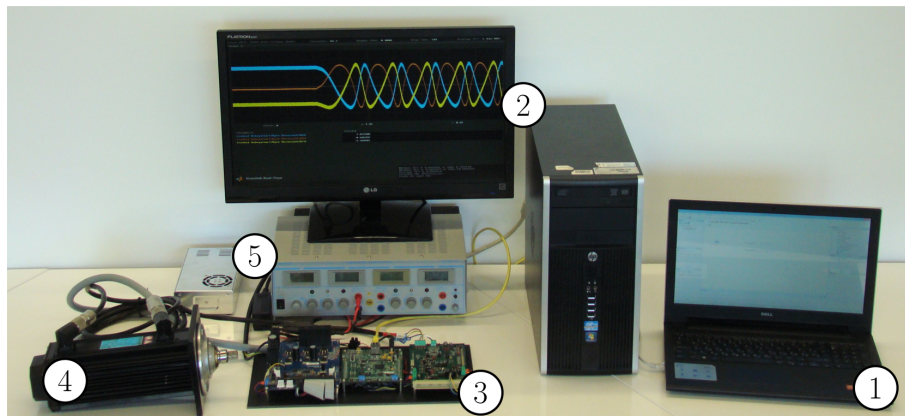
Az RCP konfigurációknak többféle változata is létezik. A legegyszerűbb esetben az ECU-t teljes egészében az RCP target számítógép helyettesíti. Ilyenkor az RCP target számítógép ugyanazokkal az interfészekkel rendelkezik mint a helyettesített ECU és természetesen annak minden feladatát átveszi. Ez a konfiguráció az *ECU fullpass* a [150, 151] szerint.

Egy gyakrabban alkalmazott RCP konfiguráció az *ECU bypass*. Ebben az esetben az eredeti ECU is része a rendszernek, így kezeli az interfészeket és az eredeti feladatainak egy részét is ellátja. Azonban az irányítási algoritmus egyes részeit az RCP target számítógép hajtja végre, amely egy dedikált kommunikációs interfészen keresztül kapcsolódik az ECU-hoz [149–151, 162, 163].

Munkám során az ECU bypass RCP konfigurációt alkalmazom, amelyben a PC alapú target számítógép (HP BX383AV, Intel Core i5-2500 @ 3,3 GHz [164]) szoftverkészletét a Simulink Real-Time toolbox biztosítja, így a target számítógépet a továbbiakban Simulink Real-Time target (SRTT) számítógépnek nevezem. A kísérleti eszközben alkalmazott ECU egy motorirányító egység, amelynek három fő része a Texas Instruments (TI) Hercules TMS570LC437 mikrovezérlő [165], az Analog Devices EVAL-AD2S1210EDZ rezolver interfész a forgórész pozíciójának méréséhez [166], és a TI DRV8301-HC-EVM Rev-D teljesítményfokozat [167]. Utóbbi tartalmazza a háromfázisú meghajtóáramkört az impulzusszélesség-modulációs (pulse width modulation, PWM) tápláláshoz. Az ECU bypass interfész raw Ethernet kommunikáción alapul, amelyet az ECU oldalán a TI TMDX570LC43HDK 10/100 Mbit/sec hálózati interfészvezérlő (network interface controller, NIC), az SRTT oldalán az Intel Gigabit Ethernet NIC valósít meg [168]. A kísérleti eszköz felügyeletét és irányítását a host számítógép végzi, amelynek felhasználói felületén keresztül adhatóak meg az engedélyező, illetve a referenciajelek. A kísérleti eszköz fizikai kapcsolatait a 3.5. ábra mutatja, míg a tényleges rendszer a 3.6. ábrán látható.

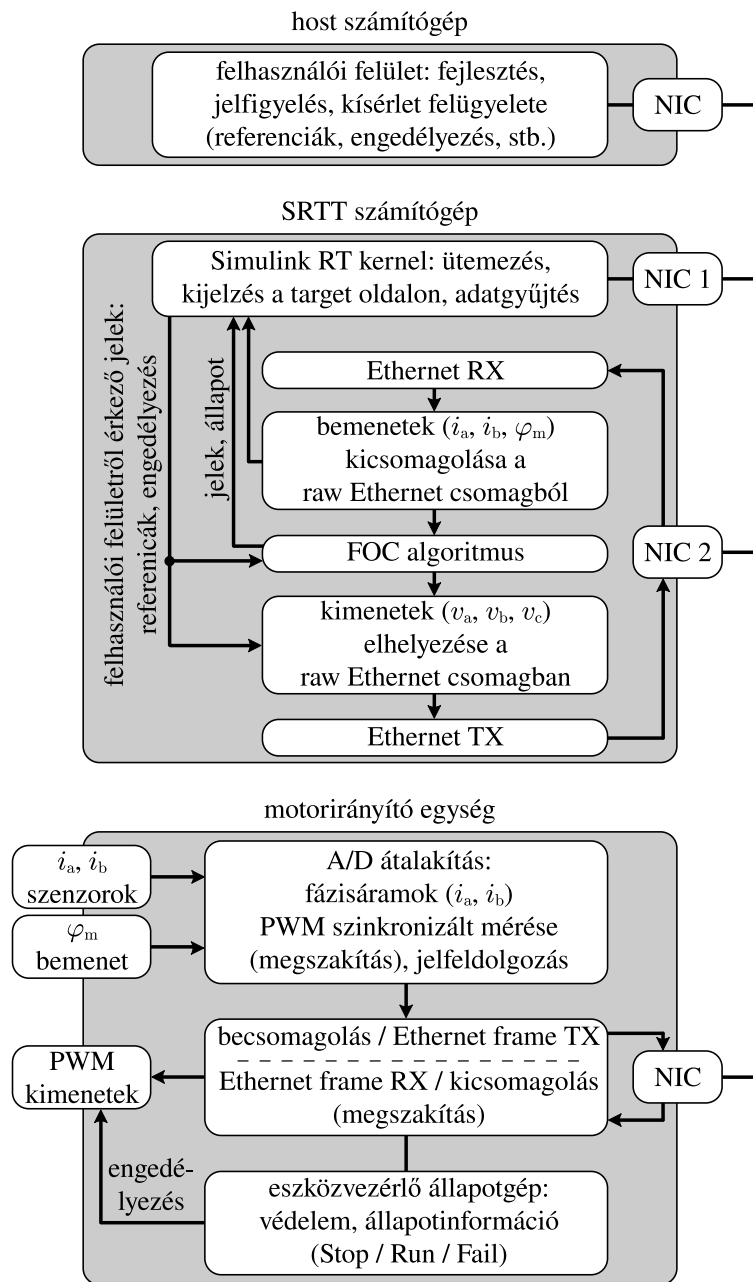


3.5. ábra. Az alkalmazott RCP konfiguráció blokkvázlata



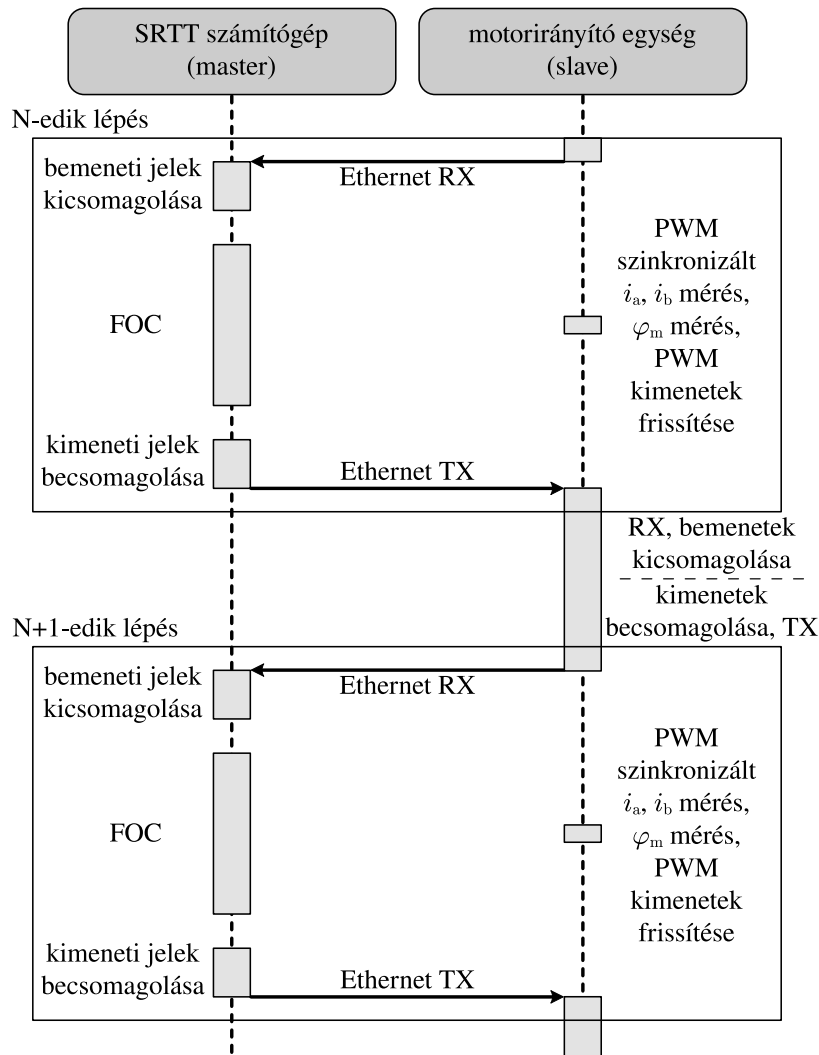
3.6. ábra. A kísérleti eszköz: 1 host számítógép, 2 SRTT számítógép, 3 motorirányító egység, 4 aszinkron gép, 5 tápegységek

A motorirányító egység végzi a fázisáramok és a forgórész pozíciójának mérését, beállítja a PWM kimeneteket és olyan alacsony szintű funkciókat is megvalósít, mint például a túláramvédelem. Azonban az FOC algoritmust az SRTT hajtja végre. Ehhez a motorirányító egység bypass interfészen keresztül küldi a szükséges jeleket (mért fázisáramok, rezolver pozíció). Miután ezek megérkeznek, az SRTT végrehajtja az FOC algoritmust és visszaküldi az eredményeket (fázisfeszültségek) a bypass interfészen keresztül a motorirányítónak. Az SRTT referenciaértékeket, illetve engedélyező jeleket a host számítógép felhasználói felületéről kap. Az RCP konfiguráción belüli jelfolyam a 3.7. ábrán látható.



3.7. ábra. Az RCP konfiguráción belüli jelfolyam

A folyamatot az SRTT vezérli, amely master szerepet tölt be az ECU bypass kommunikációban. Miután a motorirányító egység megkapja a frissített fázisfeszültség-értékeket tartalmazó csomagot, kivált egy megszakítást és válaszüzenetben elküldi i_a , i_b és φ_m legutolsó mérési eredményeit. Eközben beállításra kerülnek az új PWM kimenetek és a motorirányító egység elvégzi az i_a , i_b fázisáramok szinkronizált mérését. A teljes ciklus végrehajtásának mintavételi ideje $T_s = 10^{-4}$ s, amely azonos az irányítási algoritmus mintavételi idejével. A végrehajtás folyamatát a 3.8. ábra szemlélteti.



3.8. ábra. A végrehajtás sorrendje

3.3. Implementációs példa

A 3.2 alfejezetben ismertetett módszerek és elvek alkalmazását egy implementációs példa segítségével szemléltetem. Elsőként bemutatom a szimulációs modell MATLAB/Simulink implementációját, majd az RCP vizsgálatokhoz szükséges kódgenerálási modellt. Végül ismertetem és összehasonlítom a szimulációs és a kísérleti eredményeket. A kísérleti összeállításban egy 0,8 kW névleges teljesítményű, 3950 ford./perc névleges fordulatszámú Lenze MCA 10I40-RS0B2-Z0C0-STBS00N-R0SU aszinkron gépet alkalmazok, amelynek névleges paramétereit a 3.1. táblázat tartalmazza. Ezeket a paraméterértékeket használom fel a szimulációs modellben is. A gép további adatai elérhetőek a [169] katalógusban.

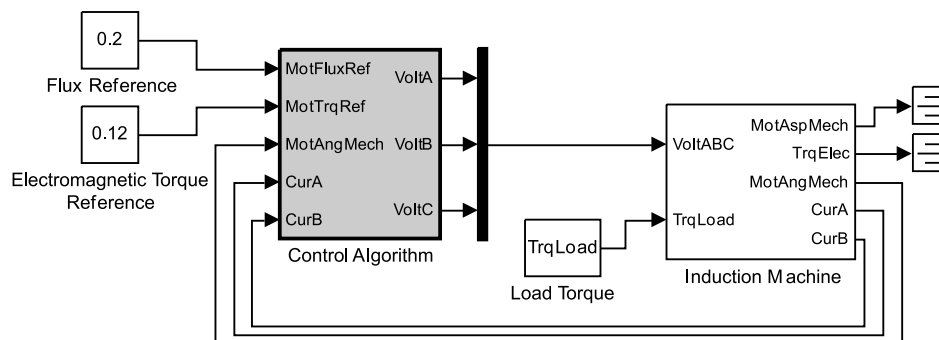
3.3.1. Szimulációs modell

A szimulációs modell implementációja MATLAB/Simulink környezetben a 3.9. ábrán látható. Ennek két kiemelt alrendszere az FOC algoritmus és az aszinkron gép szimulációs modellje, amelyek a 3.4. ábrán látható módon a modellrétegben található könyvtárak megfelelő modelljére mutató linkként vannak implementálva. Látható, hogy az FOC blokk

3.1. táblázat. Az alkalmazott aszinkron gép névleges paramétereit (forrás: [169])

Paraméter megnevezése	Jelölés	Érték	Mértékegység
Állórész-ellenállás	R_s	4,7	Ω
Forgórész-ellenállás	R_r	5,2	Ω
Állórész-induktivitás	L_s	0,1788	H
Forgórész-induktivitás	L_r	0,1790	H
Kölcsönös inductivitás	L_m	0,1690	H
Póluspárszám	p	2	
Tehetetlenségi nyomaték	J	0,001291	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
Csillapítási tényező	D_f	0,007699	$\text{Nm} \cdot \text{s}/\text{rad}$
Statikus súrlódás	T_0	0,001344	Nm

esetén a keret vastagon szedett, amely a MATLAB/Simulink környezet *atomic subsystem* funkcióját jelöli. Ez lehetővé teszi az adott blokk külön kezelését a végrehajtás és a kódgenerálás során egyaránt. Így például az FOC algoritmus mintavételi ideje eltérhet a modell többi részétől.

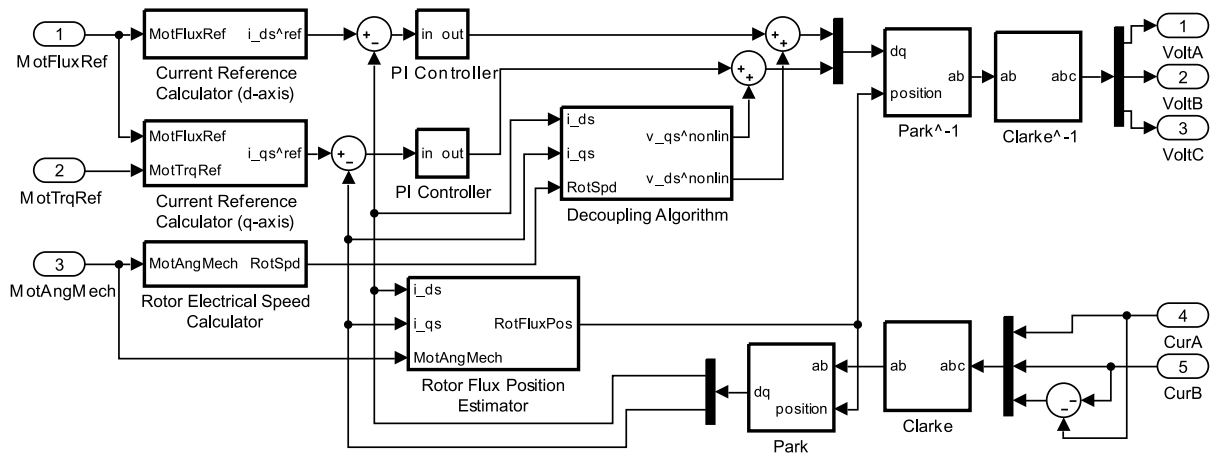


3.9. ábra. A szimulációs modell megvalósítása Simulink környezetben

Az FOC algoritmus implementációja a 3.10. ábrán látható. Ennek alrendszerei meggyeznek a 3.3. blokkvázlat különböző funkciókat ellátó komponenseivel. Az FOC algoritmus implementációjában az egyes alrendszerek linkként mutatnak a komponensréteg megfelelő elemeire, ahogy a 3.4. ábrán szerepel. Látható továbbá az is, hogy az egyes blokkokat itt is *atomic subsystem*-ként valósítottam meg. Ezáltal a kódgenerálás során biztosítható, hogy minden egyes alrendszer külön függvénybe kerüljön, így a funkciók szétválasztásának elve a generált kódban is érvényre juttatható.

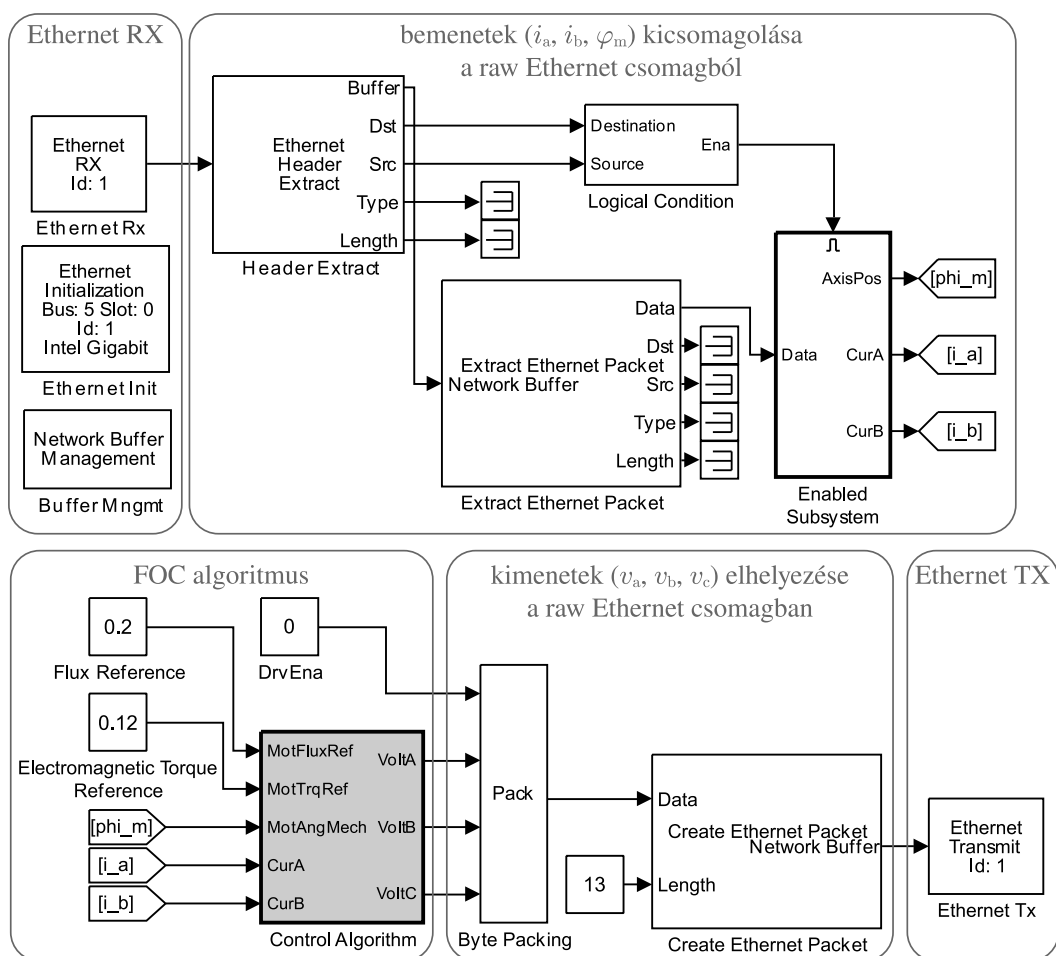
3.3.2. Kódgenerálási modell az RCP vizsgálatokhoz

A 3.2.2 alfejezetben javasolt RCP megközelítéssel kísérletileg is vizsgálható az FOC algoritmus működése. Ahogy a 3.4. ábrán látható, az RCP alkalmazásához egy külön kódgenerálási modell szükséges, aminek MATLAB/Simulink implementációját a 3.11. ábra mutatja. Ez a modell az FOC algoritmus mellett tartalmazza a bypass interfész Ethernet kommunikációjához szükséges alrendszereket is a 3.7. ábra szerint. Hasonlóan a szimulációs modellhez, a kódgenerálási modellben lévő FOC blokk is linkként mutat a modellréteg-



3.10. ábra. Az FOC algoritmus implementációja Simulink környezetben

ben található irányítási algoritmus blokkjára, így a kódgenerálási modellben is ugyanaz az algoritmus szerepel mint ami a 3.10. ábra látható. Azonban az RCP vizsgálatokhoz így egy önálló kód generálható a 3.11. ábra szerinti modellből, amely futtatható az SRTT-n.



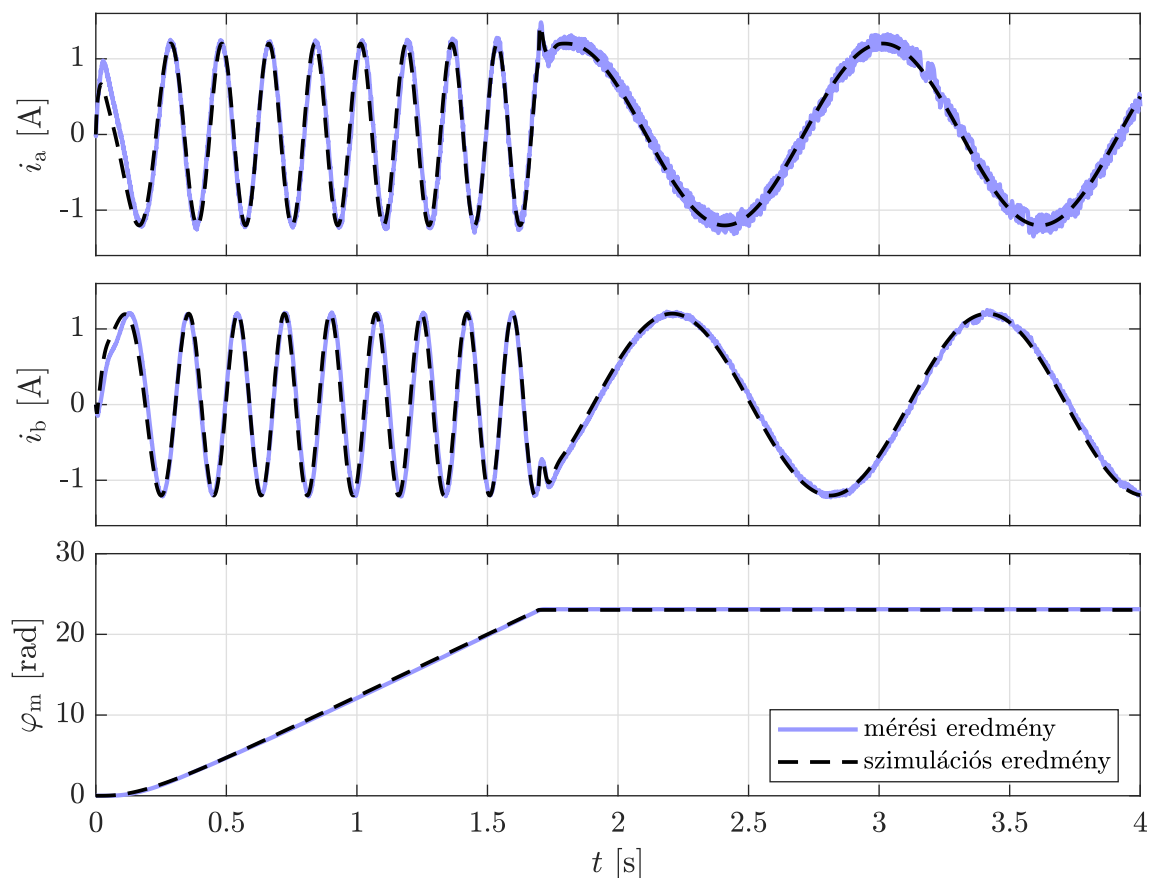
3.11. ábra. Az RCP vizsgálatokhoz szükséges kódgenerálási modell megvalósítása Simulink környezetben

3.3.3. Szimulációs és kísérleti eredmények

A modellalapú környezet alkalmazását egy példán keresztül szemléltetem, amely során az FOC algoritmus szimulációs vizsgálatának eredményeit kísérletileg is validálom a szimulációs és a mért jelek összehasonlításával. A mért jelek mellett az RCP környezetben elérhető származtatott mennyiségek is a vizsgálat során, amelyek nincsenek közvetlenül mérve vagy nem is mérhetők, de valós időben számíthatók, így ezeket is össze tudom hasonlítani a szimulációs eredményekkel.

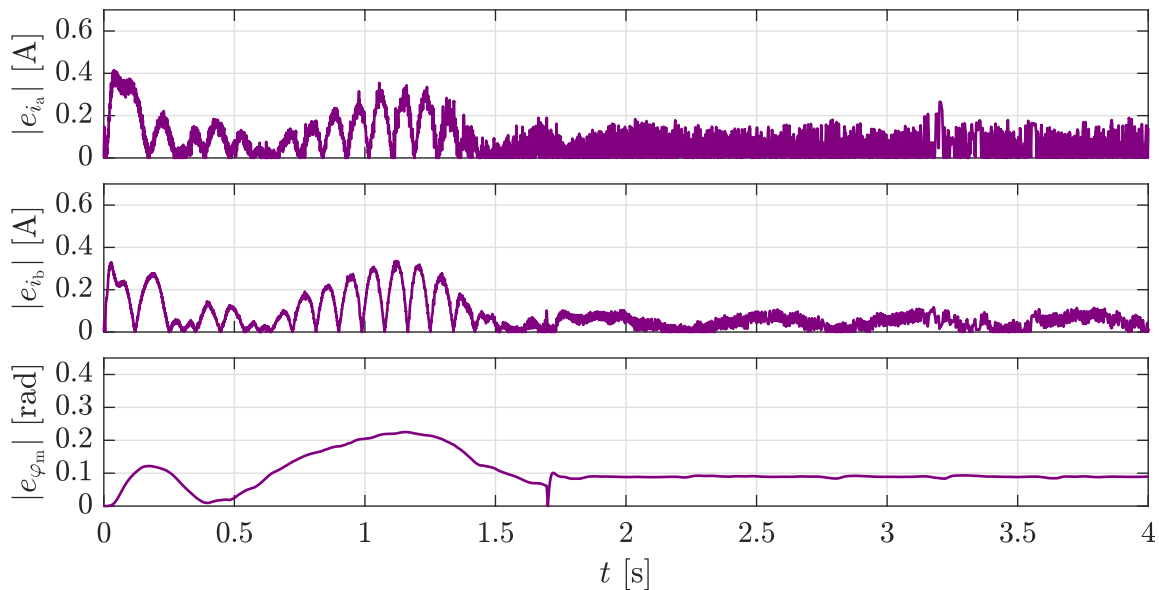
A szimulációs és kísérleti eredmények összehasonlításához ugyanazt a vizsgálatot végzem el szimulációs és tényleges fizikai környezetben is. Mindkét esetben az FOC algoritmus referenciaértékei $\psi_{dr}^{ref} = 0,2$ Wb és $T_e^{ref} = 0,12$ Nm. A hajtást külső terhelés nélkül indítom, majd az állandósult szögsebesség elérését követően az elektromechanikus fék segítségével megállítom a forgórészt, így a hirtelen fellépő terhelésváltozás hatása is vizsgálható. Az FOC algoritmus PI áramszabályozóinak paraméterei $K_P = 2,35$ arányos és $K_I = 287,01$ integráló erősítési tényezők. A szimulációs vizsgálatokhoz a Lenze MCA 10I40-RS0B2-Z0C0-STBS00N-R0SU aszinkron gép 3.1. táblázatban látható névleges értékeit alkalmazom.

A 3.12.-3.16. ábrákon láthatók a szimulációs és kísérleti eredmények. A 3.12. ábra a mért i_a , i_b fázisáramokat és a mért φ_m forgórész-pozíciót, valamint ezek szimulációs megfelelőit mutatja. Látható, hogy a mért és a szimulációs értékek közötti eltérések csupán

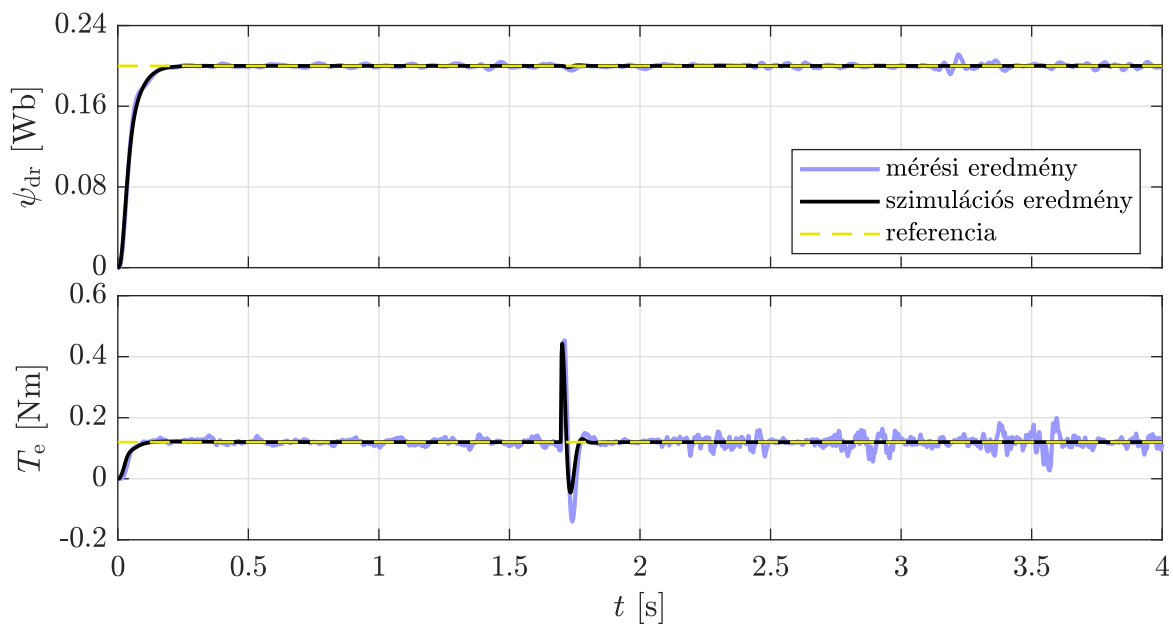


3.12. ábra. A mért i_a , i_b és φ_m változók összehasonlítása a szimulációs eredményekkel

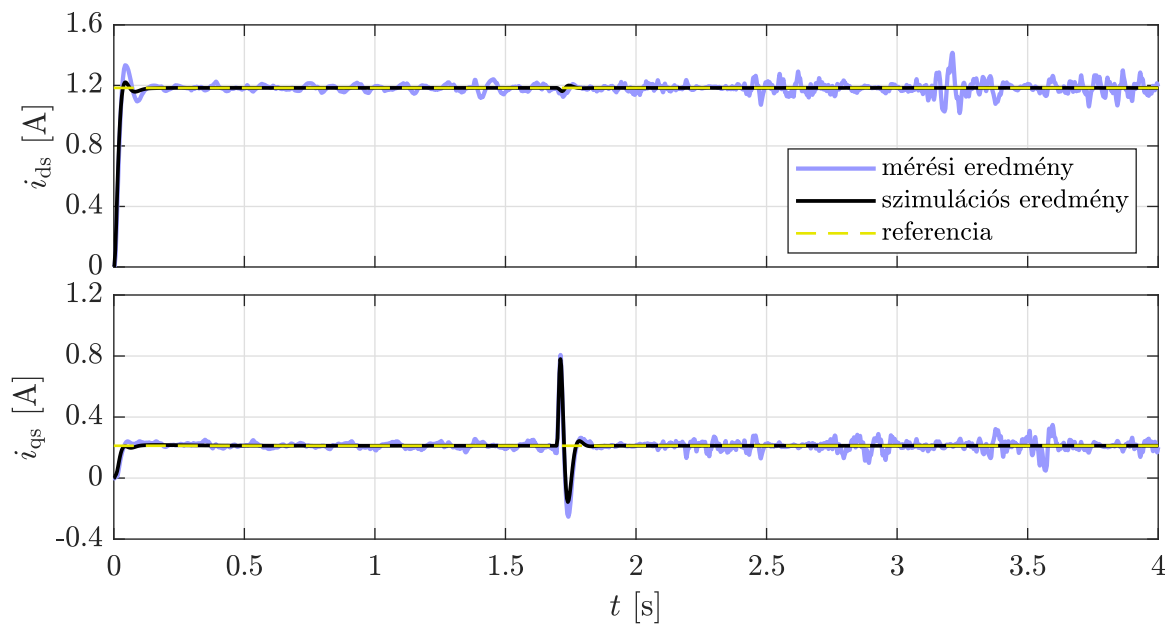
kismértékűek. Az eltérések nagyságát, vagyis a mért és a szimulációs változók különbségeinek abszolút értékeit mutatják a 3.13. ábrán az $|e_{i_a}|$, $|e_{i_b}|$, $|e_{\varphi_m}|$ hibaértékek, amelyek jól szemléltetik a kismértékű fáziskülönbségeket a fázisáramok mért és szimulációs értékei között az indítást követően, valamint a 0,7 s és 1,3 s közötti tartományban. A 3.14.-3.16. ábrák mutatják a legfontosabb származtatott jeleket, valamint azok szimulációs megfelelőit. Hasonlóan a mért eredményekhez, a származtatott jelek is megfelelő egyezést mutatnak a szimulációs változókkal.



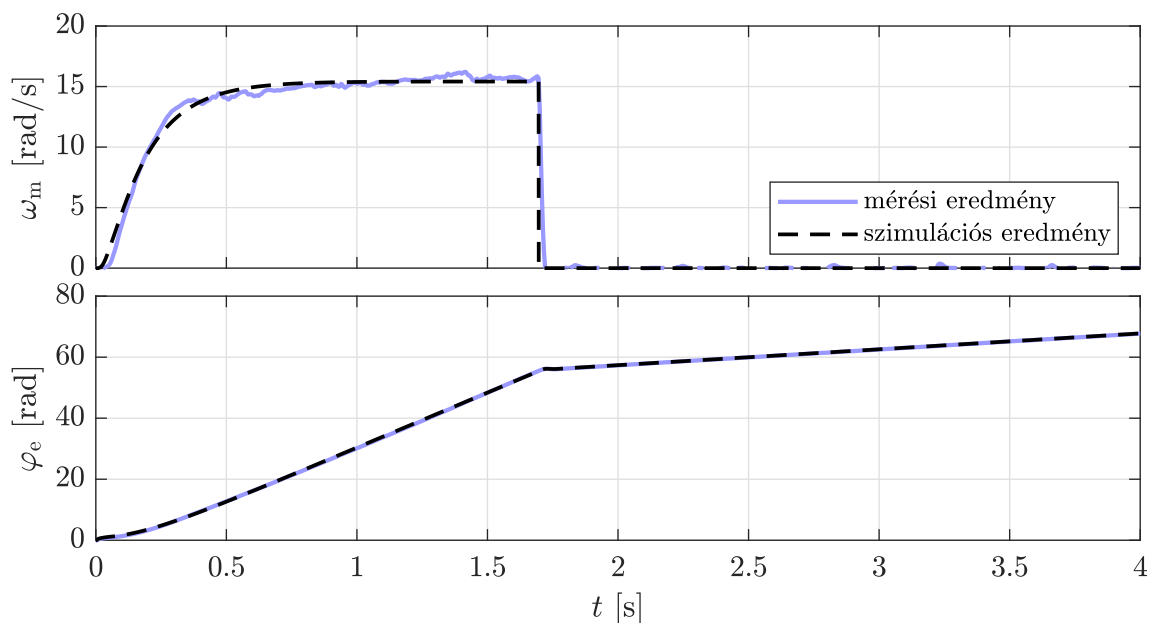
3.13. ábra. A mért i_a , i_b , φ_m változók és szimulációs megfelelőik közötti eltérések nagysága



3.14. ábra. A származtatott ψ_{dr} és T_e változók összehasonlítása a szimulációs eredményekkel



3.15. ábra. A származtatott i_{ds} és i_{qs} változók összehasonlítása a szimulációs eredményekkel



3.16. ábra. A származtatott ω_m és φ_e változók összehasonlítása a szimulációs eredményekkel

A szimulációs és kísérleti eredmények alapján látható, hogy az FOC algoritmus megfelelő működést biztosít az aszinkron gépes hajtás számára. A közvetetten szabályozott ψ_{dr} és T_e változók, valamint a közvetlenül szabályozott i_{ds} és i_{qs} állórészarám-komponensek is megfelelő referenciakövetési pontosságot mutatnak a gyors tranziens követően. Emellett látható, hogy a szabályozók abban az esetben is működőképesek maradnak, ha külső terhelés hirtelen megállítja a forgórészt. Azonkívül, hogy a közölt eredmények az FOC algoritmus megfelelő teljesítőképességét mutatják, alátámasztják azt is, hogy a bemu-

tatott modellalapú környezet alkalmas helyesen működő gépmodell és irányítási algoritmus megvalósítására, továbbá a javasolt RCP konfiguráció alkalmazható tényleges fizikai környezetben történő kísérleti vizsgálatokhoz. Ugyanakkor a kísérleti eszköz működési tartományát, ezáltal az elvégezhető RCP vizsgálatokat is korlátozza, hogy a kísérleti összeállítás terhelőgépet nem tartalmaz, valamint hogy az alkalmazott Texas Instruments DRV8301-HC-EVM Rev-D teljesítményfokozat maximális bemeneti egyenfeszültsége 60 V, így a Lenze MCA 10I40-RS0B2-Z0C0-STBS00N-R0SU aszinkron géppel csak az alacsony fordulatszám-tartományban végezhető vizsgálatok a magasabb szögsebességek mellett növekvő indukált feszültségek miatt. Azonban a szimulációs és kísérleti eredmények összehasonlításával validáltam a szimulációs modellt, amely a 3.12.-3.16. ábrákon látható eredmények szerint hirtelen fellépő terhelésváltozás mellett is alkalmas a szabályozott hajtás vizsgálatára. Ezért a dolgozat további fejezeteiben a szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecslési és hajtásszabályozási módszerek viselkedését változó külső terhelőnyomaték mellett szimulációs környezetben vizsgálom, míg az alacsony fordulatszám-tartománybeli viselkedés kísérleti vizsgálatait során külső terhelőnyomatékot nem alkalmazok. Ezekben az esetekben a gép T_1 terhelőnyomatékát csak a belső súrlódásból származó terhelés adja, amelyet a (3.10) összefüggésben $D_f\omega_m + T_0\text{sgn}(\omega_m)$ modellez.

3.4. A tudományos eredmények összefoglalása

1. tézis

Aszinkron gépes hajtásirányítási algoritmusok kutatási és fejlesztési folyamatához megvalósítottam egy újszerű környezetet a modellalapú módszertan alkalmazásával. A következetesen felépített háromrétegű modellarchitektúrán alapuló környezet nagymértékben támogatja az újfajta irányítási algoritmusok fejlesztését, ezáltal elősegíti a szögsebesség-érzékelő nélküli módszerek kutatását is. Megvalósítottam továbbá egy olyan kísérleti összeállítást az irányítási algoritmusok tényleges fizikai környezetben történő vizsgálatához, amely biztosítja a kutatásokhoz szükséges magas számítási teljesítményt. A modellalapú környezet és a kísérleti összeállítás alkalmazhatóságát egy implementációs példa segítségével demonstráltam, amely során szimulációs eredményeket validáltam általam mért kísérleti eredményekkel.

Az 1. tézishez kapcsolódó saját publikációk a következők: [170, 171].

4. fejezet

Szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecslők

Ebben a fejezetben szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecslőket tervezek aszinkron gépes hajtásokhoz EKF, UKF és CKF algoritmusok alkalmazásával. Ellentétben a [78, 79, 82–84, 91–95, 99–101] munkákkal, ahol az elektromágneses állapotváltozók az állórész koordináta-rendszerében vannak megadva, a becslők tervezése során úgy definiálom az állapottérmodellt, hogy a becsült állapotváltozók közvetlenül, további számítások és transzformációk nélkül, felhasználhatók legyenek mezőorientált szabályozási algoritmusban. Vagyis az állapotbecslők tervezésénél figyelembe veszem a mezőorientáció elvét, annak érdekében, hogy a forgórészfluxus-térvektor koordináta-rendszerében álljanak elő az FOC algoritmus számára szükséges változók becsült értékei. Az állapotvektor elemeinek következetes megválasztása mellett figyelembe veszem, hogy a becslők tervezéséhez alkalmazott nemlineáris állapottérmodell megfigyelhető legyen. Ennek vizsgálatához a [172] munkában bevezetett lokális gyengén megfigyelhetőség elméletét alkalmazom, amely alapján megfigyelhetőségi feltételt fogalmazok meg a javasolt állapottérmodellhez. Hasonló vizsgálatok olvashatók aszinkron gép más állapotteres leírásaihoz a [173–178] munkákban. Ezek eredményeivel összevetem az általam alkalmazott állapottérmodell megfigyelhetőségi feltételét. A szögsebesség-érzékelő nélküli EKF, UKF és CKF állapotbecslők szimulációs és kísérleti vizsgálataihoz a 3. fejezetben leírt modellalapú környezetet használom. A validáció mellett összehasonlítom a javasolt sztochasztikus becslőket a forgórészfluxus alapú MRAS megfigyelővel, az adaptív Luenberger-megfigyelővel és az adaptív csúszómód megfigyelővel.

A fejezet felépítése a következő. Elsőként ismertetem a linearizáláson alapuló EKF algoritmust, valamint a numerikus integráláson alapuló UKF és CKF algoritmusokat a 4.1. alfejezetben. Ezt követően megadom a becslők tervezéséhez javasolt állapottérmodellt, továbbá ismertetem annak megfigyelhetőségi vizsgálatát és az implementációhoz alkalmazott a diszkrét idejű közelítését. A 4.3. alfejezetben szimulációs és kísérleti vizsgálatok eredményeit ismertetem az állapotbecslőkhöz, majd a 4.4. alfejezetben összehasonlítom a becslők teljesítőképességét három széles körben alkalmazott determinisztikus megfigyelő szögsebességbecslési pontosságával névleges és elhangolt motorparaméterek mellett, valamint összehasonlítom a módszerek számításigényeit. Végül a 4.5. alfejezetben összefoglalom a tudományos eredményeket.

4.1. Az alkalmazott állapotbecslő algoritmusok

Az állapotbecslő algoritmusok ismertetéséhez először megadom azt az általános állapotteret leírást, amelyhez a linearizáláson alapuló EKF (4.1.1. alfejezet), és a numerikus integráláson alapuló UKF és CKF (4.1.2. alfejezet) algoritmusok alkalmazhatók. A diszkrét idejű, nemlineáris rendszer állapotváltozós alakja az alábbi [106]:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k, \quad (4.1)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}(\mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k, \quad (4.2)$$

ahol \mathbf{x}_k az állapotvektor, \mathbf{u}_k a bemeneti vektor és \mathbf{y}_k a kimeneti vektor k -edik ütembeli értéke, valamint $\mathbf{f}(\cdot)$ és $\mathbf{h}(\cdot)$ ismert nemlineáris függvények. A (4.1)-(4.2) egyenletekben szereplő additív \mathbf{w}_k rendszerzaj és \mathbf{v}_k mérési zaj normális eloszlású, független fehérzaj-folyamatok, amelyekre érvényesek a $\mathbf{E}\{\mathbf{w}_k\} = \mathbf{0}$, $\mathbf{E}\{\mathbf{v}_k\} = \mathbf{0}$, $\mathbf{E}\{\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^T\} = \mathbf{Q}$ és $\mathbf{E}\{\mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^T\} = \mathbf{R}$ sztochasztikus hipotézisek.

4.1.1. Linearizáláson alapuló EKF algoritmus

A (4.1)-(4.2) modellben szereplő nemlinearitások közelítéséhez munkaponti linearizálást alkalmaz az EKF algoritmus [179]. Azaz a hibakovariancia számításához $\mathbf{f}(\cdot)$ és $\mathbf{h}(\cdot)$ függvények közvetlen alkalmazása helyett, azok Jacobi-mátrixait használja fel az EKF.

Az iteratív EKF algoritmus egy periódusa két lépésből, a predikcióból és a mérési eredmények alapján történő korrekcióból áll. A predikció során történik a becsült állapotvektor és a becslési hiba kovarianciamátrixának frissítése a következők szerint:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^- = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}_k^+, \mathbf{u}_k), \quad (4.3)$$

$$\mathbf{P}_{k+1}^- = \mathbf{F}_k \mathbf{P}_k^+ \mathbf{F}_k^T + \mathbf{Q}, \quad (4.4)$$

ahol $\hat{\mathbf{x}}_k^+$ és \mathbf{P}_k^+ a becsült állapotvektor és a hiba-kovarianciamátrix előző ütemben korrigált értékei, valamint \mathbf{F}_k Jacobi-mátrix, amely az $\mathbf{f}(\cdot)$ nemlineáris függvényből

$$\mathbf{F}_k = \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_k^+, \mathbf{u}=\mathbf{u}_k} \quad (4.5)$$

szerint határozható meg. A becsült állapotvektor korrekciója az \mathbf{y}_{k+1} mérési eredmény alapján:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^+ = \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^- + \mathbf{K}_{k+1} (\mathbf{y}_{k+1} - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^-)), \quad (4.6)$$

ahol a \mathbf{K}_{k+1} Kalman-erősítés:

$$\mathbf{K}_{k+1} = \mathbf{P}_{k+1}^- \mathbf{H}_{k+1}^T (\mathbf{H}_{k+1} \mathbf{P}_{k+1}^- \mathbf{H}_{k+1}^T + \mathbf{R})^{-1}. \quad (4.7)$$

A (4.7) kifejezésben szereplő \mathbf{H}_{k+1} Jacobi-mátrix a $\mathbf{h}(\cdot)$ függvényből a

$$\mathbf{H}_{k+1} = \left. \frac{\partial \mathbf{h}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^-} \quad (4.8)$$

összefüggés szerint számítható. A korrekciós lépés végén a hiba-kovarianciamátrix korrigált értékének meghatározása a következő:

$$\mathbf{P}_{k+1}^+ = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{k+1}\mathbf{H}_{k+1})\mathbf{P}_{k+1}^- \quad (4.9)$$

4.1.2. Numerikus integráláson alapuló Kalman-szűrők

Az EKF munkaponti linearizálásának hátrányai elkerülhetők a Bayes-féle rekurzív becsléssel, amely az állapotvektor frissítéséhez és a kovarianciák meghatározásához integrálszámításokat alkalmaz. Normális eloszlást feltételezve, a Bayes-féle rekurzív becslés alapján származtathatók az UKF és CKF algoritmusok, amelyek az integrálszámításokat numerikusan oldják meg az UT, illetve a CR felhasználásával [75, 105]. A következőkben röviden összefoglalom az alkalmazott UKF és CKF algoritmusokat.

Az UKF algoritmus

A (4.1)-(4.2) nemlineáris rendszer állapotbecsléséhez az UKF algoritmus az UT-t alkalmazza, amely általános esetben az n dimenziós állapottérben $2n + 1$ mintavételi, vagy más néven szigma pontot határoz meg az előző ütemben korrigált $\hat{\mathbf{x}}_k^+$ állapotvektor és \mathbf{P}_k^+ hiba-kovarianciamátrix alapján:

$$\mathbf{x}_k^{(i)} = \begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_k^+, & \text{ha } i = 0, \\ \hat{\mathbf{x}}_k^+ + \left(\sqrt{(n+\kappa)\mathbf{P}_k^+}\right)^{(i)}, & \text{ha } i = 1, \dots, n, \\ \hat{\mathbf{x}}_k^+ - \left(\sqrt{(n+\kappa)\mathbf{P}_k^+}\right)^{(i-n)}, & \text{ha } i = n+1, \dots, 2n, \end{cases} \quad (4.10)$$

ahol $\left(\sqrt{(n+\kappa)\mathbf{P}_k^+}\right)^{(i)}$ kifejezés jelöli a $\sqrt{(n+\kappa)\mathbf{P}_k^+}$ mátrix i -edik oszlopát, $\sqrt{(n+\kappa)\mathbf{P}_k^+}$ az $(n+\kappa)\mathbf{P}_k^+$ mátrix Cholesky-felbontása és κ tervezési paraméter. A szigma pontokhoz tartozó súlyok általános UT esetén a következők:

$$\mathbf{W}^{(i)} = \begin{cases} \frac{\kappa}{n+\kappa}, & \text{ha } i = 0, \\ \frac{1}{2(n+\kappa)}, & \text{ha } i = 1, \dots, 2n. \end{cases} \quad (4.11)$$

Az állapotvektor és a hiba-kovarianciamátrix predikciójához elsőként alkalmazni kell $\mathbf{x}_k^{(i)}$ szigma pontokra az $\mathbf{f}(\cdot)$ nemlineáris rendszerfüggvényt:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k+1}^{(i)} = \mathbf{f}\left(\mathbf{x}_k^{(i)}, \mathbf{u}_k\right), \quad (4.12)$$

majd $\tilde{\mathbf{x}}_{k+1}^{(i)}$ súlyozott összegzésével meghatározható az állapotvektor $\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^-$ predikciós értéke:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^- = \sum_{i=0}^{2n} \mathbf{W}^{(i)} \tilde{\mathbf{x}}_{k+1}^{(i)}, \quad (4.13)$$

valamint $\tilde{\mathbf{x}}_{k+1}^{(i)}$ és $\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^-$ felhasználásával a \mathbf{P}_{k+1}^- hiba-kovarianciamátrix:

$$\mathbf{P}_{k+1}^- = \sum_{i=0}^{2n} \left[\mathbf{W}^{(i)} \left(\tilde{\mathbf{x}}_{k+1}^{(i)} - \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^- \right) \left(\tilde{\mathbf{x}}_{k+1}^{(i)} - \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^- \right)^{\text{T}} \right] + \mathbf{Q}. \quad (4.14)$$

A becsült állapotvektor és a hiba-kovarianciamátrix korrekciójához elő kell állítani a kimenet becsült értékét a predikciós lépés végén. Ehhez $\tilde{\mathbf{x}}_{k+1}^{(i)}$ -re alkalmazni kell a $\mathbf{h}(\cdot)$ függvényt:

$$\mathbf{y}_{k+1}^{(i)} = \mathbf{h} \left(\tilde{\mathbf{x}}_{k+1}^{(i)} \right), \quad (4.15)$$

majd a kimenet $\hat{\mathbf{y}}_{k+1}^-$ becslése $\mathbf{y}_{k+1}^{(i)}$ súlyozott összegzésével számítható:

$$\hat{\mathbf{y}}_{k+1}^- = \sum_{i=0}^{2n} \mathbf{W}^{(i)} \mathbf{y}_{k+1}^{(i)}. \quad (4.16)$$

A korrekcióhoz szükséges Kalman-erősítés:

$$\mathbf{K}_{k+1} = \mathbf{P}_{k+1}^{\text{xy}} \left(\mathbf{P}_{k+1}^{\text{yy}} \right)^{-1}, \quad (4.17)$$

amelyben a $\mathbf{P}_{k+1}^{\text{yy}}$ mérési hiba-kovarianciamátrix és a $\mathbf{P}_{k+1}^{\text{xy}}$ kereszt-kovarianciamátrix a következőképpen számítható:

$$\mathbf{P}_{k+1}^{\text{yy}} = \sum_{i=0}^{2n} \left[\mathbf{W}^{(i)} \left(\mathbf{y}_{k+1}^{(i)} - \hat{\mathbf{y}}_{k+1}^- \right) \left(\mathbf{y}_{k+1}^{(i)} - \hat{\mathbf{y}}_{k+1}^- \right)^{\text{T}} \right] + \mathbf{R}, \quad (4.18)$$

$$\mathbf{P}_{k+1}^{\text{xy}} = \sum_{i=0}^{2n} \left[\mathbf{W}^{(i)} \left(\tilde{\mathbf{x}}_{k+1}^{(i)} - \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^- \right) \left(\mathbf{y}_{k+1}^{(i)} - \hat{\mathbf{y}}_{k+1}^- \right)^{\text{T}} \right]. \quad (4.19)$$

Felhasználva a \mathbf{K}_{k+1} erősítést és az \mathbf{y}_{k+1} mérési eredményt, a becsült állapotvektor és a becslési hiba-kovarianciamátrix korrigált értékei:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^+ = \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^- + \mathbf{K}_{k+1} \left(\mathbf{y}_{k+1} - \hat{\mathbf{y}}_{k+1}^- \right) \quad (4.20)$$

és

$$\mathbf{P}_{k+1}^+ = \mathbf{P}_{k+1}^- - \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{P}_{k+1}^{\text{yy}} \mathbf{K}_{k+1}^{\text{T}}. \quad (4.21)$$

A CKF algoritmus

Ahogy a 2.1.5. alfejezetben írtam, a CKF algoritmus is mintavételi pontokat alkalmaz, hasonlóan az UKF becslőhöz. Azonban CKF esetén a mintavételi pontok száma mindössze $2n$ és nincs szükség κ paraméter megválasztására a tervezés során, hiszen a cubature pontok helye rögzített és súlya azonos. A cubature pontok inicializálásához legyen

$$\boldsymbol{\xi}^{(i)} = \begin{cases} \sqrt{n}[\mathbf{I}]^{(i)}, & \text{ha } i = 1, \dots, n, \\ -\sqrt{n}[\mathbf{I}]^{(i-n)}, & \text{ha } i = n + 1, \dots, 2n, \end{cases} \quad (4.22)$$

amelyben $[\mathbf{I}]^{(i)}$ jelöli az $n \times n$ dimenziós egységmátrix i -edik oszlopát. Az előző ütemben korrigált $\hat{\mathbf{x}}_k^+$ állapotvektor és \mathbf{P}_k^+ hiba-kovarianciamátrix segítségével a cubature pontok

meghatározása a következő:

$$\boldsymbol{x}_k^{(i)} = \sqrt{\boldsymbol{P}_k^+} \boldsymbol{\xi}^{(i)} + \hat{\boldsymbol{x}}_k^+. \quad (4.23)$$

Hasonlóan az UKF algoritmushoz, CKF esetén is a mintavételi pontokra kell alkalmazni az $\boldsymbol{f}(\cdot)$ nemlineáris rendszerfüggvényt:

$$\tilde{\boldsymbol{x}}_{k+1}^{(i)} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}_k^{(i)}, \boldsymbol{u}_k), \quad (4.24)$$

majd $\tilde{\boldsymbol{x}}_{k+1}^{(i)}$ értékek felhasználásával meghatározható a becsült állapotvektor és a becslési hiba-kovarianciamátrix predikciós értéke:

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{k+1}^- = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \tilde{\boldsymbol{x}}_{k+1}^{(i)}, \quad (4.25)$$

$$\boldsymbol{P}_{k+1}^- = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \tilde{\boldsymbol{x}}_{k+1}^{(i)} (\tilde{\boldsymbol{x}}_{k+1}^{(i)})^T - \hat{\boldsymbol{x}}_{k+1}^- (\hat{\boldsymbol{x}}_{k+1}^-)^T + \boldsymbol{Q}. \quad (4.26)$$

Míg UKF esetén $\tilde{\boldsymbol{x}}_{k+1}^{(i)}$ alapján történt a kimeneti vektor becslése a (4.15)-(4.16) összefüggések szerint, addig a CKF módszert bevezető [105] munka másként jár el. Figyelembe véve, hogy az állapotvektor és a hiba-kovarianciamátrix értékére a legfrissebb becslés $\hat{\boldsymbol{x}}_{k+1}^-$ és \boldsymbol{P}_{k+1}^- , a [105] újabb mintavételezést javasol ezek felhasználásával:

$$\check{\boldsymbol{x}}_{k+1}^{(i)} = \sqrt{\boldsymbol{P}_{k+1}^-} \boldsymbol{\xi}^{(i)} + \hat{\boldsymbol{x}}_{k+1}^-. \quad (4.27)$$

Így a kimeneti vektor becsült értéke az új $\check{\boldsymbol{x}}_{k+1}^{(i)}$ cubature pontok alapján kerül meghatározásra:

$$\boldsymbol{y}_{k+1}^{(i)} = \boldsymbol{h}(\check{\boldsymbol{x}}_{k+1}^{(i)}), \quad (4.28)$$

$$\hat{\boldsymbol{y}}_{k+1}^- = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \boldsymbol{y}_{k+1}^{(i)}. \quad (4.29)$$

Fontosnak tartom kiemelni, hogy $\hat{\boldsymbol{x}}_{k+1}^-$ és \boldsymbol{P}_{k+1}^- előállítását követően UKF esetén is lenne lehetőség újramintavételezni, ahogy azt a [179] könyv írja, azonban az UKF módszer kidolgozói ezt eredetileg nem alkalmazták a [87, 88] munkákban, míg a CKF becslőt bevezető [105] szerzői igen. További megjegyzésem, hogy az eggyel több mintavételi pont miatt az UKF elvi számításigénye magasabb, azonban az újramintavételezés megnöveli a CKF számításigényét.

CKF esetén a Kalman-erősítés:

$$\boldsymbol{K}_{k+1} = \boldsymbol{P}_{k+1}^{\text{xy}} (\boldsymbol{P}_{k+1}^{\text{yy}})^{-1}, \quad (4.30)$$

amelyben a $\boldsymbol{P}_{k+1}^{\text{yy}}$ mérési hiba-kovarianciamátrix és a $\boldsymbol{P}_{k+1}^{\text{xy}}$ kereszt-kovarianciamátrix a következőképpen számítható:

$$\boldsymbol{P}_{k+1}^{\text{yy}} = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \boldsymbol{y}_{k+1}^{(i)} (\boldsymbol{y}_{k+1}^{(i)})^T - \hat{\boldsymbol{y}}_{k+1}^- (\hat{\boldsymbol{y}}_{k+1}^-)^T + \boldsymbol{R}, \quad (4.31)$$

$$\mathbf{P}_{k+1}^{\text{xy}} = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \check{\mathbf{x}}_{k+1}^{(i)} (\mathbf{y}_{k+1}^{(i)})^{\text{T}} - \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^{-} (\hat{\mathbf{y}}_{k+1}^{-})^{\text{T}}. \quad (4.32)$$

A becsült állapotvektor és a becslési hiba-kovarianciamátrix korrekciója azonos az UKF és a CKF esetén, azaz

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^{+} = \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^{-} + \mathbf{K}_{k+1} (\mathbf{y}_{k+1} - \hat{\mathbf{y}}_{k+1}^{-}) \quad (4.33)$$

és

$$\mathbf{P}_{k+1}^{+} = \mathbf{P}_{k+1}^{-} - \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{P}_{k+1}^{\text{yy}} \mathbf{K}_{k+1}^{\text{T}}. \quad (4.34)$$

4.2. Állapotbecslők tervezése

Az előző alfejezetben leírt algoritmusok felhasználásával aszinkron gépes hajtásokhoz tervezek állapotbecslőket, amelyekhez a gép egy újszerű állapottérmodelljét alkalmazom. Az állapotteres alak meghatározásánál következetesen figyelembe veszem, hogy mezőorientált hajtásszabályozási struktúrához a lehető leghatékonyabban lehessen illeszteni a becslőket, továbbá, hogy az alkalmazott állapottérmodell megfigyelhető legyen lokális értelemben. Az állapottérmodell következetes felírását a 4.2.1. alfejezetben ismertetem, míg a 4.2.2. és 4.2.3. alfejezetekben a modell megfigyelhetőségi vizsgálata és diszkretizálása olvasható.

4.2.1. Állapottérmodell definiálása

A [78, 79, 82–84, 91–95, 99–101] munkákban szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecslőket javasolnak mezőorientált hajtásszabályozási struktúrákhoz. Azonban az alkalmazott becslők az elektromágneses állapotváltozókat az állórész α - β koordináta-rendszerében határozzák meg, ami miatt a becsült változók alkalmazásához további transzformációk és számítások szükségesek, hiszen a becsült állapotvektor és a mezőorientált szabályozás koordináta-rendszere eltér. Ennél kedvezőbb választás lenne, ha a becsült állapotvektor és a szabályozás koordináta-rendszere megegyezne.

Annak érdekében, hogy a becsült állapotváltozók közvetlenül felhasználhatók legyenek mezőorientált hajtásszabályozási algoritmusban, a becslő tervezéséhez alkalmazott modellben az elektromágneses viselkedést leíró egyenleteket a forgórészfluxus-térvektor koordináta-rendszerében adom meg. Elsőként az i_{ds} fluxusképző és i_{qs} nyomatékképző áramkomponenseket definiálom állapotváltozóként. Ezek a mennyiségek FOC esetén szükségesek az áramszabályozáshoz, és felhasználásra kerülnek a függetlenítési algoritmusban is. Az állórészáramok mellett állapotváltozóként definiálom a forgórészfluxus-térvektor ψ_{dr} hosszát, amely szükséges a függetlenítési algoritmus számára, valamint a koordináta-transzformációknál alkalmazott φ_e irányszögét a forgórészfluxus-térvektornak. Az elektromágneses változók mellett állapotváltozónak választom a forgórész mechanikai szögsebességét is, amelynek becslése teszi lehetővé a mechanikus érzékelő elhagyását. A forgórész szögsebesség-információja egyrészt szükséges a feszültségegyenletek függetlenítéséhez, másrészt ellenőrzőjelként is felhasználható fordulatszám-szabályozás esetén. A szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecslők tervezésével foglalkozó munkákban eleinte olyan állapottérmodelleket alkalmaztak, amelyek azt feltételezik, hogy az elektromágneses viselkedést leíró állapotváltozókhoz képest a forgórész szögsebessége lassan változik, így konstans értékűnek tekinthető ($\frac{d\omega_m}{dt} = 0$). Ilyen modellt alkalmaznak például a [78, 79, 91–

95] tanulmányokban. Azonban a [81] áttekintő tanulmány rámutat, hogy ez a megközelít jelentős szögsebességbecslési hibához vezethet tranziens üzemben, különösen a gyors terhelésváltozások alatt. A [81] szerint kedvezőbb dinamikus viselkedés érhető el, ha az állapottermodell, az elektromágneses viselkedést leíró egyenletek mellett, magában foglalja a szögsebesség-változást leíró mozgásegyenletet is. Ezért a dolgozatban alkalmazott becslők állapottermodelljének meghatározásánál felhasználok a (3.8) mozgásegyenletet a tranziens viselkedés javítása érdekében. Ugyanakkor a mozgásegyenlet tartalmazza a T_1 terhelőnyomatékokat, amely a rendszerre ható zavar, így a modellben T_1 -t akár zavarbemenetként is figyelembe lehetne venni, azonban az állapotbecslők az ismert vagy mért bemenetek, illetve a mért kimenetek alapján végzik a becslést, ami miatt az általában ismeretlen terhelést nem célszerű bemenetként kezelni az állapotbecslők tervezése során. Ehelyett a [82, 84, 96–101] munkákhoz hasonlóan, a T_1 terhelőnyomatékokat állapotváltozóknak választom, így a tervezett állapotbecslők terhelésbecslésre is alkalmassá válnak.

A következőket megválasztott i_{ds} , i_{qs} , ψ_{dr} , φ_e , ω_m és T_1 állapotváltozók esetén felírható differenciálegyenlet-rendszer a következő:

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_s\sigma}v_{ds} - \frac{R_s}{L_s\sigma}i_{ds} + \frac{R_r L_m}{L_s L_r^2\sigma} \left(\psi_{dr} - L_m i_{ds} \right) + \left(p\omega_m + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\psi_{dr}} \right) i_{qs}, \quad (4.35)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_s\sigma}v_{qs} - \frac{R_s}{L_s\sigma}i_{qs} - \left(p\omega_m + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\psi_{dr}} \right) \left(i_{ds} + \frac{L_m}{L_s L_r \sigma} \psi_{dr} \right), \quad (4.36)$$

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{dr}, \quad (4.37)$$

$$\frac{d\varphi_e}{dt} = p\omega_m + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\psi_{dr}}, \quad (4.38)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3p}{2J} \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \psi_{dr} - \frac{1}{J} T_1, \quad (4.39)$$

$$\frac{dT_1}{dt} = 0, \quad (4.40)$$

ahol T_1 terhelőnyomatékról azt feltételezem, hogy a többi állapotváltozóhoz képest lassan változó mennyiség.

Az állapotváltozók differenciálegyenleteinek megadása mellett szükséges megválasztani a modell bemeneteit és kimeneteit. Mivel a korszerű hajtásokban általában feszültséginverter táplálja az aszinkron gépet, és szögsebesség-érzékelő nélküli alkalmazás a cél, így a modell bemenetei az állórészfeszültségtérvektor-komponensek és kimenetei az állórészáramtérvektor-komponensek. Azonban ezeket nem a forgórészfluxus-térvektor d - q koordináta-rendszerében írom fel. Ennek egyik oka, hogy az aszinkron gép gerjesztése és az áramok mérése is az állórész fázisvezetőin keresztül történik, így célszerű a modell bemeneteit és kimeneteit is az állórész koordináta-rendszerében megadni. A másik ok, hogy nem v_{ds} , v_{qs} feszültségkomponenseket választom bemenetként, illetve i_{ds} , i_{qs} áramkomponenseket kimenetként, hogy ebben az esetben az $\mathbf{x} = [i_{ds} \ i_{qs} \ \psi_{dr} \ \varphi_e \ \omega_m \ T_1]^T$ állapotvektorral megadott modell nem megfigyelhető, hiszen a modellhez a [172] alapján felírható megfigyelhetőségi mátrix rangja kisebb mint az állapotvektor dimenziója. Azonban $\mathbf{u} = [v_{\alpha s} \ v_{\beta s}]^T$ bemeneti vektor és $\mathbf{y} = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T$ kimeneti vektor mellett, az

$\mathbf{x} = [i_{ds} \ i_{qs} \ \psi_{dr} \ \varphi_e \ \omega_m \ T_1]^T$ állapotvektorral felírható modell esetén biztosítható a lokális gyengén megfigyelhetőség. A megfigyelhetőségi vizsgálatot, illetve a megfigyelhetőség feltételét a 4.2.2. alfejezetben ismertetem.

Az állórészfeszültség-térvektorra alkalmazva a Park-transzformációt, a (4.35)-(4.36) egyenletekben szereplő v_{ds} , v_{qs} feszültségkomponensek a következőképpen írhatók át:

$$v_{ds} = v_{\alpha s} \cos(\varphi_e) + v_{\beta s} \sin(\varphi_e) \quad (4.41)$$

$$v_{qs} = -v_{\beta s} \sin(\varphi_e) + v_{\alpha s} \cos(\varphi_e) \quad (4.42)$$

A (4.41)-(4.42) összefüggéseket behelyettesítve a (4.35)-(4.36) egyenletekbe, az aszinkron gép javasolt állapotegyenlete az alábbi:

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \psi_{dr} \\ \varphi_e \\ \omega_m \\ T_1 \end{bmatrix}}_{\frac{d\mathbf{x}}{dt}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{(v_{\alpha s} \cos(\varphi_e) + v_{\beta s} \sin(\varphi_e))}{L_s \sigma} - \frac{R_s}{L_s \sigma} i_{ds} + \frac{R_r L_m}{L_s L_r^2 \sigma} (\psi_{dr} - L_m i_{ds}) + \left(p \omega_m + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\psi_{dr}} \right) i_{qs} \\ \frac{(v_{\beta s} \cos(\varphi_e) - v_{\alpha s} \sin(\varphi_e))}{L_s \sigma} - \frac{R_s}{L_s \sigma} i_{qs} - \left(p \omega_m + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\psi_{dr}} \right) \left(i_{ds} + \frac{L_m}{L_s L_r \sigma} \psi_{dr} \right) \\ \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{dr} \\ p \omega_m + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\psi_{dr}} \\ \frac{3}{2} \frac{p}{J} \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \psi_{dr} - \frac{1}{J} T_1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{f}_c(\mathbf{x}, \mathbf{u})}. \quad (4.43)$$

Az állórészáram-térvektor d- és q-irányú komponenseire alkalmazva az inverz Park-transzformációt, az állapotterres leírás kimeneti egyenlete a következő:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} i_{ds} \cos(\varphi_e) - i_{qs} \sin(\varphi_e) \\ i_{ds} \sin(\varphi_e) + i_{qs} \cos(\varphi_e) \end{bmatrix}}_{\mathbf{h}_c(\mathbf{x})}. \quad (4.44)$$

4.2.2. Megfigyelhetőségi vizsgálat

A (4.43)-(4.44) állapottérmodell nemlineáris, így a megfigyelhetőség vizsgálatához a [172] cikkben bevezetett lokális gyengén megfigyelhetőség elméletét alkalmazom. Ezt a megközelítést használják aszinkron gép más állapotterres leírásainak vizsgálatához a [173–178] munkák is.

A (4.43)-(4.44) állapottérmodell esetén a megfigyelhetőségi mátrix

$$\mathbf{O} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathcal{L}_{\mathbf{f}_c}^0 \mathbf{h}_c}{\partial \mathbf{x}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{\mathbf{f}_c} \mathbf{h}_c}{\partial \mathbf{x}} & \dots & \frac{\partial \mathcal{L}_{\mathbf{f}_c}^{n-1} \mathbf{h}_c}{\partial \mathbf{x}} \end{bmatrix}^T, \quad (4.45)$$

ahol $\mathcal{L}_{\mathbf{f}_c}^k \mathbf{h}_c$ a $\mathbf{h}_c(\cdot)$ k -adrendű Lie-deriváltja $\mathbf{f}_c(\cdot)$ -re vonatkozóan, valamint n az állapottér dimenziója. Mivel a vizsgált állapottérmodell esetén $n = 6$ és a kimenetek száma 2, így

\mathbf{O} mátrix mérete 12×6 . \mathbf{O} mátrix kifejtve a következőképpen írható:

$$\mathbf{O} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c1}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c1}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c1}}{\partial \psi_{dr}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c1}}{\partial \varphi_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c1}}{\partial \omega_m} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c1}}{\partial T_1} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c2}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c2}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c2}}{\partial \psi_{dr}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c2}}{\partial \varphi_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c2}}{\partial \omega_m} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c2}}{\partial T_1} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial \psi_{dr}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial \varphi_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial \omega_m} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial T_1} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial \psi_{dr}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial \varphi_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial \omega_m} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial T_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial \psi_{dr}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial \varphi_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial \omega_m} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial T_1} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial \psi_{dr}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial \varphi_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial \omega_m} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial T_1} \end{bmatrix}. \quad (4.46)$$

A (4.43)-(4.44) modell lokálisan gyengén megfigyelhető, ha \mathbf{O} mátrix teljes rangú:

$$\text{rank}\{\mathbf{O}\} = n = 6. \quad (4.47)$$

Ez a feltétel teljesül, ha képezhető \mathbf{O} mátrix valamely 6 sorából reguláris mátrix. Az \mathbf{O} mátrix első 6 sorából összeállítható az

$$\mathbf{O}_s = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c1}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c1}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c1}}{\partial \psi_{dr}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c1}}{\partial \varphi_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c1}}{\partial \omega_m} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c1}}{\partial T_1} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c2}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c2}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c2}}{\partial \psi_{dr}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c2}}{\partial \varphi_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c2}}{\partial \omega_m} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^0 h_{c2}}{\partial T_1} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial \psi_{dr}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial \varphi_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial \omega_m} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c1}}{\partial T_1} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial \psi_{dr}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial \varphi_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial \omega_m} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^5 h_{c2}}{\partial T_1} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^2 h_{c1}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^2 h_{c1}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^2 h_{c1}}{\partial \psi_{dr}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^2 h_{c1}}{\partial \varphi_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^2 h_{c1}}{\partial \omega_m} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^2 h_{c1}}{\partial T_1} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^2 h_{c2}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^2 h_{c2}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^2 h_{c2}}{\partial \psi_{dr}} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^2 h_{c2}}{\partial \varphi_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^2 h_{c2}}{\partial \omega_m} & \frac{\partial \mathcal{L}_{f_c}^2 h_{c2}}{\partial T_1} \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

mátrix, amely abban az esetben reguláris, ha determinánása nem 0. Felhasználva a (3.8), (3.12) és (3.15) összefüggéseket, \mathbf{O}_s determinánása a következő alakban írható:

$$\det\{\mathbf{O}_s\} = \frac{R_r L_m^4 p^3 \psi_{dr}^3}{L_r (L_m^2 - L_s L_r)^4 J} \left[\frac{R_r^2 + L_r^2 p^2 \omega_m^2}{R_r L_r p} \underbrace{\left(p \omega_m + \frac{R_r L_m i_{qs}}{L_r \psi_{dr}} \right)}_{\frac{d\varphi_e}{dt}} + \underbrace{\frac{T_e - T_1}{J}}_{\frac{d\omega_m}{dt}} \right], \quad (4.49)$$

ami alapján \mathbf{O}_s mátrix regularitására vonatkozó feltétel:

$$\psi_{dr} \neq 0 \wedge \frac{R_r^2 + L_r^2 p^2 \omega_m^2}{R_r L_r p} \frac{d\varphi_e}{dt} + \frac{d\omega_m}{dt} \neq 0 \Leftrightarrow \text{rank}\{\mathbf{O}_s\} = 6. \quad (4.50)$$

Tehát az aszinkron gép (4.43)-(4.44) állapottermodelljének lokálisan gyengén megfigyelhetősége biztosítható a (4.50) feltétel teljesítésével.

A (4.50) szerint a lokálisan gyengén megfigyelhetőség szükséges feltétele, hogy a forgórészfluxus-térvektor hossza nem lehet zérus. Emellett teljesülnie kell, hogy $\frac{R_r^2 + L_r^2 p^2 \omega_m^2}{R_r L_r p} \frac{d\varphi_e}{dt} + \frac{d\omega_m}{dt} \neq 0$. Néhány speciális esetben ennek fizikai jelentése a következő:

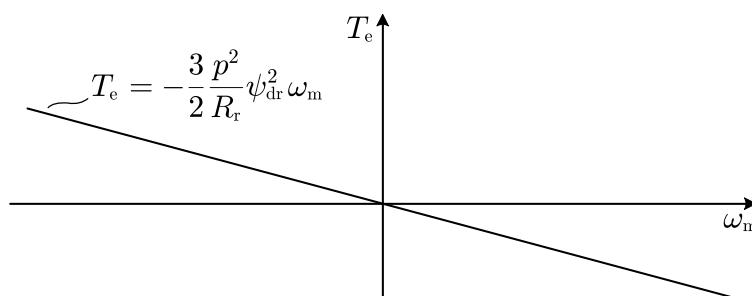
- Ha a forgórész szögsebessége konstans, akkor a forgórészfluxus-térvektor frekvenciája nem lehet nulla ($\frac{d\varphi_e}{dt} \neq 0$). Felhasználva a (3.12) és (3.15) összefüggéseket,

állandósult szögsebesség esetén a nem megfigyelhető tartomány görbéje

$$T_e = -\frac{3 p^2}{2 R_r} \psi_{dr}^2 \omega_m \quad (4.51)$$

amely függvény a 4.1. ábrán látható.

- Ha a forgórész szögsebessége zérus, akkor a szlipfrekvencia nem lehet nulla. Ez a feltétel másként úgy is megfogalmazható, hogy zérus szögsebesség mellett az aszinkron gép elektromágneses nyomatéka nem lehet nulla.
- Ha a forgórészfluxus frekvenciája zérus, akkor a forgórész szögsebessége nem lehet konstans.



4.1. ábra. A nem megfigyelhető tartomány görbéje állandósult forgórész-szögsebesség esetén

A 4.2.2. alfejezet eddigi részében elvégeztem a (4.43)-(4.44) nemlineáris állapottermodell megfigyelhetőségi vizsgálatát és megadtam a modellhez a (4.50) megfigyelhetőségi feltételt. A [173–178] munkák az aszinkron gép más állapotteres leírásaihoz definiálnak megfigyelhetőségi kritériumokat, amelyek matematikai alakja természetesen eltér az általam megfogalmazott (4.50) feltételtől, hiszen más állapottermodell alapján készültek. Azonban a megfigyelhetőségi feltételek fizikai tartalmát röviden összehasonlítom az általam javasolt modellével.

A [173–176] cikkekben az aszinkron gép ötödrendű állapottermodelljét vizsgálják, amelynek állapotváltozói $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$, $\psi_{\alpha r}$, $\psi_{\beta r}$, ω_r , bemenetei $v_{\alpha s}$, $v_{\beta s}$, valamint kimenetei $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$. Ebben az állapotteres alakban nem használják fel a mechanikai viselkedést leíró mozgásegyenletet, így a szögsebességre vonatkozó állapotegyenlet $\frac{d\omega_r}{dt} = 0$. Ezt a modellt alkalmazza például a [78] EKF, illetve a [93] UKF becslő tervezéséhez. A [173–176] cikkekben olvasható kritérium szerint, ez a modell lokálisan gyengén megfigyelhető, ha $\frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} \neq 0$ vagy $\frac{d\psi_{\beta r}}{dt} \neq 0$. Tehát a konstans forgórész-szögsebességet feltételező ötödrendű modell lokálisan gyengén megfigyelhető, ha a forgórészfluxus-térvektor nem konstans ($\frac{d\psi_r}{dt} \neq 0$). Ezzel szemben az általam javasolt (4.43)-(4.44) modell konstans forgórész-szögsebesség esetén akkor lokálisan gyengén megfigyelhető, ha a nem zérus hosszúságú forgórészfluxus-térvektor irányszöge változik. Ez a feltétel pedig szigorúbb, hiszen a [173–176] munkák ötödrendű modelljének feltételét állandó irányszögű, de változó hosszúságú lüktető mező is teljesíti. Azonban a (4.43)-(4.44) modellre vonatkozó szigorúbb feltétel teljesülése esetén a T_1 terhelőnyomaték is megfigyelhető lokális gyenge értelemben a forgórész-szögsebesség és az elektromágneses viselkedést leíró állapotváltozók mellett, ugyanazon bemenetek és kimenetek felhasználásával.

A [177, 178] konferenciacikkekben vizsgált hatodrendű állapottermodell bemenetei a $v_{\alpha s}$, $v_{\beta s}$ feszültségkomponensek, kimenetei az $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$ áramkomponensek, míg állapotvektorának elemei $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$, $\psi_{\alpha r}$, $\psi_{\beta r}$, ω_r és T_l . Ez a modell, szemben a [173–176] munkák ötödrendű modelljével, tartalmazza a mozgásegyenletet a mechanikai viselkedés leírásához. Továbbá, az általam javasolt (4.43)-(4.44) modellhez hasonlóan, lassan változó terhelést feltételez ($\frac{dT_l}{dt} = 0$). Tehát a [177, 178] cikkekben vizsgált modell a (4.43)-(4.44) állapotteres leírástól abban tér el, hogy az elektromágneses állapotváltozók más koordináta-rendszerben vannak megadva, illetve hogy a mechanikai forgórész-szögsebesség helyett a villamos szögsebesség van állapotváltozóként definiálva. A villamos és a mechanikai szögsebesség lineáris kapcsolatát a (3.9) összefüggés írja le. A [177, 178] munkák modelljének megfigyelhetőségi feltétele alakilag eltér a (4.50) feltételtől, hiszen az elektromágneses állapotváltozók más koordináta-rendszerben vannak megadva, azonban a megfigyelhetőségi feltételek koordináta-transzformációkkal átalakíthatók egymásba. Vagyis a (4.43)-(4.44) modellhez meghatározott (4.50) feltétel tartalmilag azonos a [177, 178] cikkekben megadott feltétellel.

4.2.3. Diszkretizálás

A 4.1. alfejezetben leírtam a linearizáláson alapuló EKF, valamint a numerikus integráláson alapuló UKF és CKF algoritmusokat, amelyek segítségével a szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecslőket készítem. Azonban a diszkrét idejű becselőalgoritmusok alkalmazásához diszkretizálni szükséges a folytonos idejű (4.43)-(4.44) állapottermodellt. Mivel a diszkrét idejű közelítéssel kapcsolatban speciális igény nem merül fel, így a (4.43) állapotegyenlet $\mathbf{f}_c(\cdot)$ függvényének diszkretizálásához az Euler-módszert alkalmazom:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) = \mathbf{f}_c(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)T_s + \mathbf{x}_k \quad (4.52)$$

ahol T_s jelöli a diszkrét idejű rendszer mintavételi idejét. A (4.44) kimeneti egyenlet algebrai egyenlet, tehát az állapotbecslők implementációja során a folytonos idejű függvényre utaló c alsó indexet egyszerűen elhagyom a $\mathbf{h}_c(\cdot)$ függvényből:

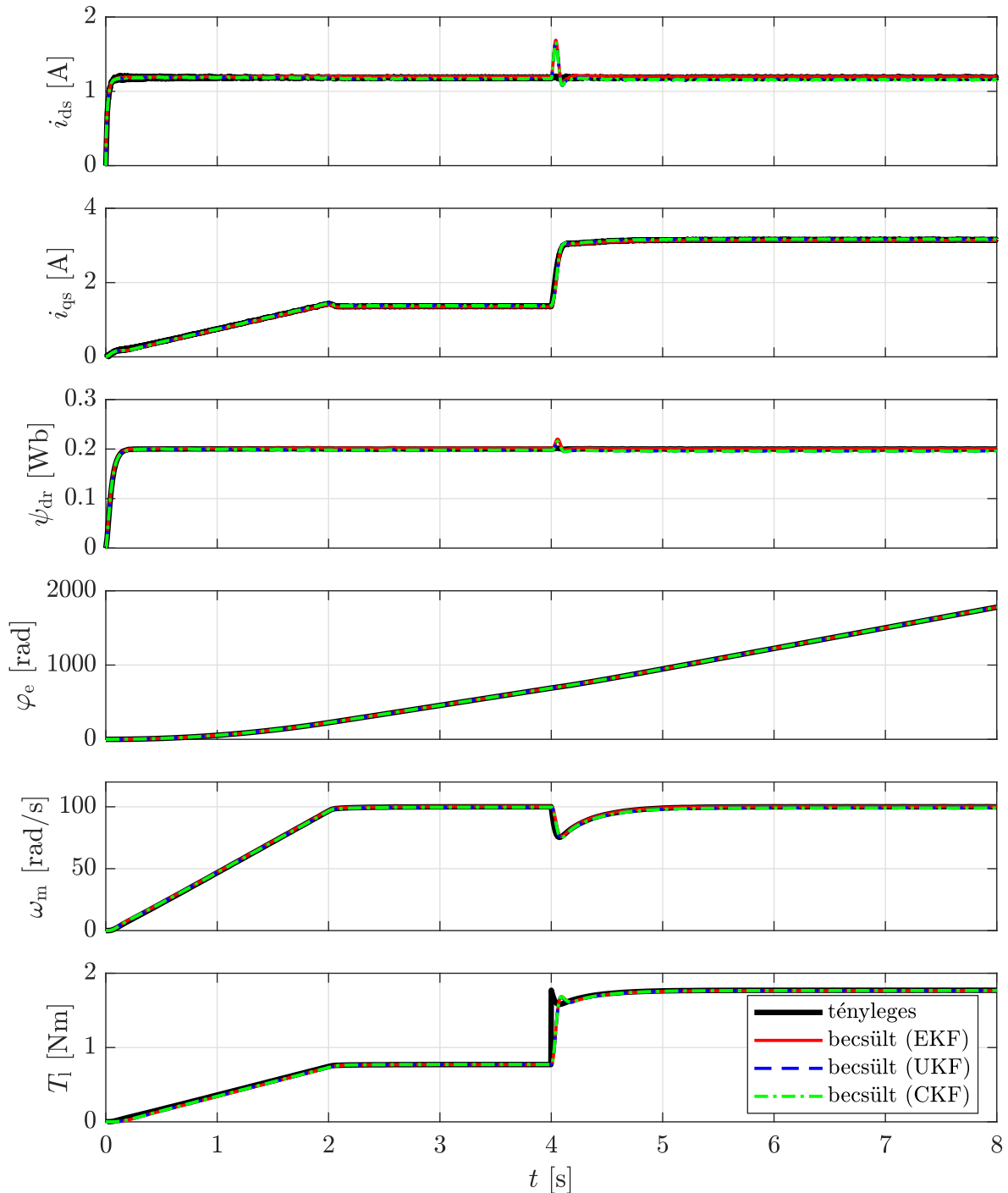
$$\mathbf{h}(\mathbf{x}_k) = \mathbf{h}_c(\mathbf{x}_k) \quad (4.53)$$

az EKF, UKF és CKF 4.1. alfejezetben leírt algoritmusainak jelöléséhez igazodva.

4.3. Állapotbecslők szimulációs és kísérleti vizsgálata

A javasolt állapotbecslők szimulációs és kísérleti vizsgálataihoz a 3. fejezetben ismertetett modellalapú környezetet és kísérleti összeállítást alkalmazom. Így a szögsebesség-érzékelő nélküli EKF, UKF és CKF alapú becselővel bővítem a háromrétegű modellarchitektúra irányítási algoritmusok komponenseinek könyvtárát. Emellett az irányítási algoritmusok könyvtárában implementálok egy szögsebesség-szabályozást megvalósító mezőorientált irányítási algoritmust is, annak érdekében, hogy az állapotbecslők összehasonlító vizsgálata során a szögsebességet precízen be tudjam állítani, így az állapotbecslőket a 4.2. ábrán látható struktúrában vizsgálom a fejezet további részében.

csak a belső súrlódásból származó terhelőnyomaték fékezi, amelyet a (3.10) összefüggésben a $D_f\omega_m + T_0\text{sgn}(\omega_m)$ kifejezés modellezi. Azonban 4 s-nál a külső terhelés 0 Nm-ről $T_{\text{ext}} = 1$ Nm-re ugrik, így az állapotbecslők gyorsan változó terhelés mellett is vizsgálhatók, amikor T_1 -re nem teljesül a (4.40) szerinti feltételezés, vagyis hogy a terhelőnyomaték lassan változó mennyiség. A szimulációs vizsgálat eredménye a 4.3. ábrán látható.



4.3. ábra. Tényleges és becsült állapotváltozók szimulációs összehasonlítása

A 4.3. ábra a tényleges és becsült állapotváltozókat mutatja, amely alapján látható, hogy mindhárom módszer működőképes és közel azonos pontossággal állítja elő az állapotváltozók becsült értékeit. Az indítás-felgyorsítás folyamata során gyakorlatilag hiba nélkül követik a becsült változók a tényleges értékeket. Azonban a 4 s-nál fellépő terhelésugrás hatására, amikor nem teljesül, hogy T_1 lassan változó mennyiség, a becsült terhelőnyomatékok késve követik a tényleges értéket, valamint i_{ds} és ψ_{dr} becsülésében is fellép egy rövid tranziens hiba. Ugyanakkor a javasolt állapotbecslők a terhelés gyors változása mellett is működőképesek maradnak, továbbá a terhelésugrás által okozott tranziens hibát követően a becsült állapotváltozók gyorsan konvergálnak a tényleges értékekhez.

Az első szimulációs vizsgálat során külső zavarként terhelésugrást alkalmaztam, azonban nem vizsgáltam a mérési zajok hatását. Ezért most megismétlem az első szimulációt úgy, hogy a mért i_a , i_b fázisáramokhoz zérus várható értékű és 0,1 A szórású mérési zajt adok. Az így megismételt szimuláció eredményeit a 4.4. ábra mutatja. Ezen látható, hogy az i_{ds} , i_{qs} áramkomponensek tényleges és becsült értékein is megjelenik a mérési zaj, azonban ennek mértéke elfogadható. Ugyanakkor a zajelnyomás csökkenthető volna \mathbf{Q} , \mathbf{R} kovarianciamátrixok módosításával.

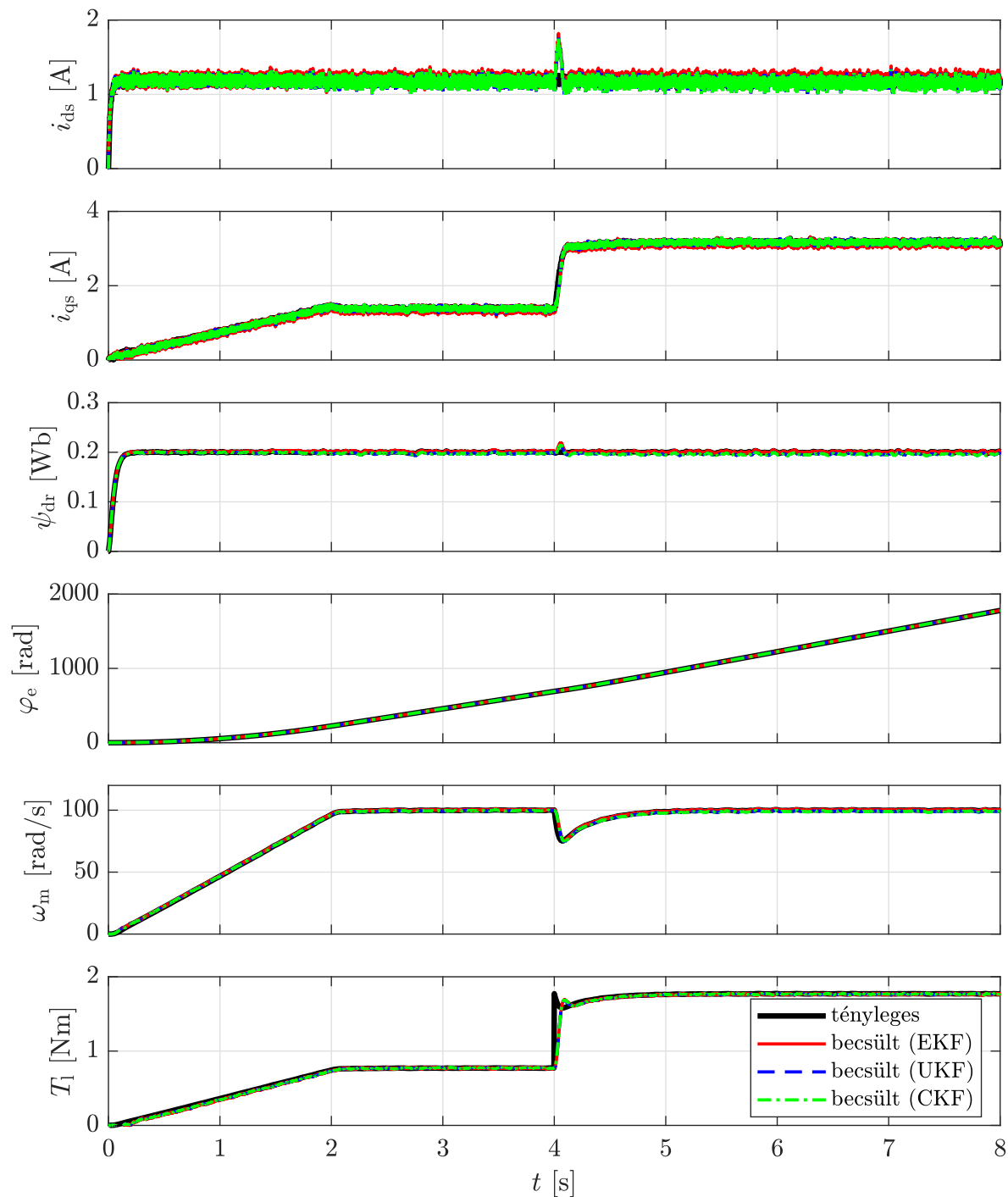
A két szimulációs vizsgálat eredményei azt mutatják, hogy mindhárom állapotbecslő megfelelően működik változó terhelés és mérési zaj mellett is. A következő alfejezetben tényleges fizikai környezetben vizsgálom az állapotbecslők működését a 3. fejezetben ismertetett RCP alkalmazásával.

4.3.2. Az állapotbecslők alacsony fordulatszám-tartománybeli viselkedésének kísérleti vizsgálata

A 2. fejezetben áttekintett irodalmak szerint a fundamentális modellen alapuló becslők teljesítőképesége az alacsony fordulatszám-tartományban leromlik. A [4, 180] ennek okaként a paraméterbizonytalanságokat, illetve az aszinkron gépet tápláló inverter által okozott olyan nemlineáris jelenségeket nevezi meg, mint például a feszültségesés és az inverter-holdidő. Ezek a jelenségek a szimulációs modell készítésekor elhanyagolásra kerültek, így a becslők alacsony fordulatszám-tartománybeli viselkedésének vizsgálatát tényleges fizikai környezetben, a 3. fejezetben ismertetett kísérleti eszköz alkalmazásával végzem.

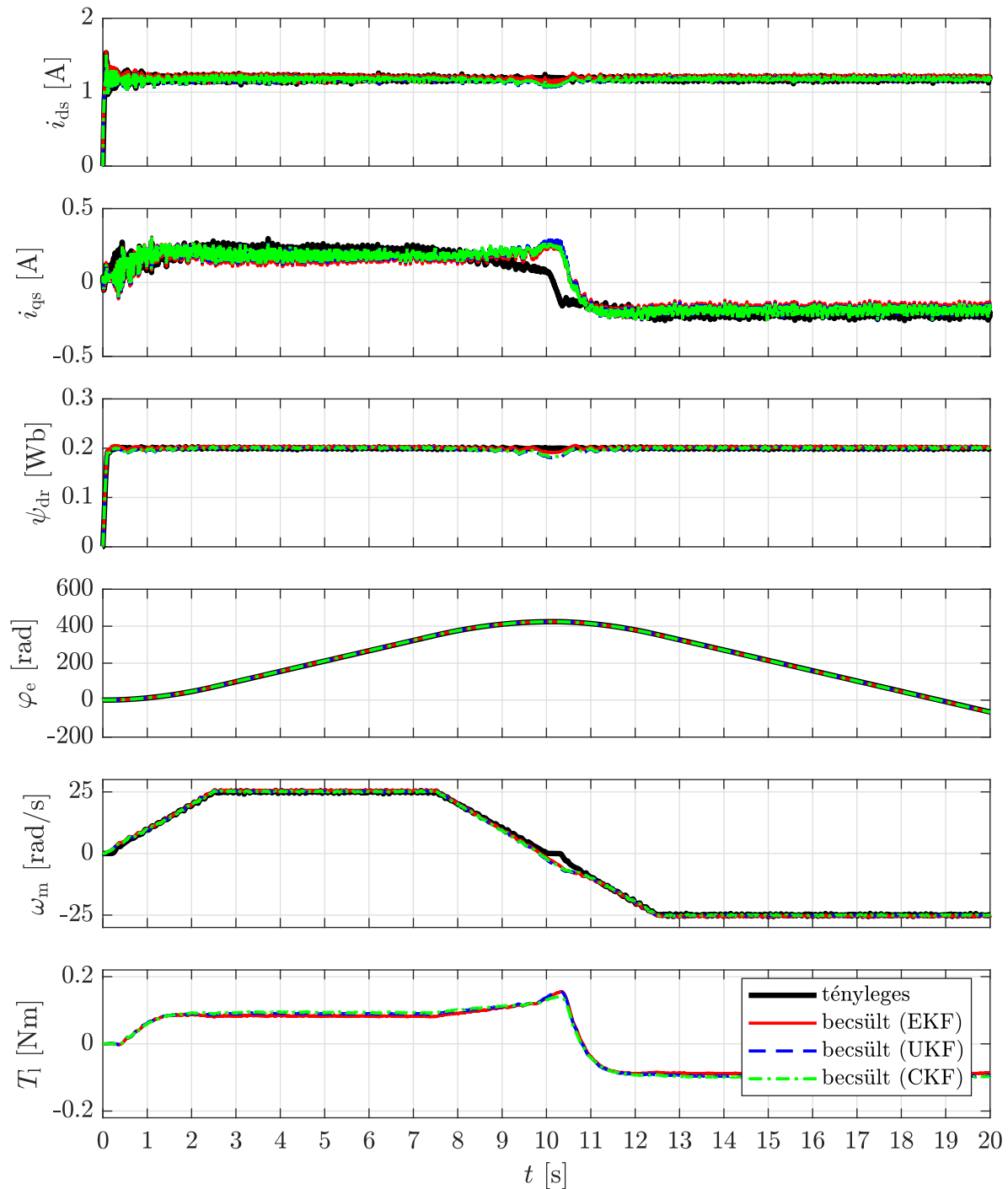
A méréshez $\psi_{dr}^{\text{ref}} = 0,2$ Wb fluxusreferenciát állítok be, míg az ω_m^{ref} szögsebesség-referenciát 0 rad/s-ról lineárisan növelem 25 rad/s-ra 2,5 s alatt, majd ugyanezzel a meredekséggel csökkentem 7,5 s-tól -25 rad/s-ra. Így viszonylag hosszú ideig működtetem a hajtást az alacsony fordulatszám-tartományban, amely során összehasonlítom a becsült állapotváltozókat a tényleges értékekkel. Az RCP vizsgálat eredményeit a 4.5. ábra mutatja. Az ábrán látható i_{ds} , i_{qs} , ψ_{dr} , φ_e és ω_m változók esetén tényleges értéknek az FOC algoritmus belső változóit tekintem, amelyek meghatározásához felhasználtam a rezolver által mért φ_m pozíciót. A mérés során külső terhelést nem alkalmaztam, így a gépet csak a belső súrlódás terhelte, azonban ennek mérése nem megvalósítható az alkalmazott kísérleti eszközzel. Emiatt T_1 terhelőnyomatéknak csak a becsült értékeit tüntetem fel az ábrán.

A 4.5. ábrán látható, hogy az EKF, UKF és CKF alapú módszerek becsült változói között jelentős eltérés nincs. Az állapotbecslők megfelelően működnek a felgyorsítás során és állandósult üzemben is, 25 rad/s szögsebesség mellett. Azonban a forgásirány-változtatáskor, vagyis az alacsony szögsebesség-tartományban romlik a becslők pontossága. A hiba i_{qs} és ω_m esetén a legjelentősebb, de megjelenik i_{ds} , ψ_{dr} és φ_e becsülésében is.



4.4. ábra. Tényleges és becsült állapotváltozók szimulációs összehasonlítása árammérési zaj mellett

A hiba ellenére mindhárom módszer stabil működést mutat, és -10 rad/s-ot követően az állapotváltozók becslése ismét pontosá válik.



4.5. ábra. A javasolt állapotbecslők alacsony fordulatszám-tartományban végzett RCP vizsgálatának eredményei

4.4. A javasolt állapotbecslők összehasonlító vizsgálata determinisztikus megfigyelőkkel

A becsült változók közül kiemelt fontosságú a forgórész-szögsebesség, hiszen az alapvető cél a mechanikus érzékelő elhagyása. A szögsebesség-érzékelő nélküli hajtásszabályozási módszerek mellett, diagnosztikai céllal is alkalmaznak mechanikus érzékelő nélküli becslő-

ket, ugyanis a mért és a becsült szögsebességek közti eltérés alapján következtetni lehet az érzékelő valamilyen hibájára, illetve meghibásodására. Például aszinkronmotoros hajtásrendszerű vasúti járművek szögsebesség-érzékelőinek hibadiagnosztikájához a [181, 182] munkák alkalmaznak szögsebesség-érzékelő nélküli becslőt.

A [35, 140] folyóiratcikkek szerint az MRAS megfigyelők a leghatékonyabb mechanikus érzékelő nélküli szögsebességbecslő algoritmusok. Ezzel szemben a [183] tanulmány az ALO-t tartja a legnépszerűbb szögsebességbecslőnek, amely azonban a [35] szerint az MRAS megfigyelő egy speciális esetének tekinthető, ahol a referenciamodell a tényleges aszinkron gép. Bár az MRAS és az ALO módszereket széleskörűen alkalmazzák, a [34] áttekintő tanulmányban közölt eredmények szerint a fundamentális modellen alapuló technikák közül az SMO mutatja a legjobb viselkedést. Ebben az alfejezetben az általam javasolt EKF, UKF és CKF állapotbecslőket összehasonlítom szögsebességbecslési pontosság, paraméterérzékenység, alacsony fordulatszám-tartománybeli viselkedés és számítási teljesítmény szempontjából az MRAS megfigyelővel, az ALO-val és az adaptív SMO-val.

Az összehasonlító vizsgálatokhoz a 3. fejezetben ismertetett modellalapú környezetben implementálom az MRAS megfigyelőt a [38] munka alapján, az ALO-t az [52] cikkben szereplő leírás alapján, és az adaptív SMO-t a [71] alapján. Fontosnak tartom megemlíteni, hogy az MRAS, ALO és SMO módszerek paraméterérzékenysége csökkenthető paraméterbecsléssel, illetve az adott paraméter adaptív hangolásával, ahogy azt a 2.1. alfejezetben írtam. Azonban a dolgozatban a fundamentális modell paramétereinek becslésével nem foglalkozom, és így az EKF, UKF és CKF alapú állapotbecslők esetén sem alkalmaztam paraméterbecslést. Az összehasonlíthatóság miatt az MRAS, ALO és SMO algoritmusokat is az eredeti, paraméterbecslés nélküli változat szerint valósítom meg.

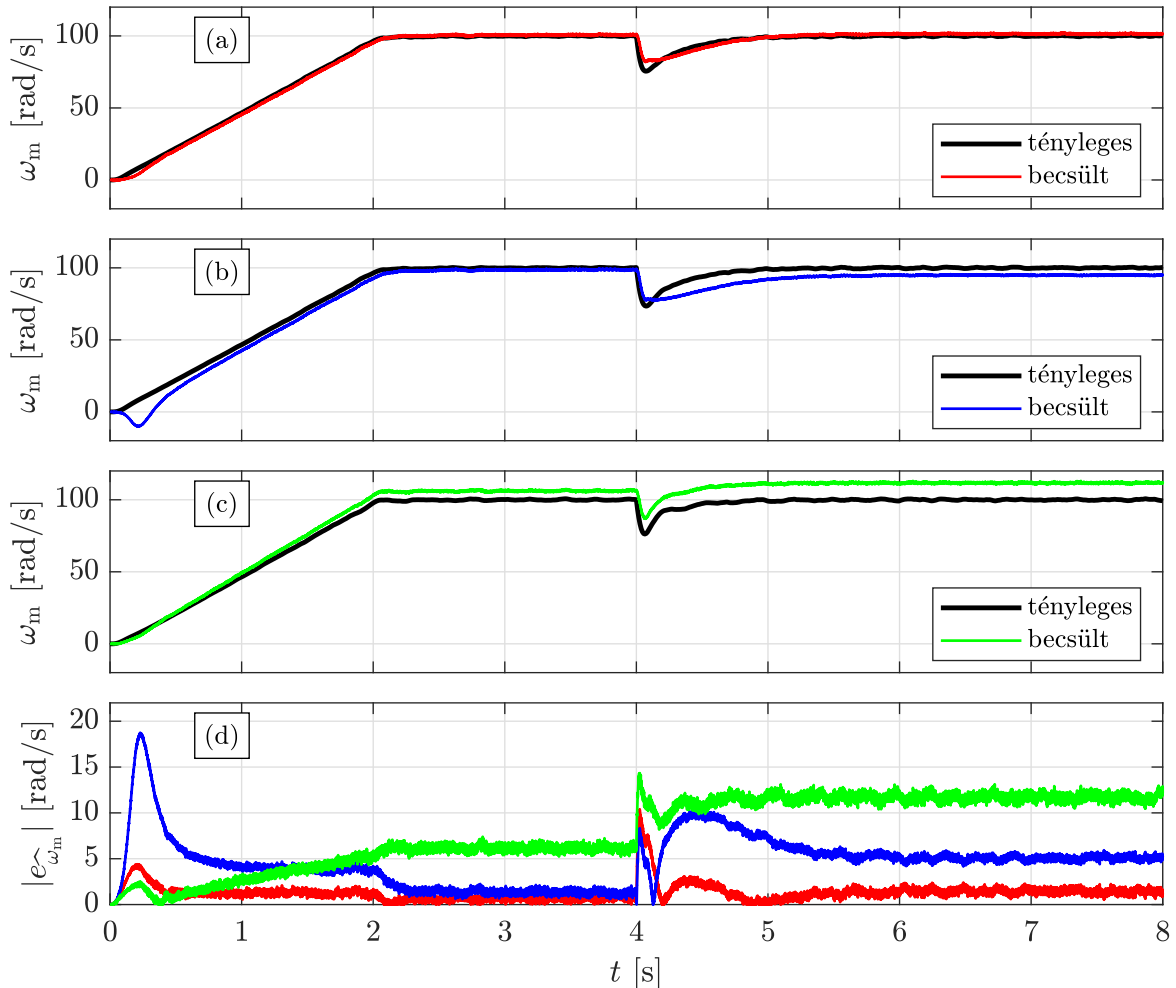
4.4.1. Szögsebességbecslési pontosságok összehasonlító szimulációs vizsgálata névleges és elhangolt motorparaméterek mellett

A mechanikus érzékelő nélküli módszerek szögsebességbecslési pontosságát elsőként szimulációs környezetben hasonlítom össze. A vizsgálatok során a szabályozott hajtás fluxus-referenciáját $\psi_{dr}^{ref} = 0,2$ Wb értékre állítom, míg az ω_m^{ref} szögsebesség-referenciát 0 rad/s-ról lineárisan növelem 100 rad/s-ra 2 s alatt, amely értéket a szimuláció további részében nem módosítok. A hajtást a szimulációk során külső terhelés nélkül indítom, azonban 4 s-nál a külső terhelőnyomaték 0 Nm-ről $T_{ext} = 1$ Nm-re ugrik. Emellett zérus átlagú és 0,1 A szórású mérési zajt adok i_a , i_b fázisáramokhoz.

A 2.3. alfejezetben megállapítottam az áttekintett szakirodalmak alapján, hogy a névleges üzemi tartományban és az alacsony fordulatszám-tartományban a fundamentális modellen alapuló becslési módszerek az R_s és R_r ellenállás-paraméterek megváltozására a legérzékenyebbek. Így a névleges paraméterekkel végzett szimulációk mellett vizsgálom az 50%-kal növelt ellenállás-paraméterek hatását. Tehát minden szögsebességbecslési módszer vizsgálata során az első szimulációt névleges paraméterekkel végzem, míg a második esetben $1,5 \cdot R_s$, illetve a harmadik szimuláció során $1,5 \cdot R_r$ ellenállásértéket alkalmazok az aszinkron gép modelljében. Eközben az irányítási algoritmusban és a szögsebességbecslő algoritmusokban is a gép névleges paramétereit használom.

A szögsebességbecslő algoritmusok szimulációs vizsgálatának eredményei a 4.6.-4.11. ábrákon láthatók. A becslt szögsebességek mellett az ábrákon feltüntettem a becslési hiba abszolút értékét is, amelyet a következőképpen határozok meg:

$$|e_{\hat{\omega}_m}| = |\omega_m - \hat{\omega}_m| \quad (4.54)$$

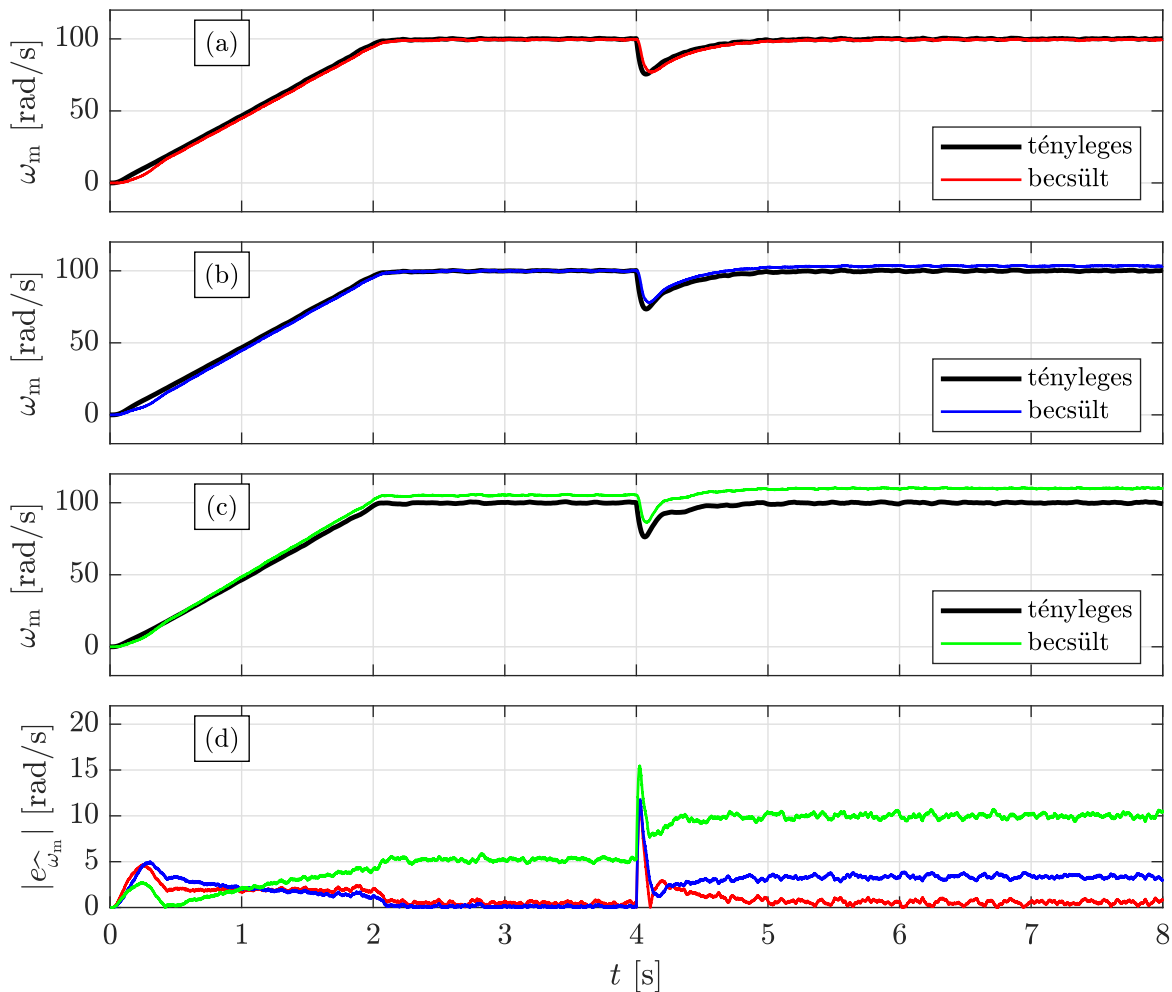


4.6. ábra. Szimulációs eredmények az MRAS megfigyelő szögsebességbecslési pontosságának vizsgálatához: (a) névleges paraméterek, (b) 150%-os R_s , (c) 150%-os R_r

A 4.6. ábrán láthatók az MRAS megfigyelő szögsebességbecslési pontosságának szimulációs vizsgálati eredményei. Néveleges paraméterek alkalmazása mellett az MRAS megfigyelő megfelelő működést mutat, csupán a terhelésugrás okoz nagyobb tranziens hibát. Ezzel szemben 50%-kal növelt R_s mellett az indítást követően látható egy jelentős becslési hiba, amelynek csúcsértéke eléri a 18 rad/s-ot. Ez a hiba a felgyorsítás során 5 rad/s alá csökken, majd állandósult üzemben 1,5 rad/s körüli. A terhelésugrás ebben az esetben hosszabb tranziens hibát okoz, amelyet követően az állandósult hiba is 5 rad/s körül marad. Indításkor R_r 50%-kal növelt értéke nem okoz ugyan jelentősebb becslési hibát, azonban a szögsebesség és a terhelés növekedése egyaránt növeli a különbséget a tényleges

és a becsült szögsebesség között, így a teljes tartományt tekintve R_r megváltozása okozza a legjelentősebb becslési hibát.

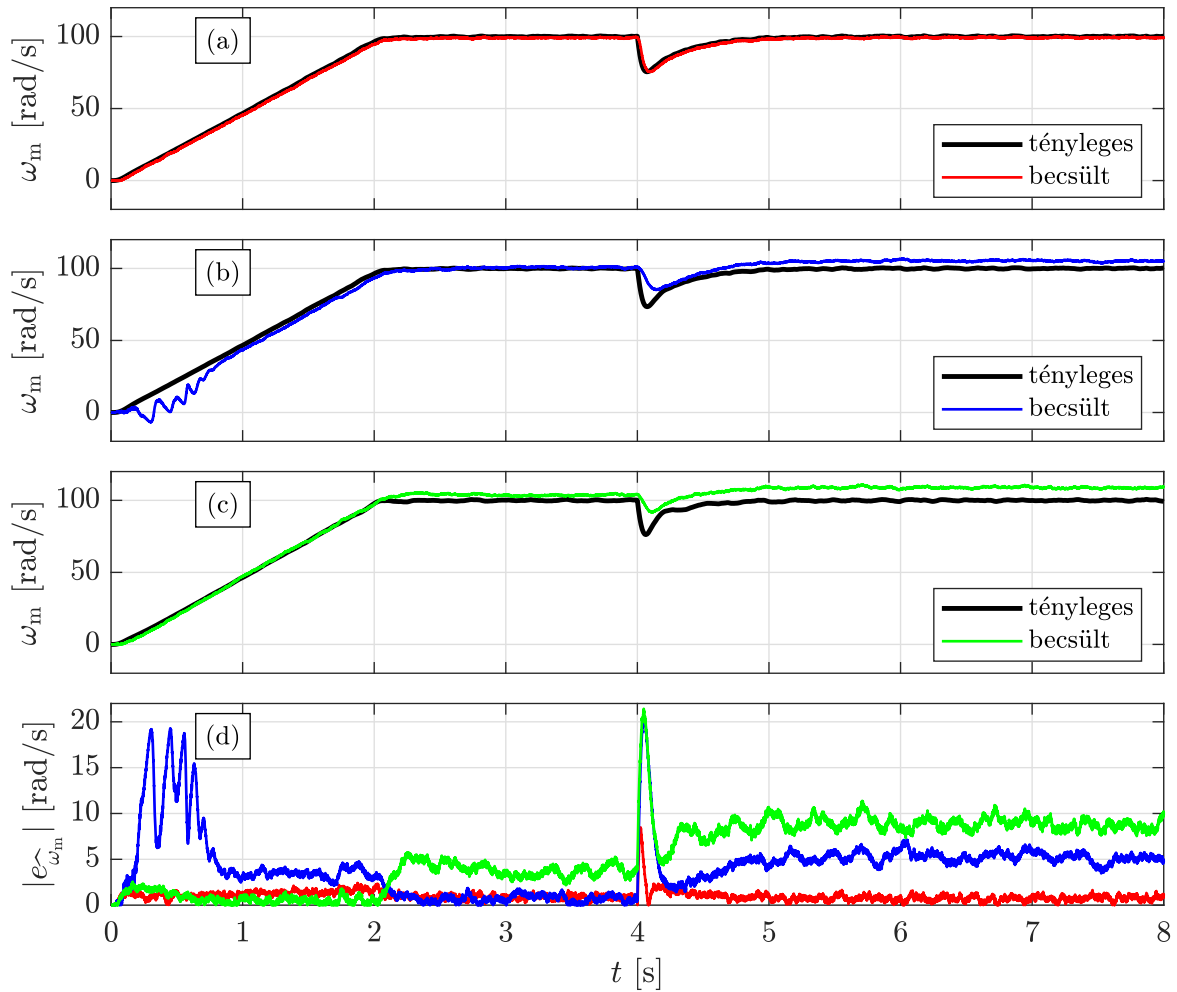
A 4.7. ábrán az ALO szimulációs vizsgálatának eredményei láthatók. Névleges paraméterek alkalmazása mellett az ALO is jól teljesít, sőt a terhelésugrás által kiváltott tranzienst során kedvezőbb viselkedést mutat, mint az MRAS megfigyelő. Emellett látható az is, hogy az ALO sokkal kevésbé érzékeny R_s megváltozására. Bár az 50%-kal növelt R_r ALO esetén is jelentős becslési hibát okoz, azonban ennek mértéke kisebb, mint az MRAS módszer esetén.



4.7. ábra. Szimulációs eredmények az ALO szögsebességbecslési pontosságának vizsgálatához: (a) névleges paraméterek, (b) 150%-os R_s , (c) 150%-os R_r

Az SMO szimulációs vizsgálatának eredményeit a 4.8. ábra mutatja. Látható, hogy névleges paraméterek alkalmazása esetén ez a módszer is megfelelően működik, azonban R_s 50%-os elhangelése jelentős becslési hibát okoz az indítás során és külső terhelés mellett egyaránt. Ezzel szemben a szögsebességbecslési hiba 150%-os R_r mellett kisebb, mint MRAS, illetve ALO esetén.

Az EKF, UKF és CKF alapú módszerek szimulációs vizsgálatának eredményeit a 4.9.-4.11. ábrák mutatják. Látható, hogy a három javasolt állapotbecslő teljesítőképessége hasonló, valamint hogy mindhárom módszer alacsony szögsebességbecslési hibát mutat

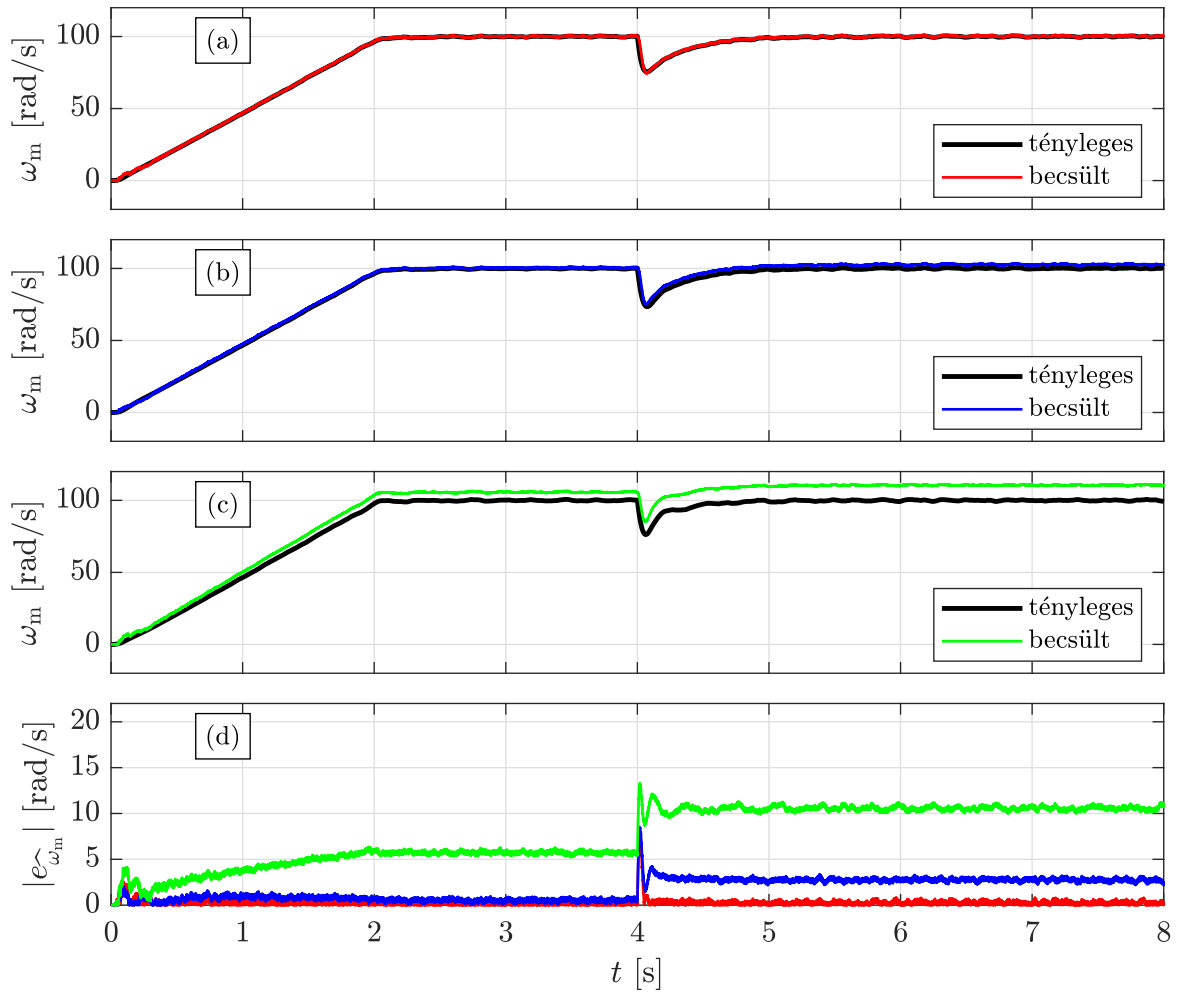


4.8. ábra. Szimulációs eredmények az SMO szögsebességbecslési pontosságának vizsgálatához: (a) névleges paraméterek, (b) 150%-os R_s , (c) 150%-os R_r

névleges paraméterek és 150%-os R_s mellett is. Azonban R_r megváltozása jelentősen rontja a becslés pontosságát.

A 4.6.-4.11. ábrák az MRAS, ALO és SMO, valamint az EKF, UKF és CKF alapú módszerek szögsebességbecslési pontosságát mutatták névleges és elhangolt ellenállásparaméterek mellett. Az összehasonlítás megkönnyítéséhez az $|e_{\hat{\omega}_m}|$ becslési hibák átlagértékeit táblázatos formában is összefoglalom. A táblázatok utolsó oszlopaiban a teljes szimulációs vizsgálat ($0 \text{ s} \leq t \leq 8 \text{ s}$) átlagos hibaértékei szereplnek, míg az azt megelőző oszlopokban 2 s-os bontásban az indítás-felgyorsítás ($0 \text{ s} \leq t \leq 2 \text{ s}$), a külső terhelés nélküli állandósult szögsebesség ($2 \text{ s} \leq t \leq 4 \text{ s}$), a terhelésugrás által okozott tranziens ($4 \text{ s} \leq t \leq 6 \text{ s}$) és a külső terhelés melletti állandósult szögsebesség ($6 \text{ s} \leq t \leq 8 \text{ s}$) tartományaiban fellépő átlagos becslési hibák láthatók.

A 4.1. táblázat az egyes módszerek átlagos szögsebességbecslési hibáit mutatja névleges motorparaméterek alkalmazása mellett. Látható, hogy a teljes tartományt tekintve az EKF becslő biztosította a legkisebb átlagos hibát, azonban ez az érték UKF és CKF módszerek esetén is alacsony. Az EKF minden tartományban kedvezőbb viselkedést mutat a determinisztikus megfigyelőknél, bár külső terhelés nélkül az UKF és a CKF teljesítő-

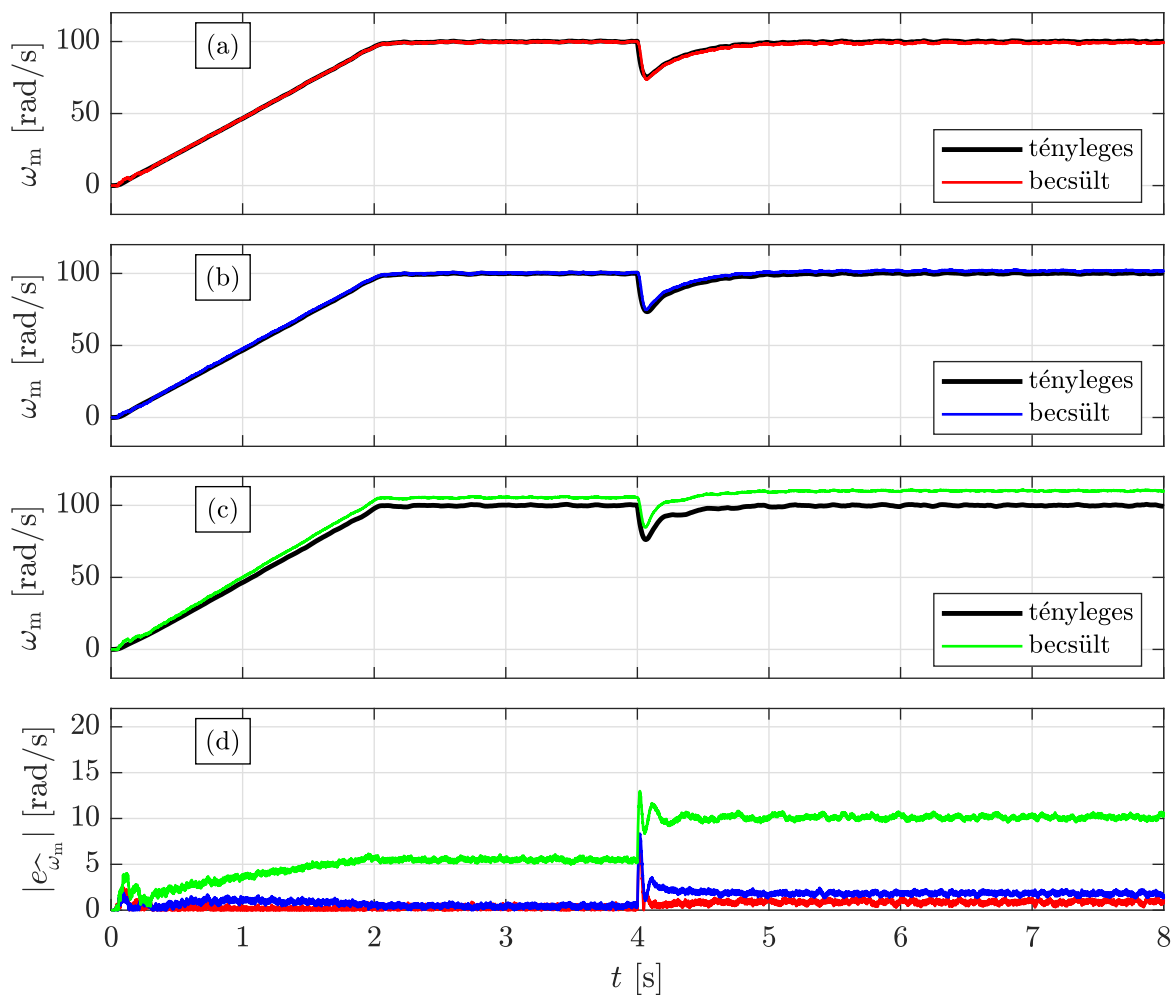


4.9. ábra. Szimulációs eredmények az EKF állapotbecslő szögsebességbecslési pontosságának vizsgálatához: (a) névleges paraméterek, (b) 150%-os R_s , (c) 150%-os R_r

képessége is nagyon jó. A külső terhelés azonban UKF és CKF esetén közel 1 rad/s-ra növeli a becslési hibát, ami 1%-os hibát jelent a vizsgált szögsebességen.

4.1. táblázat. Átlagos szögsebességbecslési hibák névleges paraméterek alkalmazása mellett

	$0 \text{ s} \leq t \leq 2 \text{ s}$	$2 \text{ s} \leq t \leq 4 \text{ s}$	$4 \text{ s} \leq t \leq 6 \text{ s}$	$6 \text{ s} \leq t \leq 8 \text{ s}$	$0 \text{ s} \leq t \leq 8 \text{ s}$
MRAS	1,4949 rad/s	0,6768 rad/s	1,6378 rad/s	1,4560 rad/s	1,3164 rad/s
ALO	2,1236 rad/s	0,5417 rad/s	1,2508 rad/s	0,5531 rad/s	1,1173 rad/s
SMO	1,2206 rad/s	0,9170 rad/s	1,0941 rad/s	0,7340 rad/s	0,9914 rad/s
EKF	0,3076 rad/s	0,1452 rad/s	0,3687 rad/s	0,2495 rad/s	0,2678 rad/s
UKF	0,2503 rad/s	0,2845 rad/s	0,9496 rad/s	0,9005 rad/s	0,5962 rad/s
CKF	0,2269 rad/s	0,2913 rad/s	0,9911 rad/s	0,9442 rad/s	0,6134 rad/s

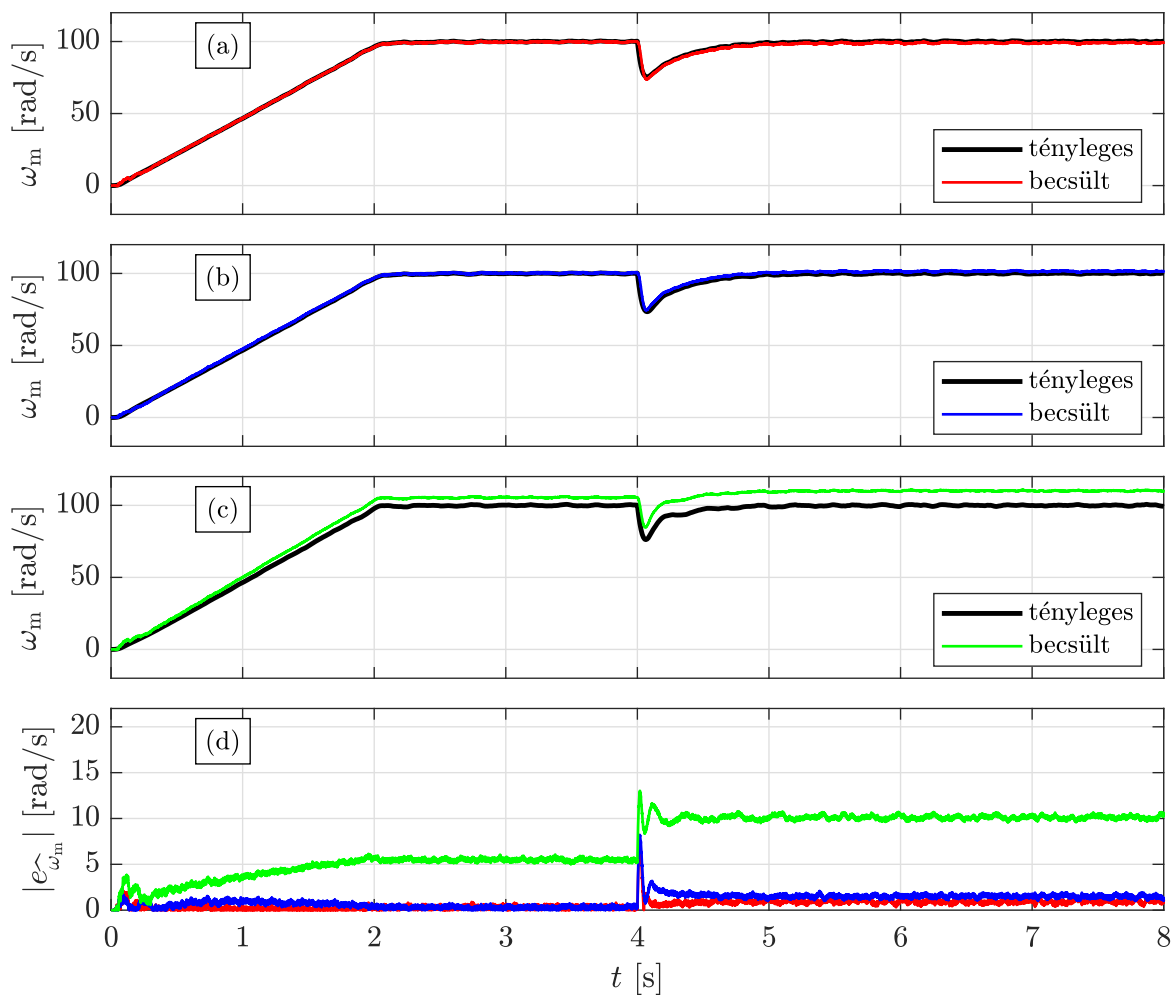


4.10. ábra. Szimulációs eredmények az UKF állapotbecslő szögsebességbecslési pontosságának vizsgálatához: (a) névleges paraméterek, (b) 150%-os R_s , (c) 150%-os R_r

A szögsebességbecslési hibák átlagos értékeit mutatja a 4.2. táblázat 150%-os R_s mellett. Látható, hogy a teljes tartományt tekintve a legkisebb átlagos hibát ebben az esetben is a három javasolt állapotbecslő alkalmazása eredményezi. Ezek közül a CKF algoritmus a legkevésbé érzékeny R_s megváltozására. Azonban a determinisztikus megfigyelők közül az ALO is robusztus viselkedést mutat.

A 4.3. táblázat szerint R_r megváltozására legkevésbé az SMO érzékeny. A második legkisebb becslési hibát az ALO mutatja, míg az EKF, UKF és CKF módszerek becslési pontossága kismértékben elmarad ettől 150%-os R_r mellett.

Az alfejezetben látható szimulációs eredmények szerint névleges motorparaméterek alkalmazása esetén mind a hat vizsgált módszer megfelelően működik, azonban a javasolt EKF állapotbecslő átlagos szögsebességbecslési hibája a legkisebb. Az R_s változására legérzékenyebbek az MRAS és SMO módszerek, míg a legkisebb becslési hibát sorrendben a CKF, az UKF és az EKF mutatta a teljes vizsgált tartományban. Ezzel szemben a három javasolt állapotbecslő szögsebességbecslési hibája jelentősen nő R_r 50%-os növelése esetén. A forgórész-ellenállás változására a vizsgált módszerek közül az adaptív SMO volt legkevésbé érzékeny.



4.11. ábra. Szimulációs eredmények a CKF állapotbecslő szögsebességbecslési pontosságának vizsgálatához: (a) névleges paraméterek, (b) 150%-os R_s , (c) 150%-os R_r

4.2. táblázat. Átlagos szögsebességbecslési hibák 150%-os R_s mellett

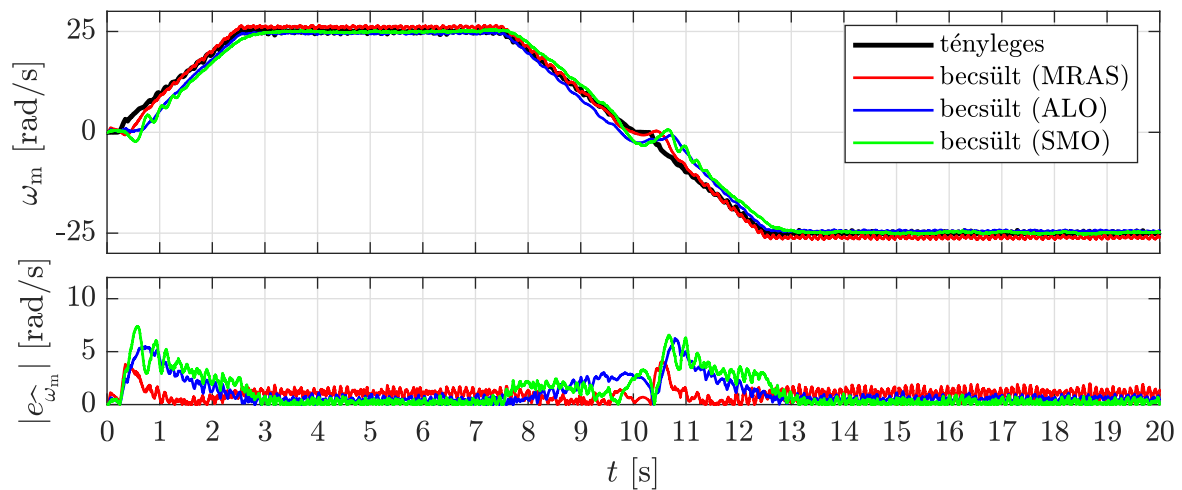
	$0 \text{ s} \leq t \leq 2 \text{ s}$	$2 \text{ s} \leq t \leq 4 \text{ s}$	$4 \text{ s} \leq t \leq 6 \text{ s}$	$6 \text{ s} \leq t \leq 8 \text{ s}$	$0 \text{ s} \leq t \leq 8 \text{ s}$
MRAS	5,5637 rad/s	1,5157 rad/s	6,7155 rad/s	5,0598 rad/s	4,7137 rad/s
ALO	2,2095 rad/s	0,1562 rad/s	3,2685 rad/s	3,3782 rad/s	2,2531 rad/s
SMO	5,7777 rad/s	0,8438 rad/s	5,0979 rad/s	5,2617 rad/s	4,2453 rad/s
EKF	0,7585 rad/s	0,5355 rad/s	2,8752 rad/s	2,7548 rad/s	1,7310 rad/s
UKF	0,8058 rad/s	0,4488 rad/s	2,0134 rad/s	1,8293 rad/s	1,2743 rad/s
CKF	0,7038 rad/s	0,3006 rad/s	1,6971 rad/s	1,5143 rad/s	1,0540 rad/s

4.3. táblázat. Átlagos szögsebességbecslési hibák 150%-os R_r mellett

	$0 \text{ s} \leq t \leq 2 \text{ s}$	$2 \text{ s} \leq t \leq 4 \text{ s}$	$4 \text{ s} \leq t \leq 6 \text{ s}$	$6 \text{ s} \leq t \leq 8 \text{ s}$	$0 \text{ s} \leq t \leq 8 \text{ s}$
MRAS	2,7034 rad/s	6,1417 rad/s	11,3789 rad/s	11,6995 rad/s	7,9809 rad/s
ALO	2,2048 rad/s	5,1934 rad/s	9,8614 rad/s	9,9960 rad/s	6,8139 rad/s
SMO	0,7605 rad/s	3,7442 rad/s	8,9075 rad/s	8,8239 rad/s	5,5590 rad/s
EKF	3,6915 rad/s	5,7287 rad/s	10,5535 rad/s	10,5706 rad/s	7,6361 rad/s
UKF	3,5400 rad/s	5,5002 rad/s	10,1304 rad/s	10,1360 rad/s	7,3267 rad/s
CKF	3,5423 rad/s	5,4952 rad/s	10,1160 rad/s	10,1194 rad/s	7,3182 rad/s

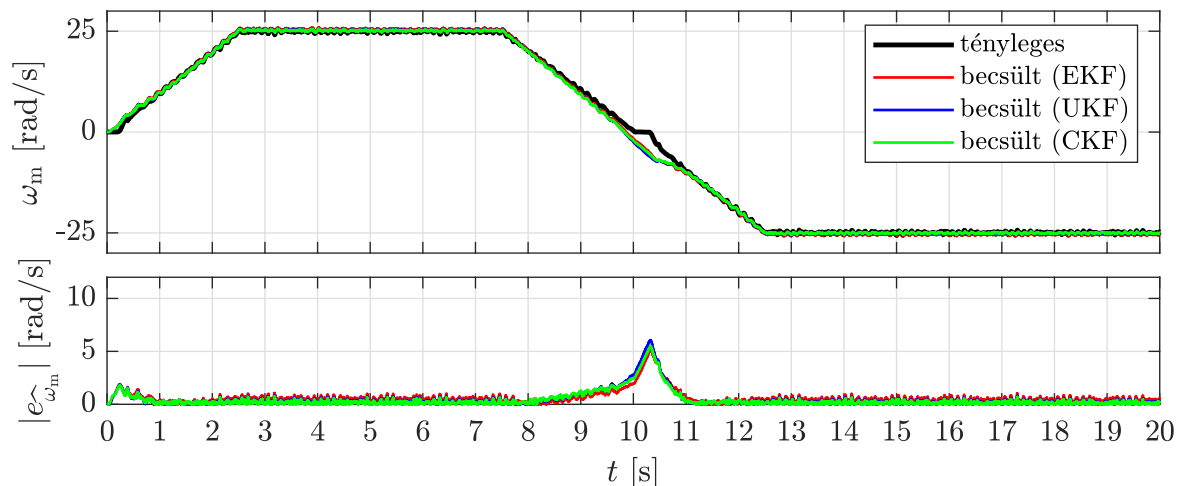
4.4.2. Az alacsony fordulatszám-tartománybeli viselkedés kísérleti összehasonlítása

A megfigyelők és az állapotbecslők alacsony fordulatszám-tartománybeli szögsebességbecslési pontosságát kísérleti eredmények alapján hasonlítom össze. Az első vizsgálat során a szabályozott hajtás fluxusreferenciáját $\psi_{dr}^{ref} = 0,2 \text{ Wb}$ értékre állítom, míg az ω_m^{ref} szögsebesség-referenciát 0 rad/s-ról lineárisan növelem 25 rad/s-ra 2,5 s alatt, majd ugyanazzal a meredekséggel csökkentem a referenciát 7,5 s-ot követően -25 rad/s-ra. Így az alacsony fordulatszám-tartományban, illetve a forgásirány-változtatás során tudom összehasonlítani az egyes módszerek szögsebességbecslési pontosságát. A determinisztikus MRAS, ALO és SMO módszerek becsült szögsebességértékeit, illetve $|e_{\omega_m}|$ becslési hibáit a 4.12. ábra mutatja, míg a javasolt EKF, UKF és CKF alapú becslők eredményei a 4.13. ábrán láthatók.



4.12. ábra. Az MRAS, ALO és SMO módszerek szögsebességbecslési pontosságának kísérleti összehasonlítása az alacsony fordulatszám-tartományban

A 4.12.-4.13. ábrák alapján megállapítható, hogy mind a hat módszer működőképes maradt a vizsgálat során, azonban a becslési hibák eltérnek az egyes becslők, illetve



4.13. ábra. A javasolt EKF, UKF és CKF állapotbecslők szögsebességbecslési pontosságának kísérleti összehasonlítása az alacsony fordulatszám-tartományban

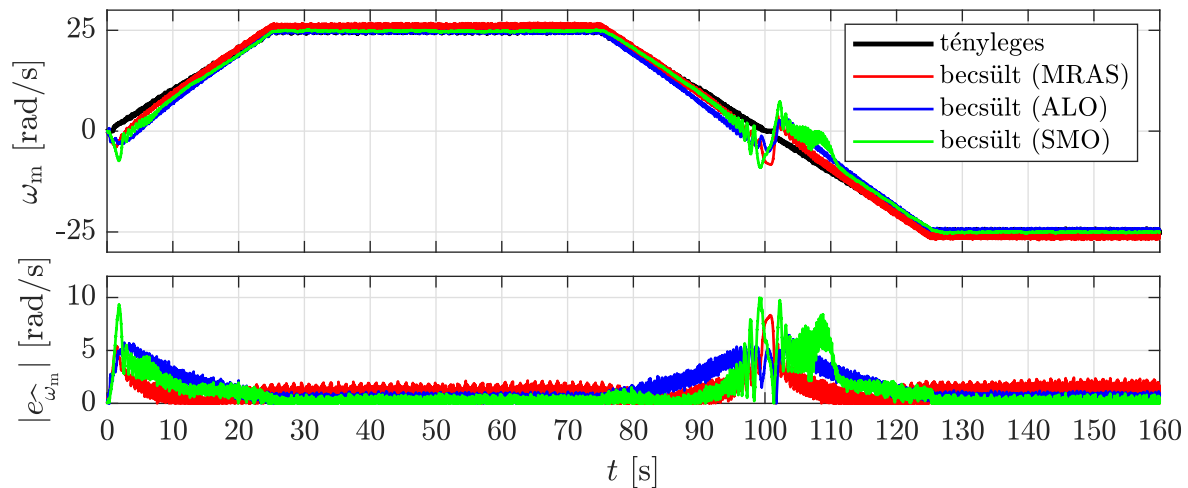
az egyes tartományok esetén. A szögsebességbecslési hibák abszolút értékeinek átlaga, a különböző működési tartományokban, a 4.4. táblázatban látható.

4.4. táblázat. Átlagos szögsebességbecslési hibák az alacsony fordulatszám-tartományban végzett mérés során

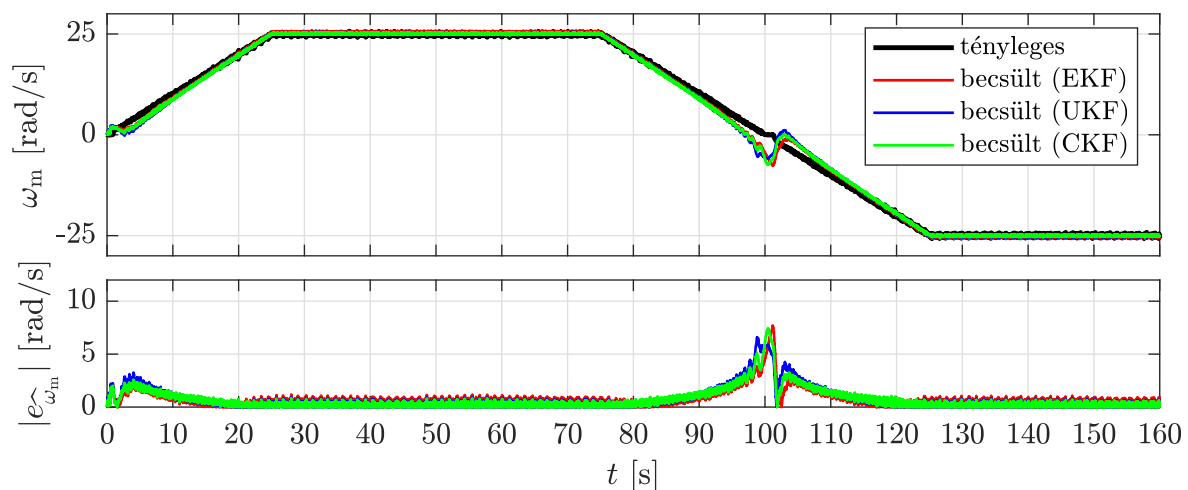
	$0 \text{ s} \leq t \leq 2,5 \text{ s}$	$2,5 \text{ s} \leq t \leq 7,5 \text{ s}$	$7,5 \text{ s} \leq t \leq 12,5 \text{ s}$	$12,5 \text{ s} \leq t \leq 20 \text{ s}$	$0 \text{ s} \leq t \leq 20 \text{ s}$
MRAS	1,0176 rad/s	1,1109 rad/s	0,8133 rad/s	1,0443 rad/s	0,9999 rad/s
ALO	2,5318 rad/s	0,4643 rad/s	2,1449 rad/s	0,5539 rad/s	1,1765 rad/s
SMO	3,2070 rad/s	0,3331 rad/s	2,4401 rad/s	0,3276 rad/s	1,2170 rad/s
EKF	0,4779 rad/s	0,4867 rad/s	0,9521 rad/s	0,3935 rad/s	0,5670 rad/s
UKF	0,3858 rad/s	0,2522 rad/s	1,1084 rad/s	0,1941 rad/s	0,4611 rad/s
CKF	0,3760 rad/s	0,1822 rad/s	1,0556 rad/s	0,1592 rad/s	0,4161 rad/s

A 4.4. táblázatban látható eredmények szerint az indítás-felgyorsítás során ($0 \text{ s} \leq t \leq 2,5 \text{ s}$) a CKF és az UKF szögsebességbecslési hibája a legkisebb, de ettől csak kis mértékben marad el az EKF pontossága. Az $\omega_m^{\text{ref}} = 25 \text{ rad/s}$ referenciaértékhez tartozó tartományban ($2,5 \text{ s} \leq t \leq 7,5 \text{ s}$) továbbra is a CKF és az UKF mutatja a legkisebb hibát, azonban ezek mellett az EKF, ALO és SMO technikák szögsebességbecslési pontossága is kedvező. A forgásirány-változtatás során megnő az állapotbecslők hibája, így az MRAS, EKF, UKF és CKF módszerek átlagos hibája a $7,5 \text{ s} \leq t \leq 12,5 \text{ s}$ tartományban közel azonos. A forgásirány-változtatás során az ALO és az SMO becslési hibája a legjelentősebb. A negatív szögsebesség-tartományban ismét a CKF és az UKF becslési hibája a legkisebb, azonban a pozitív forgásirányú tartományhoz hasonlóan, az EKF, az ALO és az SMO is jól teljesít. A teljes mérés során a CKF és az UKF szögsebességbecslési hibája a legkisebb, de ettől nem sokkal marad el az EKF pontossága. Ezzel szemben a determinisztikus megfigyelők körülbelül kétszer nagyobb átlagos hibát mutatnak.

Az első kísérlet során a szögsebesség-referencia csökkenése 25 rad/s-ról -25 rad/s értékre 5 s-ig tartott, ami egy viszonylag kis meredekségű szögsebesség-változást eredményezett. A következő kísérlet során azonban a korábbi meredekséget tizedére csökkentem. Vagyis a második mérés esetén a szögsebesség-referenciát 25 s alatt növelem zérusról 25 rad/s-ra, majd az állandósult szögsebesség elérését követően 50 s alatt csökkentem -25 rad/s értékre, így a becselőket hosszabb ideig működtetem az alacsony fordulatszám-tartományban. A megfigyelők szögsebességbecslési pontosságát a 4.14. ábra, míg az állapotbecslők által becsült szögsebességeket a 4.15. ábra mutatja.



4.14. ábra. Az MRAS, ALO és SMO módszerek szögsebességbecslési pontosságának kísérleti összehasonlítása az alacsony fordulatszám-tartományban végzett hosszabb időtartamú mérés során



4.15. ábra. A javasolt EKF, UKF és CKF állapotbecslők szögsebességbecslési pontosságának kísérleti összehasonlítása az alacsony fordulatszám-tartományban végzett hosszabb időtartamú mérés során

Az ábrákon látható, hogy ebben az esetben is működőképes maradt mind a hat módszer, azonban a szögsebességbecslési pontosságok jelentősen eltérnek, különösen az indítás és a forgásirány-változtatás során. A becslők teljesítőképességének számszerű összehasonlításához a szögsebességbecslési hibák abszolút értékeinek átlagát tartományokra bontva megadom a 4.5. táblázatban.

4.5. táblázat. Átlagos szögsebességbecslési hibák az alacsony fordulatszám-tartományban végzett hosszabb időtartamú mérés során

	$0 \text{ s} \leq t \leq 25 \text{ s}$	$25 \text{ s} \leq t \leq 75 \text{ s}$	$75 \text{ s} \leq t \leq 125 \text{ s}$	$125 \text{ s} \leq t \leq 160 \text{ s}$	$0 \text{ s} \leq t \leq 160 \text{ s}$
MRAS	1,0823 rad/s	0,9913 rad/s	1,3363 rad/s	0,9480 rad/s	1,1037 rad/s
ALO	2,5080 rad/s	0,4913 rad/s	2,5762 rad/s	0,5906 rad/s	1,4797 rad/s
SMO	2,0577 rad/s	0,2632 rad/s	2,1969 rad/s	0,2318 rad/s	1,1404 rad/s
EKF	0,7312 rad/s	0,4085 rad/s	1,1648 rad/s	0,3383 rad/s	0,6798 rad/s
UKF	0,9302 rad/s	0,2127 rad/s	1,4416 rad/s	0,2232 rad/s	0,7107 rad/s
CKF	0,8607 rad/s	0,1760 rad/s	1,3772 rad/s	0,2108 rad/s	0,6658 rad/s

A táblázatban szereplő átlagos hibák alapján látható, hogy az indítás-felgyorsítás során ($0 \text{ s} \leq t \leq 25 \text{ s}$) az EKF biztosította a legpontosabb szögsebességbecslést, azonban a CKF, UKF és MRAS módszerek becslési hibája is alacsony. Ebben a tartományban az átlagos hiba több mint kétszeres értékű az ALO és az SMO alkalmazásakor. Állandósult szögsebességen, $\omega_m^{\text{ref}} = 25 \text{ rad/s}$ referenciaérték mellett, a CKF becslési hibája a legkisebb, de ettől csak minimálisan marad el az UKF és az SMO. Az EKF és az ALO átlagos szögsebességbecslési hibája a $25 \text{ s} \leq t \leq 75 \text{ s}$ tartományban $0,5 \text{ rad/s}$ alatti, amelynek körülbelül kétszerese az MRAS becslési hibája. A forgásirány-változtatás során az ALO és az SMO hibája a legnagyobb, miközben az EKF, UKF, CKF és MRAS viszonylag jól teljesít. $\omega_m^{\text{ref}} = -25 \text{ rad/s}$ referencia esetén a becslési hibák közel azonosok a pozitív forgásirány mellett mutatott értékekkel. A teljes mérés során legkisebb becslési hibát sorrendben a CKF, EKF és UKF becslők biztosították.

Az alacsony fordulatszám-tartománybeli kísérleti vizsgálatok eredményei alapján látható volt, hogy a javasolt EKF, UKF és CKF alapú állapotbecslők szögsebességbecslési pontossága kedvezőbb, mint az MRAS, ALO és SMO módszereké.

4.4.3. Számításigények összehasonlítása

A feldolgozott szakirodalmak elemzése során kiemeltem, hogy a [28, 32, 34] áttekintő tanulmányok az EKF algoritmus egyik legjelentősebb hátrányának tartják a magas számításigényt, amely miatt a [33] nem is javasolja az EKF alkalmazását aszinkron gépes hajtások szögsebesség-érzékelő nélküli becsléséhez. Emellett az EKF és UKF számítási terheire vonatkozóan ellentétes eredményeket közölnek a [92, 93], illetve a [96, 98, 101, 121] munkák. A [92, 93] számításigény szempontjából kedvezőbbnek tartja az UKF becslőt, amely nem használ Jacobi-mátrixokat. Ezzel szemben a [96, 98, 101, 121] cikkek szerint az UKF számítási ideje nagyobb, mint az EKF-é. Mivel a szakirodalmakban ellentétes információk találhatóak, így ebben az alfejezetben összehasonlítom az általam javasolt állapotbecslők, valamint az MRAS, ALO és SMO módszerek számításigényeit.

A számításigények összehasonlításához a 3.2.2. alfejezetben ismertetett RCP rendszer SRTT számítógépét használom, amely alkalmas a becslőalgoritmusok valós idejű végrehajtására 100 μ s mintavételi idő mellett. A számítási idők vizsgálatát a következőképpen végzem. A becslőalgoritmusokat külön-külön futtatom az SRTT-n a 4.4.2. alfejezet mérési eredményeit bemenetként használva, és eközben mérem az átlagos feladatvégrehajtási időket (task execution time, TET). A különböző becslőalgoritmusok átlagos TET értékei a 4.6. táblázatban láthatók.

4.6. táblázat. Átlagos feladatvégrehajtási idők

Átlagos TET értékek	
MRAS	3,9443 μ s
ALO	3,9355 μ s
SMO	3,9456 μ s
EKF	4,7822 μ s
UKF	6,1603 μ s
CKF	6,1848 μ s

A 4.6. táblázat TET értékei alapján látható, hogy a target számítógép rendelkezésre álló számítási idejének kevesebb mint 4%-át használják fel átlagosan a determinisztikus megfigyelők. Azonban a javasolt állapotbecslők számításigényei sem jelentősen magasabbak. A megfigyelőkhöz képest átlagosan 21%-kal nagyobb az EKF számítási ideje, míg az UKF és CKF becslőké körülbelül 56%-kal nagyobb. Bár ez a többlet számítási idő nem korlátozza jelentős mértékben a javasolt állapotbecslők alkalmazhatóságát, a feladatvégrehajtási idő EKF, UKF és CKF esetén is csökkenthető a becslőalgoritmusok számításainak párhuzamosításával.

A 4.1.1. alfejezetben ismertetett EKF algoritmus predikciós lépésében az $\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^-$ becsült állapotvektor és a becslési hiba \mathbf{P}_{k+1}^- kovarianciamátrixa egymástól függetlenül is kiszámítható, így a (4.3) és a (4.4) egyenletek párhuzamosíthatóak. Ehhez hasonlóan, a (4.6) és a (4.9) összefüggések kiszámítása, vagyis az állapotvektor és a becslési hiba-kovarianciamátrix korrekciója is végrehajtható párhuzamosan. Emellett a hibakovarianciamátrix frissítése és korrekciója, valamint az EKF erősítési tényezőjének kiszámítása során alkalmazott mátrixszorzások és inverzmátrix-számítás is párhuzamosítható. A mátrixműveletek párhuzamosításával részletesen foglalkozik például a [184] könyv.

A 4.1.2. alfejezetben olvasható UKF és CKF algoritmusok esetén is alkalmazható a mátrixműveletek párhuzamosítása, valamint a becsült állapotvektor és a hibakovarianciamátrix korrigáltérték-számításának párhuzamosítása, azonban a numerikus integráláson alapuló módszerek magasabb számításigényének legfőbb oka, hogy a nemlineáris $\mathbf{f}(\cdot)$ rendszerfüggvény és $\mathbf{h}(\cdot)$ kimeneti függvény kiértékelését, a mintavételi pontok számának megfelelően, többször szükséges elvégezni. Ugyanakkor a nemlineáris függvények kiszámítása az egyes mintavételi pontokban elvégezhető párhuzamosan, így a numerikus integráláson alapuló állapotbecslők számítási sebessége is jelentősen növelhető párhuzamosítással.

4.5. A tudományos eredmények összefoglalása

2. tézis

Kidolgoztam és megvalósítottam három újszerű mechanikus érzékelő nélküli, csak villamos mennyiségekre támaszkodó állapotbecslőt aszinkron gépes hajtásokhoz. Az állapotbecslők tervezéséhez egy újszerű állapottermodellt javasoltam, amely 6 állapotváltozó segítségével írja le a gép dinamikus viselkedését. Ennek az állapottermodellnek köszönhetően az állapotbecslők közvetlenül képesek előállítani mezőorientált hajtásszabályozási algoritmus számára szükséges változók becsült értékeit, mivel az állapotvektor és a mezőorientált szabályozás koordináta-rendszere azonos. A nemlineáris rendszerleírás miatt a linearizáláson alapuló kiterjesztett Kalman-szűrőt, valamint a numerikus integráláson alapuló unscented és cubature Kalman-szűrőket alkalmaztam becsülőalgoritmusként. Mindhárom állapotbecslőt validáltam szimulációs és tényleges fizikai környezetben.

2.1. altézis

Elvégeztem a javasolt nemlineáris állapottermodell megfigyelhetőségi vizsgálatát és a lokális megfigyelhetőség biztosításához meghatároztam a

$$\psi_{dr} \neq 0 \wedge \frac{R_r^2 + L_r^2 p^2 \omega_m^2}{R_r L_r p} \frac{d\varphi_e}{dt} + \frac{d\omega_m}{dt} \neq 0$$

megfigyelhetőségi feltételt.

2.2. altézis

A cubature Kalman-szűrőt elsőként alkalmaztam aszinkron gép szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecsléséhez, ezáltal új alkalmazási területet javasoltam ennek a becsülőalgoritmusnak.

2.3. altézis

Összehasonlító vizsgálatokat végeztem az általam javasolt állapotbecslők, a modell-referenciás adaptív megfigyelő, az adaptív Luenberger-féle megfigyelő és az adaptív csúszómód megfigyelő között. A szimulációs vizsgálatok során névleges paraméterek és 50%-kal elhangolt állórész-ellenállás mellett is pontosabb szögsebességbecslést biztosítottak a teljes vizsgált tartományra vonatkozóan az újszerű állapotbecslők, mint a determinisztikus megfigyelők. Emellett az alacsony fordulatszám-tartományban végzett kísérletek során is kisebb átlagos szögsebességbecslési hibát mutattak a teljes vizsgált tartományra vonatkozóan a javasolt állapotbecslők, mint a determinisztikus megfigyelők.

A 2. tézishez kapcsolódó saját publikációk a következők: [112, 185–190].

5. fejezet

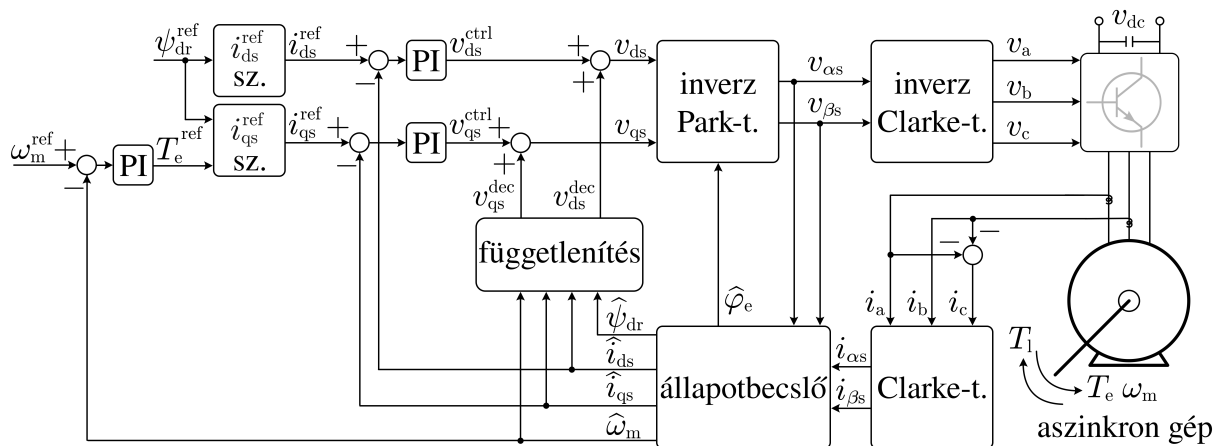
Az állapotbecslők alkalmazása szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált hajtásszabályozáshoz

Az előző fejezetben ismertettem és validáltam három újszerű szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecslőt, amelyeket aszinkron gépes hajtásokhoz dolgoztam ki. A becslők tervezésének egyik szempontja volt, hogy a becsült állapotvektor elemei közvetlenül, további számítások és koordináta-transzformációk nélkül felhasználhatók legyenek mezőorientált szabályozás során. Ebben a fejezetben az EKF, UKF és CKF alapú becslők alkalmazásával szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált szabályozást valósítok meg. A javasolt hajtásszabályozási módszert elsőként szimulációs környezetben validálom, majd állandósult állapotbeli paraméterérzékenységi vizsgálatokat végzek, amelyek során paraméterérzékenységi térképeket készítek. Ezek segítségével összehasonlítom az egyes módszerek érzékenységét az ellenállás-paraméterek megváltozására vonatkozóan a különböző üzemi tartományokban. Emellett vizsgálom a zajparaméterek megváltoztatásának hatását az állandósult állapotbeli paraméter-érzékenységekre. Ezt követően a szabályozott hajtás alacsony fordulatszám-tartománybeli viselkedését tényleges fizikai környezetben vizsgálom és összehasonlítom a különböző becslőket alkalmazó hajtásszabályozási algoritmusok számításigényeit.

A fejezet felépítése a következő. Elsőként ismertetem az állapotbecslésen alapuló mezőorientált hajtásszabályozási struktúrát az 5.1. alfejezetben, majd elvégzem a szabályozott hajtás szimulációs és kísérleti vizsgálatait az 5.2. alfejezetben. Végül az 5.3. alfejezetben összefoglalom a tudományos eredményeket.

5.1. Állapotbecslésen alapuló szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált szabályozás

A szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecslők tervezése során a 4.2. alfejezetben felhasználtam a mezőorientáció elvét annak érdekében, hogy az elektromágneses viselkedést leíró állapotváltozók becsült értékei közvetlenül a forgórészfluxus-térvektor koordináta-rendszerében álljanak elő. Ennek köszönhetően a javasolt állapotbecslők könnyen illeszthetők FOC struktúrához. Az állapotbecslésen alapuló mechanikus érzékelő nélküli mezőorientált hajtásszabályozási módszer blokkvázlatát az 5.1. ábra mutatja.



5.1. ábra. Aszinkron gépes hajtás állapotbecslésen alapuló szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált szabályozásának blokkvázlata

A blokkvázlaton látható, hogy a javasolt hajtásszabályozási módszer nem igényel mechanikus érzékelőt. A mért fázisáramokból Clarke-transzformáció alkalmazásával állnak elő az állórész koordináta-rendszerében az állórészáram-térvektor $i_{\alpha s}$ és $i_{\beta s}$ komponensei, amelyek a $v_{\alpha s}$, $v_{\beta s}$ feszültségkomponensek mellett az állapotbecslő bemenetei. Az állapotbecslő egyaránt lehet a 4. fejezetben javasolt EKF, UKF vagy CKF alapú módszer. Az áramszabályozások ellenőrzőjelei az \hat{i}_{ds} , \hat{i}_{qs} becsült állórészáram-komponensek. Az áramreferenciák meghatározása ψ_{dr}^{ref} fluxus-, és T_e^{ref} nyomatékreferenciából a (3.19)-(3.20) összefüggések alapján történik. A T_e^{ref} nyomatékreferenciát kaszkád szögsebesség-szabályozó állítja elő. A szögsebesség-szabályozás referenciaértéke ω_m^{ref} , ellenőrzőjele a becsült $\hat{\omega}_m$ szögsebesség. A feszültségegyenletek függetlenítését végző algoritmus az \hat{i}_{ds} , \hat{i}_{qs} , $\hat{\psi}_{dr}$ és $\hat{\omega}_m$ becsült állapotváltozókat használja fel a (3.21)-(3.22) összefüggésekben a v_{ds}^{dec} , v_{qs}^{dec} kompenzáló feszültségtagok előállításához. A v_{ds} , v_{qs} feszültségkomponensekből inverz koordináta-transzformációk alkalmazásával kerülnek meghatározásra a fázisfeszültségek, amelyeket feszültséginverter kapcsol az aszinkron gépre. Az inverz Park-transzformáció során alkalmazott pozíció a forgórészfluxus-térvektor $\hat{\varphi}_e$ becsült irányszöge.

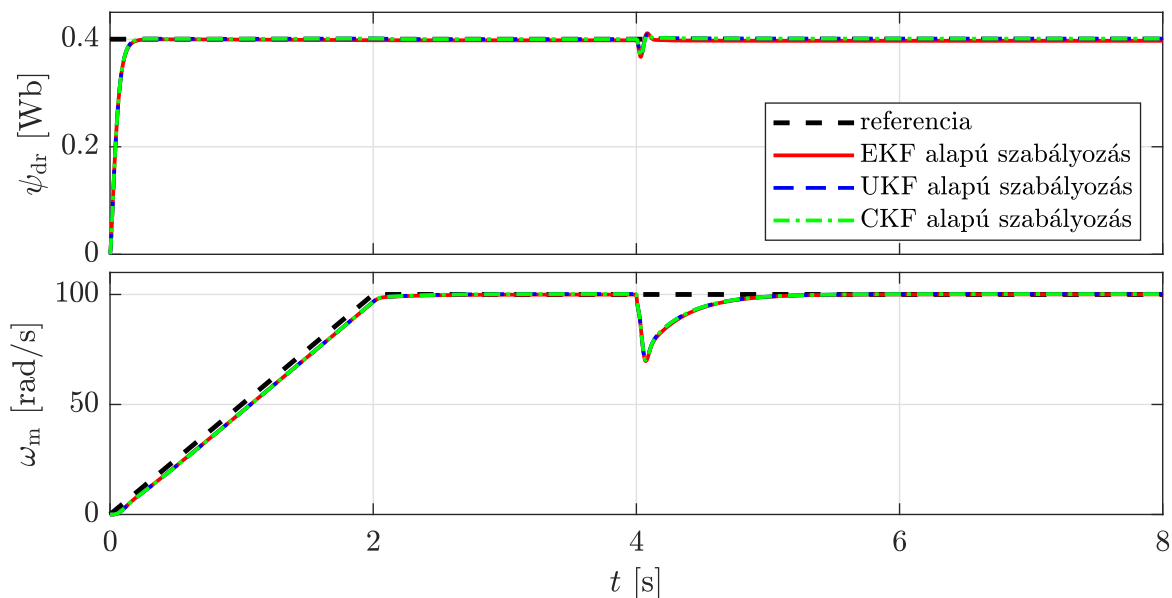
5.2. A szabályozott hajtás szimulációs és kísérleti vizsgálata

Az előző alfejezetben bevezetett szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált hajtásszabályozási módszer vizsgálataihoz a 3. fejezetben ismertetett modellalapú környezetben implementálom az irányítási algoritmust. Vagyis a háromrétegű modellarchitektúrában az irányítási algoritmusok könyvtárát bővítem a szögsebesség-érzékelő nélküli hajtásszabályozási módszerrel, amely így már három algoritmust tartalmaz.

A szimulációs és kísérleti vizsgálatok során minden esetben összehasonlítom a különböző állapotbecslőket alkalmazó hajtásszabályozásokat. Az aszinkron gép modelljének paraméterei, a szögsebesség- és áramszabályozók erősítési tényezői, valamint a becslők zajparaméterei megegyeznek a 3. és 4. fejezetekben használt értékekkel.

5.2.1. A szabályozott hajtás dinamikus viselkedésének szimulációs vizsgálata

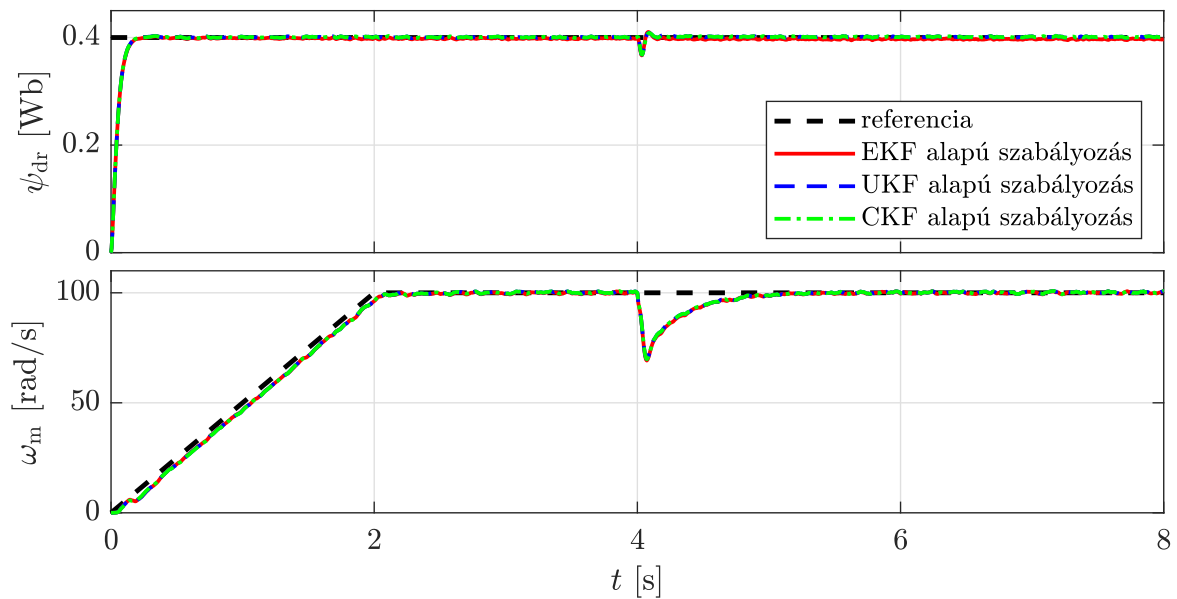
Az állapotbecslésen alapuló szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált hajtásszabályozási módszert először szimulációs környezetben vizsgálom. A vizsgálatok során a fluxusreferenciát $\psi_{dr}^{ref} = 0,4$ Wb értékre állítom, míg az ω_m^{ref} szögsebesség-referenciát 0 rad/s-ról lineárisan növelem 100 rad/s-ra 2 s alatt. A 100 rad/s érték elérését követően a szimuláció további részében nem változtatom a szögsebesség-referenciát. A hajtást külső terhelőnyomaték nélkül indítom, majd 4 s-nál 0 Nm-ről $T_{ext} = 1$ Nm-re ugrik a külső terhelés. A szabályozott hajtás szimulációs vizsgálatának eredményei az 5.2. ábrán láthatók. A javasolt szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált hajtásszabályozási módszer mindhárom állapotbecslő alkalmazása esetén megfelelően működik, hiszen a fluxus- és szögsebesség-válaszok követik a referenciaértékeket. Látható továbbá az is, hogy nincs jelentős különbség az egyes becslők alkalmazása között.



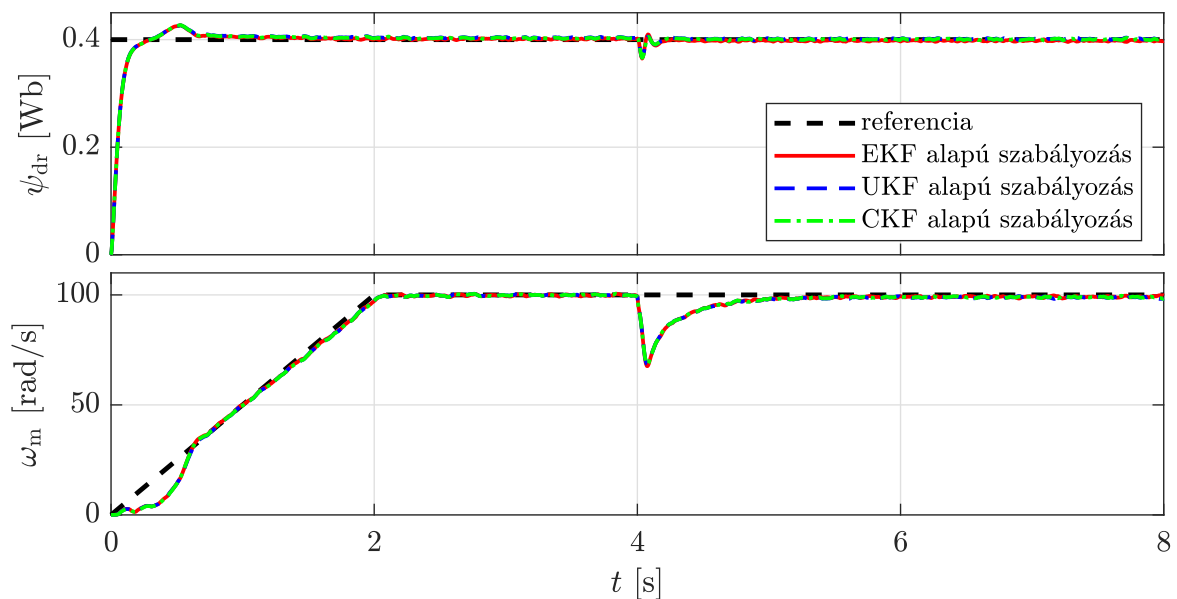
5.2. ábra. Fluxus- és szögsebességválaszok szimulációs összehasonlítása névleges paraméterek mellett

Az első szimuláció során ideális, zajmentes árammérést tételeztem fel. A mérési zaj hatásának vizsgálatához megismétlem az előző szimulációt, azonban az i_a és i_b fázis-áramokhoz zérus várható értékű, 0,1 A szórású normális eloszlású mérési zajt adok. A szimulációs eredményeket az 5.3. ábra mutatja. Látható, hogy a szabályozott fluxusra, illetve forgórész-szögsebességre nincs jelentős hatása ekkora mértékű árammérési zajnak.

A 2. fejezetben áttekintett irodalmak alapján a fundamentális modellen alapuló szögsebesség-érzékelő nélküli módszerek elsősorban az R_s és R_r ellenállás-paraméterek megváltozására, illetve ezek pontatlan ismeretére érzékenyek. Az ellenállásértékekre vonatkozó paraméterbizonytalanságok első vizsgálatához két egyszerű szimulációt hajtok végre. Ezek során megismétlem a mérési zaj nélkül végzett első szimulációt, azonban 50%-kal megnövelem az aszinkron gép szimulációs modelljében először az állórész-, majd a forgórész-ellenállás értékét. Az elhangolt ellenállás-paraméterekkel végzett szimulációk eredményeit az 5.4. és 5.5. ábrák mutatják.



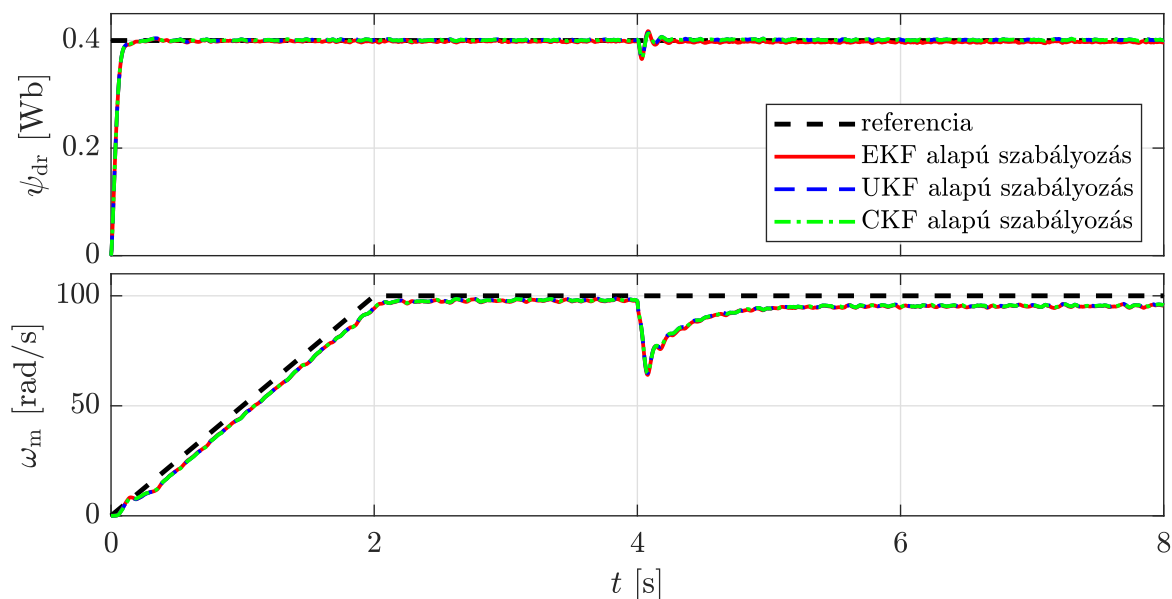
5.3. ábra. Fluxus- és szögsebességválaszok szimulációs összehasonlítása névleges paraméterek és árammérési zaj mellett



5.4. ábra. Fluxus- és szögsebességválaszok szimulációs összehasonlítása 150%-os R_s mellett

Az 5.4. ábrán látható, hogy a névleges értékhez képest 50%-kal növelt állórész-ellenállás elsősorban az indítás-felgyorsítás kezdeti szakaszában okoz hibát. Ebben a tartományban a szabályozott szögsebesség referenciakövetése leromlik, illetve a fluxusválasz esetén túllendülés látható. A fordulatszám növekedésével azonban javul a referenciakövetés pontossága a fluxus- és a szögsebesség-szabályozás esetén is.

150%-os R_r mellett végzett szimulációs vizsgálatok eredményeit az 5.5. ábra mutatja. Látható, hogy a fluxusszabályozás kevésbé érzékeny R_r elhangolására, mint R_s értékének



5.5. ábra. Fluxus- és szögsebességválaszok szimulációs összehasonlítása 150%-os R_r mellett

megváltozására. Azonban 50%-kal növelt R_r esetén a szögsebesség-szabályozás pontosságga leromlik a terhelés növekedésével. Bár a szimuláció első felében külső terhelést nem alkalmazok, a gép nem terheletlen, hiszen a (3.10) összefüggésben szereplő $D_f\omega_m$ tag a szögsebesség növekedésével lineárisan növekvő terhelést eredményez, amelyhez 4 s után a $T_{\text{ext}} = 1$ Nm külső terhelés is hozzáadódik. Tehát megnövelt forgórész-ellenállás esetén a szögsebesség-szabályozás állandósult hibája a terheléstől függően változik.

5.2.2. Állandósult állapotbeli ellenállásparaméter-érzékenységek vizsgálata

Az előző alfejezetben elhangolt motorparaméterekkel is végeztem egyszerű szimulációs vizsgálatokat, amelyek eredményei alapján látható volt, hogy az aszinkron gép ellenállásparamétereinek megváltozása, illetve pontatlan ismerete hatással van a szögsebesség-érzékelő nélküli hajtásszabályozás minőségi jellemzőire. Azonban ezek az egyszerű vizsgálatok csupán egy szűk üzemi tartományban szolgáltatottak információt a szabályozás paraméter-érzékenységről. Ebben az alfejezetben egy újszerű megközelítés alkalmazásával részletesen vizsgálom a különböző állapotbecslőket alkalmazó szögsebesség-érzékelő nélküli FOC algoritmus állandósult állapotbeli paraméterérzékenységet.

Szögsebesség-érzékelő nélküli irányítási módszerek paraméterérzékenységi vizsgálatához többféle megközelítés is alkalmazható. A legegyszerűbb érzékenységvizsgálati eljárások a lokális módszerek, amelyekkel egyetlen paraméterre vonatkozó érzékenységek határozhatók meg adott munkapontokban, illetve a lokális módszerek alapulhatnak szimbolikus érzékenységi gradiensszámításokon is, ha a paraméterfüggő rendszerleírás analitikus megoldása ismert. Ezeket a lokális megközelítéseket tekinti át részletesen a [191], amely olyan gyakorlati szempontokat is tárgyal, mint például a véges differenciák módszerének implementációs kérdései. Ilyen lokális érzékenységvizsgálati módszereket aszinkron gépes becslőalgoritmusok esetén is alkalmaznak. Például az [50] cikkben Luenberger-féle álla-

potmegfigyelő paraméterérzékenységet vizsgálják, míg a [192] munkában egy nyomatékbecslő érzékenységi vizsgálatához alkalmaznak lokális módszert. A [193] cikkben a lokális érzékenységeket véletlenszerűen megválasztott munkapontokban határozzák meg, ezáltal a lokális módszert egy szélesebb üzemi tartományra terjesztik ki. Ezt a megközelítést Morris-módszernek is nevezik egyes irodalmakban.

A paraméterérzékenységi vizsgálatok másik csoportját a globális módszerek alkotják. Ezek a megközelítések gyakran a [194] könyvben részletesen tárgyalt Monte-Carlo-módszeren alapulnak, amellyel előre meghatározott valószínűségi eloszlásfüggvény szerint véletlenszerűen változtatnak meg paramétereket, így az érzékenységek statisztikai úton származtathatók a különböző paraméterkészletekkel végzett szimulációk eredményeiből. Ezt a megközelítést például a [195] munkában alkalmazzák villamos gépek tervezése során a termikus változások vizsgálatához. Azonban a [196] áttekintő tanulmány szerint a globális módszerek jelentős hátránya, hogy nagyon sok szimuláció végrehajtását igénylik.

Munkám során lokális megközelítést alkalmazok, amellyel egyidejűleg egyetlen paraméter megváltozásának hatása vizsgálható. Az FOC algoritmus által szabályozott fluxus és forgórész-szögsebesség állandósult állapotbeli érzékenysége p_i paraméterre vonatkozóan a következőképpen fejezhető ki:

$$s_{\psi_{\text{dr}}^{\infty}}^{(p_i)} = \frac{\partial \psi_{\text{dr}}^{\infty}}{\partial p_i}, \quad s_{\omega_{\text{m}}^{\infty}}^{(p_i)} = \frac{\partial \omega_{\text{m}}^{\infty}}{\partial p_i} \quad (5.1)$$

ahol $\psi_{\text{dr}}^{\infty}$ és $\omega_{\text{m}}^{\infty}$ az állandósult fluxust, illetve szögsebességet jelöli. Az (5.1) kifejezés szimbolikus kiszámítása helyett az érzékenységek egyszerűbb módon is meghatározhatók a [191] szerint, így az érzékenységeket véges differenciákkal közelítem:

$$s_{\psi_{\text{dr}}^{\infty}}^{(p_i)} \approx \frac{\Delta \psi_{\text{dr}}^{\infty}}{\Delta p_i}, \quad s_{\omega_{\text{m}}^{\infty}}^{(p_i)} \approx \frac{\Delta \omega_{\text{m}}^{\infty}}{\Delta p_i} \quad (5.2)$$

ahol $\Delta \psi_{\text{dr}}^{\infty}$, $\Delta \omega_{\text{m}}^{\infty}$ és Δp_i kismértékű, véges eltérései $\psi_{\text{dr}}^{\infty}$, $\omega_{\text{m}}^{\infty}$ és p_i mennyiségeknek.

Az (5.2) alkalmazásával az érzékenységek különböző munkapontokban is kiszámíthatók, így egy előre meghatározott tartományra kiterjeszhető az érzékenység vizsgálata. Ellentétben a [193] munkában alkalmazott Morris-módszerrel, a munkapontokat nem véletlenszerűen, hanem ekvidisztáns módon határozom meg $T_e = T_{e_1}$ -től $T_e = T_{e_2}$ -ig, illetve $\omega_{\text{m}} = \omega_{m_1}$ -től $\omega_{\text{m}} = \omega_{m_2}$ -ig, ahol T_{e_1} , T_{e_2} , valamint ω_{m_1} és ω_{m_2} önkényesen megválasztott nyomaték- és szögsebességértékek, amelyek a vizsgált működési tartományt határolják, így az (5.2) érzékenységek különböző munkapontokban történő sorozatos kiszámításával érzékenységi térképek állíthatók elő az 5.6. ábra szerinti folyamat eredményeként.

Feltételezve, hogy az (5.1), illetve az (5.2) érzékenységek függnak az alkalmazott állapotbecslő \mathbf{Q} és \mathbf{R} zajparamétereitől, az érzékenységek átírhatók paraméterfüggő alakra:

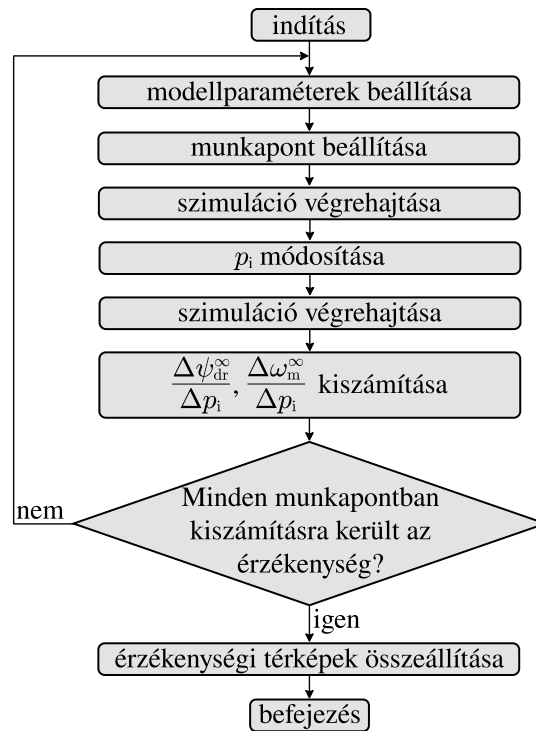
$$s_{\psi_{\text{dr}}^{\infty}}^{(p_i)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}), \quad s_{\omega_{\text{m}}^{\infty}}^{(p_i)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}). \quad (5.3)$$

Tehát alternatív \mathbf{Q}' , \mathbf{R}' helyettesítésével vizsgálható a zajparaméterek érzékenységre gyakorolt hatása is. Például

$$\left| s_{\psi_{\text{dr}}^{\infty}}^{(p_i)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}) \right| > \left| s_{\psi_{\text{dr}}^{\infty}}^{(p_i)}(\mathbf{Q}', \mathbf{R}') \right| \quad (5.4)$$

és

$$\left| s_{\omega_{\text{m}}^{\infty}}^{(p_i)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}) \right| > \left| s_{\omega_{\text{m}}^{\infty}}^{(p_i)}(\mathbf{Q}', \mathbf{R}') \right| \quad (5.5)$$

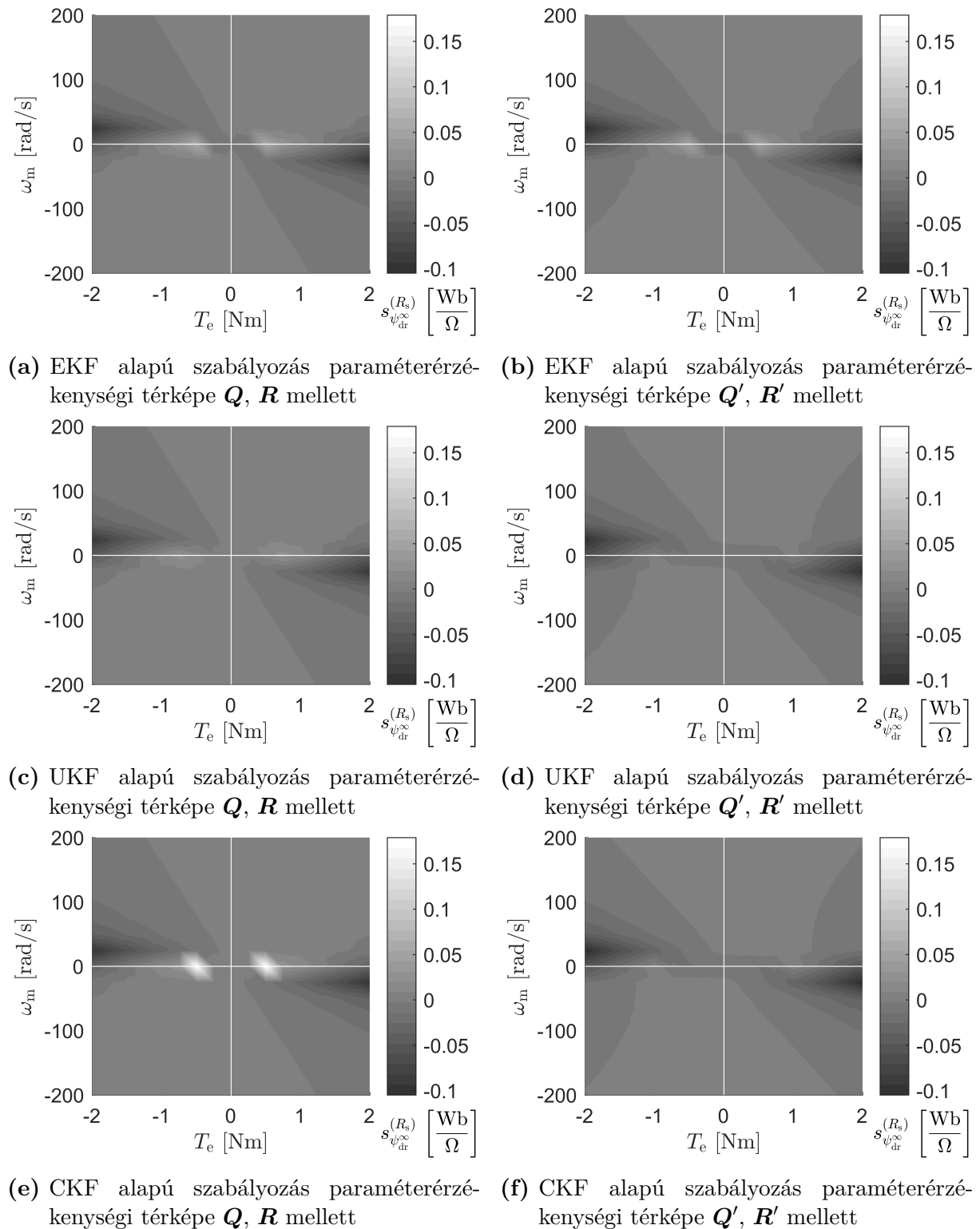


5.6. ábra. Állandósult állapotbeli paraméterérzékenységi térképek előállításának folyamata

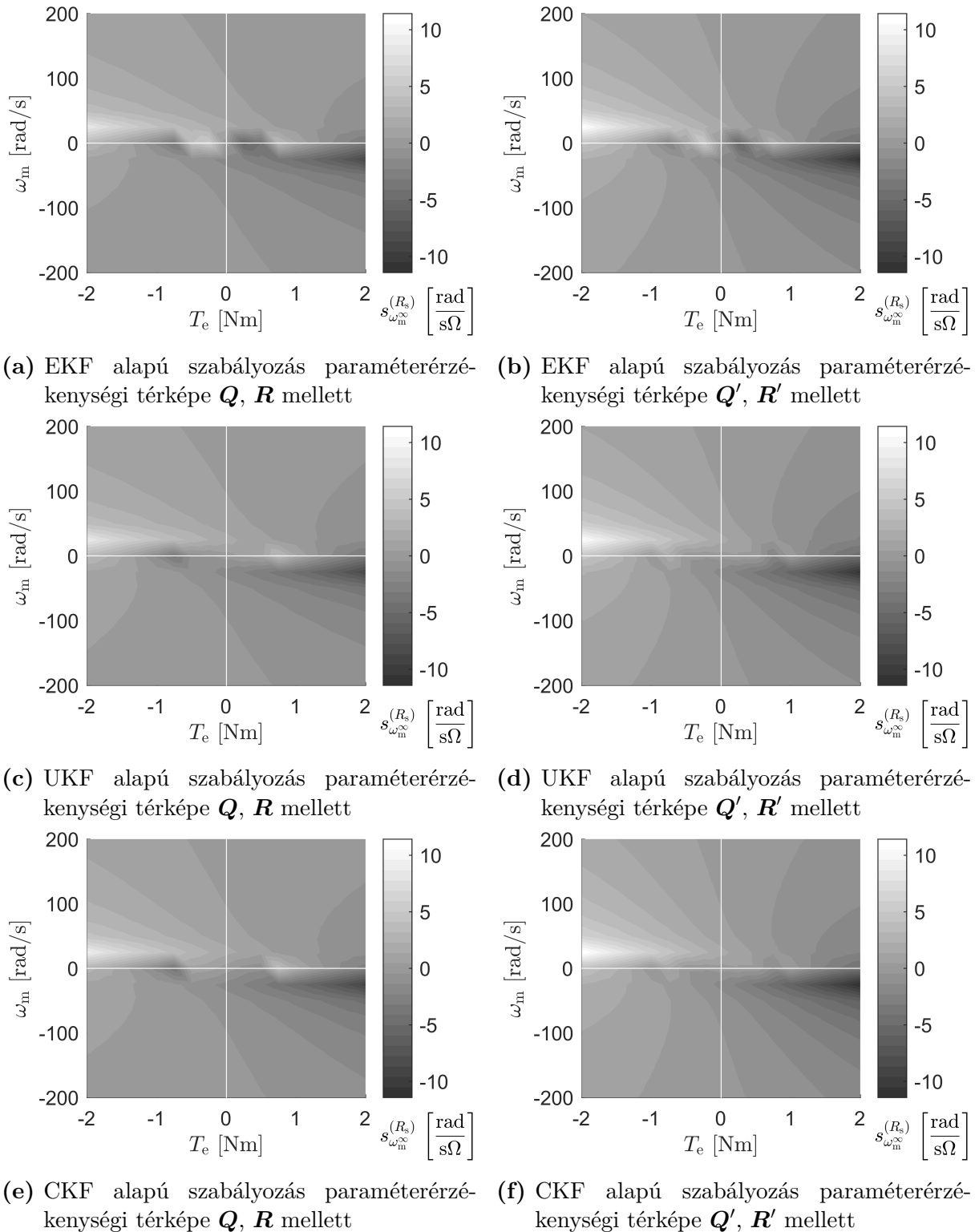
azt jelenti, hogy a hajtásszabályozási algoritmus kevésbé érzékeny p_i paraméter megváltozására \mathbf{Q}' és \mathbf{R}' mellett, mint \mathbf{Q} és \mathbf{R} alkalmazásakor. Viszont az $s_{\psi_{\text{dr}}}^{(p_i)}$ és $s_{\omega_m}^{(p_i)}$ érzékenységek adott munkapontokra meghatározott skaláris mennyiségek, emiatt az (5.4)-(5.5) szerinti összehasonlítás csak egy bizonyos munkapontra érvényes. Azonban a következő integrál segítségével az érzékenységek kiterjeszthetők az érzékenységi térképek fölé:

$$S_{\psi_{\text{dr}}^{\infty} | \omega_m^{\infty}}^{(p_i)} = \int_{\omega_{m1}}^{\omega_{m2}} \int_{T_{e1}}^{T_{e2}} \left(s_{\psi_{\text{dr}}^{\infty} | \omega_m^{\infty}}^{(p_i)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}, \omega_m, T_e) \right)^2 dT_e d\omega_m. \quad (5.6)$$

A szögsebesség-érzékelő nélküli hajtásszabályozási módszer állandósult állapotbeli paraméterérzékenységét a -200 rad/s és 200 rad/s közötti szögsebességtartományban, valamint a -2 Nm és 2 Nm közötti nyomatéktartományban vizsgálom, ahol az érzékenységeket 25 rad/s-os, illetve 0,25 Nm-es lépésként számítom ki. Elsőként az állórész-ellenállásra vonatkozó érzékenységeket határozom meg, amely során az elhangolt ellenállásérték $R'_s = 1,05 \cdot R_s$. A zajparaméterek hatásának vizsgálatához a korábbiakban is alkalmazott $\mathbf{Q} = \text{diag}\{5 \cdot 10^{-3}, 5 \cdot 10^{-3}, 10^{-8}, 10^{-6}, 10^{-3}, 10^{-4}\}$ és $\mathbf{R} = \text{diag}\{2, 25 \cdot 10^{-2}, 2, 25 \cdot 10^{-2}\}$ kovarianciamátrixok mellett, $\mathbf{Q}' = \text{diag}\{10^{-2}, 10^{-2}, 10^{-12}, 2, 5 \cdot 10^{-6}, 10^{-4}, 10^{-3}\}$ és $\mathbf{R}' = \text{diag}\{10^{-1}, 10^{-1}\}$ paraméterekkel is végrehajtom az érzékenységvizsgálatot. Az így előállított érzékenységi térképek az 5.7. és 5.8. ábrákon láthatók.



5.7. ábra. A szabályozott forgórészfluxus érzékenysége az állórész-ellenállás megváltozására különböző állapotbecslők és zajparaméterek alkalmazása esetén



5.8. ábra. A szabályozott forgórész-szögsebesség érzékenysége az állórész-ellenállás megváltozására különböző állapotbecslők és zajparaméterek alkalmazása esetén

Az 5.7. ábra a szabályozott forgórészfluxus érzékenységét, míg az 5.8. ábra a szabályozott forgórész-szögsebesség érzékenységét mutatja R_s megváltozására vonatkozóan, eltérő becslőalgoritmusok és zajparaméterek alkalmazása esetén. Az ábrákon látható, hogy az érzékenység változik a működési tartományban, továbbá hogy az érzékenység függ az alkalmazott becslőtől és annak zajparamétereitől is. Az érzékenységek számszerű összehasonlításához kiszámítom az (5.6) integrált az érzékenységi térképek egyes síknegyedeire. A fluxus és a szögsebesség érzékenységére vonatkozó eredmények az 5.1. és 5.2. táblázatokban láthatók. A táblázatokban szereplő eredmények is jól szemléltetik, hogy az érzékenység függ az alkalmazott becslőalgoritmustól és annak zajparamétereitől is. Emellett megállapítható az is, hogy a szabályozott forgórészfluxus és forgórész-szögsebesség generátorüzemben (II. és IV. síknegyedek) érzékenyebb R_s megváltozására, mint motorüzemben (I. és III. síknegyedek).

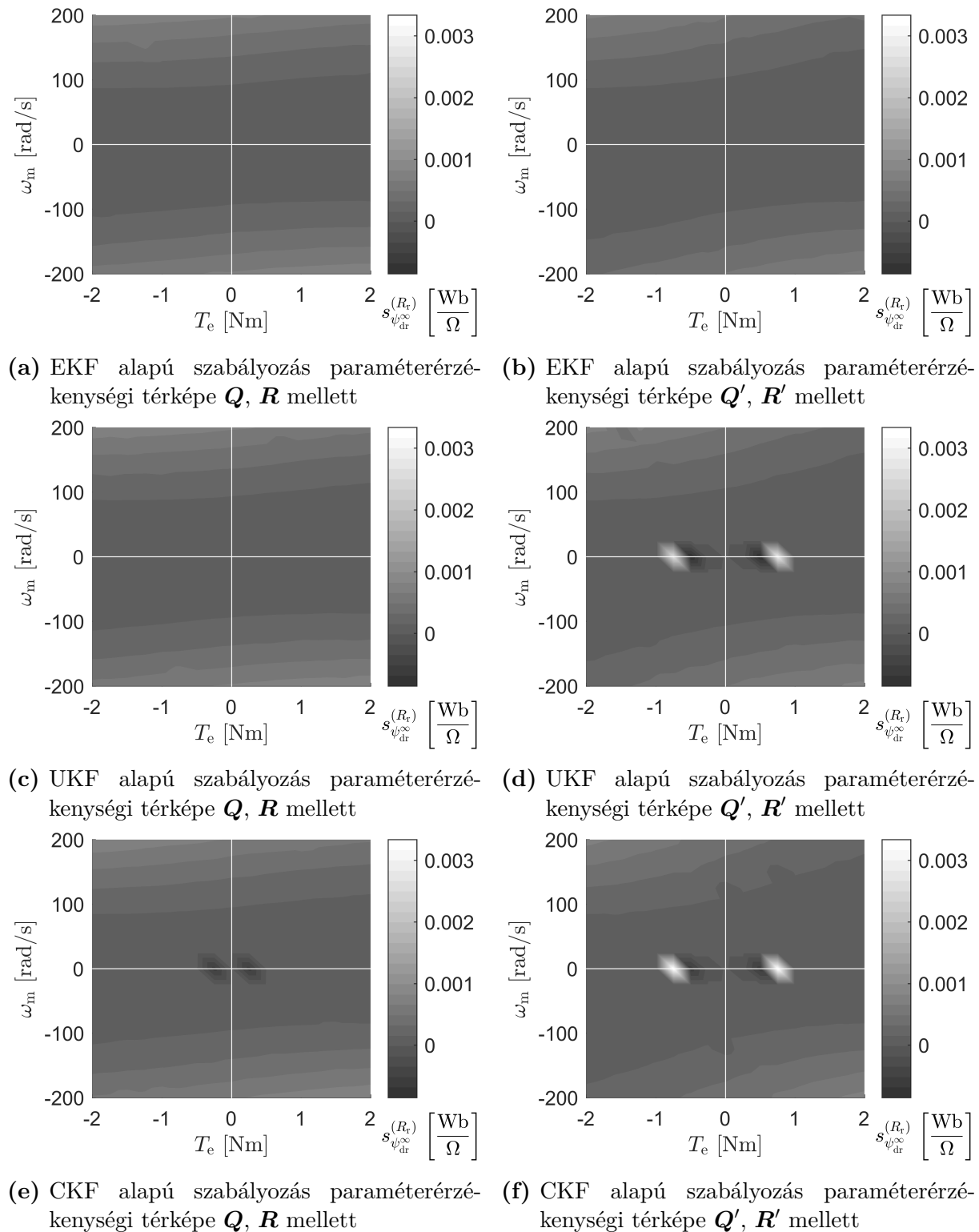
5.1. táblázat. $S_{\psi_{\infty}^{\text{dr}}}^{(R_s)}$ érzékenységek a különböző üzemi tartományokban

	I. sík- negyed	II. sík- negyed	III. sík- negyed	IV. sík- negyed	Teljes tartomány
$S_{\psi_{\infty}^{\text{dr}}}^{(R_s)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}) \left[\frac{\text{radNmWb}^2}{\text{s}\Omega^2} \right]$ EKF esetén	0,0101	0,1046	0,0101	0,1046	0,2293
$S_{\psi_{\infty}^{\text{dr}}}^{(R_s)}(\mathbf{Q}', \mathbf{R}') \left[\frac{\text{radNmWb}^2}{\text{s}\Omega^2} \right]$ EKF esetén	0,0145	0,1306	0,0145	0,1306	0,2902
$S_{\psi_{\infty}^{\text{dr}}}^{(R_s)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}) \left[\frac{\text{radNmWb}^2}{\text{s}\Omega^2} \right]$ UKF esetén	0,0068	0,1003	0,0068	0,1003	0,2144
$S_{\psi_{\infty}^{\text{dr}}}^{(R_s)}(\mathbf{Q}', \mathbf{R}') \left[\frac{\text{radNmWb}^2}{\text{s}\Omega^2} \right]$ UKF esetén	0,0135	0,1281	0,0135	0,1281	0,2832
$S_{\psi_{\infty}^{\text{dr}}}^{(R_s)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}) \left[\frac{\text{radNmWb}^2}{\text{s}\Omega^2} \right]$ CKF esetén	0,0365	0,1301	0,0365	0,1301	0,3332
$S_{\psi_{\infty}^{\text{dr}}}^{(R_s)}(\mathbf{Q}', \mathbf{R}') \left[\frac{\text{radNmWb}^2}{\text{s}\Omega^2} \right]$ CKF esetén	0,0107	0,1332	0,0107	0,1332	0,2878

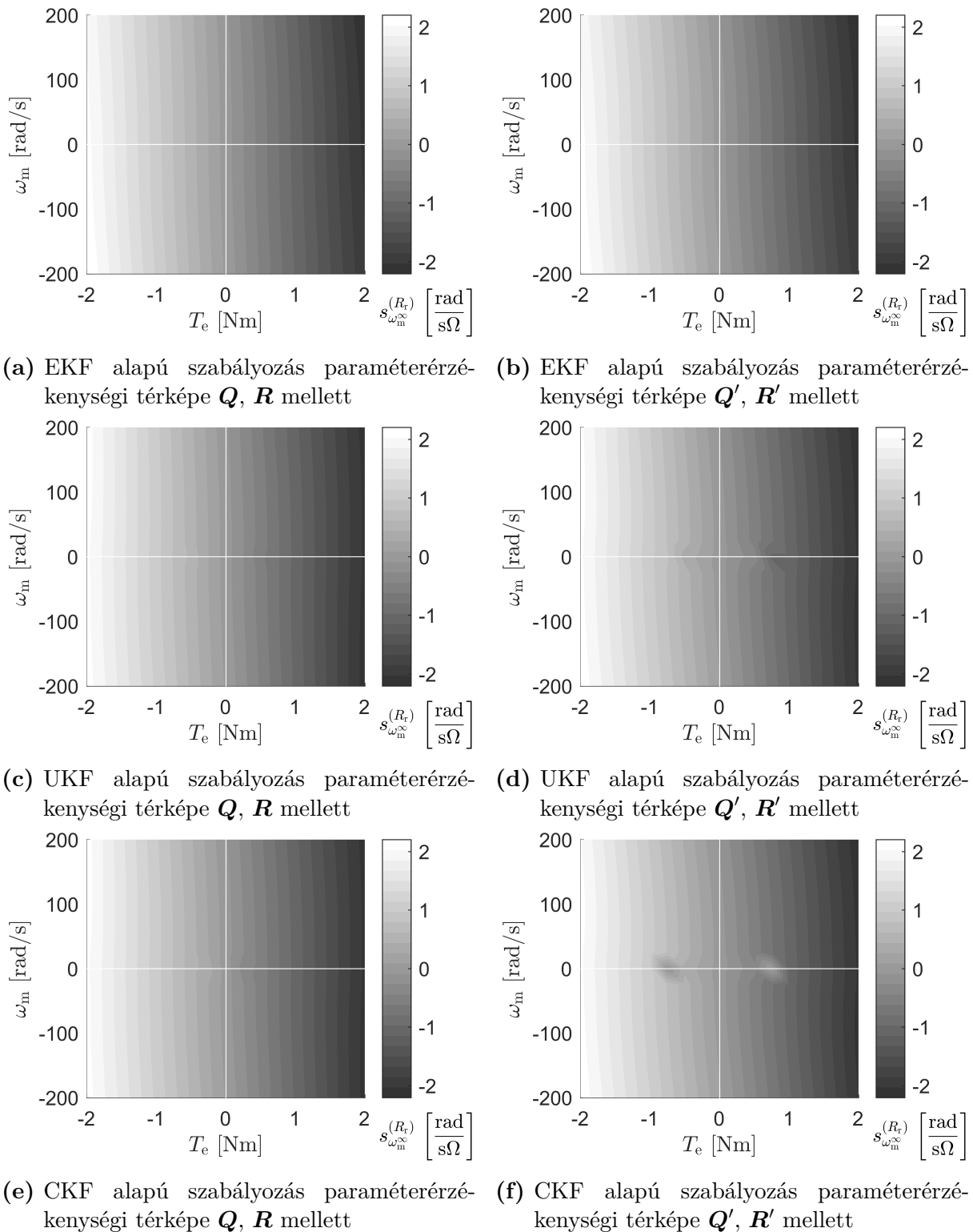
5.2. táblázat. $S_{\omega_{\infty}^{\text{m}}}^{(R_s)}$ érzékenységek a különböző üzemi tartományokban

	I. sík- negyed	II. sík- negyed	III. sík- negyed	IV. sík- negyed	Teljes tartomány
$S_{\omega_{\infty}^{\text{m}}}^{(R_s)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}) \left[\frac{\text{rad}^3\text{Nm}}{\text{s}^3\Omega^2} \right]$ EKF esetén	110,8	1671,8	110,8	1671,8	3565,2
$S_{\omega_{\infty}^{\text{m}}}^{(R_s)}(\mathbf{Q}', \mathbf{R}') \left[\frac{\text{rad}^3\text{Nm}}{\text{s}^3\Omega^2} \right]$ EKF esetén	324,6	2969,6	324,6	2969,6	6588,1
$S_{\omega_{\infty}^{\text{m}}}^{(R_s)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}) \left[\frac{\text{rad}^3\text{Nm}}{\text{s}^3\Omega^2} \right]$ UKF esetén	127,7	1590,2	127,7	1590,2	3435,8
$S_{\omega_{\infty}^{\text{m}}}^{(R_s)}(\mathbf{Q}', \mathbf{R}') \left[\frac{\text{rad}^3\text{Nm}}{\text{s}^3\Omega^2} \right]$ UKF esetén	374,5	2949,8	373,7	2953,4	6651,5
$S_{\omega_{\infty}^{\text{m}}}^{(R_s)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}) \left[\frac{\text{rad}^3\text{Nm}}{\text{s}^3\Omega^2} \right]$ CKF esetén	95,7	1895,0	95,7	1894,9	3981,3
$S_{\omega_{\infty}^{\text{m}}}^{(R_s)}(\mathbf{Q}', \mathbf{R}') \left[\frac{\text{rad}^3\text{Nm}}{\text{s}^3\Omega^2} \right]$ CKF esetén	335,9	3442,6	335,9	3442,7	7557,3

A következőkben megismétlem az érzékenységvizsgálatot a forgórész-ellenállás megváltozására vonatkozóan, amely során az elhangolt ellenállásérték $R_r' = 1,05 \cdot R_r$. A vizsgálat eredményei az 5.9. és 5.10. ábrákon, valamint az 5.3. és 5.4. táblázatokban láthatók.



5.9. ábra. A szabályozott forgórészfluxus érzékenysége a forgórész-ellenállás megváltozására különböző állapotbecslők és zajparaméterek alkalmazása esetén



5.10. ábra. A szabályozott forgórész-szögsebesség érzékenysége a forgórész-ellenállás megváltozására különböző állapotbecslők és zajparaméterek alkalmazása esetén

5.3. táblázat. $S_{\psi_{\text{dr}}}^{(R_r)}$ érzékenységek a különböző üzemi tartományokban

	I. sík- negyed	II. sík- negyed	III. sík- negyed	IV. sík- negyed	Teljes tartomány
$S_{\psi_{\text{dr}}}^{(R_r)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}) \left[\frac{\text{radNmWb}^2}{\text{s}\Omega^2} \right]$ EKF esetén	$2,94 \cdot 10^{-5}$	$4,42 \cdot 10^{-5}$	$2,93 \cdot 10^{-5}$	$4,37 \cdot 10^{-5}$	$1,46 \cdot 10^{-4}$
$S_{\psi_{\text{dr}}}^{(R_r)}(\mathbf{Q}', \mathbf{R}') \left[\frac{\text{radNmWb}^2}{\text{s}\Omega^2} \right]$ EKF esetén	$1,26 \cdot 10^{-5}$	$3,19 \cdot 10^{-5}$	$1,25 \cdot 10^{-5}$	$3,16 \cdot 10^{-5}$	$8,87 \cdot 10^{-5}$
$S_{\psi_{\text{dr}}}^{(R_r)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}) \left[\frac{\text{radNmWb}^2}{\text{s}\Omega^2} \right]$ UKF esetén	$2,76 \cdot 10^{-5}$	$4,40 \cdot 10^{-5}$	$2,87 \cdot 10^{-5}$	$4,36 \cdot 10^{-5}$	$1,44 \cdot 10^{-4}$
$S_{\psi_{\text{dr}}}^{(R_r)}(\mathbf{Q}', \mathbf{R}') \left[\frac{\text{radNmWb}^2}{\text{s}\Omega^2} \right]$ UKF esetén	$1,62 \cdot 10^{-5}$	$3,56 \cdot 10^{-5}$	$1,54 \cdot 10^{-5}$	$3,74 \cdot 10^{-5}$	$1,05 \cdot 10^{-4}$
$S_{\psi_{\text{dr}}}^{(R_r)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}) \left[\frac{\text{radNmWb}^2}{\text{s}\Omega^2} \right]$ CKF esetén	$2,56 \cdot 10^{-5}$	$4,39 \cdot 10^{-5}$	$2,56 \cdot 10^{-5}$	$4,43 \cdot 10^{-5}$	$1,39 \cdot 10^{-4}$
$S_{\psi_{\text{dr}}}^{(R_r)}(\mathbf{Q}', \mathbf{R}') \left[\frac{\text{radNmWb}^2}{\text{s}\Omega^2} \right]$ CKF esetén	$1,48 \cdot 10^{-5}$	$3,68 \cdot 10^{-5}$	$1,50 \cdot 10^{-5}$	$3,68 \cdot 10^{-5}$	$1,03 \cdot 10^{-4}$

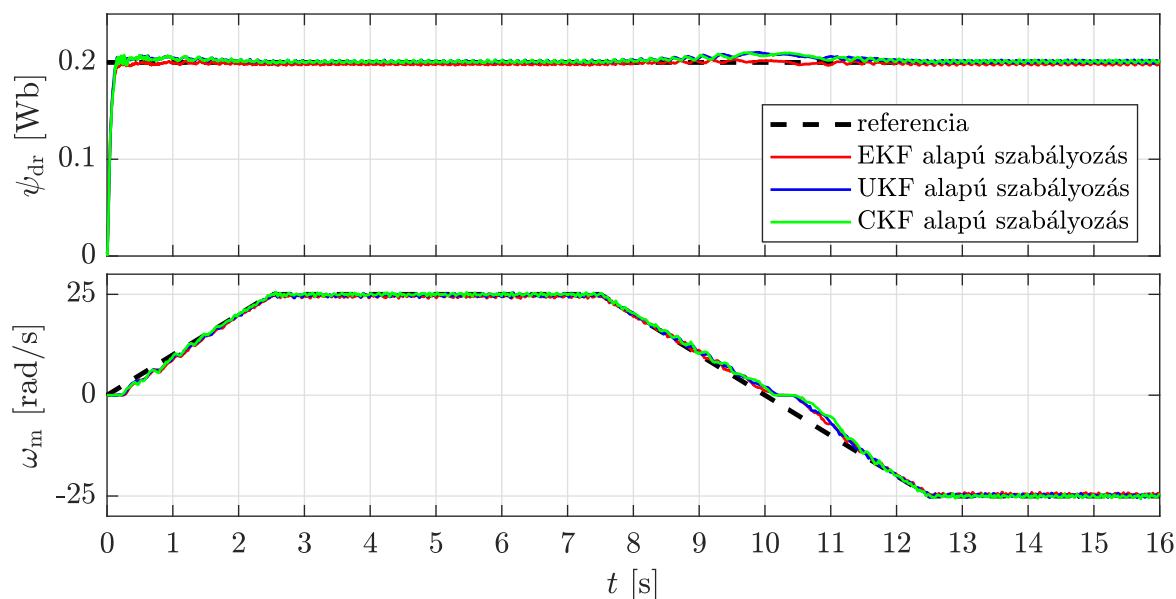
5.4. táblázat. $S_{\omega_m}^{(R_r)}$ érzékenységek a különböző üzemi tartományokban

	I. sík- negyed	II. sík- negyed	III. sík- negyed	IV. sík- negyed	Teljes tartomány
$S_{\omega_m}^{(R_r)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}) \left[\frac{\text{rad}^3 \text{Nm}}{\text{s}^3 \Omega^2} \right]$ EKF esetén	607,3	552,5	607,3	552,5	2319,6
$S_{\omega_m}^{(R_r)}(\mathbf{Q}', \mathbf{R}') \left[\frac{\text{rad}^3 \text{Nm}}{\text{s}^3 \Omega^2} \right]$ EKF esetén	611,9	543,6	611,9	543,7	2311,3
$S_{\omega_m}^{(R_r)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}) \left[\frac{\text{rad}^3 \text{Nm}}{\text{s}^3 \Omega^2} \right]$ UKF esetén	586,7	576,3	586,7	576,5	2326,3
$S_{\omega_m}^{(R_r)}(\mathbf{Q}', \mathbf{R}') \left[\frac{\text{rad}^3 \text{Nm}}{\text{s}^3 \Omega^2} \right]$ UKF esetén	598,3	561,9	597,4	562,9	2320,5
$S_{\omega_m}^{(R_r)}(\mathbf{Q}, \mathbf{R}) \left[\frac{\text{rad}^3 \text{Nm}}{\text{s}^3 \Omega^2} \right]$ CKF esetén	586,8	573,0	586,8	573,0	2319,8
$S_{\omega_m}^{(R_r)}(\mathbf{Q}', \mathbf{R}') \left[\frac{\text{rad}^3 \text{Nm}}{\text{s}^3 \Omega^2} \right]$ CKF esetén	594,9	551,3	595,1	551,3	2292,5

A forgórész-ellenállásra vonatkozó érzékenységek esetében is látható, hogy az érzékenység változik a működési tartományban, valamint hogy az érzékenység függ az alkalmazott becslőtől és annak zajparamétereitől is. Azonban a szabályozott forgórészfluxus és forgórész-szögsebesség R_r érzékenységére kisebb hatása van a becslőalgoritmusoknak és azok zajparamétereinek, mint az R_s érzékenységvizsgálat során volt. Megállapítható továbbá az is, hogy a fluxuszabályozás érzéketlenebb R_r -re, mint R_s megváltozására, hiszen az 5.3. táblázatban szereplő $S_{\psi_{\text{dr}}}^{(R_r)}$ értékek jelentősen kisebbek, mint az 5.1. táblázat $S_{\psi_{\text{dr}}}^{(R_s)}$ mennyiségei. Emellett az 5.2. és 5.4. táblázatokban szereplő eredmények alapján látható, hogy a szögsebesség-szabályozás motorüzemben (I. és III. síknegyedek) R_r megváltozására, generátorüzemben (II. és IV. síknegyedek) pedig R_s megváltozására érzékenyebb. Azonban a teljes vizsgált tartományt tekintve a szögsebesség-szabályozás R_s paraméter változására érzékenyebb. Végül megállapítható az 5.10. ábra alapján az is, hogy a szabályozott szögsebesség R_r érzékenysége nő a terhelés abszolút értékének növekedésével. Ez megegyezik az 5.5. ábrán látható szimulációs eredmény elemzése során megfogalmazott következtetéssel.

5.2.3. Alacsony fordulatszám-tartománybeli kísérleti vizsgálatok

Az állapotbecslésen alapuló szögsebesség-érzékelő nélküli hajtásszabályozási módszer alacsony fordulatszám-tartománybeli viselkedését a 3. fejezetben ismertetett kísérleti eszköz segítségével tényleges fizikai környezetben vizsgálom. Az első esetben a fluxusreferenciát $\psi_{dr}^{ref} = 0,2$ Wb értékre állítom, míg az ω_m^{ref} szögsebesség-referenciát 0 rad/s-ról lineárisan növelem 25 rad/s-ra 2,5 s alatt, majd ugyanezzel a meredekséggel csökkentem 7,5 s-ot követően -25 rad/s-ra. A kísérletek során külső terhelőnyomatékokat nem alkalmazok. A szabályozott hajtás fluxus- és szögsebességválaszait mutatja az 5.11. ábra a különböző becslőalgoritmusok alkalmazása esetén.

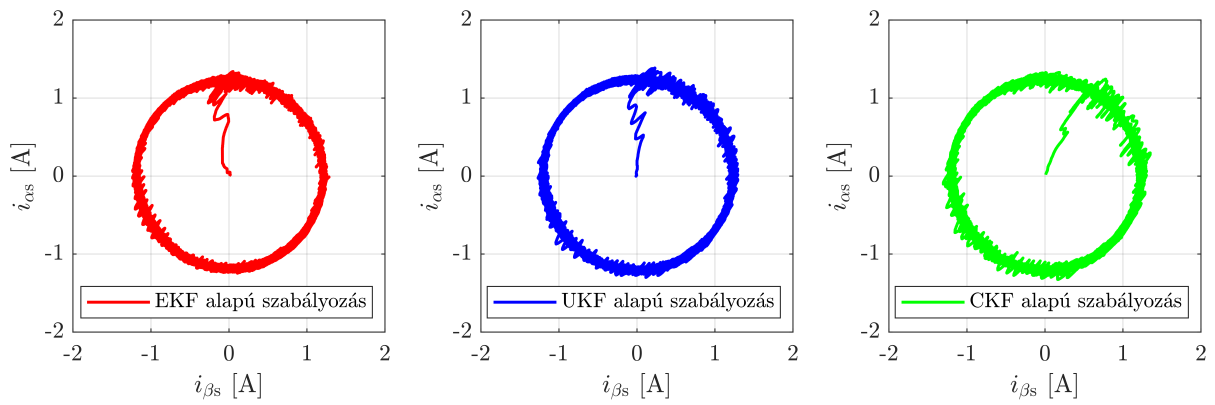


5.11. ábra. Fluxus- és szögsebességválaszok kísérleti összehasonlítása az alacsony fordulatszám-tartományban

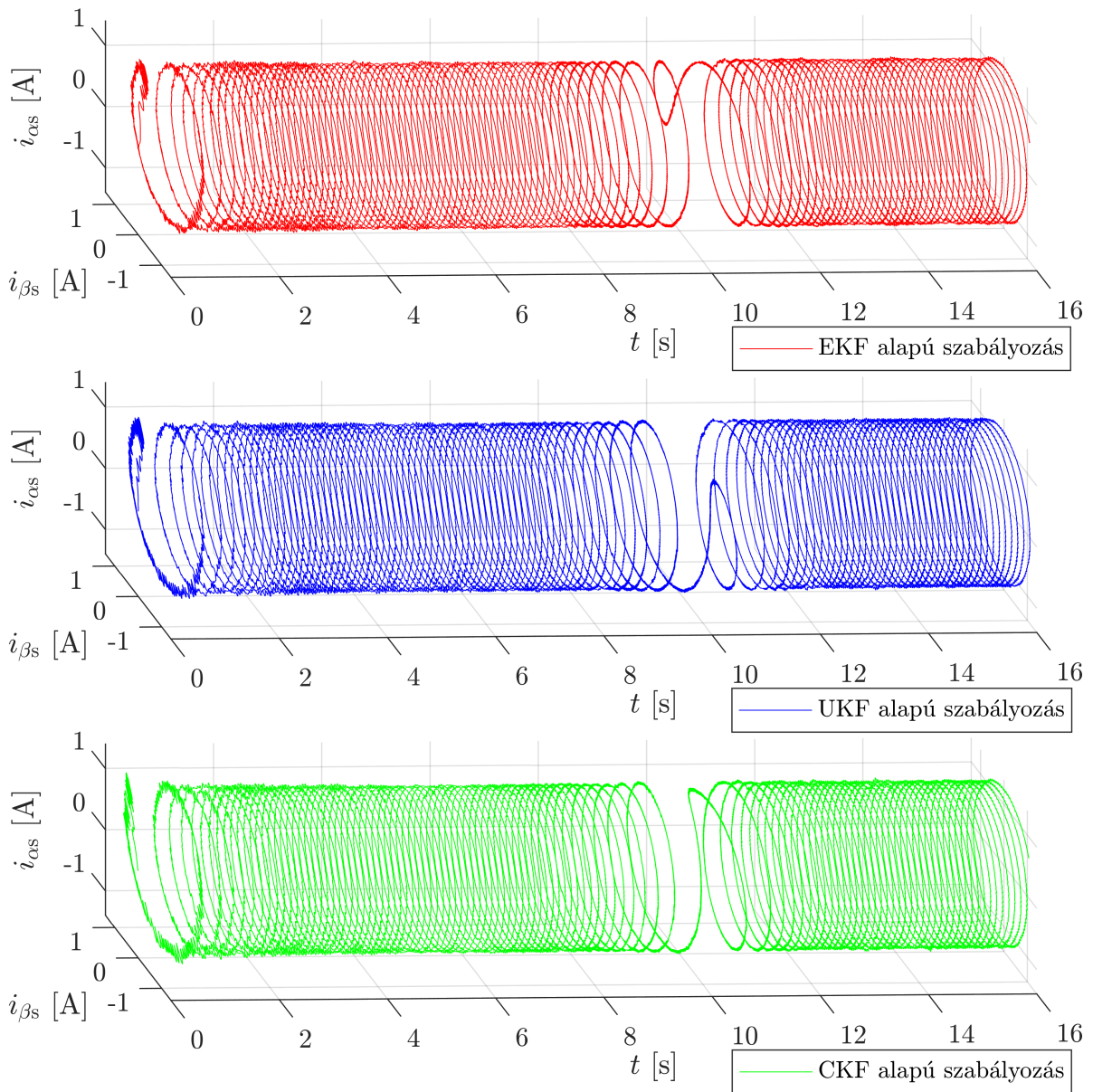
Az 5.11. ábrán látható, hogy mindhárom állapotbecslő alkalmazásával megfelelő működést biztosít a javasolt szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált hajtásszabályozási módszer az aszinkron gépes hajtás számára, azonban az alacsony fordulatszám-tartományban kismértékben romlik a referenciakövetés pontossága mindhárom esetben. Látható továbbá az is, hogy a minőségi jellemzők a különböző állapotbecslők alkalmazása mellett közel azonosak.

A kísérletek során kialakuló állórészáram-térvektorokat mutatja az állórészhez rögzített α - β koordináta-rendszerben az 5.12. ábra. Látható, hogy mindhárom esetben az origóból indulva elsőként megnő a térvektorok hossza, amely során a fluxusszabályozásnak megfelelően megtörténik az aszinkron gép felmágnesezése. Ezt követően a felgyorsításhoz szükséges nyomatékképző áramkomponens miatt mindhárom állórészáram-térvektor forogni kezd. A térvektorok szögsebességének, valamint forgási irányának szemléltetéséhez az idő függvényében is ábrázolom a három térvektordiagramot az 5.13. ábrán.

Az 5.13. ábrán látható, hogy a kísérletek első felében a három állórészáram-térvektor pozitív irányban forog a pozitív forgórész-szögsebesség fenntartásához szükséges pozitív nyomatékképző áramkomponens miatt. A kísérletek második felében az állórészáram-térvektor mindhárom esetben lelassul, majd negatív irányban kezd el forogni. Az állórészáram-térvektorok negatív irányú forgása negatív előjelű elektromágneses



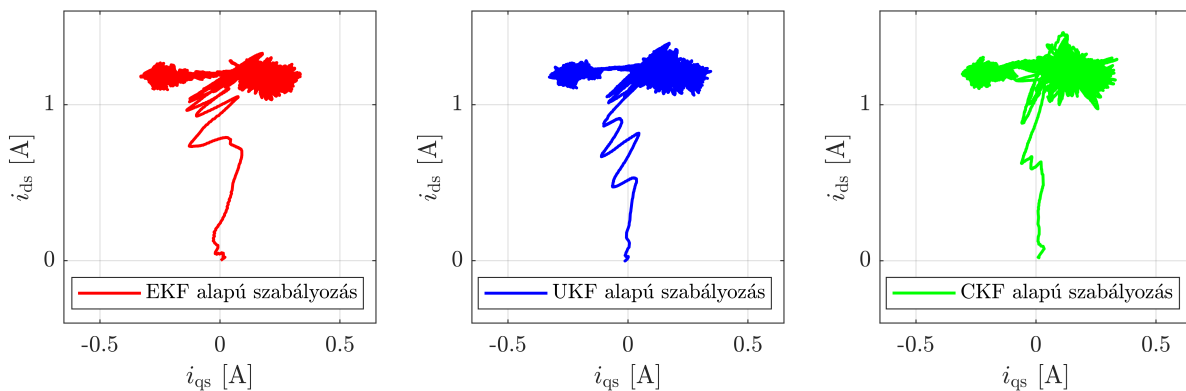
5.12. ábra. Állórészáramtérvektor-diagramok az állórész α - β koordináta-rendszerében



5.13. ábra. Állórészáramtérvektor-diagramok az idő függvényében

nyomatékok eredményez, amely a forgásirány megfordításához, majd a negatív forgórész-szögsebesség fenntartásához szükséges.

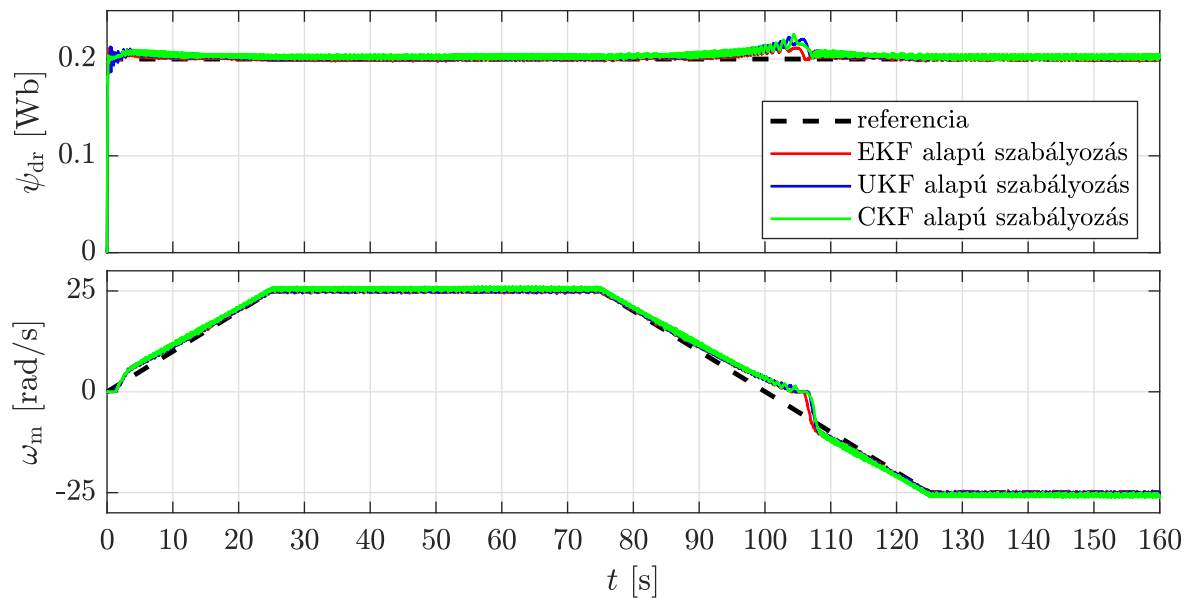
Az állórészhez rögzített α - β koordináta-rendszer mellett a három állórészáram-térvektor ábrázolható a forgórészfluxus-térvektorhoz rögzített d-q koordináta-rendszerben is az 5.14. ábrán látható módon. Mindhárom esetben az origóból indulva 1,2 A értékre nő az i_{ds} fluxusképző áramkomponens, majd a forgórész felgyorsításához szükséges elektromágneses nyomaték kifejtéséhez az i_{qs} nyomatékképző áramkomponens körülbelül 0,25 A értékre nő. A kísérletek második felében, a forgásirány megváltoztatásához és az ellentétes irányú forgórész-szögsebesség fenntartásához, az i_{qs} nyomatékképző áramkomponens -0,25 A értékre csökken.



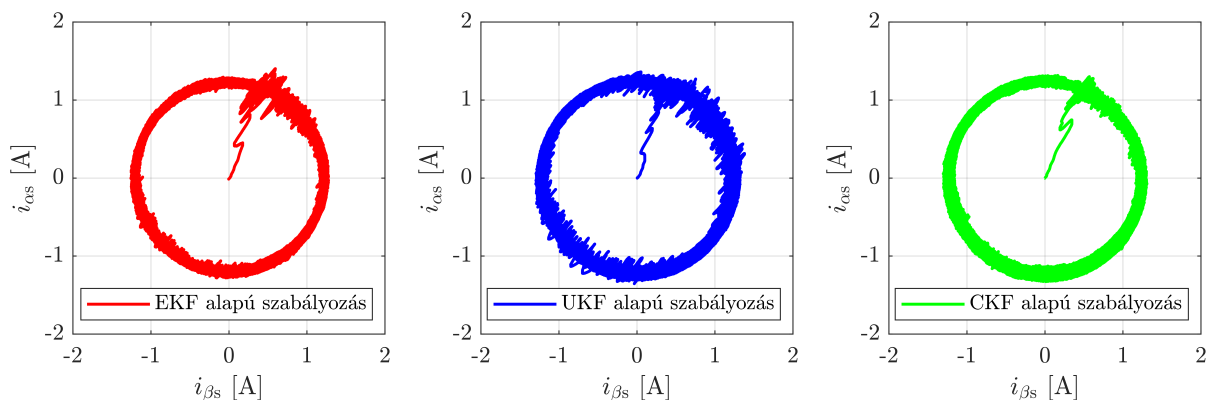
5.14. ábra. Állórészáram-térvektorok a forgórészfluxus-vektor d-q koordináta-rendszerében

A második mérésorozat esetén hosszabb időtartamú vizsgálatokat végzek, amelyek során a szögsebesség-referenciát 0 rad/s-ról 25 s alatt növelem 25 rad/s-ra, majd ω_m^{ref} értékét 75 s-ot követően 50 s alatt csökkentem -25 rad/s-ra. Ennek köszönhetően a szabályozott hajtást hosszabb ideig működtetem az alacsony szögsebesség-tartományban. A kísérletek során $\psi_{dr}^{\text{ref}} = 0,2$ Wb fluxusreferenciát alkalmazok, és a szabályozott hajtást külső terhelőnyomaték nélkül vizsgálom. A második kísérletsorozat eredményeit az 5.15.-5.17. ábrák mutatják.

Az 5.15. ábra fluxus- és szögsebességválaszain látható, hogy a szabályozott aszinkron gépes hajtás a hosszabb időtartamú kísérleti vizsgálatok során is megfelelően működik mindhárom állapotbecslő alkalmazása mellett. Azonban ez a kísérletsorozat is azt mutatja, hogy a zérus körüli fordulatszám-tartományban kismértékben romlik a forgórészfluxus és a forgórész-szögsebesség referenciakövetési pontossága. A kialakuló állórészáram-térvektorok láthatók az 5.16. ábrán az állórész α - β koordináta-rendszerében, illetve az 5.17. ábrán a forgórészfluxus-vektor d-q koordináta-rendszerében. Hasonlóan a korábbi kísérletsorozathoz, ebben az esetben is elsőként megnő a három állórészáram-térvektor hossza a gép felmagnesezéséhez, majd az indítás-felgyorsítás folyamatához és a pozitív irányú forgás fenntartásához szükséges pozitív nyomatékképző áramkomponens pozitív irányban forgatja a három állórészáram-térvektort. A kísérletek második felében a nyomatékképző áramkomponens előjelet vált a forgásirány-változtatáshoz és a negatív szögsebesség fenntartásához.



5.15. ábra. Fluxus- és szögsebességválaszok összehasonlítása az alacsony fordulatszám-tartományban végzett 160 s időtartamú kísérletek során

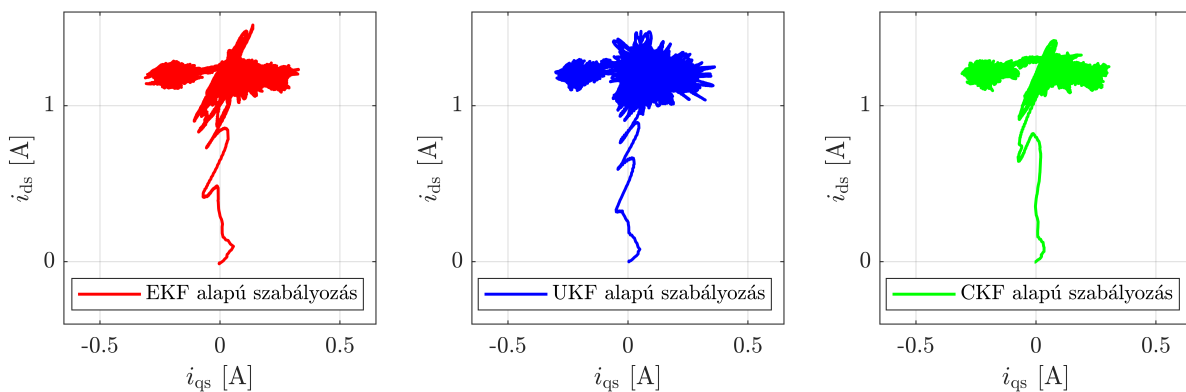


5.16. ábra. Állórészáramtérvektor-diagramok az állórész α - β koordináta-rendszerében a 160 s időtartamú kísérletek során

5.2.4. Számítási idők összehasonlítása

A 4.4.3. alfejezetben vizsgáltam az EKF, UKF és CKF alapú állapotbecslők számításigényét. Látható volt, hogy az RCP rendszer target számítógépén történő futtatáskor az EKF-nél körülbelül $1,4 \mu\text{s}$ -mal magasabbak az UKF és a CKF becslők TET értékei. Ebben az alfejezetben a különböző állapotbecslőket alkalmazó hajtásszabályozási algoritmusok számításigényeit hasonlítom össze az előző alfejezetben végzett kísérleti vizsgálatok során mért átlagos TET értékek alapján, amelyek az 5.5. táblázatban láthatók.

A számításigények összehasonlító vizsgálatához a 3.2.2. alfejezetben ismertetett target számítógépet alkalmaztam, amelynek mintavételi ideje $100 \mu\text{s}$. Az 5.5. táblázat eredményei alapján a hajtásszabályozási algoritmusok átlagosan a maximális számítási teljesítmény kevesebb mint 15%-át használták. Az UKF, illetve a CKF állapotbecslőket



5.17. ábra. Állórészáram-térvektorok a forgórészfluxus-vektor d-q koordináta-rendszerében a 160 s időtartamú kísérletek során

5.5. táblázat. Átlagos feladatvégrehajtási idők

	16 s-os mérés	160 s-os mérés
EKF alapú hajtásszabályozási algoritmus	13,393 μs	13,561 μs
UKF alapú hajtásszabályozási algoritmus	14,766 μs	14,812 μs
CKF alapú hajtásszabályozási algoritmus	14,769 μs	14,847 μs

alkalmazó irányítási algoritmusok átlagos TET értékei körülbelül 1,3-1,4 μs -mal magasabbak az EKF alapú módszernél, amely megegyezik a becslők közötti számítási igénykülönbségekkel. Bár az UKF és CKF alapú megközelítések átlagos TET értékei körülbelül 10%-kal magasabbak az EKF alapú módszernél, mindhárom irányítási algoritmus valós idejű végrehajtása megvalósítható korszerű számítástechnikai eszközök alkalmazásával.

5.3. A tudományos eredmények összefoglalása

3. tézis

Az általam kidolgozott állapotbecslők alkalmazásával szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált szabályozást valósítottam meg. A szabályozott hajtást mindhárom becslő-algoritmus mellett szimulációs és tényleges fizikai környezetben is vizsgáltam. A vizsgálatok eredményei alapján megállapítottam, hogy mindhárom állapotbecslő alkalmazásával a hajtásszabályozási módszer működőképes, és a különböző becslőket alkalmazó irányítási algoritmusok teljesítőképessége között jelentős eltérés nem tapasztalható.

3.1. altézis

Az állapotbecslésen alapuló hajtásszabályozás állandósult állapotbeli paraméterérzékenységi vizsgálatához kidolgoztam egy újszerű eljárást, amellyel egy előre definiált működési tartományhoz paraméterérzékenységi térképek állíthatók elő.

3.2. altézis

Elvégeztem a javasolt hajtásszabályozási módszer érzékenységi vizsgálatát az ellenállás-paraméterekre vonatkozóan és az eredmények alapján a következőket állapítottam meg. Az érzékenység változik a működési tartományban és függ az alkalmazott becslőalgoritmustól, valamint annak zajparamétereitől. Az állórész-ellenállás megváltozására a fluxus- és a szögsebesség-szabályozás érzékenyebb generátorüzemben, mint motorüzemben. A szabályozott forgórészfluxus kevésbé érzékeny a forgórész-ellenállás megváltozására, mint az állórész-ellenállás megváltozására. A szögsebesség-szabályozás motorüzemben a forgórész-ellenállás, generátorüzemben az állórész-ellenállás megváltozására érzékenyebb.

A 3. tézishez kapcsolódó saját publikációk a következők: [112, 185, 187, 188].

6. fejezet

Az új tudományos eredmények összefoglalása

Végül összefoglalom a dolgozatban ismertetett új tudományos eredményeimet.

1. tézis

Aszinkron gépes hajtásirányítási algoritmusok kutatási és fejlesztési folyamatához megvalósítottam egy újszerű környezetet a modellalapú módszertan alkalmazásával. A következősen felépített háromrétegű modellarchitektúrán alapuló környezet nagymértékben támogatja az újfajta irányítási algoritmusok fejlesztését, ezáltal elősegíti a szögsebesség-érzékelő nélküli módszerek kutatását is. Megvalósítottam továbbá egy olyan kísérleti összeállítást az irányítási algoritmusok tényleges fizikai környezetben történő vizsgálatához, amely biztosítja a kutatásokhoz szükséges magas számítási teljesítményt. A modellalapú környezet és a kísérleti összeállítás alkalmazhatóságát egy implementációs példa segítségével demonstráltam, amely során szimulációs eredményeket validáltam általam mért kísérleti eredményekkel.

Az 1. tézishoz kapcsolódó saját publikációk a következők: [170, 171].

2. tézis

Kidolgoztam és megvalósítottam három újszerű mechanikus érzékelő nélküli, csak villamos mennyiségekre támaszkodó állapotbecslőt aszinkron gépes hajtásokhoz. Az állapotbecslők tervezéséhez egy újszerű állapottermodellt javasoltam, amely 6 állapotváltozó segítségével írja le a gép dinamikus viselkedését. Ennek az állapottermodellnek köszönhetően az állapotbecslők közvetlenül képesek előállítani mezőorientált hajtásszabályozási algoritmus számára szükséges változók becslött értékeit, mivel az állapotvektor és a mezőorientált szabályozás koordináta-rendszere azonos. A nemlineáris rendszerleírás miatt a linearizáláson alapuló kiterjesztett Kalman-szűrőt, valamint a numerikus integráláson alapuló unscented és cubature Kalman-szűrőket alkalmaztam becslőalgoritmusként. Mindhárom állapotbecslőt validáltam szimulációs és tényleges fizikai környezetben.

2.1. altézis

Elvégeztem a javasolt nemlineáris állapottermodell megfigyelhetőségi vizsgálatát és

a lokális megfigyelhetőség biztosításához meghatároztam a

$$\psi_{\text{dr}} \neq 0 \wedge \frac{R_r^2 + L_r^2 p^2 \omega_m^2}{R_r L_r p} \frac{d\varphi_e}{dt} + \frac{d\omega_m}{dt} \neq 0$$

megfigyelhetőségi feltételt.

2.2. altézis

A cubature Kalman-szűrőt elsőként alkalmaztam aszinkron gép szögsebesség-érzékelő nélküli állapotbecsléséhez, ezáltal új alkalmazási területet javasoltam ennek a becslőalgoritmusnak.

2.3. altézis

Összehasonlító vizsgálatokat végeztem az általam javasolt állapotbecslők, a modell-referenciás adaptív megfigyelő, az adaptív Luenberger-féle megfigyelő és az adaptív csúszómód megfigyelő között. A szimulációs vizsgálatok során névleges paraméterek és 50%-kal elhangolt állórész-ellenállás mellett is pontosabb szögsebesség-becslést biztosítottak a teljes vizsgált tartományra vonatkozóan az újszerű állapot-becslők, mint a determinisztikus megfigyelők. Emellett az alacsony fordulatszám-tartományban végzett kísérletek során is kisebb átlagos szögsebességbecslési hibát mutattak a teljes vizsgált tartományra vonatkozóan a javasolt állapotbecslők, mint a determinisztikus megfigyelők.

A 2. tézishez kapcsolódó saját publikációk a következők: [112, 185–190].

3. tézis

Az általam kidolgozott állapotbecslők alkalmazásával szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált szabályozást valósítottam meg. A szabályozott hajtást mindhárom becslőalgoritmus mellett szimulációs és tényleges fizikai környezetben is vizsgáltam. A vizsgálatok eredményei alapján megállapítottam, hogy mindhárom állapotbecslő alkalmazásával a hajtásszabályozási módszer működőképes, és a különböző becslőket alkalmazó irányítási algoritmusok teljesítőképessége között jelentős eltérés nem tapasztalható.

3.1. altézis

Az állapotbecslésen alapuló hajtásszabályozás állandósult állapotbeli paraméterérzékenységi vizsgálatához kidolgoztam egy újszerű eljárást, amellyel egy előre definiált működési tartományhoz paraméterérzékenységi térképek állíthatók elő.

3.2. altézis

Elvégeztem a javasolt hajtásszabályozási módszer érzékenységi vizsgálatát az ellenállás-paraméterekre vonatkozóan és az eredmények alapján a következőket állapítottam meg. Az érzékenység változik a működési tartományban és függ az alkalmazott becslőalgoritmustól, valamint annak zajparamétereitől. Az állórész-ellenállás megváltozására a fluxus- és a szögsebesség-szabályozás érzékenyebb generátorüzemben, mint motorüzemben. A szabályozott forgórészfluxus kevésbé érzékeny a forgórész-ellenállás megváltozására, mint az állórész-ellenállás megváltozására. A szögsebesség-szabályozás motorüzemben a forgórész-ellenállás, generátorüzemben az állórész-ellenállás megváltozására érzékenyebb.

A 3. tézishez kapcsolódó saját publikációk a következők: [112, 185, 187, 188].

7. fejezet

Konklúzió és jövőbeli tervek

Munkám során aszinkron gépes hajtások állapotbecslési és szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált irányítási módszereivel foglalkoztam. Ezek tervezéséhez és fejlesztési folyamatához egy modellalapú környezetet valósítottam meg, amelyet moduláris kutatási platformként alkalmaztam. Az újszerű módszerek tényleges fizikai környezetben történő vizsgálatához egy ECU bypass elven működő gyorsprototípus-vizsgálati rendszert is létrehoztam. Kidolgoztam továbbá aszinkron gépes hajtásokhoz három újszerű állapotbecslőt, amelyek közvetlenül képesek előállítani a mezőorientált hajtásirányítási algoritmusok számára szükséges változókat. Ehhez a becslők tervezése során a mezőorientáció elvének felhasználásával definiáltam állapottermodellt, amelyhez megfigyelhetőségi feltételt is meghatároztam. A nemlineáris állapottermodell miatt a linearizáláson alapuló EKF, illetve a numerikus integráláson alapuló UKF és CKF becslőalgoritmusokat alkalmaztam. A javasolt állapotbecslőket szimulációs és tényleges fizikai környezetben is validáltam, valamint összehasonlítottam három széleskörűen alkalmazott determinisztikus megfigyelővel. A vizsgálatok eredményei alapján látható volt, hogy az általam javasolt módszerek névleges paraméterek alkalmazása mellett és 50%-kal elhangolt állórész-ellenállás mellett is felülmúlják szögsebességbecslési pontosság tekintetében a determinisztikus megfigyelőket. A dolgozat végén szögsebesség-érzékelő nélküli mezőorientált szabályozási struktúrában alkalmaztam és vizsgáltam az általam kidolgozott állapotbecslőket. A vizsgálatok eredményei szerint a hajtásszabályozás mindhárom állapotbecslő alkalmazása mellett megfelelően működik.

A szakirodalomból is ismert és az általam végzett kísérletek eredményei alapján is látható volt, hogy a fundamentális modellen alapuló szögsebesség-érzékelő nélküli becslők és hajtásszabályozási módszerek teljesítőképessége leromlik az alacsony fordulatszám-tartományban. A [4, 180] áttekintő tanulmányok szerint ennek fő okai a paraméterbizonytalanságok és az inverter által okozott nemlineáris hatások. Az általam végzett paraméterérzékenységi vizsgálatok eredményei alapján látható volt, hogy a paraméterérzékenység függ az állapotbecslők zajparamétereitől, így a későbbiekben szeretnék kidolgozni egy olyan eljárást, amellyel meghatározhatók robusztus viselkedést biztosító zajparaméterek. Emellett az inverter nemlineáris hatásainak figyelembevételével szeretném javítani az általam javasolt állapotbecslési és hajtásszabályozási módszerek alacsony szögsebesség-tartománybeli viselkedését.

Az aszinkron gépes hajtásirányítási és becslési módszerek tervezéséhez alkalmazott fundamentális modell esetén a vasvesztéset általában elhanyagolják a [33] szerint. Azonban a [197] rámutat, hogy a vasvesztés nemkívánatos keresztcsatolásokat okoz a fluxus-

és nyomatékképző áramkomponensek között, amelyek a mezőorientált hajtásszabályozás minőségi jellemzőit rontják. Emellett a kompenzálatlan vasveszteség pontatlan szögsebességbecsléshez is vezethet a [198] szerint, így a jövőben szeretném részletesen megvizsgálni a vasveszteség hatását, illetve a vasveszteség figyelembevételével javítani az általam kidolgozott módszerek teljesítőképességet.

Irodalomjegyzék

- [1] J. Holtz. Developments in sensorless AC drive technology. In *Proceedings of 2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, pages 9–16, Kuala Lumpur, Nov.-Dec. 2005.
- [2] J. Holtz. Sensorless control of induction machines – With or without signal injection? *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(1):7–30, 2006.
- [3] I. Boldea. Control issues in adjustable speed drives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2(3):32–50, 2008.
- [4] J. W. Finch and D. Giaouris. Controlled AC electrical drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(2):481–491, 2008.
- [5] A. Abbondanti and M. B. Brennen. Variable speed induction motor drives use electronic slip calculator based on motor voltages and currents. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-11(5):483–488, 1975.
- [6] R. Venkataraman, B. Ramaswami, and J. Holtz. Electronic analog slip calculator for induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, IECI-27(2):110–116, 1980.
- [7] R. Joetten and G. Maeder. Control methods for good dynamic performance induction motor drives based on current and voltage as measured quantities. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-19(3):356–363, 1983.
- [8] J. Holtz. Speed estimation and sensorless control of AC drives. In *Proceedings of IECON'93 - 19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, pages 649–654, Maui, Nov. 1993.
- [9] S. Bolognani, L. Peretti, and M. Zigliotto. Parameter sensitivity analysis of an improved open-loop speed estimate for induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(4):2127–2135, 2008.
- [10] F. Blaschke. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines. *Siemens Review*, 34(3):217–220, 1972.
- [11] K. Hasse. Drehzahlverfahren für schnelle Umkehrantriebe mit stromrichter-gespeisten Asynchron-Kurzschlussläufermotoren. *Regelungstechnik*, 20:60–66, 1972.

- [12] X. Xu, R. De Doncker, and D. W. Novotny. A stator flux oriented induction machine drive. In *Proceedings of PESC'88 - 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 870–876, Kyoto, Apr. 1988.
- [13] P. Vas. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, New York, 1998.
- [14] A. Isidori. *Nonlinear Control Systems*. Springer-Verlag, London, 1995.
- [15] R. Marino, S. Peresada, and P. Valigi. Adaptive input-output linearizing control of induction motors. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 38(2):208–221, 1993.
- [16] J. Chiasson. Dynamic feedback linearization of the induction motor. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 38(10):1588–1594, 1993.
- [17] M. Bodson, J. Chiasson, and R. Novotnak. High-performance induction motor control via input-output linearization. *IEEE Control Systems Magazine*, 14(4):25–33, 1994.
- [18] M. P. Kazmierkowski and D. L. Sobczuk. High performance induction motor control via feedback linearization. In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 633–638, Athens, July 1995.
- [19] M. Kuczmann. Feedback linearization based induction machine control. In *Proceedings of 2020 2nd IEEE International Conference on Griding and Polytope Based Modelling and Control (GPMC)*, pages 9–12, Győr, Nov. 2020.
- [20] M. Kuczmann and K. Horváth. Design of feedback linearization controllers for induction motor drives by using stator reference frame models. In *Proceedings of 2021 IEEE 19th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pages 766–773, Gliwice, Apr. 2021.
- [21] M. Depenbrock. Direkte Selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung. *Elektrotechnische Zeitschrift Archiv*, 7(7):211–218, 1985.
- [22] I. Takahashi and T. Noguchi. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22(5):820–827, Sept. 1986.
- [23] M. Depenbrock. Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3(4):420–429, 1988.
- [24] T. Orłowska-Kowalska and M. Dybkowski. Industrial drive systems. Current state and development trends. *Power Electronics and Drives*, 1(1):5–25, 2016.
- [25] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani. FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(5):779–787, 2002.
- [26] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski. Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(4):744–757, 2004.

- [27] M. Hinkkanen and J. Luomi. Modified integrator for voltage model flux estimation of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 50(4):818–820, 2003.
- [28] K. Rajashekara, A. Kawamura, and K. Matsuse. *Sensorless Control of AC Motor Drives: Speed and Position Sensorless Operation*. A selected reprint series. IEEE, 1996.
- [29] U. Baader, M. Depenbrock, and G. Gierse. Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machine: A basis for speed control without speed measurement. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(3):581–588, 1992.
- [30] A. Fratta, A. Vagati, and F. Villata. Vector control of induction motors without shaft transducers. In *Proceedings of PESC '88 - 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 839–846, Kyoto, Apr. 1988.
- [31] T. Ohtani, N. Takada, and K. Tanaka. Vector control of induction motor without shaft encoder. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(1):157–164, 1992.
- [32] C. Ilaş, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva, and F. Profumo. Comparison of different schemes without shaft sensors for field oriented control drives. In *Proceedings of IECON'94 - 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1579–1588, Bologna, Sept. 1994.
- [33] J. Holtz. Sensorless control of induction motor drives. *Proceedings of the IEEE*, 90(8):1359–1394, 2002.
- [34] M. S. Zaky, M. Khater, H. Yasin, and S. S. Shokralla. Review of different speed estimation schemes for sensorless induction motor drives. *Journal of Electrical Engineering*, 8(1):102–140, 2008.
- [35] M. Korzonek, G. Tarchala, and T. Orłowska-Kowalska. A review on MRAS-type speed estimators for reliable and efficient induction motor drives. *ISA Transactions*, 93:1–13, 2019.
- [36] S. Tamai, H. Sugimoto, and M. Yano. Speed sensor-less vector control of induction motor with model reference adaptive dystem. In *Proceedings of 1987 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 189–195, Atlanta, Oct. 1987.
- [37] C. Schauder. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. In *Proceedings of 1989 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*,, pages 493–499, San Diego, Oct. 1989.
- [38] C. Schauder. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(5):1054–1061, 1992.
- [39] H. Tajima and Y. Hori. Speed sensorless field-orientation control of the induction machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(1):175–180, 1993.

- [40] R. Kumar, S. Das, P. Syam, and A. K. Chattopadhyay. Review on model reference adaptive system for sensorless vector control of induction motor drives. *IET Electric Power Applications*, 9:496–511, 2015.
- [41] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg. A modified direct torque control (DTC) for induction motor sensorless drive. In *Proceedings of 1998 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 415–422, St. Louis, Oct. 1998.
- [42] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg. A modified direct torque control for induction motor sensorless drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(1):122–130, 2000.
- [43] F. Z. Peng and T. Fukao. Robust speed identification for speed sensorless vector control of induction motors. In *Proceedings of 1993 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 419–426, Toronto, Oct. 1993.
- [44] F. Z. Peng and T. Fukao. Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(5):1234–1240, 1994.
- [45] M. N. Marwali and A. Keyhani. A comparative study of rotor flux based MRAS and back EMF based MRAS speed estimators for speed sensorless vector control of induction machines. In *Proceedings of 1997 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 160–166, New Orleans, Oct. 1997.
- [46] M. Rashed and A.F. Stronach. A stable back-EMF MRAS-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 151(6):685–693, 2004.
- [47] T. Orłowska-Kowalska and M. Dybkowski. Stator-current-based MRAS estimator for a wide range speed-sensorless induction-motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(4):1296–1308, 2010.
- [48] D. G. Luenberger. Observing the state of a linear system. *IEEE Transactions on Military Electronics*, 8(2):74–80, 1964.
- [49] J. Maes and J. A. Melkebeek. Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(3):778–785, 2000.
- [50] M. Hinkkanen and J. Luomi. Parameter sensitivity of full-order flux observers for induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(4):1127–1135, 2003.
- [51] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano. DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor. In *Proceedings of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 380–384, Dearborn, Sept.-Oct. 1991.
- [52] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano. DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(2):344–348, 1993.

- [53] H. Kubota and K. Matsuse. Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(5):1219–1224, 1994.
- [54] K. Pavel and L. Jiří. Comparison of sensorless AC drive operation using MRAS method or Luenberger observer. In *Proceedings of 2017 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) & 2017 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, pages 281–286, Brasov, May 2017.
- [55] T. Du and M. A. Brdys. Shaft speed, load torque and rotor flux estimation of induction motor drive using an extended Luenberger observer. In *Proceedings of 1993 Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives*, pages 179–184, Oxford, Sept. 1993.
- [56] T. Du, P. Vas, and F. Stronach. Design and application of extended observers for joint state and parameter estimation in high-performance AC drives. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 142(2):71–78, 1995.
- [57] J. Y. Hung, W. Gao, and J. C. Hung. Variable structure control: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(1):2–22, 1993.
- [58] A. Benchaib, A. Rachid, E. Audrezet, and M. Tadjine. Real-time sliding-mode observer and control of an induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46(1):128–138, 1999.
- [59] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi. *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*. CRC Press, Boca Raton, 2009.
- [60] P. Korondi, D. Young, and H. Hashimoto. Discrete-time sliding mode based feedback compensation for motion control. In *Proceedings of the IEEE International Workshop on Variable Structure Systems (VSS)*, pages 127–131, Tokyo, Dec. 1996.
- [61] P. Korondi, D. Young, and H. Hashimoto. Sliding mode based disturbance compensation for motion control. In *Proceedings of IECON'97 - 23rd Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, pages 73–78, New Orleans, Nov. 1997.
- [62] P. Korondi, D. Young, and H. Hashimoto. Sliding mode based disturbance observer for motion control. In *Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, pages 1926–1927, Tampa, Dec. 1998.
- [63] S. Sangwongwanich, S. Doki, T. Yonemoto, and S. Okuma. Adaptive sliding observers for direct field-oriented control of induction motor. In *Proceedings of IECON'90 - 16th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, pages 915–920, Pacific Grove, Nov. 1990.
- [64] S. Doki, S. Sangwongwanich, and S. Okuma. Implementation of speed-sensor-less field-oriented vector control using adaptive sliding observers. In *Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*, pages 453–458, San Diego, Nov. 1992.

- [65] J. Holtz. State of the art of controlled AC drives without speed sensor. In *Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pages 1–6, Singapore, Feb. 1995.
- [66] M. Tursini, R. Petrella, and F. Parasiliti. Adaptive sliding-mode observer for speed-sensorless control of induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(5):1380–1387, 2000.
- [67] Z. Yan, C. Jin, and V. Utkin. Sensorless sliding-mode control of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47(6):1286–1297, 2000.
- [68] M. Comanescu and L. Xu. Sliding-mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(1):146–153, 2006.
- [69] G. Tarchala and T. Orłowska-Kowalska. Equivalent-signal-based sliding mode speed MRAS-type estimator for induction motor drive stable in the regenerating mode. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(9):6936–6947, 2018.
- [70] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg. Direct torque control of sensorless induction motor drives: A sliding-mode approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40(2):582–590, 2004.
- [71] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg. Comparative study of adaptive and inherently sensorless observers for variable-speed induction-motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(1):57–65, 2006.
- [72] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg. A class of speed-sensorless sliding-mode observers for high-performance induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(9):3394–3403, 2009.
- [73] B. Lantos. *Irányítási rendszerek elmélete és tervezése I.* Akadémiai Kiadó, Budapest, 2001.
- [74] R. E. Kalman. A new approach to linear filtering and prediction problems. *Journal of Basic Engineering*, 82(1):35–45, 1960.
- [75] H. H. Afshari, S. A. Gadsden, and S. Habibi. Gaussian filters for parameter and state estimation: A general review of theory and recent trends. *Signal Processing*, 135:218–238, 2017.
- [76] F. Hillenbrand. A method for determining the speed and rotor flux of the asynchronous machine by measuring the terminal quantities only. *IFAC Proceedings Volumes*, 16(16):55–62, 1983.
- [77] G. Henneberger, B. J. Brunsbach, and T. Klepsch. Field-oriented control of synchronous and asynchronous drives without mechanical sensors and a Kalman filter. In *Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pages 664–671, Firenze, 1991.

- [78] Y. R. Kim, S.-K. Sul, and M. H. Park. Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(5):1225–1233, 1994.
- [79] K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong, and S. L. Ho. Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(1):124–133, 2002.
- [80] Z. Yin, F. Gao, Y. Zhang, C. Du, G. Li, and X. Sun. A review of nonlinear Kalman filter applying to sensorless control for AC motor drives. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 3(4):351–362, 2019.
- [81] F. Auger, M. Hilairet, J. M. Guerrero, E. Monmasson, T. Orłowska-Kowalska, and S. Katsura. Industrial applications of the Kalman filter: A review. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(12):5458–5471, 2013.
- [82] M. Barut, S. Bogosyan, and M. Gokasan. Speed-sensorless estimation for induction motors using extended Kalman filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(1):272–280, 2007.
- [83] Y. Zhang, Z. Zhao, T. Lu, L. Yuan, W. Xu, and J. Zhu. A comparative study of Luenberger observer, sliding mode observer and extended Kalman filter for sensorless vector control of induction motor drives. In *Proceedings of 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 2466–2473, San Jose, Sept. 2009.
- [84] M. Barut, S. Bogosyan, and M. Gokasan. Experimental evaluation of braided EKF for sensorless control of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(2):620–632, 2008.
- [85] J. Faiz and M. B. B. Sharifian. Different techniques for real time estimation of an induction motor rotor resistance in sensorless direct torque control for electric vehicle. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 16(1):104–109, 2001.
- [86] D. Fodor and R. Tóth. Speed sensorless linear parameter variant H_∞ control of the induction motor. In *Proceedings of the 43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, pages 4435–4440, Nassau, Dec. 2004.
- [87] S. J. Julier and J. K. Uhlmann. Unscented filtering and nonlinear estimation. *Proceedings of the IEEE*, 92(3):401–422, 2004.
- [88] S. J. Julier, J. K. Uhlmann, and H. F. Durrant-Whyte. A new approach for filtering nonlinear systems. In *Proceedings of 1995 American Control Conference (ACC)*, pages 1628–1632, Seattle, June 1995.
- [89] E. A. Wan and R. Van der Merwe. The unscented Kalman filter for nonlinear estimation. In *Proceedings of the IEEE 2000 Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium*, pages 153–158, Lake Louise, Oct. 2000.
- [90] R. Van der Merwe and E. A. Wan. The square-root unscented Kalman filter for state and parameter-estimation. In *Proceedings of 2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, pages 3461–3464, Salt Lake City, May 2001.

- [91] B. Akin, U. Orguner, and A. Ersak. State estimation of induction motor using unscented Kalman filter. In *Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Applications (CCA)*, pages 915–919, Istanbul, June 2003.
- [92] B. Akin, U. Orguner, and A. Ersak. A comparative study on Kalman filtering techniques designed for state estimation of industrial AC drive systems. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Mechatronics (ICM)*, pages 439–445, Istanbul, June 2004.
- [93] B. Akin, U. Orguner, A. Ersak, and M. Ehsani. Simple derivative-free nonlinear state observer for sensorless AC drives. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 11(5):634–643, 2006.
- [94] B. Akin, U. Orguner, A. Ersak, and M. Ehsani. A comparative study on non-linear state estimators applied to sensorless AC drives: MRAS and Kalman filter. In *Proceedings of IECON 2004 - 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, pages 2148–2153, Busan, Nov. 2004.
- [95] J. Li and Y. Zhong. Comparison of three Kalman filters for speed estimation of induction machines. In *Proceedings of 2005 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 1792–1797, Kowloon, Oct. 2005.
- [96] S. Jafarzadeh, C. Lascu, and M. S. Fadali. State estimation of induction motor drives using the unscented Kalman filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(11):4207–4216, 2012.
- [97] S. Jafarzadeh, C. Lascu, and M. S. Fadali. Square root unscented Kalman filters for state estimation of induction motor drives. In *Proceedings of 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 75–82, Phoenix, Sept. 2011.
- [98] S. Jafarzadeh, C. Lascu, and M. S. Fadali. Square root unscented Kalman filters for state estimation of induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 49(1):92–99, 2013.
- [99] R. Yildiz, M. Barut, and E. Zerdali. Speed-sensorless induction motor drive with unscented Kalman filter including the estimations of load torque and rotor resistance. In *Proceedings of IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 2946–2950, Florence, Oct. 2016.
- [100] R. Yildiz, M. Barut, E. Zerdali, R. Inan, and R. Demir. Load torque and stator resistance estimations with unscented Kalman filter for speed-sensorless control of induction motors. In *Proceedings of 2017 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) 2017 Intl Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, pages 456–461, Brasov, May 2017.
- [101] R. Yildiz, M. Barut, and E. Zerdali. A comprehensive comparison of extended and unscented Kalman filters for speed-sensorless control applications of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 16(10):6423–6432, 2020.

- [102] G. Rigatos and P. Siano. Sensorless nonlinear control of induction motors using unscented Kalman filtering. In *Proceedings of IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pages 4654–4659, Montreal, Oct. 2012.
- [103] M. Ghanes and G. Zheng. On sensorless induction motor drives: Sliding-mode observer and output feedback controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(9):3404–3413, 2009.
- [104] V. Lešić, M. Vašak, G. Stojičić, N. Perić, G. Joksimović, and T. M. Wolbank. State and parameter estimation for field-oriented control of induction machine based on unscented Kalman filter. In *Proceedings of International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pages 409–414, Sorrento, June 2012.
- [105] I. Arasaratnam and S. Haykin. Cubature Kalman filters. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 54(6):1254–1269, 2009.
- [106] F. Gustafsson and G. Hendeby. Some relations between extended and unscented Kalman filters. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 60(2):545–555, 2012.
- [107] H. Fang, N. Tian, Y. Wang, M. Zhou, and M. A. Haile. Nonlinear Bayesian estimation: From Kalman filtering to a broader horizon. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 5(2):401–417, 2018.
- [108] G. R. Gopinath and P. D. Shyama. A cubature Kalman filter based speed and position estimator for permanent magnet synchronous motor. In *Proceedings of 2015 IEEE Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, pages 64–68, Sydney, June 2015.
- [109] G. R. Gopinath and P. D. Shyama. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using square-root cubature Kalman filter. In *Proceedings of 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, pages 1898–1904, Hefei, May 2016.
- [110] G. R. Gopinath and P. D. Shyama. Speed and position sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor using square-root cubature Kalman filter with joint parameter estimation. In *Proceedings of 2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pages 1867–1871, Trivandrum, Dec. 2016.
- [111] A. Chandra, S. Datta, A. Dey, and S. Chowdhuri. Performance evaluation of CKF based sensorless vector controlled PM synchronous motor drive. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 16(2):889–897, 2021.
- [112] K. Horváth. Cubature Kalman filter-based speed sensorless control of induction machines. In *Proceedings of 2018 20th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies (SIELA)*, pages 204–207, Bourgas, June 2018.
- [113] G. Goswami and P. R. Thakura. A speed and flux observer using square root cubature Kalman filter for induction motor drive. In *Proceedings of 2019 International Conference on Vision Towards Emerging Trends in Communication and Networking (ViTECoN)*, pages 557–562, Vellore, Mar. 2019.

- [114] L. Ben-Brahim and R. Kurosawa. Identification of induction motor speed using neural networks. In *Proceedings of the Power Conversion Conference*, pages 689–694, Yokohama, Apr. 1993.
- [115] B. Karanayil, M. F. Rahman, and C. Grantham. Online stator and rotor resistance estimation scheme using artificial neural networks for vector controlled speed sensorless induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(1):167–176, 2007.
- [116] M. G. Simoes and B. K. Bose. Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(3):620–629, 1995.
- [117] D. Fodor, F. Ionescu, D. Floricau, J. P. Six, P. Delarue, D. Diana, and G. Griva. Neural networks applied for induction motor speed sensorless estimation. In *1995 Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 181–186, Dubrovnik, July 1995.
- [118] T. Orłowska-Kowalska and C. T. Kowalski. Neural network application for flux and speed estimation in the sensorless induction motor drive. In *Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 1253–1258, Guimaraes, July 1997.
- [119] S. M. Gadoue, D. Giaouris, and J. W. Finch. Sensorless control of induction motor drives at very low and zero speeds using neural network flux observers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(8):3029–3039, 2009.
- [120] L. Ben-Brahim, S. Tadakuma, and A. Akdag. Speed control of induction motor without rotational transducers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(4):844–850, 1999.
- [121] S. Kumar, J. Prakash, and P. Kanagasabapathy. A critical evaluation and experimental verification of extended Kalman filter, unscented Kalman filter and neural state filter for state estimation of three phase induction motor. *Applied Soft Computing*, 11(3):3199–3208, 2011.
- [122] F. Briz and M. W. Degner. Rotor position estimation. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 5(2):24–36, 2011.
- [123] P. L. Jansen and R. D. Lorenz. Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(2):240–247, 1995.
- [124] C. S. Staines, G. M. Asher, and K. J. Bradley. A periodic burst injection method for deriving rotor position in saturated cage-salient induction motors without a shaft encoder. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(4):851–858, 1999.
- [125] M. Ishida and K. Iwata. A new slip frequency detector of an induction motor utilizing rotor slot harmonics. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20(3):575–582, 1984.

- [126] D. S. Zinger, F. Profumo, T. A. Lipo, and D. W. Novotny. A direct field oriented controller for induction motor drives using tapped stator windings. In *Proceedings of PESC '88 - 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 855–861, Kyoto, Apr. 1988.
- [127] D. S. Zinger, F. Profumo, T. A. Lipo, and D. W. Novotny. A direct field-oriented controller for induction motor drives using tapped stator windings. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 5(4):446–453, 1990.
- [128] A. Ferrah, K. G. Bradley, and G. M. Asher. Sensorless speed detection of inverter fed induction motors using rotor slot harmonics and fast fourier transform. In *Proceedings of PESC '92 - 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 279–286, Toledo, June-July 1992.
- [129] A. Ferrah, K. J. Bradley, and G. M. Asher. An FFT-based novel approach to noninvasive speed measurement in induction motor drives. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 41(6):797–802, 1992.
- [130] F. Briz, M. W. Degner, P. Garcia, and R. D. Lorenz. Comparison of saliency-based sensorless control techniques for AC machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40(4):1107–1115, 2004.
- [131] M. W. Degner and R. D. Lorenz. Using multiple saliencies for the estimation of flux, position, and velocity in AC machines. In *Proceedings of 1997 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 760–767, New Orleans, Oct. 1997.
- [132] M. W. Degner and R. D. Lorenz. Using multiple saliencies for the estimation of flux, position, and velocity in AC machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(5):1097–1104, 1998.
- [133] J.-I. Ha and S.-K. Sul. Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection. In *Proceedings of 1997 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 426–432, New Orleans, Oct. 1997.
- [134] J.-I. Ha and S.-K. Sul. Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(1):45–51, 1999.
- [135] B. H. Bae, G. B. Kim, and S.-K. Sul. Improvement of low speed characteristics of railway vehicle by sensorless control using high frequency injection. In *Proceedings of the 2000 IEEE Industry Applications Conference - 35th IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy*, pages 1874–1880, Rome, Oct. 2000.
- [136] M. Schroedl. Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method. In *Proceedings of 1996 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 270–277, San Diego, Oct. 1996.
- [137] J. Holtz and H. Pan. Elimination of saturation effects in sensorless position controlled induction motors. In *Proceedings of 2002 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 1695–1702, Pittsburgh, Oct. 2002.

- [138] J. Holtz and H. Pan. Elimination of saturation effects in sensorless position-controlled induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40(2):623–631, 2004.
- [139] H. Mohan, M. Kumar Pathak, and S. Kumar Dwivedi. Sensorless control of electric drives – A technological review. *IETE Technical Review*, 37(5):504–528, 2020.
- [140] A. Mezouar, M. K. Fellah, and S. Hadjeri. Adaptive sliding-mode-observer for sensorless induction motor drive using two-time-scale approach. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 16(9):1323–1336, 2008.
- [141] T. Lennon and N. Mass. Model-based design for mechatronic systems. *Electronics World*, 114(1865):23–26, 2008.
- [142] C. M. Ong. *Dynamic Simulation of Electric Machinery Using MATLAB/Simulink*. Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, 1998.
- [143] H. Le-Huy. Modeling and simulation of electrical drives using MATLAB/Simulink and power system blockset. In *Proceedings of IECON 2001 - 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1603–1611, Denver, 2001.
- [144] A. Costa, M. Vilaragut, J. C. Travieso-Torres, M. Duarte-Mermoud, J. Muñoz, and I. Yznaga. MATLAB based simulation toolbox for the study and design of induction motor FOC speed drives. *Computer Applications in Engineering Education*, 20(2):295–312, 2012.
- [145] A. Rau. On model-based development: Decomposition and data abstraction in Simulink. *Softwaretechnik-Trends*, 21(3), 2001.
- [146] D. O’Sullivan, J. Sorensen, and A. Frederiksen. Model based design tools in closed loop motor control. In *Proceedings of PCIM Europe 2014 - International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, pages 1643–1651, Nuremberg, May 2014.
- [147] D. O’Sullivan, J. Sorensen, and A. Murray. Model-based design streamlines embedded motor control system development. Technical report, Analog Devices, Inc., 2015.
- [148] D. Marcsa. *Párhuzamosított végeselem-módszerek a csatolt elektrodinamikai problémák megoldásában*. PhD thesis, Széchenyi István Egyetem, 2018.
- [149] H. Hanselmann. Automotive control: From concept to experiment to product. In *Proceedings of Joint Conference on Control Applications Intelligent Control and Computer Aided Control System Design*, pages 129–134, Dearborn, Sept. 1996.
- [150] U. Freund and D. Kraft. Model-based design & rapid prototyping. *IFAC Proceedings Volumes*, 37(22):35–40, 2004.
- [151] J. Schäuffele and T. Zurawka. *Automotive Software Engineering: Grundlagen, Prozesse, Methoden und Werkzeuge effizient einsetzen*, pages 231–242. Springer, Wiesbaden, 2010.

- [152] A. Rubaai, M. J. Castro-Sitiriche, and A. R. Ofoli. Design and implementation of parallel fuzzy PID controller for high-performance brushless motor drives: An integrated environment for rapid control prototyping. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44(4):1090–1098, 2008.
- [153] S. Carpiuc and C. Villegas. Real-time position control in permanent magnet synchronous machine drives. In *Proceedings of 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, pages 358–365, Riga, Sept. 2018.
- [154] D. Potnuru, K. Alice Mary, and C. Saibabu. Design and implementation methodology for rapid control prototyping of closed loop speed control for BLDC motor. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 5(1):99–111, 2018.
- [155] J. Krizan, L. Ertl, M. Bradac, M. Jasansky, and A. Andreev. Automatic code generation from MATLAB/Simulink for critical applications. In *Proceedings of 2014 IEEE 27th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, pages 836–841, Toronto, May 2014.
- [156] C. Morkoç, Y. Önal, and M. Kesler. DSP based embedded code generation for PMSM using sliding mode controller. In *Proceedings of 2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC)*, pages 472–476, Antalya, Sept. 2014.
- [157] M. Kuslits. *Állandómágneses szinkrongépek modellalapú irányításfejlesztése*. Publio Kiadó, Győr, 2016.
- [158] S. Filizadeh. *Electric Machines and Drives: Principles, Control, Modeling, and Simulation*. Taylor & Francis, Boca Raton, 2013.
- [159] A. M. Trzynadlowski. *The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors*. Springer US, Boston, 1994.
- [160] K. P. Kovács and I. Rácz. *Váltakozóáramú gépek tranziens folyamatai*. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1954.
- [161] The MathWorks, Inc. *MATLAB R2014a Documentation: Large-Scale Modeling*, 2014.
- [162] R. Isermann. *Mechatronic Systems: Fundamentals*, pages 569–573. Springer, London, 2007.
- [163] Y. Yacoub and A. Chevalier. Rapid prototyping with the controller area network (CAN). In *SAE Technical Paper*, 2001. Article ID 2001-01-1224.
- [164] HP Development Company, L.P. *HP Compaq 8200 Elite Microtower PC - Specifications*, 2012. <https://support.hp.com/us-en/product/hp-compaq-8200-elite-microtower-pc/5037940/model/5037947/document/c02779504>, downloaded at 25.10.2018.
- [165] Texas Instruments, Inc. *User's Guide, TMS570LC43x Hercules Development Kit (HDK)*, May 2014. SPNU597.

- [166] Analog Devices, Inc. *Evaluation Board for 10-Bit to 16-Bit R/D Converter with Reference Oscillator*, May 2009. EVAL-AD2S1210, Rev. 0.
- [167] Texas Instruments, Inc. *DRV830x Rev D. Hardware Quick Start Guide*, April 2014. Version 1.0.5.
- [168] The MathWorks, Inc. *MATLAB R2014a Documentation: Model-Based Ethernet Communications*, 2014.
- [169] Lenze SE. *L-force catalogue*, 2016. V08-en_GB-06/2016, http://www.lenze.com/fileadmin/lenze/documents/en/catalogue/CAT_MT_MC_13513046_en_GB.pdf, downloaded at 25.10.2018.
- [170] K. Horváth and M. Kuslits. Model-based development of induction motor control algorithms with modular architecture. In *Proceedings of 2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pages 133–138, Varna, Sept. 2016.
- [171] K. Horváth, M. Kuslits, and Sz. Lovas. Model-based control algorithm development of induction machines by using a well-defined model architecture and rapid control prototyping. *Electrical Engineering*, 102(3):1103–1116, 2020.
- [172] R. Hermann and A. Krener. Nonlinear controllability and observability. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 22(5):728–740, 1977.
- [173] C. Canudas De Wit, A. Youssef, J. P. Barbot, P. Martin, and F. Malrait. Observability conditions of induction motors at low frequencies. In *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, pages 2044–2049, Sydney, Dec. 2000.
- [174] P. Vaclavek and P. Blaha. AC induction machine observability analysis and its impact on sensorless control algorithms. In *Proceedings of 2006 International Conference on Intelligent Engineering Systems*, pages 63–68, London, June 2006.
- [175] P. Vaclavek and P. Blaha. Analysis of observability conditions for AC induction machine sensorless control. In *Proceedings of 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 2262–2267, Vigo, June 2007.
- [176] P. Vaclavek, P. Blaha, and I. Herman. AC drive observability analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(8):3047–3059, 2013.
- [177] M. Ghanes, J. De Leon, and A. Glumineau. Observability study and observer-based interconnected form for sensorless induction motor. In *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, pages 1240–1245, San Diego, Dec. 2006.
- [178] M. Koteich, A. Maloum, G. Duc, and G. Sandou. Local weak observability conditions of sensorless AC drives. In *Proceedings of 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, pages 1725–1734, Geneva, Sept. 2015.
- [179] D. Simon. *Optimal State Estimation: Kalman, H_∞ , and Nonlinear Approaches*. Wiley-Interscience, Hoboken, New Jersey, 2006.

- [180] D. Xu, B. Wang, G. Zhang, G. Wang, and Y. Yu. A review of sensorless control methods for AC motor drives. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 2(1):104–115, 2018.
- [181] J. Guzinski, M. Diguët, Z. Krzeminski, A. Lewicki, and H. Abu-Rub. Application of speed and load torque observers in high-speed train drive for diagnostic purposes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(1):248–256, 2009.
- [182] J. Guzinski, H. Abu-Rub, M. Diguët, Z. Krzeminski, and A. Lewicki. Speed and load torque observer application in high-speed train electric drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(2):565–574, 2010.
- [183] T. Orłowska-Kowalska, M. Korzonek, and G. Tarchala. Stability improvement methods of the adaptive full-order observer for sensorless induction motor drive – Comparative study. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 15(11):6114–6126, 2019.
- [184] G. H. Golub and C. F. Van Loan. *Matrix Computations*. The Johns Hopkins University Press, Baltimore, 2013.
- [185] K. Horváth and M. Kuslits. Speed sensorless field oriented control of induction machines using unscented Kalman filter. In *Proceedings of 2017 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) & 2017 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, pages 523–528, Brasov, May 2017.
- [186] K. Horváth and M. Kuslits. Optimization-based parameter tuning of unscented Kalman filter for speed sensorless state estimation of induction machines. In *Proceedings of 2017 5th International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEEE)*, pages 132–138, Galati, Oct. 2017.
- [187] K. Horváth and M. Kuslits. Parameter sensitivity analysis method for speed sensorless induction machine drives based on unscented Kalman filter. In *Proceedings of 2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pages 744–749, Budapest, Aug. 2018.
- [188] K. Horváth and M. Kuslits. Dynamic performance of estimator-based speed sensorless control of induction machines using extended and unscented Kalman filters. *Power Electronics and Drives*, 3(1):129–144, 2018.
- [189] K. Horváth and D. Fodor. Low speed operation of sensorless estimators for induction machines using extended, unscented and cubature Kalman filter techniques. In *Proceedings of 2019 International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*, pages 279–285, The High Tatras, Sept. 2019.
- [190] K. Horváth. Observability conditions for speed sensorless induction motor models with neglected or included iron loss representation. In *Proceedings of 2021 International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*, pages 97–101, Dubrovnik, Sept. 2021.

- [191] D. D. Pauw and P. A. Vanrolleghem. Practical aspects of sensitivity analysis for dynamic models. In *Proceedings of the 4th Vienna International Conference on Mathematical Modelling (MATHMOD)*, pages 328–336, Vienna, Feb. 2003.
- [192] C. Bastiaensen, W. Deprez, W. Symens, and J. Driesen. Parameter sensitivity and measurement uncertainty propagation in torque-estimation algorithms for induction machines. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 57(12):2727–2732, 2008.
- [193] S. Zhao and D. A. Howey. Global sensitivity analysis of battery equivalent circuit model parameters. In *Proceedings of 2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pages 1291–1294, Hangzhou, Oct. 2016.
- [194] A. Saltelli, M. Ratto, T. Andres, F. Campolongo, J. Cariboni, D. Gatelli, M. Saisana, and S. Tarantola. *Global Sensitivity Analysis. The Primer*. John Wiley & Sons, Ltd, West Sussex, 2008.
- [195] B. Assaad, K. El kadri Benkara, S. Vivier, G. Friedrich, and A. Michon. Thermal design optimization of electric machines using a global sensitivity analysis. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 53(6):5365–5372, 2017.
- [196] T. Turányi. Sensitivity analysis of complex kinetic systems. Tools and applications. *Journal of Mathematical Chemistry*, 5(3):203–248, 1990.
- [197] E. Levi. Impact of iron loss on behavior of vector controlled induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(6):1287–1296, 1995.
- [198] E. Levi and M. Wang. Impact of iron loss on speed estimation in sensorless vector controlled induction machines. In *Proceedings of IECON'97 - 23rd Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, pages 977–982, New Orleans, Nov. 1997.