

Németh Zoltán

Oklevesel villamosmérnök

Aszinkron gép tenzorszorzat elvű irányítása

Doktori tézisek

Témavezető:

Prof. Dr. habil Kuczmann Miklós, D.Sc. egyetemi tanár Széchenyi István Egyetem

Multidiszciplináris Műszaki Tudományi Doktori Iskola

Győr, 2023.

1. Bevezetés

1.1. A kutatás előzménye

Az elektromobilitás növekvő jelenléte az egész világon megfigyelhető, aminek eredményeképp a legkülönbözőbb járműveknél jelenik meg a villamos hajtások alkalmazása. A felhasznált motortípusok a legegyszerűbbnek és olcsóbbnak tekinthető egyenáramú géptől, az aszinkron gépen át, az újnak tekinthető szinkron/kapcsolt reluktancia gép mellett már megjelennek az axiál fluxusú gépek is [1]. A manapság tapasztalható energiaárak egyik következménye, hogy a hatásfok, illetve a hatótáv kerül a fejlesztések és kutatások fókuszpontjába.

A hajtáslánc modell alapú optimalizálásának egyik alapvető feltétele a rendszert minél pontosabban leíró modell megléte. A szakirodalomban elérhető és pontos villamosgép-modellek nagy része erősen nemlineáris jellegű, aminek következménye, hogy a szabályozó fejlesztésére is nagy hangsúlyt kell fektetni. Modellezés során mindig mérlegelés kérdése, hogy az adott feladat mennyire pontos rendszerleírást igényel.

Még a mai modern számítástechnikai eszközökkel sem lehetséges teljes mértékben elkerülni az egyszerűsítést egy villamos gép modellezése során. Olyan alapvető elhanyagolásokat alkalmazunk a villamos hajtások területén, mint például a vas- és hiszterézisveszteség elhanyagolása, a motor tekercseléséből adódó asszimmetriák. Ezeket a hatásokat 2D és 3D végeselemszimulációkkal tudjuk közelítőleg vizsgálni, ennek megfelelően hajtáskutatás és fejlesztés során ezeket a hatásokat nem vesszük figyelembe,

A fizikai rendszert - a lehetőségekhez mérten - pontosan leíró modellhez történő irányítás fejlesztése során kulcskérdés a megfelelő módszer kiválasztása, ahol figyelembe kell venni a nemlinearitások kezelhetőségét, a szabályozó hangolhatóságát, az optimalizálhatóságát, a számítási igényét, illetve a megfigyelő implementálhatóságát. Szinte minden modell tartalmaz nem, vagy csak nagy energiabefektetéssel mérhető, esetleg fizikai tartalommal nem rendelkező változókat. Ennek a problémának a kiküszöbölésére megfigyelő fejlesztése és implementálása szükséges.

1.2. A kutatás célkitűzései

Az aszinkron gépek modellezése nem számít új kutatási területnek, amikor annak általános felhasználására van szükség, a jól ismert koordinátatranszformációkkal [2, 3]. Azonban, ha speciális felhasználási módját keressük a rendszernek, különböző optimalizálási és robusztussági szempontokat figyelembe véve, akkor továbbra is egy aktívan kutott tudományterületről beszélhetünk. Munkám során a rotor ún. direkt irányához rögzített koordinátarendszerben végrehajtott mezőorientált szabályozást (DRFOC - direct rotor field oriented control) valósítok meg, ahol az állapotváltozók száma és típusa a szabályozás minőségi jellemzőinek függvényében változik. A kvázi-lineáris paraméterváltozójú (qLPV - quasi-linear parameter-varying) modellezés egy modern formája a villamos hajtások leírásának, aminek előnye a nemlinearitások hatékony kezelhetősége. A nemlinearitást okozó tagokat időfüggő paraméterekkel írjuk le, amely alapján a tenzorszorzat (TP - tensor product) modell elkészíthető, ahol a klasszikus fuzzy logikát alkalmazom független lineáris rendszerek létrehozásához, melyeket különböző súlyokkal veszek figyelembe. Ezzel a megoldással nincs szükség a szabályozó tervezése során elhanyagolásokra, pontosabb leírást eredményez. A modellhez illeszthető paraméterezett lineáris mátrix egyenlőtlenségek (LMI - linear matrix inequality) megoldhatóságán alapú szabályozó és megfigyelő előnye, hogy tetszőlegesen alkalmazható különböző rendszerekhez, a bemenetek/kimenetek száma szabadon konfigurálható.

A dolgozat fő célja a TP-modellhez illesztett LMI-típusú irányítás robusztusságának megvizsgálása szimulációs környezetben fluxus-nyomaték és fluxus-fordulatszámszabályozó üzemmódban is. A vizsgálatok során a motor névleges nyomatékával megegyező nagyságú terhelőnyomatékot fogok alkalmazni. A visszacsatolt, kvázi-mért értékeknél Gauss-eloszlású mérési zajt alkalmazok különböző varianciával és középértékkel. Ezen külső zavarok mellett paraméterbizonytalansági vizsgálatokkal igazolom a megalkotott szabályozás robusztusságát, ahol a motor paramétereit a valóságtól elrugaszkodott határértékekig módosítom.

A végrehajtott paraméterbizonytalansági vizsgálatok alapján kijelenthető, hogy a szabályozó a terhelésváltásokat mindössze rövid ideig tartó, elfogadható túllövésú tranziensekkel jól kezeli, paramétermódosításokra minimálisan érzékeny, viszont mérési zaj alkalmazása esetén a zaj középértékére érzékeny a rendszer.

Továbbá, konklúzióként fontos megemlíteni, hogy a rendszer minden esetben megfigyelhető marad még álló tengely esetén is, szemben sok modellalapú megfigyelővel.

1.3. TP-modell transzformáció alapú modellezés szakirodalmi áttekintése

A nemlineáris rendszerek leírásának egyik aktívan kutatott megoldása az LPV/qLPV modellezés. Az aszinkron gépek qLPV modellezését [4–9] cikkekben már részletesen kidolgozták.

Ebben a fejezetben a TP-modell transzformáció elméleti áttekintésével foglalkozok, amely lehetővé teszi LPV/qLPV alakú állapottér modellek numerikus rekonstrukcióját TP-modell formában [10–14]. A TP-modellezés témakörével széleskörűen és részletekbemenőn foglalkoztak a [15–19] cikkek és [20, 21] könyvek. TP-modellezéssel már foglalkoztak egyenáramű gépnél [22], állandó mágneses szinkron motornál [23], szervó hajtásoknál [24] és DC-DC konvertereknél [25]. Aszinkron gép irányítását a [26–32] cikkek tartalmazzák, ahol fuzzy logikát alkalmaztak. A következőkben a TP-modell transzformáció alapú modellezés elméleti hátterét mutatom be.

Munkám során nemlineáris rendszerek modellezésével és irányításával foglalkozok, ezért a TP-modell transzformáció alapú modellezés elméleti hátterét az LPV/qLPV modell oldaláról mutatom be. Attól függően, hogy a rendszer nemlinearitását egy nemlineáris matematikai összefüggés, vagy éppen az állapotváltozók szorzata okozza, megkülönböztetjük az LPV és qLPV modellezést [7, 8]. Mivel valamennyi villamos gép állapotváltozós leírása az utóbbi kategóriába sorolandó, külön az LPV rendszer sajátosságaira nem térek ki.

A TP-modell transzformáció, mint matematikai művelet a következő összefüggést jelenti [18]:

$$f(\mathbf{p}) = \mathcal{S} \bigotimes_{n=1}^{N} \mathbf{w}_{n}(p_{n}), \qquad (1)$$

ahol az S N-dimenziós magtenzornak és a különböző dimenziókhoz tartozó $\mathbf{w}_n = [w_{n,1}(x_n) \quad w_{n,2}(x_n) \quad \dots \quad w_{n,I_n}(x_n)]$ mátrixnak vesszük a fent definiált szorzatát. N értékét minden esetben a rendszerleírásban bevezetett $\mathbf{p} \in \mathbb{R}^N$ paramétervektor mérete határozza meg [18, 33, 34]. A (1) összefüggés elvégzéséhez 3 lépés végrehajtása szükséges [18]:

- diszkretizálás,
- TP struktúra előállítása,
- súlyfüggvény definiálása,

amiket részletesen bemutatok a továbbiakban.

Diszkretizálás

Minden esetben definiálni kell a **p** vektor által lefedett Ω tér dimenziónkénti méretét és $M : M_1 \times M_2 \times \ldots \times M_N$ felbontását, amiket felhasználva előállítható az $\mathcal{G} \in \mathbb{R}^{N+1}$ rácstenzor. Amennyiben feltételezek egy rendszert leíró $\mathbf{y} = f(\mathbf{v})$ függvényt, ahol $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^O$ és $\mathbf{v} \in \mathbb{R}^I$, akkor szorzással előállítható a kimeneti tenzor a bemeneti tenzor alapján, úgy mint [18, 35]:

$$\mathcal{Y} = f(*\mathcal{V}),\tag{2}$$

ahol $\mathcal{V} \in \mathbb{R}^{M_1 \times M_2 \times \ldots \times M_N \times I}$ és $\mathcal{Y} \in \mathbb{R}^{M_1 \times M_2 \times \ldots \times M_N \times O}$. Felhasználva \mathcal{G} rácstenzort a $f(\mathbf{v})$ diszkretizálásához, megkapom a rendszert leíró $\mathcal{F}^{\mathcal{G}}$ diszkretizált tenzort. Amennyiben $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^A$ állapotvektor mérete A, akkor $\mathcal{F}^{\mathcal{G}} \in \mathbb{R}^{M_1 \times M_2 \times \ldots \times M_N \times A \times (A+I)}$ adódik [18, 36]

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \end{bmatrix}$$
(3)

rendszer leírás esetén, míg $\mathcal{F}^{\mathcal{G}} \in \mathbb{R}^{M_1 \times M_2 \times \ldots \times M_N \times (A+O) \times (A+I)}$ méretűre bővül a **C** kimeneti mátrix figyelembevételével.

TP struktúra előállítása

Az $\mathcal{F}^{\mathcal{G}}$ diszkretizált tenzort a következő alakra kell hozni [10–12]:

$$\mathcal{F}^{\mathcal{G}} = \mathcal{S} \bigotimes_{n=1}^{\mathbf{N}} \mathbf{U}_{\mathbf{n}},\tag{4}$$

a HOSVD (higher order singular value decomposition) elvégzésével a $\mathcal{F}^{\mathcal{G}}$ első M_{N} dimenzióján, ami megadja az \mathbf{U}_{n} szinguláris mátrixokat dimenziónként, illetve az \mathcal{S} magtenzort. \mathcal{S} méretét a HOSVD művelet során megtartott dimenziónkénti szinguláris értékek száma határozza meg [13, 14]. Ideális esetben villamos gépek esetén $\mathcal{S} \in \mathbb{R}^{2 \times 2 \times \ldots \times 2 \times (A+O) \times (A+I)}$ méretű magtenzort kapunk, amennyiben minden paraméter esetén 2 szinguláris értéket hagyunk meg, a többit elhanyagoljuk.

Súlyfüggvény definiálása

A $\mathbf{w}_n(p_n)$ súlyfüggvényeket az \mathbf{U}_n mátrixból tudjuk előállítani, amire [18, 33] több megoldást is felsorol. Az egyik megközelítés az, hogy az \mathbf{U}_n mátrix oszlopainak elemei között lineáris interpolációt alkalmazunk, melyet minden oszlophoz egyedi lineáris súlyfüggvény határoz meg a tartományon belül. Másik lehetséges megoldás során bizonyos paraméterhez tartozó súlyfüggvényt folyamatosan újraszámoljuk, míg a többi nem változik. Praktikussági szempontokat figyelembe véve, ennek a két megoldásnak a kombinációját szokás alkalmazni [18, 35]. A súlyfüggvényeket sok pontban előre meghatározzuk, majd működés közben két pont között lineáris interpolációt hajtunk végre. Munkám során én is utóbbi megoldást alkalmaztam. Súlyfüggvények definiálásának további feltétele a súlyfüggvény típus kiválasztása. A következő súlyfüggvények használatát vizsgáltam és mutattam be a disszertációban: EYE, CNO, IRNO, SNNN, BOX, ORTHO [17, 37–39]. Természetesen ezeken felül bármilyen egyéb súlyfüggvénytípust alkalmazhatunk és implementálhatunk MATLAB környezetbe.

Az aszinkron gép TP-modellezését részletesen a 2. fejezetben fogom bemutatni. Az ily módon megadott TP-modellhez történő szabályozó illesztésnél a négyzetek összegét (SOS - sum of square) [40–43], SMO-t [22, 44–48], illetve LMI-típusú [49–56] megoldást is alkalmazzák, melyek közül utóbbit fogom én is alkalmazni és ismertetem részletesen a disszertációban.

2. Alkalmazott módszerek és eredményeik

Az aszinkron gépek tenzorszorzat elvű modellezésének alapját a megfelelően megalkotott és kiválasztott állapottér modell szolgáltatja. Az aszinkron gép állapottér alapú modellje a négy állapotváltozót tartalmazó modell esetén d-q koordináta-rendszerben a következő:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{ds}} \\ i_{\mathrm{qs}} \\ \psi_{\mathrm{dr}} \\ \omega_{\mathrm{r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\mathrm{s}}\sigma} v_{\mathrm{ds}} - \frac{R_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{s}}\sigma} i_{\mathrm{ds}} - \frac{R_{\mathrm{r}}L_{\mathrm{m}}^{2}}{L_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}^{2}\sigma} i_{\mathrm{ds}} + \frac{R_{\mathrm{r}}L_{\mathrm{m}}}{L_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}^{2}\sigma} \psi_{\mathrm{dr}} + \omega_{\mathrm{r}}i_{\mathrm{qs}} + \frac{R_{\mathrm{r}}L_{\mathrm{m}}}{L_{\mathrm{r}}} \frac{i_{\mathrm{qs}}^{2}}{\psi_{\mathrm{dr}}} \\ \frac{1}{L_{\mathrm{s}}\sigma} v_{\mathrm{qs}} - \frac{R_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{s}}\sigma} i_{\mathrm{qs}} - \frac{L_{\mathrm{m}}}{L_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}\sigma} \omega_{\mathrm{r}} \psi_{\mathrm{dr}} - \frac{R_{\mathrm{r}}L_{\mathrm{m}}^{2}}{L_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}^{2}\sigma} i_{\mathrm{qs}} - \omega_{\mathrm{r}}i_{\mathrm{ds}} - \frac{R_{\mathrm{r}}L_{\mathrm{m}}}{L_{\mathrm{r}}} \frac{i_{\mathrm{ds}}i_{\mathrm{qs}}}{\psi_{\mathrm{dr}}} \\ \frac{R_{\mathrm{r}}L_{\mathrm{m}}}{L_{\mathrm{r}}} i_{\mathrm{ds}} - \frac{R_{\mathrm{r}}}{L_{\mathrm{r}}} \psi_{\mathrm{dr}} \\ \frac{3}{2} \frac{N^{2}}{J} \frac{L_{\mathrm{m}}}{L_{\mathrm{r}}} i_{\mathrm{qs}} \psi_{\mathrm{dr}} - \frac{D_{\mathrm{f}}}{J} \omega_{\mathrm{r}} - N \frac{T_{\mathrm{L}}}{J} \end{aligned} \right]$$

$$\tag{5}$$

ahol a nemlinearitást okozó tagok ${\bf p}$ paramétervektorral történő helyettesítésével előállítottam az aszinkron gép qLPV modelljét:

$$p_1 = i_{\rm qs}, \quad p_2 = \psi_{\rm dr}, \quad p_3 = \omega_{\rm r}, \quad p_4 = \frac{1}{\psi_{\rm dr}},$$
 (6)

,

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{s}}{L_{s}\sigma} - \frac{R_{r}L_{m}^{2}}{L_{s}L_{r}^{2}\sigma} & \frac{R_{r}L_{m}}{L_{r}}p_{1}p_{4} & \frac{R_{r}L_{m}}{L_{s}L_{r}^{2}\sigma} & p_{1} \\ -p_{3} - \frac{R_{r}L_{m}}{L_{r}}p_{1}p_{4} & -\frac{R_{s}}{L_{s}\sigma} - \frac{R_{r}L_{m}^{2}}{L_{s}L_{r}^{2}\sigma} & -\frac{L_{m}}{L_{s}L_{r}\sigma}p_{3} & 0 \\ \frac{R_{r}L_{m}}{L_{r}} & 0 & -\frac{R_{r}}{L_{r}} & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}\frac{N^{2}}{J}\frac{L_{m}}{L_{r}}p_{2} & 0 & -\frac{D_{f}}{J} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{s}\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{s}\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} .\mathbf{v}$$

$$(7)$$

A **p** vektorhoz tartozó $\Omega = [-10; 10] \times [0; 2] \times [-800; 800] \times [0; 100000]$ paraméterteret és (3) összefüggést definiálva, majd diszkretizálva dimenziónként 25 rácsponttal megkapjuk az $\mathcal{F}^{\mathcal{G}}$ rácstenzort:

$$\mathcal{F}^{\mathcal{G}} = \mathcal{S} \bigotimes_{n=1}^{N} \mathbf{U}_{n} \in \mathbb{R}^{25 \times 25 \times 25 \times 25 \times 4 \times 6},\tag{8}$$

ahol $S \in \mathbb{R}^{2 \times 2 \times ... \times 2 \times (A+O) \times (A+I)}$ méretű magtenzort kapunk, mert minden paraméter esetén 2 szinguláris értéket hagyunk meg, a többit elhanyagoljuk. Ezeket felhasználva felírható a TP-transzformáció alapú modell, úgy mint

$$\dot{\mathbf{x}} \cong \mathbf{S} \bigotimes_{n=1}^{4} \mathbf{w}_{n}(p_{n}), \tag{9}$$

ahol a CNO típusú súlyfüggvények az 1. ábrán láthatók.



1. ábra. TP-modell CNO típusú súlyfüggvénye négy paraméter esetén.

A szimulációs eredmények bizonyították, hogy szükség van integrátor implementálására a TP-modellhez, amit az állapotváltozók számának kibő-vítésével valósítottam meg. Ezáltal az $\mathbf{x}^* = [i_{ds} \ i_{qs} \ \psi_{dr} \ \omega_r \ sum_{id} \ sum_{\omega}]^{\mathrm{T}}$ kibővített állapotvektor 6 elemű lesz. Ennek megfelelően módosítva az \mathbf{A}^* rendszermátrixot, \mathbf{B}^* bemeneti mátrixot, $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{8 \times 8}$ mátrix mérete változni fog.

$$\dot{\mathbf{x}}^* = \mathbf{A}^* \mathbf{x}^* + \mathbf{B}^* \mathbf{v}, \quad \mathbf{A}^* = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}^* = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}^* & \mathbf{B}^* \\ \mathbf{I}_2 & \mathbf{0} \end{bmatrix}.$$
(10)

Ezeket felhasználva az $\mathcal{S} \in \mathbb{R}^{2 \times 2 \times 2 \times 2 \times 2 \times 8 \times 8}$ magtenzor már előállítható. A modellhez történő LMI-típusú szabályozó és megfigyelő tervezésével előáll a szabályozási kör végleges blokkvázlata, ami a 2. ábrán látható.



2. ábra. Megfigyelőt tartalmazó szabályozási kör blokkvázlata.

A modellhez történő megfigyelő illesztésének alapvető célja a nem mérhető értékek visszacsatolhatóságának biztosítása a robusztusság javítása mellett. A következő LMI-k implementálásával valósítottam meg az irányítás stabil és robusztus működését:

$$\mathbf{A}_{r}\mathbf{X}_{1} + \mathbf{X}_{1}\mathbf{A}_{r}^{T} - \mathbf{B}_{r}\mathbf{M}_{1r} - \mathbf{M}_{1r}^{T}\mathbf{B}_{r}^{T} + 2\alpha\mathbf{X}_{1} \prec 0,$$

$$\mathbf{X}_{2}\mathbf{A}_{r} + \mathbf{A}_{r}^{T}\mathbf{X}_{2} - \mathbf{N}_{2r}\mathbf{C}_{r} - \mathbf{C}_{r}^{T}\mathbf{N}_{2r}^{T} - 2\alpha\mathbf{X}_{2} \prec 0,$$

$$\mathbf{A}_{r}\mathbf{X}_{1} + \mathbf{A}_{s}\mathbf{X}_{1} + \mathbf{X}_{1}\mathbf{A}_{r}^{T} + \mathbf{X}_{1}\mathbf{A}_{s}^{T} - \mathbf{B}_{s}\mathbf{M}_{1r} - \mathbf{B}_{r}\mathbf{M}_{1s} - \mathbf{M}_{1s}^{T}\mathbf{B}_{r}^{T} - \mathbf{M}_{1r}^{T}\mathbf{B}_{s}^{T} + 4\alpha\mathbf{X}_{1} \preceq 0,$$

$$\mathbf{X}_{2}\mathbf{A}_{r} + \mathbf{X}_{2}\mathbf{A}_{s} + \mathbf{A}_{r}^{T}\mathbf{X}_{2} + \mathbf{A}_{s}^{T}\mathbf{X}_{2} - \mathbf{N}_{2r}\mathbf{C}_{s} - \mathbf{N}_{2r}\mathbf{C}_{r} - \mathbf{C}_{s}^{T}\mathbf{N}_{2r}^{T} - \mathbf{C}_{r}^{T}\mathbf{N}_{2s}^{T} + 4\alpha\mathbf{X}_{2} \preceq 0.$$

(11)

$$\phi^{2} \mathbf{I} \prec \mathbf{X}_{1}, \quad \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{1} & \mathbf{M}_{1r}^{\mathrm{T}} \\ \mathbf{M}_{1r} & u_{\max}^{2} \mathbf{I} \end{bmatrix} \prec 0.$$

$$\phi^{2} \mathbf{I} \prec \mathbf{X}_{2}, \quad \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{2} & \mathbf{N}_{2r}^{\mathrm{T}} \\ \mathbf{N}_{2r} & u_{\max}^{2} \mathbf{I} \end{bmatrix} \prec 0.$$
(12)

Az irányítás tesztelését MATLAB-Simulink környezetben valósítottam meg, aminek a folyamatábrája a 3. ábrán látható.



3. ábra. Simulink környezet folyamatábrája.

Következőkben a rendszer robusztusságát vizsgálom meg, először fluxusnyomaték, majd fluxus-fordulatszám-szabályozó üzemmódban paraméterérzékenységi vizsgálatok végrehajtásával változó referenciák és mérési zaj alkalmazása mellett. A paraméterérzékenységi vizsgálatok során alkalmazott módosításokat az 1. táblázatban foglaltam össze.

Paraméterek	Névleges	Változás	Worst case	Szakirodalom
	érték	mértéke		
$R_{\rm s}$	$4,7\Omega$	-10+35%	+35%	+20%
$R_{\rm r}$	$5,2\Omega$	-10+35%	+35%	+100%
$L_{\rm m}$	0,1690H	$\pm 3\%$	+3%	-20%
$L_{\rm s}$	0,1788H	$\pm 3\%$	-3%	-20%
L_{r}	0,1790H	$\pm 3\%$	-3%	-10%
J	0,00108kg·m ²	-	-	+30%
$D_{\rm f}$	$0,00475 \mathrm{Nm} \cdot \mathrm{s}$	$\pm 20\%$	+20%	-
N	2	-	-	-

1. táblázat. Aszinkron gép névleges és worst case paraméterei [57, 58].

Nyomatékszabályozó robusztussága

Nyomatékszabályozó üzemmódban két különböző esetet vizsgáltam: 1. esetben (4. ábra) fékpadi elrendezést feltételezek, ahol a fordulatszámot egy fékezőgép biztosítja, aminek az általam vizsgált motor adja a terhelőnyomaték, míg a 2. esetben (5. ábra) az általam vizsgált motor által kifejtett nyomaték hatással van a fordulatszámra.

Az elért és bemutatott eredmények alapján elmondható, hogy az integrátorral kiegészített tenzorszorzat modellhez illesztett, fluxus és nyomatékszabályozás robusztussága egyértelműen javult az LMI típusú megfigyelő implementálásával. Az általam worst case esetnek titulált vizsgálatok során minimális statikus hibák voltak megfigyelhetők. A paraméterek további, drasztikus elhangolása mellett is stabil maradt a szabályozó, nem tudtam - az ésszerűség határain belül - olyan peremfeltételeket támasztani a szabályozóval szemben, amit ugyan egyre növekvő statikus hibával, de ne tudott volna kezelni.



4. ábra. Nyomatékszabályozó paraméterérzékenységi vizsgálata változó szögsebesség mellett mérési zajjal.



5. ábra. Nyomatékszabályozó paraméterérzékenységi vizsgálata szabad tengelyt szimulálva, becsült szögsebességgel, mérési zajjal.

Fordulatszámszabályozó robusztussága

A fordulatszámszabályozó vizsgálata során három típusú referenciát alkalmaztam: 1. esetben (6. ábra) állandó fordulatszámok mellett negatív és pozitív meredekségű rámpát, amivel a szabályozó fordulatszám nullátmenetét is vizsgálni tudom, a 2. esetben (7. ábra) nagyértékű, egységugrásjellel történő referencia változást alkalmaztam, míg a 3. esetben (8. ábra) állandó 0rad/s fordulat referencia mellett alkalmaztam a terhelésugrásokat.

A bemutatott eredmények alapján kijelenthető, hogy az irányítás minden körülmények között képes stabil, pontos és robusztus működést garantálni. Az integrátor és megfigyelő egyidejű alkalmazásával a más megoldásoknál tapasztalt, 0rad/s fordulat mellett gyakran előforduló instabil működést nem tapasztaltam, mindösszesen a terhelésváltások okozta túllövések amplitúdója lesz nagyobb.



6. ábra. Fordulatszám-szabályozás robusztussági vizsgálata terhelőnyomatékkal, mérési zajjal és paraméter módosítással, rámpa referenciát alkalmazva.



7. ábra. Fordulatszám-szabályozás robusztussági vizsgálata terhelőnyomatékkal, mérési zajjal és paraméter módosítással, egységugrás referenciákat alkalmazva.



8. ábra. Fordulatszám-szabályozás robusztussági vizsgálata terhelőnyomatékkal, mérési zajjal és paraméter módosítással, $\omega_{\rm r,ref} = 0 \, {\rm rad/s}$ esetén.

3. Az új tudományos eredmények összefoglalása

1. tézis

Megalkottam az aszinkron gép kvázi-lineáris paraméterváltozójú modelljét az állapotváltozós leírásban szereplő nemlinearitást okozó elemek alkalmas átrendezésével. Realizáltam az aszinkron gép négy paraméterrel leírható modelljét, ahol a rendszermodellt 16 egymástól független lineáris időinvariáns rendszer súlyozása definiálja. Különböző típusú súlyfüggvényekkel vizsgálva a paramétertartományok méretét és felbontását megállapítottam, hogy a TPmodell transzformáció alapú modellhez tervezett LMI-típusú szabályozó stabil működést tesz lehetővé.

Az 1. tézishez kapcsolódó saját publikációk a következők: [59, 62, 63].

2. tézis

Megalkottam azt a TP-modell transzformáció alapú, integrátorral kibővített szabályozási kört, amivel az aszinkron gép irányítása pontosan és robusztus módon megvalósítható. Az integráló szabályozást az állapotvektor kibővítésével valósítottam meg. LMI-típusú szabályozótervezést alkalmazva meghatároztam a visszacsatolás körerősítésmátrixát. Szimulációkkal igazoltam a hajtásrendszer működésének alkalmazhatóságát és helyességét.

A 2. tézishez kapcsolódó saját publikációk a következők: [59, 61, 64]

3. tézis

Bebizonyítottam, hogy az integrátort is tartalmazó, LMI megoldásán alapuló tervezéssel kapott szabályozó és megfigyelő együttes alkalmazásával pontos és robusztus irányítás valósítható meg. A paraméterbizonytalansági tesztek során alkalmazott terhelésváltásokkal és mérési zajjal is terhelt rendszeren végzett vizsgálatokkal igazoltam az irányítás pontos és jó zavartűrő képességét mind fluxus-nyomaték, mind fluxus-fordulatszám-szabályozás esetén.

A 3. tézishez kapcsolódó saját publikációk a következők: [60, 61, 64]

4. Konklúzió és jövőbeli tervek

Munkám során az aszinkron gépek TP elvű modellezésével és irányításával foglalkoztam. A TP-modell elkészítése során törekedtem a lineáris paraméterek számának minimalizálására, ami nem biztosított megfelelően stabil rendszert, ezért négy lineáris, időfüggő paraméter bevezetésével kezeltem a nemlinearitásból adódó nehézségeket. A TP modellezésen alapuló szabályozásoknál alig alkalmazott, de szükséges integrátor implementálásával már biztosítottá vált a pontos és gyors szabályozás. Az integrátor bevezetésének további előnye a szabályozás robusztusságának növelése is. Szimulációs környezetben megvizsgáltam az irányítás tranziens és állandósult állapotbeli viselkedését különböző zavarok esetén. Megvizsgáltam miként hat a terhelőnyomaték különböző értékű és irányú alkalmazása a különböző nyomaték és fordulatszám referenciatípusok esetén. A visszacsatolt változókat mért értéknek tekintve, mérési zajt alkalmaztam az áram és fordulatszám jelek esetén. Valós környezetet emulálva a névleges motorparamétereket szélsőséges értékekig történő elhangolásával paraméterbizonytalansági vizsgálatokat hajtottam végre az előző zavarok együttes használatával.

A szimulációs eredmények alapján elmondható, hogy a megtervezett irányítás minden általam tesztelt zavaró tényező együttes használata esetén is stabil maradt. Nem tudtam olyan valóságtartalommal bíró zavaró tényezőket beállítani, ahol átléptem volna a stabilitás határhelyzetét. Minden esetben pontos fordulatszámértéket kaptam végeredményül. Az első és legfontosabb célkitűzés a szabályozás valós környezetben történő tesztelése és validálása. Ennek feltétele egy általános felhasználásra gyártott teljesítményelektronikai eszköz, aminek bemenete a DC feszültség, kimenete pedig a három fázisú áram. Sajnos a rendelkezésre álló eszközök egyelőre ezt nem teszik lehetővé, minden esetben csak a beépített PI-áramszabályozók hangolását lehet módosítani.

Modellezés oldalról terveim között szerepel az ellenállások rézvezetőként történő modellezése, amivel a szabályozó hőmérsékletfüggése figyelembe vehető. A hőmérsékletek állapotváltozóként történő definiálásával lehetőség nyílik a változó megfigyelésére is, amivel még robusztusabb szabályozás fejleszthető. A terhelőnyomaték, illetve rotor fluxus pozíciójának állapotváltozóként történő definiálásával célom a mechanikus érzékelő nélküli hajtási megoldások tesztelése, illetve összehasonlítása a már meglévő megoldásokkal.

A nemlinearitások kezelésére jól működő módszert dolgoztam ki aszinkron gép esetén. Ebből a megfontoslásból érdekesnek gondolom megvizsgálni a vasveszteség modellezését és figyelembevételét szabályozótervezés során, hogy a valóságos működést jobban leíró modellel tudjam növelni az irányítás robusztusságát.

A modern irányítások kutatása és fejlesztése akkor tekinthető kurrens témának, ha hajtások fejlesztése kiterjed az ipari szereplők újragondolt motortípusaira is. Az Új Nemzeti Kiválóság Program (ÚNKP) keretein belül már vizsgáltam az állandó mágneses szinkron motorok (PMSM - permanent magnetik synchronous motor) TP modellezését, amit ki szeretnék terjeszteni egy általános platformmá, ahol további motortípusok robusztus irányítására lenne lehetőség. Ilyen modellezendő típus például a szinkron reluktancia motor (SynRM - synchronous reluctance motor), vagy az állandó mágnessel megtámogatott szinkron reluktancia motor (PMSRM - állandó mágnesses szinkron reluktancia motor), ahol a fordulatszám függvényében szabályozom a rotorfluxus szöghelyzetét az állórészfluxushoz képest, hogy a reluktancia-hatást szeretném-e kihasználni, vagy az állandó mágnes előnyeit.

Hivatkozások

- Shahbaz Amin, Sahib Khan, and Syed Sabir Hussain Bukhari. A comprehensive review on axial flux machines and its applications. In 2019 2nd International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCo-MET), pages 1–7. IEEE, 2019.
- [2] W. C. Duesterhoeft, Max W. Schulz, and Edith Clarke. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 70(2):1248– 1255, 1951.
- [3] R. H. Park. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, 48(3):716–727, 1929.
- [4] 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.
- [5] D. Khamari, I. Benlaloui, S. Ouchen, A. Makouf, S. Drid, L. Chrifi Alaoui, and M. Ouriagli. Lpv induction motor control with mras speed estimation. In 2019 8th International Conference on Systems and Control (ICSC), pages 460–464, 2019.
- [6] Fethi Farhani, Chiheb Ben Regaya, Abderrahmen Zaafouri, and Abdelkader Chaari. A quasi linear parameter varying approach to robust control of an induction machine. In 10th International Multi-Conferences on Systems, Signals & Devices 2013 (SSD13), pages 1–5, 2013.
- [7] Dalila Khamari, Abdesslem Makouf, and Said Drid. Control of induction motor using polytopic lpv models. In 2011 International Conference on Communications, Computing and Control Applications (CCCA), pages 1–5, 2011.
- [8] S. M. Nawazish Ali, M. J. Hossain, Dong Wang, Kaiyuan Lu, Peter Omand Rasmussen, Vivek Sharma, and Muhammad Kashif. Robust sensorless control against thermally degraded speed performance in an im drive based electric vehicle. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 35(2):896–907, 2020.
- [9] Jeff S. Shamma. An Overview of LPV Systems, pages 3–26. Springer US, Boston, MA, 2012.

- [10] Peter Baranyi, Peter Varlaki, Laszlo Szeidl, and Yeung Yam. Definition of the hosvd based canonical form of polytopic dynamic models. In 2006 IEEE International Conference on Mechatronics, pages 660–665, 2006.
- [11] László Szeidl and Peter Varlaki. Hosvd based canonical form for polytopic models of dynamic systems. JACIII, 13:52–60, 01 2009.
- [12] Laszlo Szeidl, Peter Baranyi, Zoltan Petres, and Peter Varlaki. Numerical reconstruction of the hosvd based canonical form of polytopic dynamic models. In 2007 International Symposium on Computational Intelligence and Intelligent Informatics, pages 111–116, 2007.
- [13] IN Bronstejn, et al., et al. Matematikai kézikönyv. Typotex Kiadó, 2000.
- [14] Rózsa Pál and Stubnya Gusztávné. Lineáris algebra és alkalmazásai. Tankönyvkiadó, 1991.
- [15] P. Baranyi. Tp model transformation as a way to lmi-based controller design. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51(2):387–400, 2004.
- [16] Péter Baranyi. The generalized tp model transformation for t-s fuzzy model manipulation and generalized stability verification. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 22(4):934–948, 2014.
- [17] P. Varkonyi, D. Tikk, P. Korondi, and P. Baranyi. A new algorithm for rnoino type tensor product model representation. In 2005 IEEE International Conference on Intelligent Engineering Systems, 2005. INES '05., pages 263– 266, 2005.
- [18] Péter Baranyi. Extracting lpv and qlpv structures from state-space functions: A tp model transformation based framework. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 28(3):499–509, 2020.
- [19] Peter Baranyi. Extension of the multi-tp model transformation to functions with different numbers of variables. *Complexity*, 2018:1–9, 03 2018.
- [20] Péter Baranyi, Yeung Yam, and Péter Várlaki. Tensor product model transformation in polytopic model-based control. CRC press, 2018.
- [21] Péter Baranyi et al. TP-model Transformation-based-control Design Frameworks. Springer, 2016.

- [22] Péter Korondi. Tensor product model transformation-based sliding surface design. Acta Polytechnica Hungarica, 3(4):23–35, 2006.
- [23] S Ilea, J Matusko, and Fetah Kolonic. Tensor product transformation based speed control of permanent magnet synchronous motor drives. In 17th international conference on electrical drives and power electronics, EDPE 2011 (5th Joint Slovak-Croatian Conference), pages 323–328. Citeseer, 2011.
- [24] Elena-Lorena Hedrea, Radu-Emil Precup, Raul-Cristian Roman, Emil M. Petriu, Claudia-Adina Bojan-Dragos, and Ciprian Hedrea. Tensor product-based model transformation technique applied to servo systems modeling. In 2021 IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pages 01-06, 2021.
- [25] Hong Li, Fang Ren, Jianing Shang, Bo Zhang, Jinhu Lü, and Hongsheng Qi. A novel large-signal stability analysis approach based on semi-tensor product of matrices with lyapunov stability theorem for dc-dc converters. In 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pages 1–5, 2016.
- [26] Moez Allouche, Chaabane Mohamed, Mansour Souissi, Driss Mehdi, and Fernando Tadeo. State feedback tracking control for indirect field- oriented induction motor using fuzzy approach. *International Journal of Automation and Computing*, 10, 04 2013.
- [27] Habib Ben Zina, Moez Allouche, Mohamed Chaabane, and Mansour Souissi. Tracking control for induction motor using takagi-sugenou approach. In 14th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control & Computer Engineering - STA'2013, pages 25–30, 2013.
- [28] Moez Allouche, Mansour Souissi, Chaabane Mohamed, and Driss Mehdi. Takagi-sugeno fuzzy control of induction motor. World Academy of Science, Engineering and Technology, 68, 01 2009.
- [29] Habib Zina, Moez Allouche, Mansour Souissi, Chaabane Mohamed, Larbi Chrifi-Alaoui, and Maha Bouattour. A takagi-sugeno fuzzy control of induction motor drive: Experimental results. *International Journal of Automation and Control*, 12:44, 01 2018.
- [30] Gunabalan Ramachandiran and Subbiah Veeranan. Speed sensorless vector control of induction motor drive with pi and fuzzy controller. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 5:315–325, 02 2015.

- [31] M. Y Hammoudi, M. E. H Benbouzid, N. Rizoug, and A. Allag. New state observer based on takagi-sugeno fuzzy controller of induction motor. In 2015 4th International Conference on Systems and Control (ICSC), pages 145–150, 2015.
- [32] Shengye Cai and Guoliang Zhao. Tensor product model transformation-based controller for induction motor using sum of square method. In 2022 41st Chinese Control Conference (CCC), pages 2473–2477. IEEE, 2022.
- [33] Alexandra Szollosi and Peter Baranyi. Influence of the tensor product model representation of qlpv models on the feasibility of linear matrix inequality based stability analysis. Asian Journal of control, 20(1):531–547, 2018.
- [34] Alexandra Szollosi and Peter Baranyi. Improved control performance of the 3-dof aeroelastic wing section: A tp model based 2d parametric control performance optimization. Asian Journal of Control, 19(2):450–466, 2017.
- [35] Alexandra Szollosi and Peter Baranyi. Influence of the tensor product model representation of qlpv models on the feasibility of linear matrix inequality. *Asian Journal of Control*, 18(4):1328–1342, 2016.
- [36] Alexandra Szöllősi and Péter Baranyi. Influence of complexity relaxation and convex hull manipulation on lmi based control design. In 2014 IEEE 9th IEEE International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (SACI), pages 145–151, 2014.
- [37] Peter Baranyi. Output feedback control of two-dimensional aeroelastic system. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 29(3):762–767, 2006.
- [38] Yeung Yam, Péter Baranyi, and Chi-Tin Yang. Reduction of fuzzy rule base via singular value decomposition. *IEEE Transactions on fuzzy Systems*, 7(2):120– 132, 1999.
- [39] Szabolcs Nagy, Zoltán Petres, and Peter Baranyi. Tp tool-a matlab toolbox for tp model transformation. 8th International Symposium of Hungarian Researchers on Computational Intelligence and Informatics, CINTI 2007, 01 2007.
- [40] Kazuo Tanaka, Hiroto Yoshida, Hiroshi Ohtake, and Hua O Wang. A sum-ofsquares approach to modeling and control of nonlinear dynamical systems with polynomial fuzzy systems. *IEEE Transactions on Fuzzy systems*, 17(4):911–922, 2008.

- [41] Stephen Prajna, Antonis Papachristodoulou, and Fen Wu. Nonlinear control synthesis by sum of squares optimization: A lyapunov-based approach. In 2004 5th Asian control conference (IEEE Cat. No. 04EX904), volume 1, pages 157– 165. IEEE, 2004.
- [42] Gwo-Ruey Yum and Wei-Yi Wang. Sos-based fuzzy control of a wheeled mobile robot with decay rate. In 2013 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics, pages 4700–4705. IEEE, 2013.
- [43] Gwo-Ruey Yu and Kuan-Hsien Ho. Constraints on control input and output of polynomial fuzzy systems via a sum of squares approach. In 2012 IEEE International Conference on Fuzzy Systems, pages 1–6. IEEE, 2012.
- [44] Guoliang Zhao, Hongxing Li, and Zhankui Song. Tensor product model transformation based decoupled terminal sliding mode control. *International Journal* of Systems Science, 47(8):1791–1803, 2016.
- [45] Yi Xiong and Mehrdad Saif. Sliding mode observer for nonlinear uncertain systems. *IEEE transactions on automatic control*, 46(12):2012–2017, 2001.
- [46] Peter Korondi. Sector sliding mode design based on tensor product model transformation. In 2007 11th International Conference on Intelligent Engineering Systems, pages 253–258. IEEE, 2007.
- [47] Jiaxin Yuan, Na Qi, Zhan Qiu, and Fuxin Wang. Adaptive rbf observer-sliding mode controller design for a two dimensional aeroelastic system with unsteady aerodynamics. *Aerospace Science and Technology*, 80:482–495, 2018.
- [48] Guoliang Zhao, Sharina Huang, Yajiang Zhang, Taifa Zhang, and Yaping Zhang. Tensor product model transformation based fractional decoupled sliding-mode control for cart-pole system with time-varying sliding surfaces and dahl friction model. In 2017 29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC), pages 3582–3589. IEEE, 2017.
- [49] Lieven Vandenberghe and Stephen Boyd. Semidefinite programming. SIAM review, 38(1):49–95, 1996.
- [50] Stephen Boyd, Laurent El Ghaoui, Eric Feron, and Venkataramanan Balakrishnan. Linear matrix inequalities in system and control theory. SIAM, 1994.

- [51] Hua O Wang and Kazuo Tanaka. Fuzzy control systems design and analysis: a linear matrix inequality approach. John Wiley & Sons, 2004.
- [52] K. Tanaka, T. Kosaki, and H.O. Wang. Backing control problem of a mobile robot with multiple trailers: fuzzy modeling and lmi-based design. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, 28(3):329–337, 1998.
- [53] H.O. Wang and K. Tanaka. An lmi-based stable fuzzy control of nonlinear systems and its application to control of chaos. In *Proceedings of IEEE 5th International Fuzzy Systems*, volume 2, pages 1433–1438 vol.2, 1996.
- [54] H. Mukaidani, S. Sakaguchi, Y. Tanaka, and T. Tsuji. Lmi-based neurocontroller for guaranteed cost control of uncertain servo system. In 2006 American Control Conference, pages 6 pp.-, 2006.
- [55] Y. Ishii, H. Mukaidani, Y. Tanaka, Nan Bu, and T. Tsuji. Lmi based neurocontroller for output-feedback guaranteed cost control of discrete-time uncertain system. In *The 2004 47th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, 2004. MWSCAS '04., volume 3, pages iii–141, 2004.
- [56] K. Tanaka, T. Ikeda, and H.O. Wang. An lmi approach to fuzzy controller designs based on relaxed stability conditions. In *Proceedings of 6th International Fuzzy Systems Conference*, volume 1, pages 171–176 vol.1, 1997.
- [57] 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.
- [58] Kamran Zeb, Waqar Uddin, Muhammad Khan, Ayesha Khan, Umair Younas, Tiago Busarello, and Hee Kim. Dynamic simulations of adaptive design approaches to control the speed of an induction machine considering parameter uncertainties and external perturbations. *Energies*, 11:2339, 09 2018.

Saját publikációk listája

Tézispontokat érintő közlemények

- [59] <u>Németh, Z</u>, Kuczmann, M. Tensor product transformation-based modeling of an induction machine. Asian J. Control. 2021; 23: 1280–1289. https://doi.org/10.1002/asjc.2468 Hivatkozások száma: 12.
- [60] Németh, Z., Kuczmann, M. Linear-Matrix-Inequality-Based Controller and Observer Design for Induction Machine. *Electronics*, 2022, 11, 3894. https://doi.org/10.3390/electronics11233894 Hivatkozások száma: 1.
- [61] Németh, Z., Kuczmann, M. Tensor Product Transformation Based Robust Control of Induction Machine, 2020 2nd IEEE International Conference on Gridding and Polytope Based Modelling and Control (GPMC), Győr, Hungary, 2020, pp. 39-44, doi: 10.1109/GPMC50267.2020.9333812. Hivatkozások száma: 1.
- [62] Németh, Z., Kuczmann, M. Tensor Product Transformation based Modelling of Induction Machine, 2019 1st IEEE International Conference on Gridding and Polytope Based Modeling and Control (GPMC), Budapest, Hungary, 2019, pp. 31-32, doi: 10.1109/GPMC48183.2019.9106955. Hivatkozások száma: 0.
- Kuczmann, [63] Németh, Z., М. (2020).State space modeling theorv of induction machines. Pollack Periodica. 15(1), 124-135.https://doi.org/10.1556/606.2020.15.1.12 Hivatkozások száma: 7.
- [64] Németh, Z., Kuczmann, M. Aszinkron gépek tenzorszorzat elvű robusztus szabályozása, XI. Mechwart András Ifjúsági Találkozó : Absztrakt- és kiadványkötet, pp. 62-73, 2021.

Hivatkozások száma: 0.

Egyéb közlemények

 [65] <u>Németh, Z.</u>, Kuczmann, M. Analysis of Epstein frame by finite element method. *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 95, no. 6, pp. 23–26, 2019. Hivatkozások száma: 3.

- [66] <u>Németh, Z.</u>, Kuczmann, M. Measuring and simulating magnetic characterictics using Epstein frame. *Pollack Periodica*, vol. 13, no. 2, pp. 15–26, 2018. Hivatkozások száma: 2.
- [67] <u>Németh, Z.</u>, Kuczmann, M. Alternatív járműhajtásokban alkalmazott állandó mágneses szinkron motor tenzorszorzat elvű modellezése. *Új Nemzeti Kiváló-ság Program Tanulmánykötet 2020/2021*, pp. 179–187, 2021. Hivatkozások száma: 0.