



VEKTORIÁLISAN SZABÁLYOZOTT PMSZM-HAJTÁS SZIMULÁLÁSA EGYSZERŰSÍTETT MODELLEZÉSI STRUKTÚRÁKKAL

SIMULATION OF THE VECTOR CONTROLLED PMSYM DRIVE BASED ON SIMPLIFIED MODELING STRUCTURES

Imecs Mária,¹ Ferencz János,² Kelemen András³

¹ Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamosmérnöki Kar, Villamos Gépek és Hajtások Tanszék, Kolozsvár, Románia, maria.imecs@emd.utcluj.ro

² Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamosmérnöki Kar, Doktori Iskola, Kolozsvár, Románia, janos.ferencz.phd.project@gmail.com

³ Sapientia EMTE, Kolozsvár, Marosvásárhelyi Kar, Villamosmérnöki Tanszék, Marosvásárhely, Románia, kandras@ms.sapientia.ro

Abstract

The paper presents the simulation results of the simplified static (St) and dynamic (Dy) simulation structures (SimS), with voltage (U) and frequency (f) input, all of them based on a simplified mathematical model (MaMo) of the PM synchronous machine (SyM) corresponding to the operation mode with stator current vector perpendicular to the PM flux (CVpPMF). These results are compared with those simulated with vectorial speed controlled (VC) SimS-s where the longitudinal armature reaction is cancelled by means of two-phase current controllers in two different conditions: when the motor is fed by sine-wave voltages, and when it is connected to a PWM-inverter. By means of simulation of the St- and Dy_SimS-s the motor parameter identification calculations are verified, while the compatibility of the MATLAB/Simulink® motor block with the applied MaMo, required for the implementation of the vector control, is also verified using the VC-Sim-s.

Keywords: PM synchronous motor, vector control, mathematical modelling, simulation structures.

Összefoglalás

A dolgozat bemutatja a szimulálási eredményeit azoknak az egyszerűsített permanens mágneses szinkron gép (PMSzG) matematikai modelljén (MaMo) alapuló statikus (St) és dinamikus (Dy) szimulálási struktúráknak (SimS), feszültség (U), illetve frekvenciabemenettel (f), amelyek szabályozók nélkül megfelelnek a permanens mágnes (PM) fluxusra merőleges áramvektoros üzemmódnak. Ezeket az eredményeket összehasonlítjuk olyan vektoriális sebesség-szabályozási (VC-) struktúrákéval, melyeknél a PM fluxusára merőleges áramvektort a hosszanti armatúra visszahatás nullára szabályozásával valósítjuk meg ideálisan szinuszos (Szin), illetve szaggatott (ISzM) feszültség-betáplálással. A St_SimS-ek és Dy_SimS-ek szimulálásával ellenőrizhetjük a motor megmért és azonosított adatainak a számítási helyességét és a VC_SimS-ekkel meg lehet állapítani a MATLAB/Simulink® könyvtári motormodell kompatibilitását az általunk alkalmazott MaMo-val, ami szükséges feltétel a szabályozási struktúra implementáláshoz.

Kulcsszavak: PM szinkron motor, vektoriális szabályozás, matematikai modellezés, szimulációs struktúrák.

1. Bevezetés

Az állandó/permanens mágneses (PM) forgórészű szinkrontípusú gépek a legelterjedtebb villamos gépek közé tartoznak az aszinkron motorok (SzM) mellett. Ezek lehetnek szinuszos vagy trapézos mágneses mező-eloszlásúak (MME) a légrésben. Az előzőek a szinkrongépek (SzG) kategóriájába tartoznak, míg az utóbbiak szinkron- típusúak. Az utóbbiakhoz sorolhatjuk a kefe nélküli egyenáramú motorokat („BLDC – *Brushless Direct Current*”), illetve a konvencionális PM léptető- vagy 1-től különböző pólusszám-arányos (4/3, 3/4, 5/2, 5/3, stb.) motorokat, melyeknél az állórész (ÁR) és forgórész (FR) pólusainak a száma különbözik.

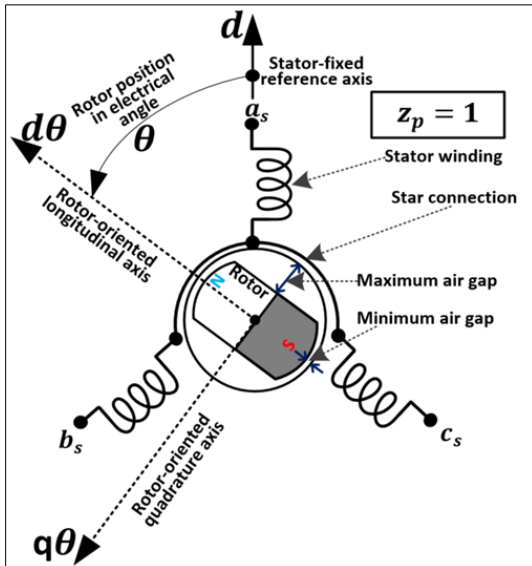
A PMSzG-ket széles körben alkalmazzák mind a hajtástechnikában motorként, mind energiatermelésre a szélturbinákban generátorként.

A dolgozat a szinuszos MME PM szinkrongépekkel foglalkozik, melyekre érvényes a Park-féle matematikai modell (MaMo).

2. Permanens mágneses szinkron gépek matematikai modellje

Az 1. ábrán egy PMSzG egy-póluspárú ($z_p = 1$) helyettesítő szerkezeti vázlatát láthatjuk.

Az ábrán θ a rotor / FR elfordulási pozíciója villamos szögben, az armatúra- / sztátor- / ÁR-orientált rögzített / fix d (valós) referenciategelyhez viszonyítva, mely az a_s ÁR-fázis mágnesezési tengelyének felel meg.



1. ábra. PM forgórészű $z_p = 1$ póluspárú szinkron motor elvi szerkezeti vázlata.

Az általános Park-modell alapján a szinuszos MME szinkrongépek matematikai modelljét az FR-hez kötött, azaz FR-orientált (FRO) $d\theta$ - $q\theta$ koordináta-rendszerben (KooR) adják meg, az FR szimmetriatengelyeinek megfelelően [1, 2]. Ezt tulajdonképpen permanens mágneses mezőorientációnak (MMO) is lehet nevezni.

2.1. PM szinkron gépek általános dinamikus matematikai modellje

A csillapító rudak nélküli PMSzG általános egyenletei az eredeti Park modellből úgy vezethetők le, hogy a FR áramköröit mellőzzük és a gerjesztő áram által létrehozott fluxust a PM fluxussal helyettesítjük [3].

Az armatúra/ÁR feszültségegyenlete felírható térfázoros formában is

$$\underline{u}_{s\theta} = R_s \underline{i}_{s\theta} + \frac{d\Psi_{s\theta}}{dt} + j\omega \Psi_{s\theta}, \quad (1)$$

ahol $\underline{u}_{s\theta} \cdot \underline{i}_{s\theta}$, és $\Psi_{s\theta}$ az armatúra feszültség, áram, illetve a fluxus-térfázora FRO-KooR-ben, R_s az ÁR fázisellenállása, ω az FR villamos szögsebessége

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}, \quad (2)$$

valamint θ az FR elfordulási pozíciója villamos szögben, ami az 1. ábrán is látható.

Az armatúra eredő fluxusa:

$$\Psi_{s\theta} = \Psi_{PM} + \Psi_{ss\theta}, \quad (3)$$

ahol Ψ_{PM} a PM fluxusa, mely a FRO-KooR-ben a $d\theta$ valós tengely irányába mutat, és $\Psi_{ss\theta}$ az armatúra-visszahatás (AVH), melyet az áram kétfázisú összetevőivel (KF-ÖT) az alábbi formában lehet felírni:

$$\Psi_{ss\theta} = L_{sd} i_{sd\theta} + jL_{sq} i_{sq\theta}, \quad (4)$$

ahol L_{sd} és L_{sq} a hosszanti, illetve a keresztirányú 3-fázisú induktivitások.

A dinamikai nyomaték a mozgásegyenletben:

$$J_{Eq} \frac{d\omega_m}{dt} = m_e - m_L, \quad (5)$$

ahol J_{Eq} az eredő tehetetlenségi nyomaték, ω_m a mechanikai szögsebesség, m_e az elektromágneses nyomaték (EMNy) és m_L a terhelő nyomaték. A mechanikai szögsebesség és az f_s frekvencia arányosak az n fordulatszámmal, mely gyakorlati mértékegységben fordulat per percben (RPM „*revolution per minute*”) adott, így a paraméter-azonosítási számítások során alkalmazott összefüggések az alábbiak:

$$\omega_m = \frac{\omega}{z_p} = \frac{\pi n}{30}; \quad (6)$$

$$f_s = z_p \frac{n}{60}, \quad (7)$$

ahol z_p a póluspárok száma.

Az elektromágneses nyomaték a KF-ÖT-vel kifejezve [1–3]:

$$m_e = K_{M1} z_p (\Psi_{sd\theta} i_{sq\theta} - \Psi_{sq\theta} i_{sd\theta}). \quad (8.1)$$

Ha kifejezzük a fluxus-ÖT-eket az áram-ÖT-ekkel, szétválaszthatjuk a PM-nek, illetve a változó reluktanciának köszönhetően létrejövő kéttípusú szinkron nyomatékokat:

$$m_e = K_{M1} z_p (\Psi_{PM} i_{sq\theta} + 2\Delta L i_{sd\theta} i_{sq\theta}), \quad (8.2)$$

ahol a *nyomaték-koefficiens* $K_{M1} = 3/2$, ha a változónak a pillanatértékeivel (amplitúdóival) számolunk. A $2\Delta L = L_{sd} - L_{sq}$ különbség a változó reluktancia hatását fejezi ki. Ez általában pozitív értékű, viszont számos újabban gyártott motornál negatív, ami negatív reluktancia-nyomatékokat hoz létre és gyengíti a PM által létrehozott főnyomatékokat.

2.2. PM szinkron gépek matematikai modellje állandósult állapotban

Az elektromágneses állandósult állapotban (ÁÁ), amikor az áram és a fluxusok állandóak, az (1)-ből kiiktatjuk a fluxus deriváltját, így a fe-szültségegyenlet leegyszerűsödik, viszont a flu-xusegyenletek nem változnak. KF-ÖT-vel felírva az alábbiak adódnak:

– az armatúrafeszültség

$$\begin{cases} u_{sd\theta} = R_s i_{sd\theta} - \omega \Psi_{sq\theta}; \\ u_{sq\theta} = R_s i_{sq\theta} + \omega \Psi_{sd\theta}; \end{cases} \quad (9)$$

– az armatúra eredő fluxusa

$$\begin{cases} \Psi_{sd\theta} = \Psi_{ssd\theta} + \Psi_{PM}; \\ \Psi_{sq\theta} = \Psi_{ssq\theta}; \end{cases} \quad (10)$$

– az armatúra-visszahatás

$$\begin{cases} \Psi_{ssd\theta} = L_{sd} i_{sd\theta}; \\ \Psi_{ssq\theta} = L_{sq} i_{sq\theta}. \end{cases} \quad (11)$$

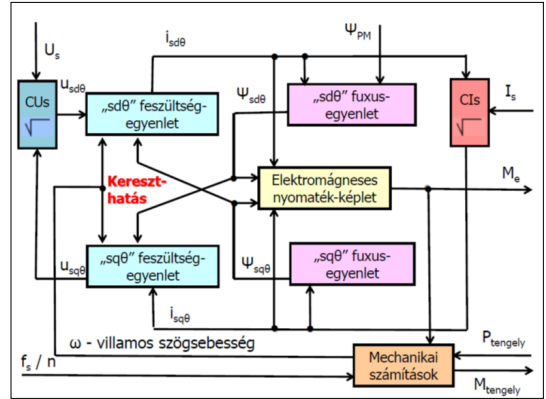
Ha elektromechanikai ÁÁ-ról van szó, azaz a sebesség is állandó, akkor az (5) mozgásegyenletben a szögsebesség deriváltja nulla lesz, következésképpen az alábbi összefüggést kapjuk:

– nyomatékegyenlet:

$$m_e = m_L, \quad (12)$$

ahol érvényesek a (8.1) és a (8.2) EMNy kifejezések.

A 2. ábrán látható a (6)–(12) egyenletek alapján megszerkesztett általános statikus szimulálási



2. ábra. Általános statikus szimulálási struktúra a PMSzM állandósult állapotában.

struktúra egyik változata. Ezt a változatot feszültség-, frekvencia- és árambemenettel a névleges munkapont (NMP) ellenőrzésére szerkesztettük meg. Többféle változat is alkotható, ha az adott célnak megfelelően felcserélünk egymás közt egy vagy több bemenetet kimenettel.

Mivel az ÁÁ-t a szinuszos működésre értelmezzük, általában a változók effektív (rms – „Root Mean Square”) értékével számolunk (az amplitúdó és az effektív érték aránya $\sqrt{2}$, ezért a (8.1) és (8.2)-ben a nyomaték koefficiense $K_{M1} = 3$. [1, 3].

3. A PM szinkron motor adatai

A motor típusa SIMOTICS S-1FL6/ Siemens AG (DE-97616 Bad Neustadt) [7].

A motor adatlapjáról a következő névleges adatokat olvashatjuk le:

- tengelynyomaték $M_{tN} = 0,64 \text{ Nm}$;
- tengelyteljesítmény $P_{tN} = 200 \text{ W}$;
- fordulatszám $n_N = 3000 \text{ ford./perc}$;
- effektív vonaláram $I_{vN}^{ef} = I_{sN}^{ef} = 1,4 \text{ A}$ (egyenlő a fázisárammal);

Kiegészítő adatok a katalógusból:

- effektív vonalfeszültség $U_{vN}^{ef} = \sqrt{3} U_{sN}^{ef} = 111 \text{ V}$, ahonnan a fázisfeszültség $U_{sN}^{ef} = 64 \text{ V}$;
- a FR tehetetlenségi nyomatéka $J_r = 0,214 \cdot 10^{-4} \text{ kg m}^2$;
- a terhelés tehetetlenségi nyomatéka maximum 30-szorosa lehet a J_r -nek. [7];

A mért paraméterek:

- armatúra-ellenállás $R_s = 5,33 \Omega$;
- hosszanti induktivitás $L_{sd} = 10,19 \text{ mH}$;
- keresztirányú induktivitás $L_{sq} = 11,17 \text{ mH}$;
- a póluspárok száma $z_p = 4$.

A számított névleges adatok:

- $f_{sN} = 200$ Hz, betáplálási frekvencia;
- $M_{eN} = 0,731$ Nm, elektromágneses nyomaték;
- $\cos\varphi_N = 0,95$ teljesítménytényező;
- hatásfok $\eta_N = 77,5\%$;
- $\Psi_{PM}^{Max} = 0,0615$ Wb, az identifikált PM-fluxus amplitúdója.

A motor megmért paramétereit és kiszámított adatait le lehet ellenőrizni a **2. ábrán** bemutatott St_SimS-vel az NMP-nek megfelelő bemeneti (feszültség-, áram- és frekvencia-) adatokkal.

4. A PM-fluxusra merőleges áram szabályozási elve

A szinuszos MME PM szinkron motoroknak négy alapvető konvencionális szabályozási elvről lehet szó [4–6].

A legismertebb és a legalkalmazottabb szabályozási elv szerint az armatúraáram térfázorát merőlegesen szabályozzák a rotor hosszanti mágneses tengelyére. A PM fluxusára merőleges áram estén az áram KF-ÖT-i sajátos értékűek: a direkt ÖT nulla lesz és a kvadrátúra ÖT pedig megegyezik az áram modulusával:

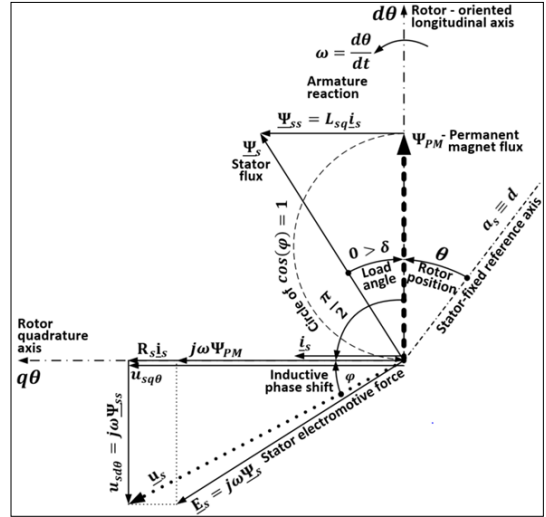
$$\begin{cases} i_{sd\theta} = 0; \\ i_{sq\theta} = i_s. \end{cases} \quad (13)$$

A fentiek alapján a hosszanti armatúra visszahatás (HAVH) fluxusa $\Psi_{ssd\theta}$ ugyancsak nulla. Ebben az esetben az eredő fluxust nem lehet állandó értékre szabályozni, mert a $\Psi_{ssq\theta}$ kereszttirányú AVH függ az áramtól, amit a mechanikai terhelés határoz meg. Egy másik hátrány, hogy az áram induktív jellegű lesz, viszont előnyként meg lehet említeni, hogy az EMNy minimális árammal jön létre. Ezenkívül azoknál a jelenleg gyártott változó reluktanciájú (VR) PMSz-ekeknél, melyeknél $L_{sd} < L_{sq}$ (a tárgyalt Siemens-motor esetében is) – a HAVH hiányában – a PM nyomatékot csökkentő negatív reluktancia-nyomaték nullává válik.

4.1. Fázordiagram ÁÁ-ban a PM fluxusra merőleges áramvektorral

A PM-re merőleges árammal működő SzM fázordiagramja az (9)–(11) alapján megszerkeszthető, mely a **3. ábrán** látható.

A **3. ábra** fázordiagramja általánosan érvényes mind térfázorokra, mind időfázorokra. Ugyancsak érvényesnek tekinthető változó sebesség esetén is, elektromágneses ÁÁ-ban, ha a fluxus és az áramerősség effektív értéke nem változik, ugyanis a fázordiagram nem függ a rotor sebességváltozásától gyorsulás, illetve fékezés esetén.



3. ábra. Fázordiagram EM-ÁÁ-ban a PM-re merőlegesre szabályozott áramvektorral $d\theta - q\theta$ FRO szinkron forgó KooR-ben.

4.2. PM fluxusára merőleges áramvektoros matematikai modellek

Ideális esetben, ha az áram-térfázort változatlanul merőlegesen lehet tartani a PM fluxus-vektorra, mind dinamikus, mind ÁÁ-ban, akkor a (13) feltételt figyelembe véve, felírhatjuk az egyszerűsített MaMo-kat. Ezek alapján meg lehet szerkeszteni a vektoriálisan szabályozott PMSz egy egyszerűsített szimulációs struktúráit.

4.2.1. Egyszerűsített matematikai modell állandósult állapotban

Figyelembe véve a (13)-t, a (8)–(11) ÁÁ egyenletek alapján, az egyszerűsített feszültség-, fluxus- és EMNy-összefüggések az alábbiak lesznek:

$$\begin{cases} \Psi_{ssd\theta} = 0; \\ \Psi_{ssq\theta} = \Psi_{ss} = L_{sq} i_s; \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} \Psi_{sd\theta} = \Psi_{PM}; \\ \Psi_{sq\theta} = \Psi_{ssq\theta}; \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} u_{sd\theta} = -\omega L_{sq} i_s; \\ u_{sq\theta} = R_s i_s + \omega \Psi_{PM}; \end{cases} \quad (16)$$

$$m_e = K_{M1} z_p \Psi_{PM} i_s, \quad (17)$$

melyekhez hozzáadódik a (12) is.

4.2.2. Egyszerűsített dinamikus matematikai modell

Alkalmazva a (13)-at az (1)–(8) általános dinamikus egyenletekre, KF-ÖT-vel az egyszerűsített dinamikus modell az alábbiak szerint alakul:

$$\begin{cases} u_{sd\theta} = -\omega\psi_{ss} = -\omega L_{sq} i_s; & (18) \\ u_{sq\theta} = R_s i_s + \omega\psi_{PM} + L_{sq} \frac{di_s}{dt}, \end{cases}$$

A (18) mellett még érvényes az (5) mozgás-egyenlet, a (17) EMNy képlete, valamint a (14) és (15) fluxus-összefüggések. Ezekben az ω -t tartalmazó tagok a forgási elektromotoros feszültség (EMF) KF-ÖT-i, az áramderiváltat tartalmazó tag pedig az önindukciós feszültség.

5. A PMSzM szabályozási struktúrái

Az előbbieken bemutatott MaMo-k alapján megszerkesztettük a PMSzM-os hajtás SimS-eit.

Az (5) és (12) alapján a terhelő nyomaték magába foglalja a FR és a terhelés közötti súrlódási nyomatékok összességét is.

5.1. Egyszerűsített szimulálási struktúrák szabályozók nélkül

Mivel a motor, illetve a szabályozási struktúra modellezésében több hibalehetőség adódhat, első lépésben a SimS-eket ajánlatos ideális esetben az egyszerűsített MaMo-k alapján megszerkeszteni szabályozók nélkül, feltételezve az áramvektor merőlegességét a PM fluxusára a 4.2 alfejezetben bemutatott ÁÁ-beli és dinamikus MaMo-k alapján.

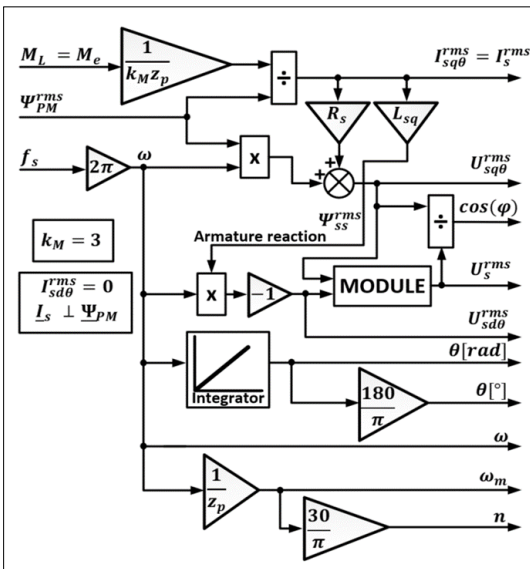
5.1.1. Egyszerűsített statikus szimulálási struktúrák (St_SimS) ÁÁ-ban

A 4.2.1. pont egyenletei alapján kétféle St_SimS is megszerkeszthető, attól függően, hogy a terhelő nyomaték mellett a feszültséget vagy a frekvenciát választjuk bemenetnek. Ezeket a struktúrákat a 4. és az 5. ábrán mutatjuk be.

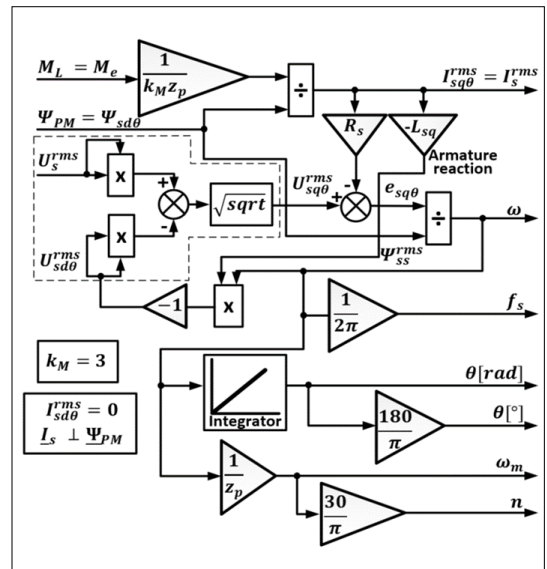
A frekvencia bemenetű struktúra (St_SimS_f) a 4. ábrán látható, melynél a feszültség a kimeneten van. Az 5. ábrán a feszültség-bemenetű struktúrában (St_SimS_U) a frekvencia lesz a kimeneten. Ami közös a 4. és 5. ábrán, az a terhelő nyomaték, mely bemenet, és egyenlő az EMNyvel, illetve az ezzel arányos armatúra áram, mely kimenet mindkét struktúrában, hasonlóképpen a motorban végbemenő fizikai jelenségekhez. Az ÁÁ-nak megfelelő St_SimS-ekben a változók effektív értékeivel szokásos számolni, ezért az EMNy koefficiense $K_M = 3$, mint ahogyan a 4. és 5. ábrákon is szerepel.

5.1.2. Egyszerűsített dinamikus szimulálási struktúrák (Dy_SimS)

A 4.2.2. pont egyenletei alapján, hasonlóképpen a St_SimS-ekhez, kétféle dinamikus SimS szerkeszthető meg, attól függően, hogy a feszültség vagy a frekvencia van a bemeneten, melyek a 6., illetve a 7. ábrán láthatók. Ezek a struktúrák csak két deriváltat tartalmaznak: a sebességét és az



4. ábra. Statikus szimulálási struktúra tömbvázlata (St_SimS_f) a PM fluxusra merőleges árammal frekvencia és nyomaték bemenettel, illetve feszültség és áram kimenettel [8].



5. ábra. Statikus szimulálási struktúra tömbvázlata (St_SimS_U) a PM fluxusra merőleges árammal feszültség- és nyomaték-bemenettel, illetve frekvencia és áram kimenettel.

nullára szabályozzuk. Ezenkívül kaszkádban szabályozzuk a sebességet és az aktív áramot, azaz az $i_{sq\theta}$ keresztirányú ÖT-t, mely ÁÁ-ban megegyezik az armatúra-áram i_s modulusával.

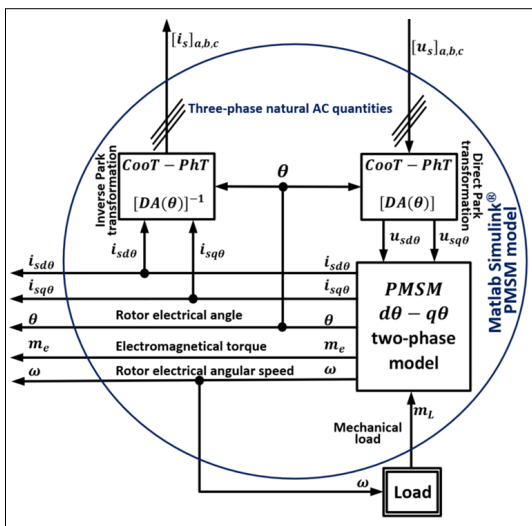
A beavatkozó eszköz egy hordozóhullámú (HH) impulzus-szélesség modulációval (ISZM) vezérelt feszültség-forrás jellegű váltóirányító (FF-VI), mely gyakorlatilag egy háromfázisú hídkapcsolású IGBT-inverter. A PM fluxusára merőleges áramvektor KF-ÖT-inek az alapjeleit előírjuk, illetve az aktív ÖT-t a sebességszabályozóval generáljuk. Mivel az inverter ISZM eljárása feszültség-modulációsjelet igényel, ezért szükség van a feszültség-alapjelek kiszámítására, amelyet az USC blokkal végzünk el, a PMSzM MaMo-ja alapján, az alábbiak szerint:

$$\begin{cases} u_{sd\theta}^{Ref} = v_{sd\theta}^{Ref} - \omega L_{sq} i_{sq\theta}; \\ u_{sq\theta}^{Ref} = v_{sq\theta}^{Ref} + \omega L_{sd} i_{sd\theta} + \omega \Psi_{PM}, \end{cases} \quad (19)$$

ahol az ω szögsebességet és az áram KF-ÖT-eket a visszacsatolásból nyerjük. A két áramszabályozó által generált alapjelet az (1)-ből származó skaláris egyenletek adják az alábbiak szerint

$$\begin{cases} v_{sd\theta}^{Ref} = R_s i_{sq\theta} + L_{sd} \frac{di_{sd\theta}}{dt}; \\ v_{sq\theta}^{Ref} = R_s i_{sq\theta} + L_{sq} \frac{di_{sq\theta}}{dt}. \end{cases} \quad (20)$$

A vektoriális szabályozási struktúrában a PMSzM-t a MATLAB-Simulink® könyvtári háromfázisú motormodellel szimuláltuk, melynek a tömbvázlata a 9. ábrán látható.



9. ábra. MATLAB-Simulink® könyvtári háromfázisú motormodellel tömbvázlata.

A belső PMSzM blokkot az (1)–(8) általános egyenletek alapján FRO, azaz PM fluxus/mezőorientált KF-ÖT-ekkel alkották, melynek a külső háromfázisú rendszerhez (az inverterhez és az ISZM vezérlő egységéhez) való csatlakoztatása direkt és inverz Park-féle (CooT-PhT) transzformációs blokkokkal történik. A Park-féle transzformáció két elemi transzformációból: a „3/2”-nek is nevezett Clarke-féle fázis- (PhT – „Phase”) és a konvencionális koordináta- (CooT – „Coordinate Transformation”) transzformációkból áll. Ennek a kettőnek az összevont mátrix-operátorja felel meg a Park-transzformációnak:

$$[DA(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Ezzel a direkt Park-transzformáció általánosan az alábbiak szerint írható fel:

$$\begin{bmatrix} g_{sd\theta} \\ g_{sq\theta} \\ g_{s0} \end{bmatrix} = [DA(\theta)] \begin{bmatrix} g_{sa} \\ g_{sb} \\ g_{sc} \end{bmatrix}, \quad (22)$$

ahol a g változó lehet áram (i), feszültség (u , v , e , Δu), fluxus (Ψ) stb [1–3].

Az inverz transzformáció mátrix-operátorja

$$[DA(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}, \quad (23)$$

mellyel az inverz transzformáció általánosan

$$\begin{bmatrix} g_{sa} \\ g_{sb} \\ g_{sc} \end{bmatrix} = [DA(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} g_{sd\theta} \\ g_{sq\theta} \\ g_{s0} \end{bmatrix}. \quad (24)$$

Az inverz Park-transzformációt a 9. ábrán a motorblokkban a kimeneten áramra, a 8. ábrán a vezérlési ágba feszültségre alkalmaztuk, ahol gyakorlatilag megfelel egy vektoriális háromfázisú szinusziel-generátornak.

A direkt Park-transzformációt a 8. ábrán a szabályozási struktúrában, a visszacsatolásban az áramra, a 9. ábrán a motorblokkban, a bemeneten feszültségre alkalmaztuk.

Mivel a motorblokk MaMo-jában az áram KF-ÖT-i állapotváltozók, közvetlenül innen csatlakozhatjuk

vissza az UsC-blokk bemenetéléhez, így a szimulációban nem lesz szükség a **8. ábra** struktúrájában szereplő direkt Park-transzformációra csak implementálás alkalmával, viszont szükség van a feszültségmodulációs alapjelek generálására, mely inverz Park-transzformációval történik.

Ahhoz hogy a **8. ábrán** bemutatott vektoriális szabályozási struktúra szimulálási eredményei kompatibilisabbak legyenek a motorszámításokkal és az egyszerűsített struktúrák szimulálási eredményeivel, melyek szinuszos működésre vonatkoznak, a struktúrát először szinuszos változókkal fogjuk szimulálni, eltekintve az inverter szaggatásától, kiiktatva az ISzM-vezérlést.

6. Szimulálási eredmények

A szimulálásokat fokozatosan végeztük el, kezdve a legegyszerűbb statikus struktúrákkal, összehasonlítva a dinamikusakkal, melyekben az áram merőlegességét a PM fluxusára szabályozó nélkül valósítottuk meg. Így lehet ellenőrizni a motor megmért paramétereit és kiszámított adatait az NMP-ben. Csak ezek után szimuláljuk a hajtásrendszert a **8. ábrán** bemutatott SimS-sel. A szimulált szabályozási struktúráknál az eredő tehetetlenségi nyomaték értéke $J_{Eq} = 5,5 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$, hasonlóképpen a Dy_SimS-ek szimulálásával. Ez az érték nem lépi túl a katalógusban megengedett határértéket, mely ebben az esetben $J_{Eq}^{Max} = 6,634 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$.

6.1. Egyszerűsített szimulálási struktúrák feszültség-bemenettel

A feszültség és nyomaték bemenetű statikus (St_SimS_U) és dinamikus (Dy_SimS_U) struktúra szimulálási eredményei a **10–12. ábrákon** láthatók.

A **10. ábrán** követhető, hogy a feszültséget az

$$U_{s0} = \Delta u_R = R_s I_{sN}^f = 5.33 \Omega \cdot 1.4 \text{ A} = 7.462 \text{ V}$$

”boost”/küszöbértékről, a nyomatékot a nullából 1 s alatt lineárisan növeltük a névleges értékig, majd 1 s-ig megtartottuk ezeken az értékeken, miközben a rendszer ÁÁ-ba került és az áram valamint a sebesség is elérte a névleges értékét. Ezután ugyancsak 1 s alatt a névleges nyomatékot megtartva terhelés alatt csökkentettük a feszültséget az U_{s0} küszöbértékre, amely nulla sebességnél és névleges terhelésnél megfelel az ÁÁ-nak.

A **10. ábra** a fent leírt ciklusnak megfelelően leírt pályát mutatja be a statikus és dinamikus modellek alkalmazása esetén.

Jól látható a két mechanikai jelleggörbének (MJG) az összemetsződése a két ÁÁ-ban a névleges nyomatékon és a névleges sebességen (ez az NMP), illetve a nulla sebességen.

A **11. és 12. ábrákon** az idődiagramokon az 1–2 s és 3–4 s intervallumokban látható, hogy ÁÁ-ban a megfelelő változók egyenlők lesznek, azaz a statikus és a dinamikus görbék egymásra tevődnek.

Az áram és a vele arányos EMNy tranziensei a feszültség szabályozás hiányának tulajdoníthatók, annak ellenére, hogy nem lépcsőben, hanem lineárisan változó rámpa függvénnyel változtattuk a bemeneteken a nyomatékot és a feszültséget, mind induláskor, mind fékezéskor.

Egészen más eredményt kapunk a frekvenciabemenet esetén, ahol a feszültség kiszámítása megfelelne egy ideális szabályozásnak.

6.2. Egyszerűsített szimulálási struktúrák frekvenciabemenettel

A frekvencia- és a nyomaték bemenetű statikus (St_SimS_f) és dinamikus (Dy_SimS_f) struktúra szimulálási eredményei a **13–15. ábrákon** láthatók, ahol a frekvencia helyett a vele arányos fordulatszámot ($n = 60 f_s / z_p$) ábrázoltuk.

Indításkor a gyorsulás és a fékezés állandó dinamikai nyomaték hatása alatt történik, amikor a lineárisan növekvő terhelés alatt, az áram is lineárisan nő.

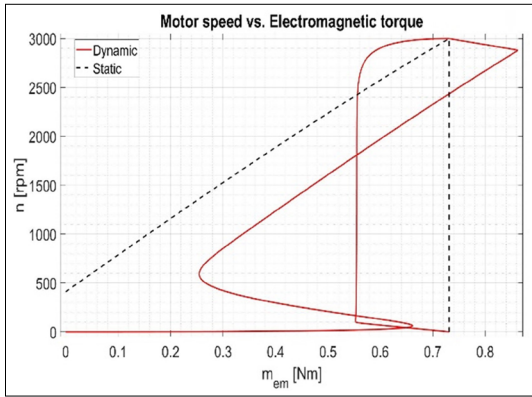
A Dy_SimS_f struktúrában a deriválás okozta tüskéket a lementett eredményekben az „ischange” („in_array”, „MaxNumChanges”, „maxChanges” paraméterekkel) MATLAB®-függvénnyel detektáltuk és szűrtük ki.

Összehasonlítva az előző alfejezet eredményeivel, ahol a feszültség bemenetű struktúrájánál lecsengő tranziensek jelentek meg, melyek az egytárolós tagnak (FOL – „First Order Lag”) tulajdoníthatók, addig a frekvenciabemenetű struktúrájánál ezek a tranziensek pillanatszerűen tűnnek el.

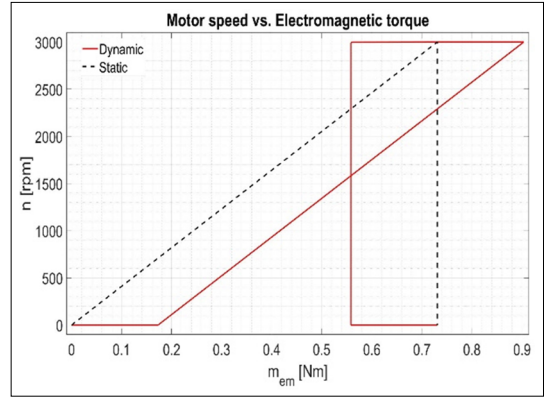
6.3. ISzM nélküli szabályozási struktúra szinuszos változókkal

A vektoriálisan szabályozott szimulálási struktúra (VC_SimS_Sin) ideális szinuszos működését úgy oldjuk meg, hogy a **8. ábrán** eltekintünk a szaggatástól, azaz kiiktatjuk az ISzM-invertert és a **9. ábra** motormodell háromfázisú betáplálását a három $[u_s]_{a,b,c}^{Ref}$ modulációs alapjellel szimuláljuk. A VC_SimS_Sin szimulálási eredményei a **16–18. ábrákon** és a **22. ábrán** láthatók.

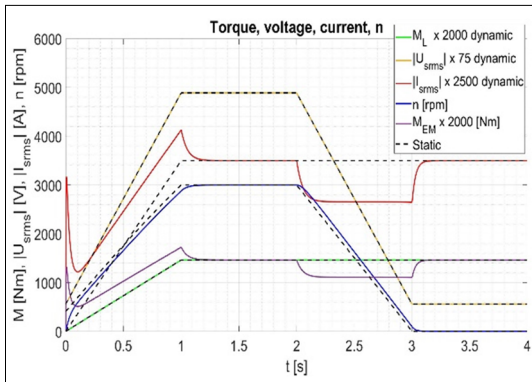
A szimulációt ugyanolyan körülmények között végeztük el, mint az egyszerűsített SimS-eknél,



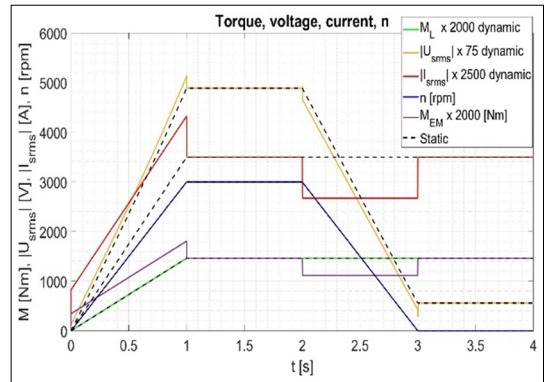
10. ábra. Statikus (fekete szaggatott) és a Dy_SimS_U struktúrával szimulált (piros) mechanikai jelleggörbék a feszültség-bemenetű struktúráknál.



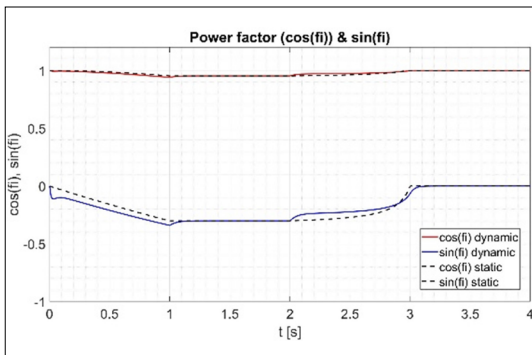
13. ábra. Statikus (fekete szaggatott) és a Dy_SimS_f struktúrával szimulált (piros) mechanikai jelleggörbék a frekvencia-bemenetű struktúráknál.



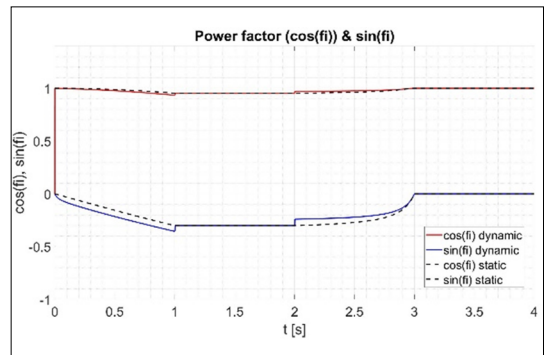
11. ábra. Statikus (fekete szaggatott) és a Dy_SimS_U struktúrával (színes) szimulált görbék: a bemeneti feszültség (sárga) és a terhelő nyomaték (zöld), valamint a kimeneti EMNy (lila), az áram (piros) és a sebesség (kék) időbeli változása.



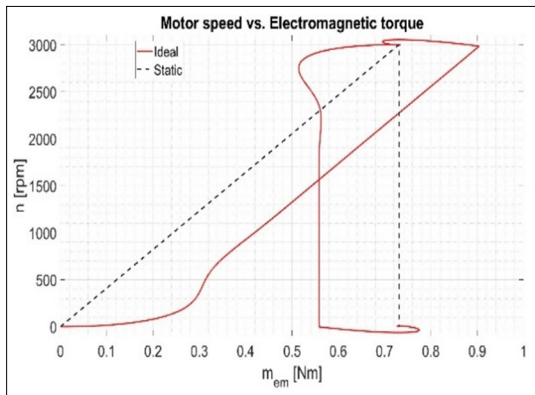
14. ábra. Statikus (fekete szaggatott) és a Dy_SimS_f struktúrával (színes) szimulált görbék: a bemeneti sebesség (kék) és a terhelő nyomaték (zöld) valamint a kimeneti EMNy (lila), az áram (piros) és a feszültség (sárga) időbeli változása.



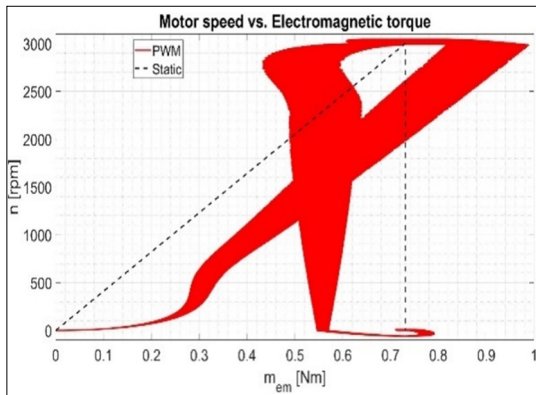
12. ábra. Statikus (fekete szaggatott) és a feszültség-bemenetű Dy_SimS_f struktúrával (színes) szimulált $\cos\varphi$ teljesítmény-tényező (piros) és a φ fáziseltolás szinusza (kék).



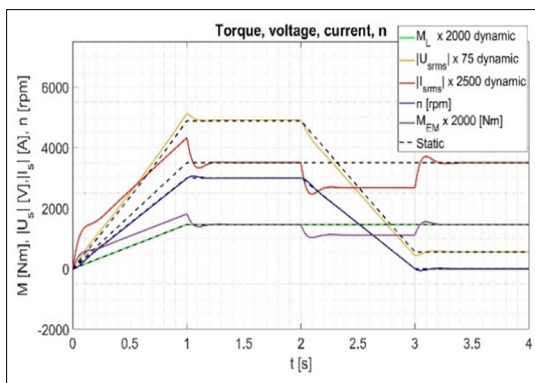
15. ábra. Statikus (fekete szaggatott) és a frekvencia-bemenetű Dy_SimS_f struktúrával (színes) szimulált $\cos\varphi$ teljesítmény-tényező (piros) és a φ fáziseltolás szinusza (kék).



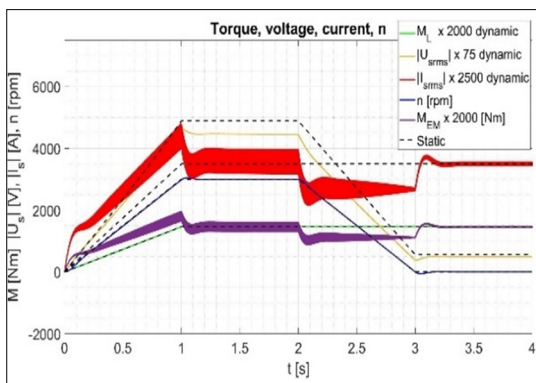
16. ábra. Statikus (fekete szaggatott) és a Simulink® motor-blokkos VC_SimS_Sin vektoriális szabályozási struktúrával szimulált dinamikus (piros) mechanikai jelleggörbék.



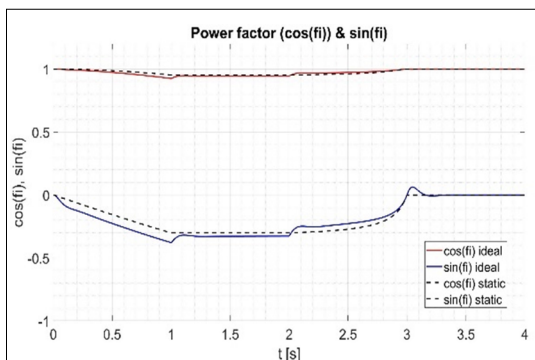
19. ábra. Statikus (fekete szaggatott) és a Simulink® motor-blokkos vektoriális szabályozási VC_SimS_PWM struktúrával szimulált dinamikus (piros) mechanikai jelleggörbék.



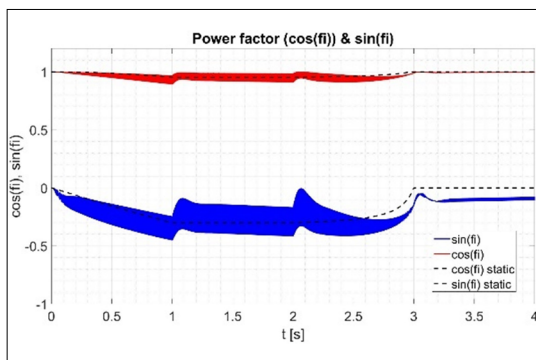
17. ábra. Statikus (fekete szaggatott) és vektoriális szabályozási VC_SimS_Sin struktúrával szimulált görbék: a bemeneti terhelő nyomaték (zöld), a kimeneti EMNy (lila), a sebesség (kék), az áram (piros) és a feszültség (sárga) időbeli változása.



20. ábra. Statikus (fekete szaggatott) és vektoriális szabályozási VC_SimS_PWM struktúrával szimulált görbék: a bemeneti terhelő nyomaték (zöld), a kimeneti EMNy (lila), a sebesség (kék), az áram (piros) és a feszültség (sárga) időbeli változása.



18. ábra. Statikus (fekete szaggatott) és vektoriális szabályozási VC_SimS_Sin struktúrával szimulált $\cos\varphi$ teljesítménytényező (piros) és φ fáziseltolás szinusz (kék).



21. ábra. Statikus (fekete szaggatott) és vektoriális szabályozási VC_SimS_PWM struktúrával szimulált $\cos\varphi$ teljesítménytényező (piros) és φ fáziseltolás szinusz (kék).

ugyanazon terhelési ciklus szerint, valamint a sebesség alapjelét is a St_SimS_f-nek megfelelő rámpa függvényével növeltük indításkor és csökkentettük fékezéskor.

A VC_SimS_Sin struktúra szimulálásával ellenőrizni lehet a Simulink® motortömb paraméterezésének a helyességét, ha összevetjük a már előzőleg szimulált egyszerűsített SimS-ekkel, ugyanis ÁÁ-ban ugyanazokat az eredményeket kell kapnunk, függetlenül, hogy melyik SimS-ről van szó.

6.4. ISzM-feszültséggel táplált PMSzM szabályozási struktúrája

A 8. ábrán bemutatott vektoriálisan szabályozott hajtásrendszert szimuláltuk a 9. ábra háromfázisú motormodelljével (a VC_SimS_PWM-nek nevezett struktúrával) ugyanolyan körülmények között, mint az előző struktúrákat, azzal a különbséggel, hogy beiktattunk egy ISzM-vezérlésű ideális szaggató inverter-modellt, mely kétpontszabályozáson alapszik.

A motorblokkot az ideális inverter kimenetével a „Controlled Voltage Source” Simulink® könyvtári blokk kapcsolja össze.

A hordozóhullám $f_s^{HH} = 5$ kHz-es frekvenciájával történő szaggatás szimulációs eredményei a 19–21. ábrákon és a 23. ábrán láthatók. Az egyenáramú közbenső kör feszültsége 220 V.

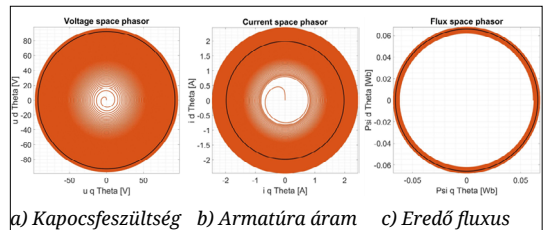
A szimulációban az „ode23t(mod.Stiff/Trapezoidal)” algoritmust alkalmaztuk, ahol az integrálási lépés felső korlátja 5 μ s volt.

Összehasonlítva a 6.3. alfejezet eredményeivel, jól látható az ISzM-vezérlés hatása az áram és az EMNy lüktetésében.

Az ISzM-vezérlés hatása az áram ÖT-k szabályozóinak a bemeneti hibáiban is jelentkezik, míg a sebesség-hibában már nem vehető észre, ugyanis a hajtásrendszer a tehetetlenségi nyomatóknak köszönhetően természetes úton kiszűri.

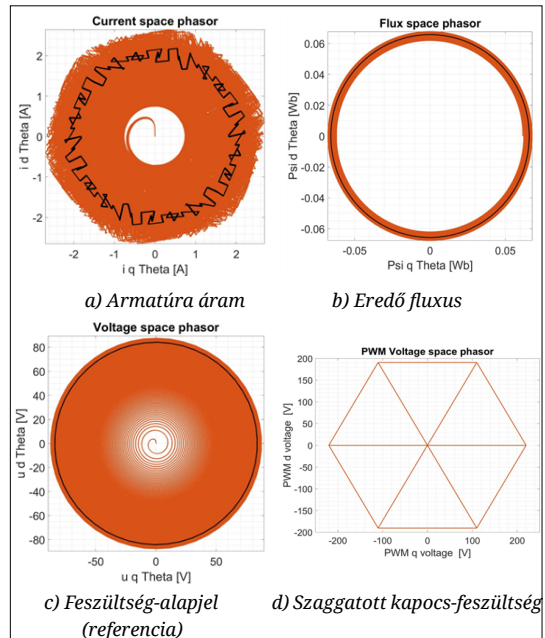
A hordozóhullám ajánlott minimális frekvenciája legalább 20-szorosa kell, hogy legyen a maximális működési frekvenciának, ami a névleges 200 Hz-nél $f_{Min}^{HH} = 4$ kHz lenne, tehát a szimulációban alkalmazott szaggatási frekvencia megfelel ennek a feltételnek.

Észrevehető, hogy az indításnál a frekvencia növekedésével az áram és az EMNy lüktetése egyre nő. Ez azzal magyarázható, hogy alacsonyabb sebességeken, ahol a betáplálási frekvencia is alacsonyabb, egy periódus alatt nagyobb a szaggatások száma, mint a névleges sebességen.



a) Kapocsfeszültség b) Armatúra áram c) Eredő fluxus

22. ábra. A VC_SimS_Sin struktúra szimulált változóinak a térfázor-pályája indításkor (narancs) 1,5 s-ig, illetve az NMP-n (fekete) tíz periódus alatt 1,45–1,5 s intervallumban.



23. ábra. A VC_SimS_PWM szimulált struktúra változóinak a térfázor-pályája indításkor (narancs) 1,5 s-ig, illetve az NMP-n (fekete) tíz periódus alatt 1,45–1,5 s intervallumban.

7. Következtetések

A kétféle (U és f) bemenetű egyszerűsített statikus SimS struktúrák szimulációs eredményei megegyeznek. A dinamikus SimS-ek ÁÁ-ban megegyeznek viszont a tranziensei különböznek.

A dolgozatban bemutatott eljárás alapján le lehet ellenőrizni egy adott PMSzM kísérletileg meghatározott paramétereit és kiszámított adatait, valamint az adatapon megadott névleges értékek alapján a szimulációkban alkalmazott MaMo-k paraméterezésének a helyességét, mely végül szükséges a szabályozási struktúra implementálásához.

Az elkövetkezőkben a motor betáplálását a „Universal Bridge” Simulink® könyvtári IGBT-s inverter modellel fogjuk szimulálni, mely még jobban megközelíti a gyakorlati megoldást.

A bemutatott szimulációs eredmények a motor adatainak a helyes azonosítását és a szabályozási struktúra működőképességét igazolják.

Az elkövetkezőkben a vektoriális szabályozási struktúrában a hordozóhullámos ISzZM-vezérlést fel lehet cserélni a térfázoros ISzZM-vel (SVM – „Space Vector Modulation”), melynél optimalizálni lehet az inverter működését az úgynevezett lapostetős kétfázisú szaggatással („Flat-top two-phase modulation”) redukálva a kommutációs veszteségeket akár 30%-kal is.

A kutatás a hajtásrendszer szabályozásának az implementálásával folytatódik a Sapia EMTE Marosvásárhelyi Karának az erősáramú laboratóriumában felépített próbapadon.

Szakirodalmi hivatkozások

- [1] Kelemen A., Imecs M.: *Sisteme de reglare cu orientare după cîmp ale mașinilor de curent alternativ*. Editura Academiei Române, București, 1989.
- [2] Kelemen Á., Imecs M.: *Vector Control of AC Drives*. Vol. 2: *Vector Control of Synchronous Machine Drives*. Écriture Kiadó, Budapest, 1993.
- [3] Imecs M., Szabó Cs.: *Permanens-mágneses-forgórészű szinkronmotor. Terminológia, Magyar nyelvű szakelőadások a 2002–2003-as tanévben*. Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság – EMT, Kolozsvár, 2004, 56–64.
- [4] Imecs M., Birou I., Jánky P., Kelemen Á.: *High performance control of PM-synchronous servomotors using the MS320C5x processor*. Intelligent Motion, International Conference on Power Electronics and Intelligent Motion – PCIM'97, Nürnberg, Germany, 1997, 157–166.
- [5] Imecs M.; Birou, I.; Szabó, Cs.: *Control strategies for synchronous motors with permanent magnet or constant exciting current*. Proceedings of Power Electronics and Intelligent Motion International Conference – PCIM'99, Nurnberg, Germany, June 22–24, 1999, 339–344.
- [6] Imecs M., Birou I., Szabó Cs.: *Modelling and simulation of vector-control strategies for PM-synchronous motors*. Proceedings of the IEEE-TTTC International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics Q&A-R 2000, Tome 2, Cluj-Napoca, 2000, 151–156.
- [7] *** Product Details - Industry Mall - Siemens China, SIMOTICS S-1FL6 SERVO MOTOR Manual (add-furnace.com)
<https://www.add-furnace.com/product-catalog/siemens/simotics-s-1fl6-servo-motor-manual.pdf>
- [8] Imecs M., Ferencz J., Kelemen A.: *Vektoriálisan szabályozott permanens mágneses szinkron gépek hajtás egyszerűsített modellezése és szimulálása*. ENELKO 2023 – XXIV. Nemzetközi Energetika-Elektrotechnika Konferencia, Kolozsvár, 2023. okt. 12–15, EMT, Kolozsvár, 2023.10.11, 7–13.
<https://ojs.emt.ro/enelko-szamokt/issue/view/59>
<https://ojs.emt.ro/enelko-szamokt/article/view/1340/1350>
- [9] IEC/EN 60034-30-1, International Efficiency Classes, Standard on Efficiency Classes for Low Voltage AC Motors.
<https://webstore.iec.ch/publication/136>