

Bendiák István: Aszinkron motorok terhelési jelleggörbéinek kiterjesztett vizsgálata

Óbudai Egyetem, Kandó Kálmán Villamosmérnöki Kar, Automatizálási és Energiarendszerek Intézet, Automatika Tanszék, bendiak.istvan@uni-obuda.hu

Absztrakt: A pályamunka célterülete aszinkron motorok terhelési jelleggörbéinek vizsgálata és számításának kiterjesztése, együtt kezelve valamennyi hatásfok-orientált beavatkozási módszert és szabályozott jellemzőt. Az integrált rendszerekkel együtt dolgozó aszinkron géptulajdonságainak felmérése a tervezéstől, tesztelés és életciklus végigkövetése alatt. Anemzetközi gyakorlatban is alkalmazott számítások és megközelítések összehasonlítása és továbbgondolása a legoptimálisabb gépmodell kialakítására.

1. Forgómező alapelve, bevezető

Forgómező alapelve:

Háromfázisú 2p pólusú tekercsrendszer egyik fázisába tegyünk egyenáramot és tegyük fel, hogy ezáltal az armatúra kerületén sinustörvény szerint eloszló indukció jön létre. Egy τ_p pólusosztás mentén az indukciót B_{lm} amplitúdójú sinusvonala képezi.

Az indukció csak x , illetve a térbeli $x \cdot \frac{\pi}{\tau_p}$ szög függvénye és az x helyen állandó értéke [2]:

$$B_1(x) = B_{lm} \cdot \sin \frac{x}{\tau_p} \cdot \pi$$

Ha pedig nem egyenárammal, hanem az egyenárammal egyenlő amplitúdójú az időben sinustörvény szerint $\omega = 2\pi f$ körfrekvenciával váltakozó áram folyik a tekercselésben, az eddig csak x -szel változó indukció helyett, az időben is sinustörvény szerint változó értékek lépnek fel [2].

Az indukció most nemcsak az x kerületi helynek, hanem az időnek is sinusfüggvénye, úgyhogy:

$$B_1(x, t) = B_{lm} \cdot \sin \frac{x}{\tau_p} \pi \sin \omega t$$

Ha a gép második fázistekercselésébe is ugyanakkora és ugyanolyan frekvenciájú áramot bocsátunk, ez is létrehoz egy váltakozó mágneses teret, amelynek a tengelye azonban a kerületen a $+x$ irányban $\frac{2\pi}{3}$ -nak megfelelő kerületi szöggel el van tolva [2].

Háromfázisú rendszerben ez az áram 1. fázis árama mögött időben $\frac{2\pi}{3\omega}$ -val elmarad, létesített indukció az x helyen és t időben [2]:

$$B_2(x, t) = B_{lm} \cdot \sin \left(\frac{x}{\tau_p} \cdot \pi - \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

És hasonlóan a 3. fázisból eredő indukció:

$$B_3(x, t) = B_{lm} \cdot \sin \left(\frac{x}{\tau_p} \cdot \pi - \frac{4\pi}{3} \right) \cdot \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

Ismert trigonometriai összefüggés szerint:

$$\sin\alpha \cdot \sin\beta = \left[\frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta) \right]$$

Úgyhogy $x \frac{\pi}{\tau_p} = \alpha$ és $\omega \cdot t = \beta$ helyettesítéssel [2]:

$$\begin{aligned} B_1(x, t) &= B_{lm} \cdot \left[\frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} (\alpha + \beta) \right] \\ B_2(x, t) &= B_{lm} \cdot \left[\frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \left(\alpha + \beta - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \\ B_3(x, t) &= B_{lm} \cdot \left[\frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \left(\alpha + \beta - \frac{8\pi}{3} \right) \right] \end{aligned}$$

Az egyenletek jobb oldalán a második helyen álló tagok összeadva ugyanazokkal az α és β értékekkel 0-t adnak, ezért a három fázis által együttesen létesített indukció [2]:

$$B_1(x, t) + B_2(x, t) + B_3(x, t) = B_1 = \frac{3}{2} \cdot B_{lm} \cdot \cos(\alpha - \beta)$$

vagy:

$$\begin{aligned} B_1 &= \frac{3}{2} \cdot B_{lm} \cdot \cos\left(\frac{x}{\tau_p} \cdot \pi - \omega t\right) \\ \omega &= \frac{\pi}{T} - \text{vel} \\ B_1 &= \frac{3}{2} \cdot B_{lm} \cdot \cos\left(\frac{x}{\tau_p} \cdot \pi - \frac{t}{T} \cdot \pi\right) \end{aligned}$$

Szimmetrikus m fázisú tekercsrendszer esetén a tekercselési tengelyek térbeli szögeltolása és az áramok időbeli fáziskülönbsége $\frac{2\pi}{m}$ -mel illetve a $\frac{2\pi}{m} \omega$ – val egyenlő, úgyhogy az indukcióra most m egyenletet kapunk, amelynek összefüggéséből [2]:

$$B_1 = \frac{m}{2} \cdot B_{lm} \cdot \cos\left(\frac{x}{\tau_p} \cdot \pi - \omega t\right)$$

Ez az egyenlet egy $B_{lm} \frac{m}{2}$ amplitúdójú haladó hullámot, más szóval forgó mágneses teret jelent [2], amelynek haladási sebességét úgy állapítjuk meg, hogy felírjuk az indukció értékét $t + dx$ időpontban az $x + dt$ helyen:

$$B_1 = \frac{m}{2} \cdot B_{lm} \cdot \cos \cdot \left[(x + dx) \cdot \frac{\pi}{\tau_p} - (t + dt)\omega \right]$$

$$B_1 \text{ értéke ugyanaz a } t \text{ időben az } x \text{ helyen, ha } dx \frac{\pi}{\tau_p} = \omega dt$$

Vagyis ha a hullám sebessége [2]:

$$\begin{aligned} v &= \frac{dx}{dt} = \frac{\omega \cdot \tau_p}{\pi}, \text{ illetve } \omega = \frac{2\pi}{T} - \text{vel} \\ v &= \frac{2 \cdot \tau_p}{T} \end{aligned}$$

A hullám tehát az áram egy teljes periódusának megfelelő T idő alatt két pólusosztással halad tovább, vagyis a szinkron gép póluskerekével egyenlő sebességgel forog.

A forgás szögsebessége, minthogy $p \cdot \tau_p$ a kerület felével egyenlő [2]:

$$\omega = \frac{v}{\frac{p \cdot \tau_p}{\pi}} = \frac{\omega \cdot \tau_p}{\frac{\pi \cdot p \cdot \tau_p}{\pi}} = \frac{\omega}{p}$$

Ha a fázistekercselések sorrendjét a kerületen megcseréljük, a forgótér haladási iránya ellentétesre változik, amint az a következőkből tűnik ki:

Az 1. fázis által előidézett indukció [2]:

$$B_1(x, t) = B_{lm} \cdot \sin \frac{x}{\tau_p} \cdot \pi \cdot \sin \omega t$$

A 2. fázis térbeli sinusvonala most $\frac{2\pi}{3}$ -nak, a 3. fázisé pedig $\frac{4\pi}{3}$ -nak megfelelő kerületi szöggel van eltolva a negatív x-irányban, vagyis:

$$B_2(x, t) = B_{lm} \cdot \sin \left(\frac{x}{\tau_p} \cdot \pi + \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$B_3(x, t) = B_{lm} \cdot \sin \left(\frac{x}{\tau_p} \cdot \pi + \frac{4\pi}{3} \right) \cdot \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

Az előbb követett eljárással az indukciók összege most:

$$B_1 = \frac{3}{2} \cdot B_{lm} \cdot \cos \left(\frac{x}{\tau_p} \cdot \pi + \omega t \right)$$

Vagy m fázis esetén [2]:

$$B_1 = \frac{m}{2} \cdot B_{lm} \cdot \cos \left(\frac{x}{\tau_p} \cdot \pi + \omega t \right)$$

Az x + dx helyen a t + dt időben:

$$B_1 = \frac{m}{2} \cdot B_{lm} \cdot \cos \left[\left(x + dx \right) \cdot \frac{\pi}{\tau_p} + (t + dt) \omega \right]$$

B_1 értéke változatlan, ha $dx \frac{\pi}{\tau_p} = -\omega dt$, tehát a hullám haladási sebessége:

$$v = \frac{dx}{dt} = \frac{-\omega \cdot \tau_p}{\pi} = \frac{-2 \cdot \tau_p}{T}$$

A sebesség nagysága ugyanaz, mint előbb, de negatív előjelű, vagyis ellentétes irányú.

A forgó mágnes tér modellezésének alapvető kiindulási pontja ezen összefüggések felírása és elemzése a több pólusrendszert biztosító tekercsek kigondolásához.

2. Kiindulási alapösszefüggések

A következő fejezet részekben olyan alapösszefüggéseket tisztázok, amelyek alapjai a modellezési számításoknak. A vizsgálati lehetőségeket kiterjesztve ma már mindennapi követelménnyé vált frekvenciaváltós hajtásokra is (4. fejezetben).

Állórészen háromfázisú szimmetrikus tekercselésben a megfelelő feltételek teljesülése esetén keletkező forgó tér fordulatszáma[8]:

$$n_0 = \frac{60 \cdot f_1}{p}$$

Ahol f_1 = állórészt tápláló frekvencia 1 [Hz] – ben; p = póluspárok száma.

Illetve a gépet meghatározó szlip:

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0}$$

Ahol n_0 = állórsz forgó mágneses terének fordulatszáma; n = forgórész fordulatszáma; s = szlip (slip) az említett két jellemző közötti eltérés.

Aszinkron gépre jellemző állórész indukált feszültsége [8]:

$$U_{i1} = 4,44 \cdot \Phi \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot \xi_1$$

Ahol U_{i1} = állórész tekercselésben indukált feszültsége; Φ = a kerület mentén szinuszos eloszlásúnak feltételezett forgó fluxus csúcsértéke; N_1 = Állórész tekercselés menetszáma; ξ_1 = tekercselési tényező;

Aszinkron gépre jellemző állórész indukált feszültsége a forgórészben [8]:

$$U_{i20} = 4,44 \cdot \Phi \cdot f_2 \cdot N_2 \cdot \xi_2$$

Ahol U_{i2} = forgórészben tekercselésben indukált feszültség; Φ = a kerület mentén szinuszos eloszlásúnak feltételezett forgó fluxus csúcsértéke; N_2 = forgórész tekercselés menetszáma; ξ_2 = tekercselési tényező.

A frekvenciák egyenlőségét feltételezve a két indukált feszültség egyenletének hányadosaként kapjuk a gép áttételét:

$$a = \frac{U_{i1}}{U_{i20}} = \frac{N_1 \cdot \xi_1}{N_2 \cdot \xi_2}$$

Ahol a = aszinkron gép áttétele.

Ennek alapján felírható az állórészre redukált forgórész indukált feszültsége:

$$U'_{i2} = a \cdot U_{i2}$$

Ahol U'_{i2} = állórészre redukált forgórész induált feszültsége.

Ennek alapján a redukált forgórész áram számítását a gerjesztési feltételből határozhatjuk meg. A primer és szekunder tekercselés pólusszámának azonosnak kell lennie. Ennek alapján a primer oldalra redukált forgórész áram [8]:

$$I'_2 = \frac{m_2}{m_1} \cdot \frac{N_2 \cdot \xi_2}{N_1 \cdot \xi_1} \cdot I_2$$

Ahol I'_2 = A primer oldalra redukált forgórész áram; m_1 = állórész fázisszáma; m_2 = forgórész fázisszáma; I_2 = forgórész áram.

Az áttétel ismeretében pedig [8]:

$$I'_2 = \frac{m_2}{m_1} \cdot \frac{I_2}{a}$$

Redukálás [8]

A redukált ellenállást és a szórási reaktanciát a veszteségek azonossága alapján számíthatjuk:

Vagyis [8]:

$$m_1 \cdot (I'_2)^2 \cdot R'_2 = m_2 \cdot I_2^2 \cdot R_2$$

Ahol I_2 = forgórész áram; I'_2 = forgórész áram redukált értéke; R_2 = forgórész rezisztencia; R'_2 = forgórész rezisztencia redukált értéke.

A redukálása ennek alapján:

$$R'_2 = \frac{m_1}{m_2} \cdot \left(\frac{I_2}{I'_2} \right)^2 \cdot R_2$$

Forgórész rezisztencia redukálása.

Behelyettesítve az áttétellel [8]:

$$R'_2 = \frac{m_1}{m_2} \cdot a^2 \cdot R_2$$

Forgórész rezisztencia redukálása, áttétellel.

A forgórész szórási reaktancia számítása [8]:

$$X'_{s2} = \frac{m_1}{m_2} \cdot a^2 \cdot X_{s2}$$

X_{s2} = forgórész szórási reaktanciája; X'_{s2} = forgórész redukált szórási reaktanciája.

3. Aszinkron gépek nyomatéki egyenlete és hőmérsékletfüggése

Aszinkron gépek nyomatéki egyenletének a módosításának oka, hogy az indukáltfeszültség és a hőmérsékletfüggés pontosítható legyen a forgatónyomaték számításakor is.

Tekercselés hőmérsékletfüggése (réz esetén):

$$\vartheta = \frac{R_{meleg} - R_{hideg}}{R_{hideg}} \cdot (235 + T_{hideg}) + (T_{hideg} - T_{vég})$$

Ennek megfelelően figyelembe veszem réz hőmérsékletfüggését a nemcsak a tekercsveszteség számításnál, hanem az indukált feszültségre gyakorolt hatását (fázis értékekből).

$$P_{tekercs} = 3 \cdot I_f^2 \cdot R_f$$

Ennek megfelelően az indukált feszültség felírása:

$$u_k = i_{Rf} \cdot R_f + \frac{d\Psi}{dt}$$

Aszinkron gép állórész fluxusának előállítás [8-9]:

$$\Psi_{Stator} = \int_0^t (u_{fk} - i_f \cdot R_f) \cdot dt + C$$

Ennek megfelelően az aszinkron gépekre vonatkozó vektorábra alapján felírtam az indukált feszültségre vonatkozó összefüggést (fázisértékkal, kizárólag motorüzemre érvényes):

Továbbá felírva a szakirodalomból jól ismert aszinkron gépre vonatkozó nyomatéki összefüggést [8]:

$$M = \frac{m_1}{2 \cdot \pi \cdot n_0} \cdot \frac{U_{if}^2}{\left(R_1 + \frac{R'_2}{s}\right)^2 + X_s^2} \cdot \frac{R'_2}{s}$$

A szakirodalomból jól ismert összefüggés módosítása alapján az általam felírt nyomatéki egyenlet az indukáltfeszültség-változását és hőmérsékletfüggést is fegyelembbe veszi, mert R-tekercs ellenállás hőmérsékletfüggő és annak megfelelően van használva a számítás.

Ennek megfelelően módosítva írom fel az új általam kigondolt nyomatéki egyenletet:

Képletekben használt jelölések:

u_{fk} = Fázis kapocsfeszültség.

U_{if} = Indukált fázisfeszültség.

m_1 = Fázisszám (jelen esetben $m_1 = 3$).

n_0 = Állórész szinkron fordulatszám.

I_f = Fázis áramerősség.

R_f = Tekerszelés fázis ellenállása kapcsolási módtól függően.

R_1 = Állórész rezisztencia.

R'_2 = Forgórész rezisztencia primer oldalra redukált értéke.

Ψ_{stator} = Státor (teljes menetszámra értelmezett) fluxusa.

$X_s = X_{s1} + X'_{s2}$ (állórész és forgórésznek primer oldalra redukált szórási) reaktanciája.

s = szlip, vagyis $s = \frac{n_0 - n}{n_0}$; $s = \frac{\text{szinkron fordulatszám} - \text{rotor fordulatszám}}{\text{szinkron fordulatszám}}$

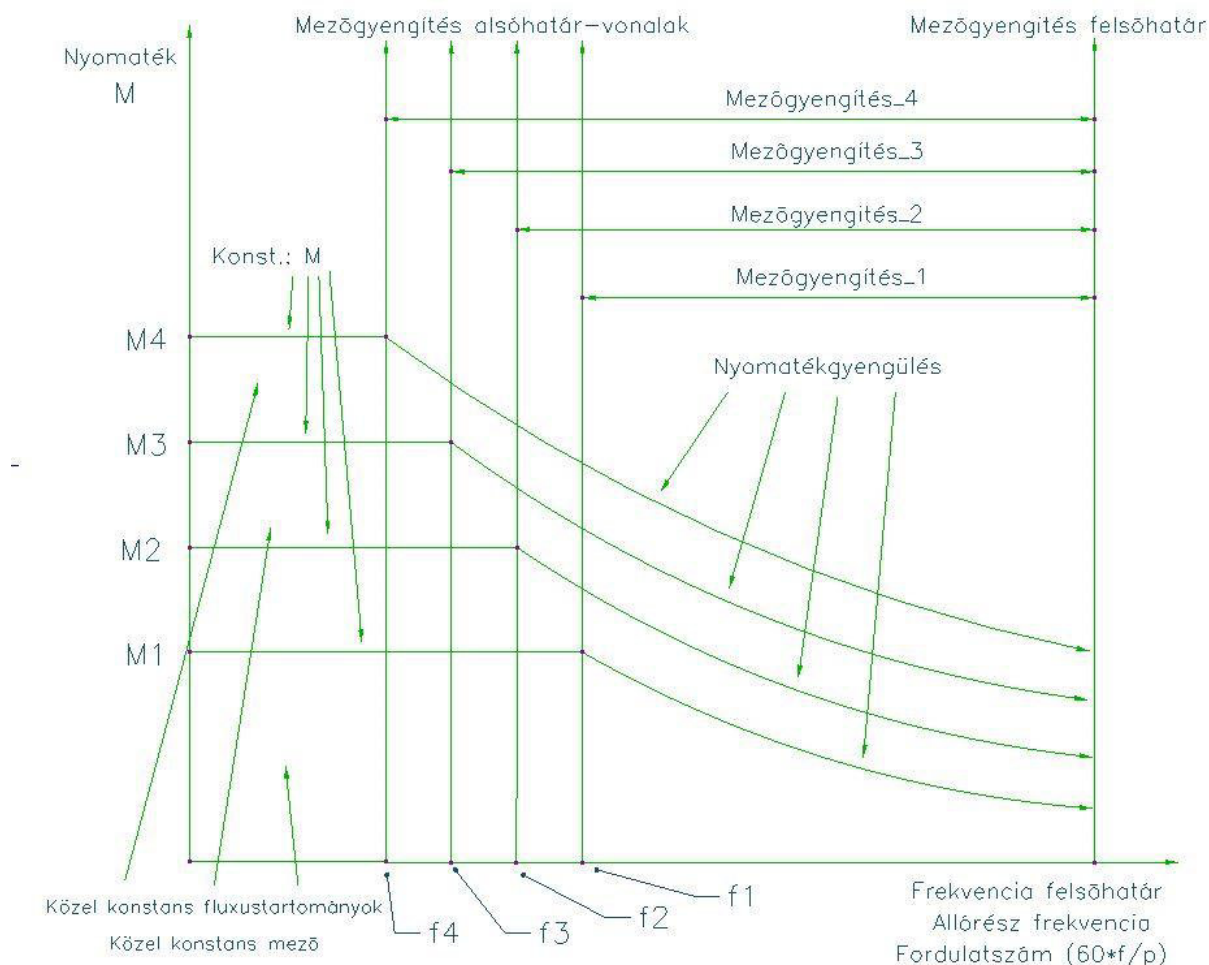
R_{hideg} = Tekercselés hideg ellenállása a T_{hideg} hőmérsékleten.

R_{meleg} = Tekercselés meleg ellenállása.

M = Forgatónyomaték.

4. Konstans-és változófluxusú tartományok kiterjesztése és összehasonlítása

A frekvenciaváltós üzemre vonatkozó jelleggörbék bemutatása arra az esetre, amikor például két pólusrendszer és hozzákapcsolódó két mezőgyengítési tartomány kapcsolódik. A 4.1-2. ábrák segítségével a kutatás eredményének megfogalmazása.



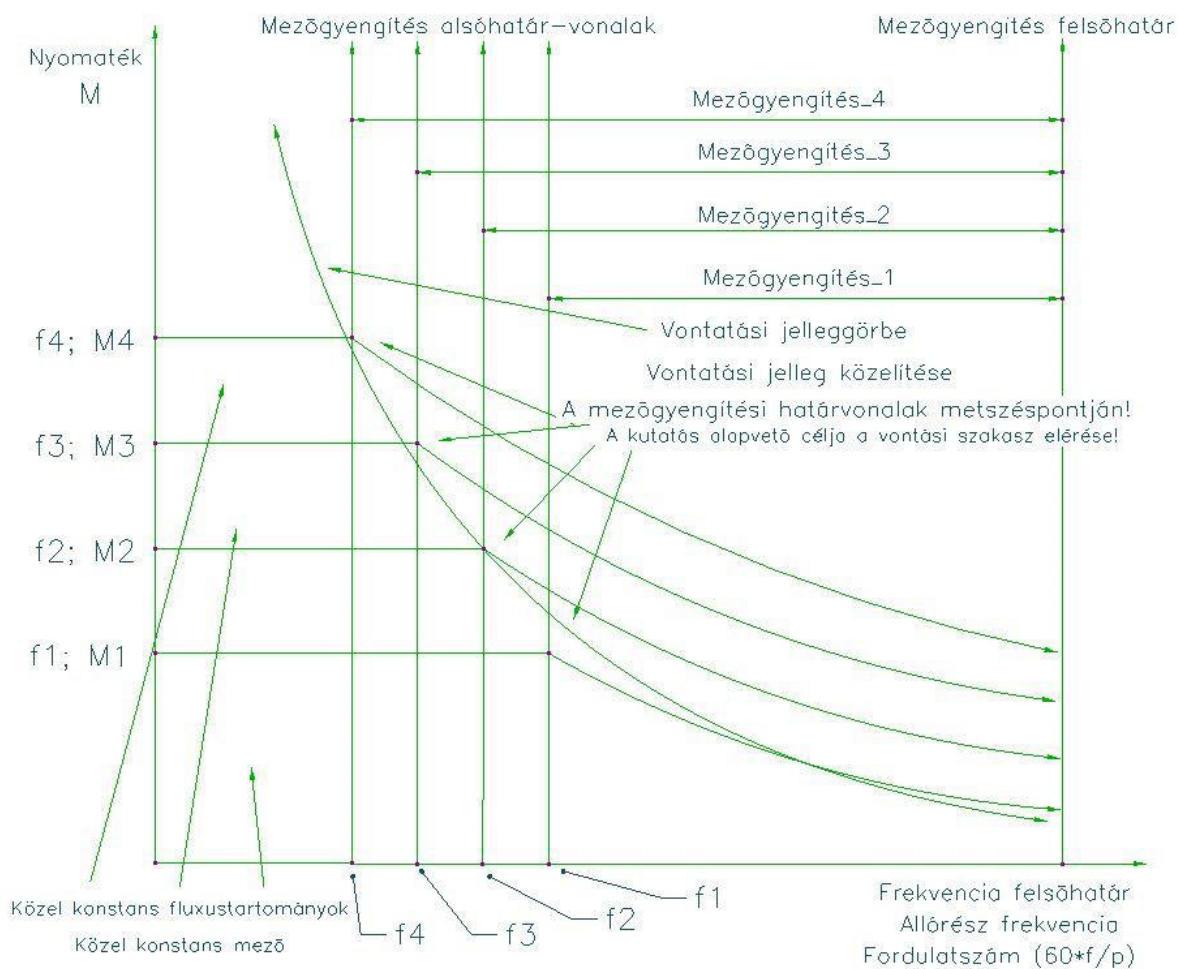
4.1. ábra Pólusátkapcsolással rendelkező villamos forgógép mezőgyengítési tartományokkal.

A 4.1. ábra egy univerzális jelleggörbe, mert nem tartalmaz mértékegységeket. A jelleggörbe azt az esetet vizsgálja, ha a frekvenciaváltós üzemben nő az állórész frekvencia és ez által növekszik a fordulatszám, szélesedik a nyomaték-fordulatszám jelleggörbe, viszont mezőgyengülés lép fel. Az f_1 , M_1 pl.: 50 Hz tartozó szinkron fordulatszám, négypólusú motor esetén 1500 1/min. Hozzá tartozó M_1 nyomatéki pont a mezőgyengülés határvonalának kezdőpontja. A M_1 alatt lévő nyomatéki szakasz feltételezi, hogy a szabályozás a nyomatékot állandón tudja tartani. A jelleggörbe sereghez tartozhat egy pólusrendszerhez négy különböző tápláló frekvencia esetén vagy két pólusrendszerhez két különböző tápláló frekvencia esete. A négy jelleggörbét azért választottam, mert ebben az esetben még jól áttekinthető viselkedés. A valóságban ez akár több száz pont is lehet, ha érzékenyebb felbontásban történik számítás vagy akár ettől is sokkal több görbesereg is.

4.1. A jelleggörbék elképzelése és értelmezése

A vízszintes tengelyen a nyomatékok találhatók, a függőleges tengelyen az állórész frekvencia és az állórész szinkron fordulatszámok. Frekvencia 1-4 feltételezi, hogy pl.: 50 Hz-ről növekszik 50-75-100-125 Hz-ig és ezzel a fordulatszám és gyengül a nyomaték. Ez az érték lehet nagyobb frekvencia tartomány is, nagyobb pólusszám esetén nagyobb állórész frekvencia. Mind a négy tartományhoz be van jelölve a mezőgyengítés és alsó és felső határa, amire a motor működését megadja a szabályozás. A 4.2. ábrán a frekvenciákhoz tartozó nyomatéki pont megjelölés is szerepel, ezért vannak jelölési párok kialakítva (f_1, M_1 ; f_2, M_2 ; f_3, M_3 ; f_4, M_4), adott frekvenciához tartozó nyomatékok.

4.2. ábra Villamos forgógép mezőgyengítési tartományai.



A frekvencia a korábban az aszinkron gép fejezetben bemutatott eljárással a tápláló frekvencia alapján számítja a póluspár-számnak megfelelően a gép állórész szinkron fordulatszámát. A kutatáshoz kapcsoló szabályozási módszer és inverter olyan paraméterekkel kell megválasztani, amely képes a vontatási jelleggörbe folyamatos megtartására. A 4.2. ábra célirányos jelentősége a vontatási jelleggörbét metsző nyomaték-fordulatszám jelleggörbe vonalak, amelyek akkor átlépnek a mezőgyengítési tartományban.

Tehát a karakterisztika úgy van szabályozva egy póluspár-átkapcsolással rendelkező géppel, hogy képes legyen a jármű által meghatározó vontatási jelleggörbén úgy maradni, hogy mindig a

hajtómotort a hatásfokorientált szakaszban tudja megtartani. A villamos gép lehet aszinkron és szinkron gép is. A motor konstrukciót a gyakorlati követelményhez kell méretezni.

4.2. Hajtómotor táplálásának lehetőségei

A hajtómotor lehet kettős táplálású aszinkron gép is, ebben az esetben a csúszógyűrűk elhagyása következtében induktív csatolást kell használni.

A szinkron gép esetén ugyanígy megtehető a kefe nélküli gerjesztés, mert ebben az esetben a rotor fluxusba be lehet avatkozni. A [1-22] szakirodalom átnézésekor arra az irányra lehet jutni, hogy messze elegendő ismeret van ahhoz, hogy kutatási irányt a 4. fejezet leírásával megvalósítható.

Van lehetőség olyan tekercselés kialakításra is, amelyek egymástól függetlenül különböző fordulatszámokat biztosítanak, de ha a pólusszám eltérésnek megfelelően különböző frekvenciával tápláljuk úgy, hogy a gépben a frekvenciafeltétel teljesüljön, akkor mindkét tekercsrendszer ki van használva (független tekercses módszer).

4.4. Összefoglalás

A bemutatott 4.1-2. ábrák jelleggörbe-seregnek kell lennie, ami folyamatos számításnak van alárendelve, amely igazodik a jármű útszakasz viselkedéséhez. A pólusváltásnak akkor kell bekövetkezni, amikor az előző pólusrendszerben nincs elegendő fluxustartalék vontatási jelleggörbe eléréséhez és fenntartásához. Ehhez még hozzáadódik a frekvenciaváltó szabályozási módja, amely szélesítheti is ezeket a tartományokat. Lehet használni olyan méretékű feszültségemelést is, ami még nem okoz túlzott veszteséget és túlmelegítést. Több tekercsrendszerű gép is készíthető, ezzel szélesíthető a gép fluxustartaléka és nyomatékképzési szakasza. Kutatás eredménye a 28. és 29. fejezetben bemutatott eljárás szerinti villamos forgógép, amely működése hibrid-jellegű, ötvözi az aszinkron és szinkron gép előnyös tulajdonságait és a hozzákapcsolható inverter a géptípusnak megkedvezőbb táplálási módot biztosít.

5. Irodalomjegyzék

- [1] Dr Asztalos Péter. Villamosgépek II. Tankönyvkiadó. Budapest. 1972.
- [2] Liska József, Villamos gépek, III: Szinkron gépek, Tankönyvkiadó, Budapest, 1966
- [3] Retter Gyula, Villamos energiaátalakítók IV: füzet, Indukció gépek szimmetrikus állandósult állapota, Tankönyvkiadó, Budapest 1980
- [4] Liska József, Villamos Gépek IV. Aszinkron gépek, harmadik kiadás, Tankönyvkiadó, Budapest 1968.
- [5] Szabadalom : Galileo Ferraris and Riccardo Arno, of Turin Italy. Cím: Arrangement for Starting Alternating Current Motors. Application filed, July 6, 1895, Serial No: 555, 106. United States Patent Office. Specification forming part of Letters Patent No: 629, 897, dated August 1, 1899.
- [6] Szabadalmi leírás: Robert Dahlander. Device for Varying the Number of Poles in Alternate-current Motors. Specification forming part of Letters Patent No. 725,415, dated April 14, 1903.
- [7] Robert Dahlander: Pole changing motor elektronikus anyag.
- [8] Farkas András, Gemeter Jenő és Dr. Nagy Lóránt, VILLAMOS GÉPEK, Óbudai Egyetem Kandó Kálmán Villamosmérnöki Kar, 2013.
- [9] Retter Gyula: Egységes villamos gép elmélet, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1976

- [10] Norbert Hesselmann, Digitális jelfeldolgozás, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1985
- [11] Kovács K. Pál: Villamos gépek tranziens folyamatai, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1970
- [12] Halász Sándor: Villamos hajtások, Havas&Társa, Budapest, 1987
- [13] Halász Sándor: Automatizált villamos hajtások I., Tankönyvkiadó, Budapest, 1989
- [14] Halász Sándor-Hunyár Mátyás-Schmidt István: Automatizált villamos hajtások II., Műegyetem Kiadó, Budapest, 1998
- [15] K. M. Becker and J. Kaye, "The Influence of a Radial Temperature Gradient on the Instability of Fluid Flow in an Annulus With an Inner Rotating Cylinder," Journal of Heat Transfer, vol. 84, no. 2, pp. 106 - 110, 1962.
- [16] D. Annaratone, "Radiation," in Engineering Heat Transfer, Milano, Springer, 2010, pp. 139 - 190.
- [17] Drive motor system for electric vehicles—Part 2: Test methods, The Standardization Administration of the People's Republic of China, 2015.
- [18] J. Tang and Y. Liu, "Study of Voltage Spikes and Temperature Rise in Power Module Based Integrated Converter for 48 V 20 kW Electrically Excited Synchronous Machines," in APEC 2018, San Antonio, Texas, USA, 2018.
- [19] R. L. Steigerwald, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 3, no. 2, pp. 174 - 182, 1988.
- [20] V. Ruuskanen, M. Niemela, J. Pyrhonen, S. Kanerva and J. Kaukonen, "Modelling the brushless excitation system for a synchronous machine," IET Electric Power Applications, vol. 3, no. 3, pp. 231 - 239, 2009. 137
- [21] H. Ge, J. W. Jiang, J. Ye and A. Emadi, "Behavior Study of Permanent Magnet Synchronous Machines Based on a New Normalized Model," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 10, pp. 7539 - 7550, 2019.
- [22] G. Choi and T. M. Jahns, "Investigation of Key Factors Influencing the Response of Permanent Magnet Synchronous Machines to Three-Phase Symmetrical Short-Circuit Faults," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 31, no. 4, pp. 1488 - 1497, 2016.