



Pannon Egyetem
Intézményi Tudományos Diákköri
Konferencia
2012



**Telítődési jelenség mérése és modellezése légmagos tekercselésű
állandó mágneses szinkron motor érzékelő nélküli pozíció
meghatározásához**

Készítette: Kohlrusz Gábor, Szalay István

Témavezető: Dr. Fodor Dénes

Mérnöki Kar, Gépészmérnöki Intézet, Alkalmazott Gépészet Intézeti Tanszék

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	2
1.1. Állandó mágneses szinkron motorok jellemzői	3
1.2. Pozíció meghatározás forgójeladókkal	5
1.3. A vizsgált légmagos tekercselésű motorok	7
2. Érzékelő nélküli pozíció meghatározás	8
2.1. Nagyfrekvenciás jelbefecskendezés	8
2.2. A létező módszerek hiányosságai	9
3. A telítődés hatásának elméleti leírása	10
3.1. Tekercsfluxus modell a telítődés figyelembe vételével	11
4. A telítődés vizsgálata méréssel	14
4.1. A gerjesztett fázis paramétereinek becslése	15
4.2. Egyfázisú mérési eredmények a gerjesztett fázison	16
4.3. Egyfázisú mérési eredmények a nem gerjesztett fázisokon	19
5. Állandó mágneses szinkron motor matematikai modellje és szimulációja	21
5.1. Szinkronmotor indítása	21
5.2. Matematikai modellezés	21
5.3. A motor mechanikai modellje	25
5.4. Számítógépes szimuláció, eredmények kiértékelése	27
6. Javasolt modell a telítődési jelenség figyelembe vételével	30
6.1. A kibővített fluxusmodell	30
6.2. A felállított modell megoldása	33
6.3. Számítógépes szimuláció, eredmények kiértékelése	33
7. Érzékelő nélküli szög- és fordulatszámbecslés	38
8. Összefoglalás	39
9. Irodalomjegyzék	40

1. Bevezetés

A háromfázisú váltakozó áramú gépek bonyolult szabályozása a modern szabályozási módszereknek köszönhetően megoldódott, így a villamos hajtásokban a legelterjedtebb motorokká váltak. A két leggyakrabban alkalmazott típus a kalickás forgórészű aszinkron motor és az állandó mágneses forgórészű szinkron gép (PMSM). Mindkét típus esetében előny más motortípusokkal szemben, hogy egyszerűbb felépítésűek és kevés karbantartást igényelnek, mely nagyrészt csak a csapágyazásra korlátozódik. Az állandó mágneses szinkron motorok emellett további jó tulajdonságokkal rendelkeznek, nagy a nyomaték/térfogat arányuk (1 mNm/cm^3), nagy a nyomaték/tehetetlenségi nyomaték arányuk ($2,5 \text{ mNm/gcm}^2$), nagy a teljesítmény/önsúly arányuk (300 W/kg), és nagy a hatásfokuk (85 %-90 %).

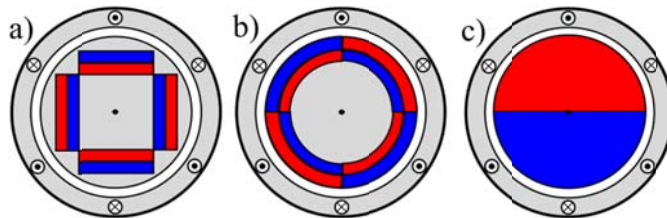
Az állandó mágneses szinkron motorok esetében – az aszinkron motoroktól eltérően – a forgórész fluxusának helyzetét a forgórész pozíciója határozza meg. Emiatt a forgórész szöghelyzetének ismerete nélkül nem lehetséges motor rántásmentes, maximális nyomatékkal történő indítása [1].

A változtatható sebességű hajtások többsége valamilyen forgójeladót – optikai enkódert vagy rezolvert – alkalmaz a forgórész fluxus helyzetének megállapítására. A legtöbb alkalmazásban azonban egy enkóder vagy egy rezolver jelenléte hátrányokat jelent; a hajtás alkatrész költsége nagyobb, megnövelik a motor és a szabályzó közötti kábelezés méretét, elektromágneses interferencia alakulhat ki, valamint nedvesség vagy mechanikai rezgések hatására teljesítménycsökkenés léphet fel [2]. Ezen felül néhány esetben a rendelkezésre álló hely nem elegendő a mechanikai érzékelők számára. A felsoroltak gyakran korlátozzák az állandó mágneses szinkron motorok alkalmazását.

A váltakozó áramú hajtások elektromechanikus pozíció és sebesség érzékelőinek kiküszöbölése érdekében intenzív kutatás folyik immár több mint három évtizede. A cél elérése érdekében kifejlesztett eljárásokat a szakirodalom összefoglalóan érzékelő nélküli módszereknek nevezi. A szakirodalomban bemutatott módszereket azonban nagyméretű, nagyobb induktivitású, és jóval nagyobb induktivitás-ingadozású, valamint sokkal kisebb ohmos ellenállású motorokon vizsgálták, mint a dolgozatban vizsgált kisméretű, precíziós légmagos tekercselésű motorok. Emellett a mágnes polaritásának meghatározása körüli fizikai jelenség sem teljesen tisztázott.

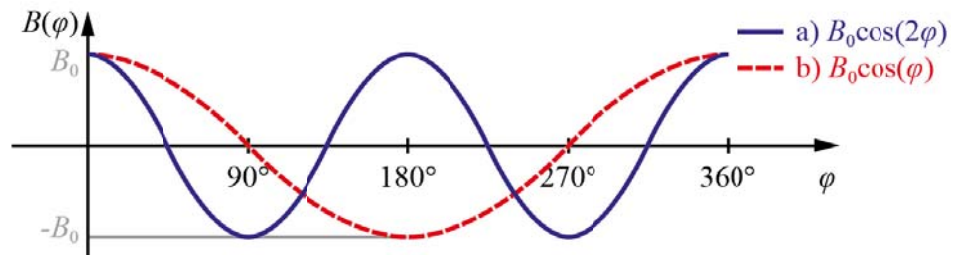
1.1. Állandó mágneses szinkron motorok jellemzői

Az állandó mágneses szinkron motorok olyan váltakozó áramú gépek, amelyek forgórész fluxusát a rotorba épített vagy a rotor felületére szerelt állandó mágnesek biztosítják. A forgórész felépítése alapján megkülönböztetünk belső mágneses (Interior PMSM), felület szerelt héjmágneses (Surface Mounted PMSM) és töbmágneses motorokat (1. ábra).



1. ábra. Forgórész kialakítások: a) belső mágneses elrendezés, b) héjmágneses elrendezés, c) töbmágneses elrendezés

A forgórész terének térbeli, terület menti vagy szög szerinti eloszlása alapján megkülönböztetünk négyszögmezős és szinuszmézős motorokat (2. ábra). A belső és töbmágneses motorok légrésfluxusa általában szinuszos eloszlású, míg a felületszerelt motoroké négyszögös.

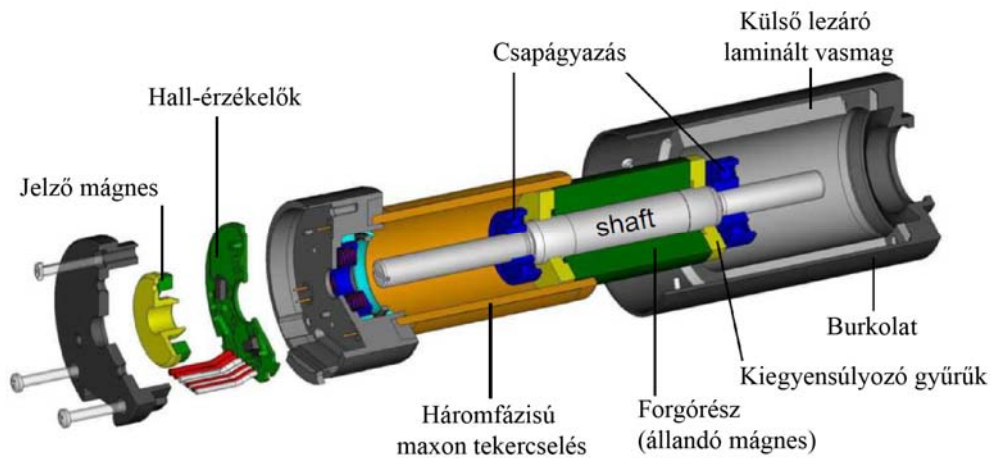


2. ábra. Szinuszos légrés fluxus eloszlás: a) 2 póluspár, b) 1 póluspár

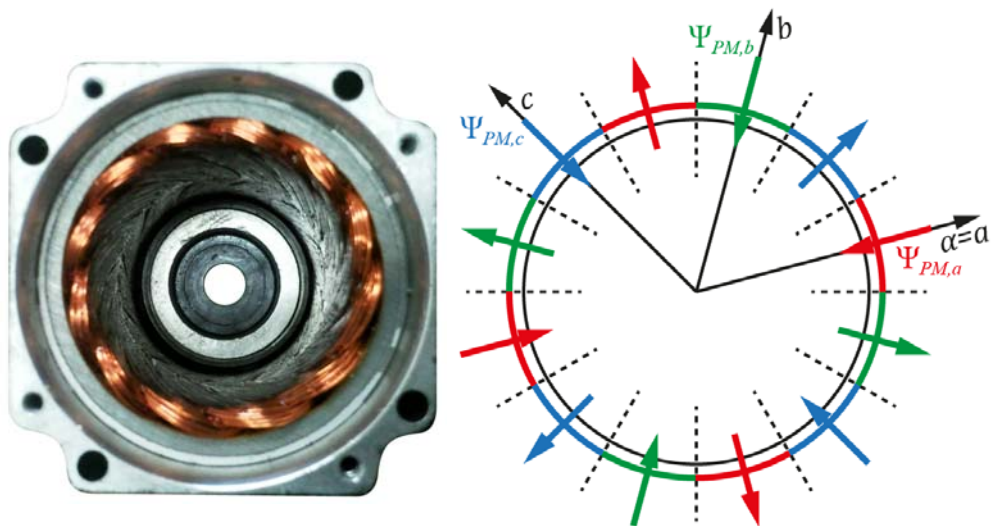
Az állandó mágneses szinkron motorok tekercselése az állórészen található, elrendezése szerint lehet koncentrált vagy elosztott, továbbá lehet vasmagos vagy légmagos kialakítású. A koncentrált tekercselések általában vasmagosak, az elosztott tekercselések pedig légmagosak. A tekercselés elrendezése és a légrés fluxus eloszlása együttesen határozza meg a motorokban forgás során indukált feszültség jellegét; a szinuszmézős, szinuszosan elosztott tekercselésű motorok indukált feszültsége időben szinuszos lefutású, míg a négyszögmezős, koncentrált tekercselésű motoroké négyszögös. Utóbbiakat nevezik kefe nélküli egyenáramú motoroknak (BLDC) is.

Szinkron motorról lévén szó, az általában háromfázisú állórész forgó mágneses mezejét a forgórész mindig szinkron sebességgel követi. Az aszinkron motoroknál a

nyomatékképzéshez szögsebességbeli csúszás szükséges, a szinkron motoroknál ehhez hasonló – ugyancsak a nyomatékképzéshez szükséges – jelenség az állórész és forgórész mezeje közötti szögbeli csúszás.



3. ábra. Légmagos tekercselésű állandó mágneses szinkron motor felépítése



4. ábra. A Maxon EC-4pole 252463 tekercselése, a szegmensek elrendezése

Az állandó mágneses szinkron motorokban az kialakítástól függetlenül a forgórészen nincs tekercselés, a motorban nincs mechanikus kommutátor; a kommutáció az állórész tekercselésének gerjesztését érinti, és elektronikusan történik. Ehhez a szabályzó elektronikának ismernie kell motor forgórészének pillanatnyi helyzetét. A hagyományos hajtásokban ezt forgójeladókkal oldják meg.

1.2. Pozíció meghatározás forgójeladókkal

A forgójeladók leggyakoribb felosztása a pozícióról abszolút, illetve relatív értéket szolgáltató eszközök alapján történik. A pozíció meghatározása történhet az eszköz bekapcsolása után adott referenciaponttól mérve növekményes (inkrementális) jeladóval, illetve történhet referenciapont felvétele nélkül, minden időpillanatban a pozícióról egyértelmű információt szolgáltató eszköz, azaz abszolút jeladó által.

A növekményes forgójeladók mechanikai, optikai vagy mágneses elven működő érzékelők, de manapság utóbbi az kettőt alkalmazzák leggyakrabban nagyobb megbízhatóságuk miatt. Mindkét forgójeladó optikai kivitele esetében a pozíció mérése egy tengelyre szerelt, azzal együttforgó mintázott tárcsával történik.

Az optikai növekményes jeladók esetében a rovátkolt mintázat nem átlátszó részei forgás közben egy LED fényforrás fényét megszagatva engedik át, így a fogadó fényérzékeny elem négyyszögjel-sorozatot detektál, amelynek periódusideje a forgási sebességgel arányos, illetve a mintázat beosztásának ismeretében egyszerű impulzusszámlálással az elfordulás mértéke meghatározható.

Az optikai jeladóhoz hasonlóan szintén széles körben elterjedt mágneses növekményes jeladók egy adott pozícióban rögzített szenzor által a mágneses tér változását használják fel a pozíció meghatározására. Az érzékelés Hall-érzékelővel történik. Az érzékelő előtti mágneses tér időbeli változását egy sűrű osztásban ellentétes polaritással felmágnesezett gyűrű tengellyel történő együttforgása vagy állandó mágneses térbe elhelyezkedő szenzor előtt fogazott acélgyűrű forgása okozhatja [3].

Az abszolút forgójeladók esetében az optikai elven működő eszközök a legelterjedtebbek, de léteznek mechanikai, mágneses, indukciós elveken és egyéb villamos jelenségeken alapuló megoldások is.

Az optikai abszolút jeladók esetében koncentrikus sávokba rendezett digitális kód radiális irányú kiolvasása egy meghatározott szögsávra korlátozza a pillanatnyi pozíció értékét, azaz egy egyedi kód van hozzárendelve minden elemi pozícióhoz. A szögsáv szélessége – ami egyúttal a pontosság mértéke is – a jeladó felbontásától függ. A jeladó felbontása megadja, hogy hány koncentrikus sávot tartalmaz a jeladó tárcsa. Ennek a jellemzőnek a segítségével meghatározható, hogy hány diszkrét pozícióértéket szolgáltat egy körülfordulás esetén a jeladó [4]. Egy 10 bites jeladó felbontása:

$$\Delta\vartheta = \frac{360^\circ}{2^{10}} = 0,35^\circ \quad (1.)$$

A mágneses elven működő abszolút jeladók a növekményes jeladóknál ismertetett módon működnek, csupán több Hall-érzékelő van elhelyezve a kerület mentén, így az érzékelők számától függően adott szögtartományba korlátozódik a pozíció.

Az optikai megoldások mellett szintén gyakran alkalmazott megoldás az indukciós elven működő resolver és a szinkró jeladó. A resolver felépítését tekintve egy forgó transzformátor által táplált forgó primer tekercselésből, és két egymással 90° mechanikai szöget bezáró álló tekercselésből áll. A primer tekercselést nagyfrekvenciás – így az álló helyzetről is információt szerezve – jellel megtáplálva, a két álló tekercselésben egymástól 90° -os villamos szögben eltolt szinuszos burkológörbével jelenik meg a primer tekercs által indukált feszültség [5]. A szinkró hasonló elven működő, a mért tengellyel együttforgó háromfázisú tekercselés.

A növekményes jeladó az ipari alkalmazások számára nem kielégítő megoldás, mivel kimenetén csak egy négyszögjelimpulzus-sorozatot szolgáltat, ami relatív elmozdulás mérésére ad csupán módot. Ez többek között azt is eredményezi, hogy a jeladó kikapcsolt állapota alatt történő elfordulásról a jeladó nem szolgál információval. A növekmény eredményét külső számlálóval számolni és tárolni kell.

Az abszolút forgójeladók felépítésükből, továbbá a különböző típusú jeladók által igényelt kiértékelő elektronika bonyolultságából adódóan drágábbak a növekményes jeladóknál, mivel abszolút optikai jeladó esetében a kiolvasott kód (például Gray-kód) bináris alakba, majd a kapott eredmény pozícióértékre történő konverzióját ellátó szoftver szükséges, illetve resolver esetében PI típusú szabályozót tartalmazó úgynevezett „resolver to digital” átalakító szükséges a pozíció meghatározásához [6].

A mágneses és a nem részletezett villamos, ellenállás-változás mérésen alapuló potenciométeres jeladók esetében:

- a Hall-érzékelők száma meghatározza a felbontást, így például 3 db Hall-érzékelőt a forgási kerület mentén elhelyezve 60° -villamos szögű felbontás érhető el csupán [7],
- a potenciométeres jeladó esetében pedig a linearitási, hiszterézises vagy hőmérséklet-drifttel járó kis pontatlanságok mellett, nagyobb súllyal a jeladó – egyéb megoldásokhoz képest viszonyított – rövid élettartama jelentkezik fő problémaként.

Ha karbantartási vagy egyéb okból meg kell bontani a jeladó és a mért, forgó eszköz közötti mechanikai kapcsolatot, akkor az összeszerelésnél nehézséget okoz, hogy figyelembe kell venni az abszolút jeladó pozícióját a mért eszköz pozíciójához képest.

A szervohajtásokban nélkülözhetetlen a pozíció pontos ismerete, de a mára elterjedt modern villamos hajtások nagy része szintén igényli ezen információ meglétét a motor forgórészéről. Az alkalmazott villamos hajtás számára az említett okok miatt a növekményes forgójeladók semmiképpen nem kielégítőek. A bonyolult feldolgozó és kiértékelő szoftvereket igénylő abszolút forgójeladók a kiépített villamos hajtás össztömegét növelik. A jeladóból érkező információnak a kommutálást végző konvertert vezérlő szoftver számára vezetéken (általában szalagkábellel) történő továbbításáról gondoskodni kell. A vezetékek, a jeladó, a jeladóhoz tartozó elektronika és szoftver megléte mind növelik a hajtás összköltségét, és jelentősen növelik a hibalehetőségek számát.

1.3. A vizsgált légmagos tekercselésű motorok

A dolgozat keretében két Maxon gyártmányú légmagos tekercselésű állandó mágneses szinkron motor típus vizsgálta történt meg, ezek a Maxon EC-4pole 252463-as és az EC 118890, főbb jellemzőiket az 1. táblázat tartalmazza.

1. táblázat. A vizsgált motorok főbb jellemzői

Típus	Maxon EC-4pole 252463	Maxon EC 118890
Névleges feszültség	48 V	48 V
Póluspárok száma	2	1
Kétfázisú induktivitás	350 μ H	856 μ H
Kétfázisú ellenállás	0,878 Ω	5,43 Ω
Teljesítmény	200 W	80 W

2. Érzékelő nélküli pozíció meghatározás

A hagyományos váltakozó áramú hajtások forgójeladóinak kiküszöbölése érdekében intenzív kutatás folyik immár több mint két évtizede. A cél elérése érdekében kifejlesztett eljárásokat a szakirodalom összefoglalóan érzékelő nélküli módszereknek nevezi. A módszerek várt haszna, amely kutatást motiválja, az érzékelők költségeinek megtakarítása, a méretcsökkentés, valamint a robusztusság növelése [8].

A váltakozó áramú gépek érzékelő nélküli szabályozási technikái közül a betáplálás alapharmonikusának vizsgálatán alapuló közepes és nagy sebességeken hatékonyan működnek. Azonban a sebesség csökkenésével ezeknek a módszereknek a hatékonysága csökken, egészen kis sebességeken és álló helyzetben pedig működésképtelenné válnak. A szakirodalomban számos módszer fellelhető a probléma kiküszöbölésére, ezek közül a nagyfrekvenciás jelbefecskendezést alkalmazó, a motorban létező anizotrópiákat vizsgáló módszerek a legígéretesebbek.

2.1. Nagyfrekvenciás jelbefecskendezés

A nagyfrekvenciás jelbefecskendezés lényege, hogy egy nagyfrekvenciás jelet szuperponálunk az alap gerjesztésre, vagy akár az alap gerjesztés nélkül nagyfrekvenciás jelet juttatunk a motorba. A befecskendezett jel lehet feszültség vagy áram jel is. A motor erre „válaszol”, mégpedig oly módon modulálva a gerjesztő jelet, hogy az magán hordozza a motorban létező irányfüggő jelenségek hatását.

A nagyfrekvenciás jelbefecskendezést alkalmazó érzékelő nélküli módszerek a váltakozó áramú gépekben kialakuló irányfüggő mágneses jelenségek induktivitást befolyásoló hatására alapulnak. A befecskendezett nagyfrekvenciás jel effektív nyomatéka elég kicsi, frekvenciája pedig elég nagy ahhoz, hogy a motor forgórésze arra elhanyagolhatóan kicsi mozgással reagáljon, ellentétben a kisfrekvenciás módszerekkel, ahol éppen a forgórész rezgésbe hozása a cél.

A befecskendezett nagyfrekvenciás jel lehet áram vagy feszültség jel is, amelyre előbbi esetben feszültség, utóbbi esetben áram formájában „válaszol” a motor. A mezőorientált szabályozáshoz az árammérés mindenképpen szükséges, és az áramméréshez szükséges hardver a PMSM hajtások többségében rendelkezésre áll, tehát a legcélravezetőbb, ha egy nagyfrekvenciás feszültség jelet alkalmazunk, és az erre kialakuló modulált áramválaszt mérjük.

A nagyfrekvenciás jelbefecskendezést alkalmazó módszerek fizikai alapja az, hogy a PMSM fázisainak induktivitásait befolyásolja a forgórész pozíciója.

A jelbefecskendezésen alapuló módszerekben a nagyfrekvenciás betápláláshoz igazított, módosított motor modellt használnak. Ez a hagyományos motor modellből jön létre az alábbi megfontolások figyelembe vételével:

- a fázisok rezisztív feszültségeséseit elhanyagolják,
- figyelembe veszik az inverter okozta zérusrendű feszültséget,
- a nagyfrekvenciás jeleket felül áteresztő szűréssel elválasztják a visszaható elektromotoros erőtől, valamint
- szögfüggő mennyiségként kezelik az öninduktivitásokat.

Az rezisztív feszültségesés elhanyagolásának indoka az, hogy a nagyméretű PMSM-ekben az induktivitások nagyok, az ohmos ellenállások viszont kicsik. Ehhez hozzáadódik, hogy a nagy betáplálási frekvencia miatt az induktív reaktancia (ωL) nagyságrendekkel nagyobb, mint az ohmos ellenállás ($R \ll \omega L$), azaz gyakorlatilag a teljes fázis feszültség az induktív részen esik.

A módszerek lényege, hogy kizárólag a hordozóáram alapján képesek a sebesség és a pozíció meghatározására, ezzel az inverter által okozott holtidő hatása kevésbé befolyásolja az eredményt, mintha az áram és a feszültség fázisán alapulna.

2.2. A létező módszerek hiányosságai

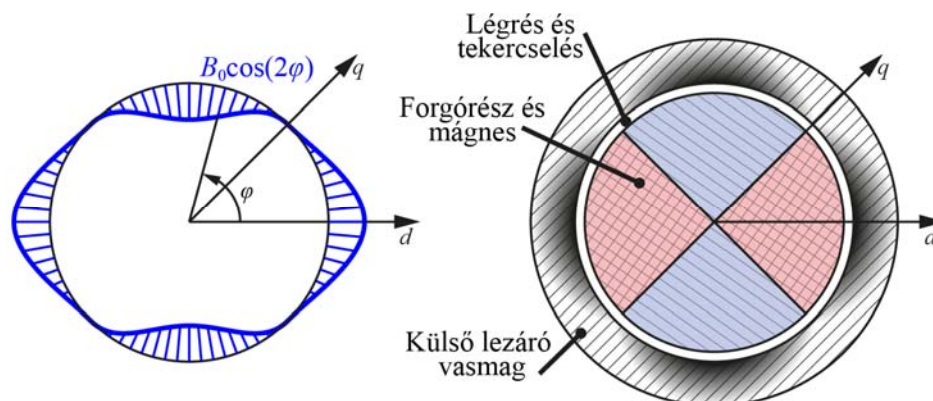
A szakirodalomban bemutatott módszereket nagyméretű, nagyobb induktivitású, és jóval nagyobb induktivitás-ingadozású ($L_q/L_d > 2$), valamint sokkal kisebb ohmos ellenállású motorokon vizsgálták, mint a dolgozatban vizsgált kisméretű, precíziós légmagos tekercselésű motorok. A Maxon motorokban az irányfüggő jelenségek, így a telítődés hatása viszonylag kicsi, azonban az ohmos ellenállás nagy. Ahhoz, hogy a rezisztív feszültségesés elhanyagolható legyen, olyan nagy frekvenciájú jelre lenne szükség, melyet a frekvenciaváltókkal nem lehet előállítani. Emellett a mágnes polaritásának meghatározása körüli fizikai jelenség sem teljesen tisztázott, a létező módszerek folyamatos működés közben nem tudják megkülönböztetni az északi és a déli pólust, ehelyett a kezdeti pozícióhoz viszonyítva határozzák meg a szöghelyzetet. A felsorolt hiányosságok kiküszöböléséhez szükség van a motorban lejátszódó fizikai jelenségekre, a mágneses telítődés alapos vizsgálatára.

3. A telítődés hatásának elméleti leírása

A ferromágneses anyagok mágneses permeabilitása (áteresztőképessége), azaz mágneses térerősség és fluxussűrűség hányadosa nem állandó, hanem a mágneses térerősség függvénye. A vas és az acél esetében ez a függés nem lineáris, a térerősséget növelve kezdetben gyors fluxussűrűség növekedés tapasztalható, majd ez 1 T körüli érték elérése után megtorpan, és a H további növelése csak kismértékű növekedés idéz elő a B értékében (7. ábra, bal felső rész).

A ferromágneses anyagok mágneses doméneknek nevezett, önálló mágnesként viselkedő mikroszkopikus szemcsékből épülnek fel. A mágneses domének mágnesezettségének iránya külső tér hiányában véletlenszerű, eredőjük makroszkopikus méretekben nulla. Külső mágneses tér hatására a mágneses domének mind a külső térrel párhuzamos irányba rendeződnek, így mágneses térerősségeik összeadódnak, és ez makroszkopikus méretekben a fluxussűrűség gyors növekedését okozza. A külső tér növelésével azonban egyre kevesebb még irányba rendezhető domén marad, emiatt kezd el csökkenni a B növekedési üteme. A telítődés gyakorlatilag a domének többségének rendeződése miatt következik be.

A légmagos tekercselésű állandó mágneses szinkron motorok esetében telítődés a külső lezáró vasmag anyagában következhet be. A lezáró vasmagra két külső tér hat: a tekercselés által keltett tér, valamint a forgórész állandó mágnesének tere. A forgórész kerülete mentén a fluxussűrűség nem állandó (5. ábra, baloldal), a lezáró vasmag egyes pontjaiban más-más erősségű tér alakul ki aszerint, hogy a forgórész pólusaihoz milyen közel helyezkednek el. Az állandó mágnes jelenléte miatt a lezáró vasmag egyes pontjai nem ugyanott vannak a mágnesezési görbájükön, egyes részek telítődnek, míg mások nem (5. ábra, jobboldal).



5. ábra. A fluxussűrűség (balra) és a lezáró vasmag telítődő zónái (jobbra, sötét zónák) a forgórészhez rögzített koordináta rendszerben (2 póluspár esetén)

3.1. Tekercsfluxus modell a telítődés figyelembe vételével

A telítődés hatása egy önálló tekercsből kiindulva vizsgálható a Ψ_{sa} tekercsfluxus felírásán keresztül. Az a tekercs fluxusa két forrásból származik, a forgórész mágneiből (Ψ_{PM}) és a tekercselésből (Ψ_{aa}). A tekercselésből származó fluxus függ a tekercsáramtól, a mágnes fluxus pedig a mágnes szögétől:

$$\Psi_{sa}(i, \vartheta) = \Psi_{aa}(i(t)) + \Psi_{PM,a}(\vartheta(t)) \quad (2.)$$

Mivel álló helyzetben történő pozíció meghatározás a cél, továbbiakban a forgórész szögét időben állandó ϑ_0 -nak tekintjük, ahol ϑ_0 az a tekercs középvonala (α tengely) és a forgórész d tengelye által bezárt szög.

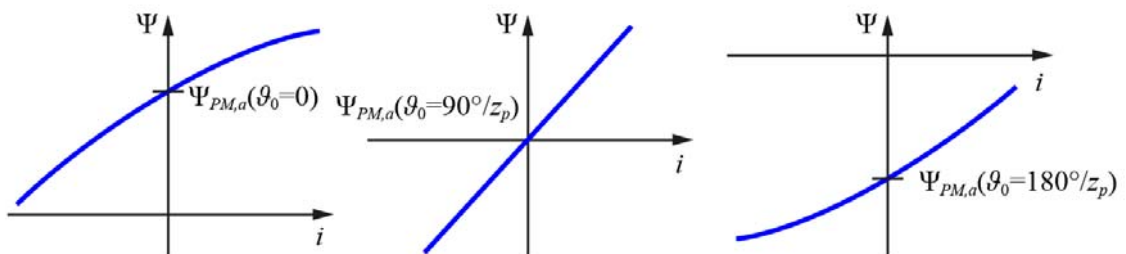
A $\Psi_{PM,a}(\vartheta_0)$ mágnes fluxus a szög szerinti fluxussűrűség függvény megfelelő szakaszainak integrálásával állapítható meg. A szakaszokat tekercsek elrendezése határozza meg. Szimmetrikus tekercselrendezésnél szinuszmezős motorban szinuszoszoidális szögfüggésű a mágnes fluxus is:

$$\Psi_{PM,a}(\vartheta_0) = \Psi_0 \cos(z_p \vartheta_0) \quad (3.)$$

A z_p konstans a forgórész póluspárjainak száma.

A Ψ_{aa} felírása előtt figyelembe kell venni, hogy a gyakorlatban a tekercselés fluxusa két nagyságrenddel kisebb, mint a forgórészé, emiatt a tekercsáramok telítő hatása elhanyagolható. Eszerint az a tekercs terében lévő lezáró vasmag zóna telítődésének mértékét – azaz hogy hol van a B-H görbén – a forgórész ϑ_0 szöghelyzete határozza meg. A telítődésre alapuló pozícióbecslést ez a tény teszi lehetővé.

A $\Psi_{PM,a}$ tehát a pozíció függvényében egy adott telítődési állapotba, azaz a mágnesezési görbe egy adott pontjába viszi a vizsgált tekercset, a tekercsáram telítő hatása bár nem nulla, túl kicsi ahhoz, hogy ebből a pontból elmozdítsa.



6. ábra. A fluxus és az áram közötti nem lineáris kapcsolat az északi pólusnál (d irány), a két pólus határán (q irány) és a déli pólusnál ($-d$ irány)

Az áram által létrehozott fluxus a ϑ_0 szögpozíciótól függő mágnes fluxushoz adódik hozzá (6. ábra).

$$\Psi_{sa}(i, \vartheta_0) = \Psi_{aa}(i) + \Psi_{PM,a}(\vartheta_0) \quad (4.)$$

Az áram és fluxus közötti nem lineáris kapcsolat hatványsorba fejthető. Az 6. ábra alapján elegendő a másodrendűig figyelembe venni a tagokat [9]:

$$\Psi_{sa}(i, \vartheta_0) \approx \Psi_{PM,a}(\vartheta_0) + \left. \frac{d\Psi_{sa}}{di_a} \right|_{\vartheta_0} i_a + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2\Psi_{sa}}{di_a^2} \right|_{\vartheta_0} i_a^2 \quad (5.)$$

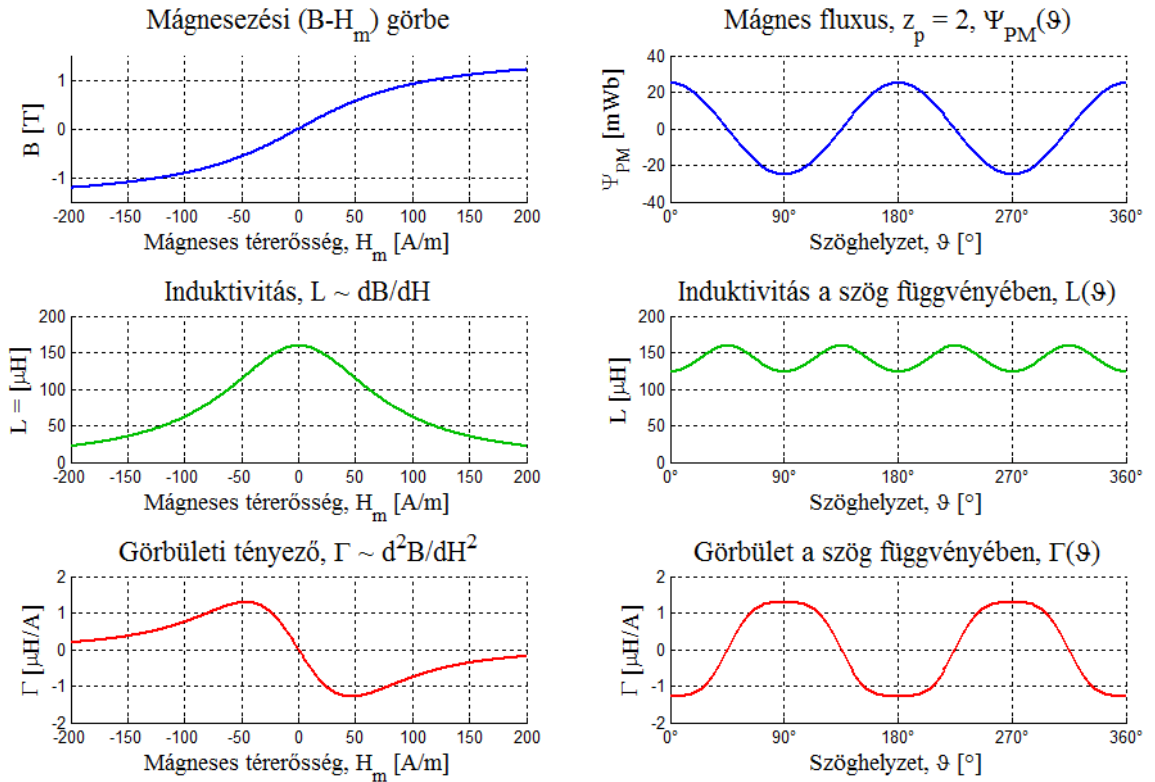
A konstans tag a mágnes fluxus. Az elsőrendű tag együtthatója a tekercs induktivitása, matematikai jelentése a mágnesezési görbe meredeksége:

$$L(\vartheta_0) = \left. \frac{d\Psi_{sa}}{di_a} \right|_{\vartheta_0} \quad (6.)$$

A másodrendű tag a mágnesezési görbe görbületének mértékét jelenti:

$$\Gamma(\vartheta_0) = \left. \frac{d^2\Psi_{sa}}{di_a^2} \right|_{\vartheta_0} \quad (7.)$$

A 7. ábra szemlélteti a mágnes pozíció L -re és Γ -ra gyakorolt elméleti hatását



7. ábra. Ferromágneses anyagok telítődő B-H görbéje, és ennek várt szögfüggő hatása egy négy pólusú PMSM egyik tekercsének induktivitására

Látható, hogy a forgórész okozta telítődés miatt mindkét paraméter értéke szögfüggő, méghozzá közelítőleg szinuszos jellegű. Az induktivitás periódusa 180° villamos szögben, a Γ periódusa viszont 360° , ami lehetővé teszi a mágnes polaritásának megállapítását is. Háromfázisú tekercselés esetén a várakozás szerint az egyes fázisokon mérhető szögfüggések a fázisok térbeli elhelyezkedésének megfelelően egymáshoz képest 120° eltolódva jelentkeznek. A 7. ábra számadatai a Maxon EC-4pole 252463 jellemzőin alapulnak.

4. A telítődés vizsgálata méréssel

Álló helyzetben, telítődést figyelembe véve, egyszerre csak az a fázis gerjesztésével számolva fázisok fluxusai az alábbi alakúak:

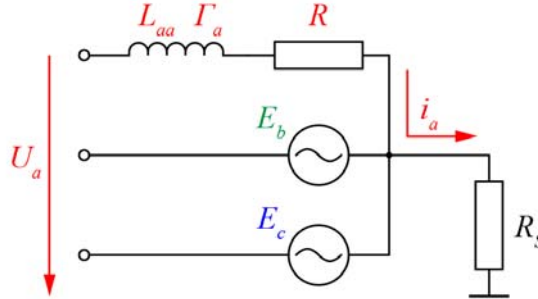
$$\Psi_{sa}(t, \vartheta) = L_{aa}(\vartheta)i_a(t) + \frac{1}{2}\Gamma_a(\vartheta)i_a^2(t) + \Psi_{PM,a}(\vartheta) \quad (8.)$$

$$\Psi_{sb}(t, \vartheta) - \Psi_{PM,b}(\vartheta) = \int_0^t E_b d\tau = k_{ba}(\vartheta)\Psi_{aa} \quad (9.)$$

$$\Psi_{sc}(t, \vartheta) - \Psi_{PM,c}(\vartheta) = \int_0^t E_c d\tau = k_{ca}(\vartheta)\Psi_{aa} \quad (10.)$$

A fenti összefüggések csak addig érvényesek, míg áram csak egy fázisban folyik. Csillag kapcsolású háromfázisú motorok esetében ez a csillagpont kivezetésével érhető el. Ily módon egy fázis a többitől függetlenül gerjeszthető.

A k_{ba} és k_{ca} tényezők azt írják le, hogy az i_a által létrehozott Ψ_{aa} mekkora hányada halad át a b illetve c fázisokon. A tényezők értéke nyilván -1 és 1 között van. A szögfüggő telítődés miatt ezeknél a tényezőknél is feltételezni kell a szögfüggést.



8. ábra. Az „a” fázis gerjesztése a „b” és „c” fázistól függetlenül

A 8. ábra szerint módon az a fázist külön gerjesztve a motor egyes fázisaira az alábbi feszültségegyenletek érvényesek:

$$U_a(t, \vartheta) = (R + R_s)i_a(t) + L_{aa}(\vartheta)\frac{di_a}{dt} + \frac{1}{2}\Gamma_a(\vartheta)\frac{di_a^2}{dt} \quad (11.)$$

$$E_b(t, \vartheta) = \frac{dk_{ba}\Psi_{aa}}{dt} \approx L_{ba}(\vartheta_0)\frac{di_a}{dt} \quad (12.)$$

$$E_c(t, \vartheta) = \frac{dk_{ca}\Psi_{aa}}{dt} \approx L_{ca}(\vartheta_0)\frac{di_a}{dt} \quad (13.)$$

A fázisok ohmos ellenállásai egyenlő R nagyságúak. A nem gerjesztett fázisokban az a fázis változó gerjesztőárama hatására kialakuló változó fluxus feszültséget indukál (E_b és E_c az a fázis gerjesztésekor, 8. ábra), de nagy bemenő ellenállású eszközzel mérve a feszültségeket áram nem folyik. Ennek a fázistekercselések közötti kölcsönhatás az oka, melyet kölcsönös induktivitások írnak le (L_{ba} és L_{ca}).

A felvázolt mérési séma a három fázisfeszültség és a gerjesztett fázis áramának mérését teszi lehetővé. A feszültségegyenletek alapján hat paraméterről szerezhető így információ, a gerjesztett fázis öninduktivitásáról, görbületi tényezőjéről, ohmos ellenállásáról, valamint a nem gerjesztett fázisokra vonatkozó kölcsönös induktivitásokról.



9. ábra. A kialakított automatizált mérőkörnyezet mérés közben, az állványra szerelve a Maxon EC-4pole 252463-as motor látható.

4.1. A gerjesztett fázis paramétereinek becslése

A L és Γ paraméterek különböző fázisokra és különböző szögekre vonatkozó értékei az áram és a feszültség jelek ismeretében paraméterbecsléssel állapíthatóak meg. Ehhez a motor forgórészét egy adott ϑ_0 pozícióban rögzíteni kell, ezután a kiválasztott fázis gerjeszthető. Szinuszos nagyfrekvenciás jelbefecskendezés a nem szükséges a kezdeti tranziens szakasz mérése. A gerjesztés bekapcsolása után a tranziensek gyorsan

lecsengenek, ekkor célszerű mérni. A mérést kellően nagy mintavételi frekvenciával és kellően hosszán kell végezni. N pontos mérést végezve N hosszúságú $\underline{U}_a$ és $\underline{i}_a$ oszlopvektorokat kapunk.

Az L_{aa} , $R + R_S$ és Γ_a paramétereket tekintve (11.) lineáris, ezért a paraméterbecslés legkisebb négyzetek módszerével elvégezhető. Célszerű az áramot, a deriváltját és az áram négyzetének deriváltját az $\underline{X}$ bemeneti mátrixba rendezni, és a feszültséget kezelni kimenetként. Az $\underline{y} = \underline{X}\underline{\beta}$ alak felírásához szükség van (11.) diszkrétizálására:

$$\frac{di_a}{dt} \xrightarrow{\text{diszkrétizálás}} \frac{\Delta \underline{i}_a}{T_S} \quad (14.)$$

$$\frac{di_a^2}{dt} = 2i_a \frac{di_a}{dt} \xrightarrow{\text{diszkrétizálás}} 2\underline{i}_a \circ \frac{\Delta \underline{i}_a}{T_S} \quad (15.)$$

A fenti diszkrétizálások a T_S mintavételi idővel történtek, $\Delta \underline{i}_a$ -t úgy kell számítani, hogy a hossza megegyezzen $\underline{i}_a$ hosszával, $\circ$ két vektor elemenkénti szorzatának jele. (14.) és (15.) felhasználásával (11.) diszkrét alakja:

$$\underline{U}_a = (R + R_S)\underline{i}_a + L_{aa}(\vartheta_0) \frac{\Delta \underline{i}_a}{T_S} + \Gamma_a(\vartheta_0)\underline{i}_a \circ \frac{\Delta \underline{i}_a}{T_S} \quad (16.)$$

$$\underline{U}_a = \underline{X}\underline{\beta} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta \underline{i}_a}{T_S} & \underline{i}_a \circ \frac{\Delta \underline{i}_a}{T_S} & \underline{i}_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{aa} \\ \Gamma_a \\ R + R_S \end{bmatrix} \quad (17.)$$

A becsült paramétervektor számításának módja:

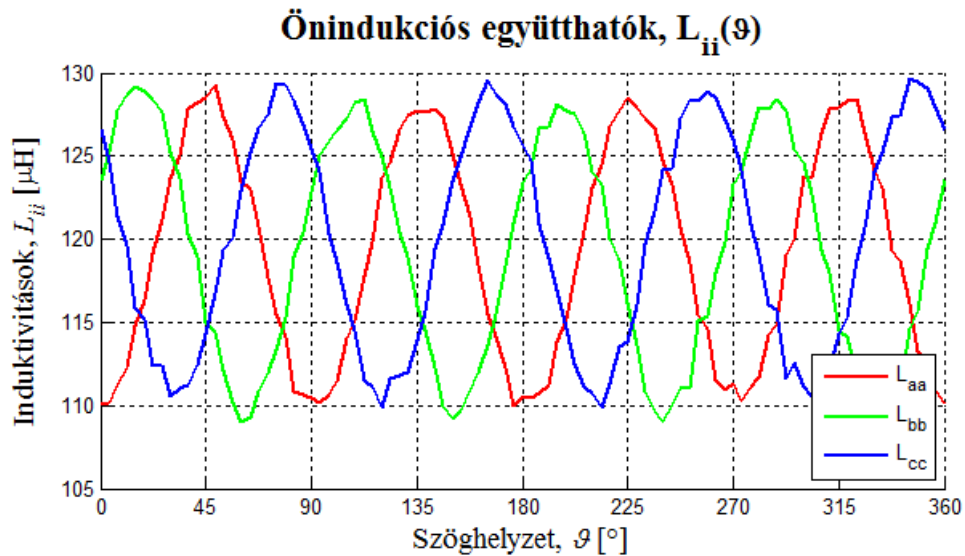
$$\underline{\hat{\beta}} = \left(\underline{X}^T \underline{X} \right)^{-1} \underline{X}^T \underline{U}_a \quad (18.)$$

4.2. Egyfázisú mérési eredmények a gerjesztett fázison

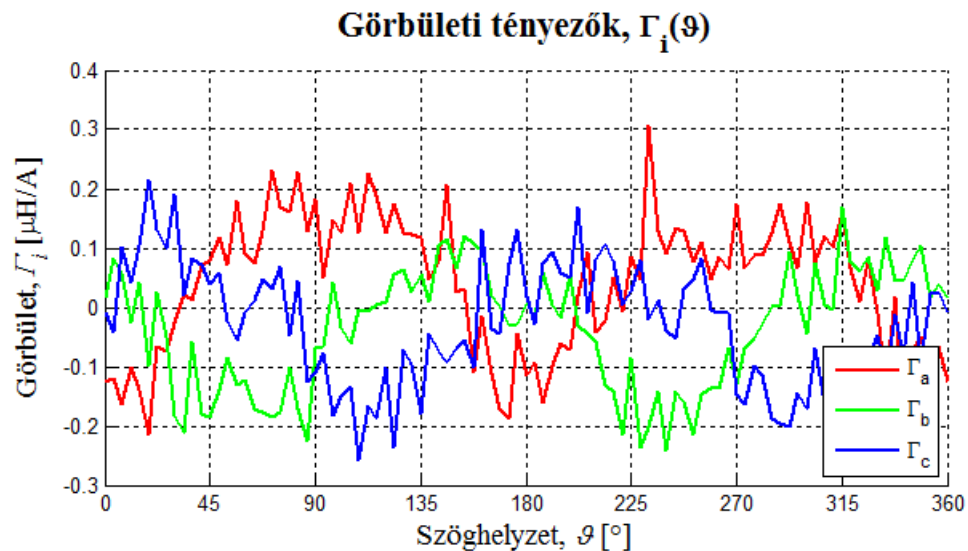
A feszültség és az áram mérést, illetve a bemutatott paraméter identifikációt elvégezve különböző forgórész pozíciók mellett, megállapítható L és Γ szögfüggése. Nyilván minél több mérési pontra osztjuk a teljes szöget, annál részletesebb jelleggörbéket kapunk.

Az adatgyűjtés két Maxon gyártmányú állandó mágneses szinkron motoron, egy EC-4pole 252463 2 póluspárú és egy EC 118890 1 póluspárú motoron történt.

Az alábbi ábrák (10. ábra és 11. ábra) a EC-4pole 252463 egyfázisú nagyfrekvenciás jelbefecskendezéses mérései alapján identifikált L és Γ értékeket mutatják. A mérés $3,75^\circ$ -os lépésközzel történt, és mindhárom fázison el lett végezve, a gerjesztő feszültség amplitúdója 5 V volt, frekvenciája pedig 1000 Hz. Egy mérési pontot tehát a szöghelyzet és a gerjesztett fázis határoz meg. Minden mérési pontban minden csatornán 10000 minta lett rögzítve 1 MS/s mintavételi frekvenciával. A paraméterek identifikációja tehát egy mérési pontban egyenként 10000 pont hosszúságú $\underline{U}_a$ és $\underline{i}_a$ vektorok alapján történt.



10. ábra. Az „a”, „b” és „c” fázisok önindukciós tényezőinek identifikált értékei



11. ábra. Az „a”, „b” és „c” fázisok görbületi tényezőinek identifikált értékei

A 10. ábra és a 11. ábra alapján kijelenthető, hogy a motor fázisainak induktivitásai és a görbületi tényezői a vártak megfelelő (7. ábra) szögfüggést mutatják, továbbá az induktivitások nagyságai, és az ingadozásuk mértéke is megfelelnek a várakozásnak, a görbületi tényező azonban kisebb a vártnál, és pontatlanul állapítható meg az értéke.

Az egyes fázisokhoz tartozó jelleggörbék között 120°-os villamos szögbeli eltolódás tapasztalható, azonban a görbék alakjai és nagyságai megegyeznek az L és a Γ esetében is. Ez a motor precíziós geometriai kialakításának köszönhető. Az induktivitás mindhárom fázis esetében három jellemző érték, az L_{so} és az L_{sl} maximum között szinuszosan ingadozik. A szögfüggés az alábbi módon írható le:

$$L_{aa}(\vartheta) = L_{so} + L_{sl} - L_x \cos(z_p 2\vartheta) \quad (19.)$$

$$L_{bb}(\vartheta) = L_{so} + L_{sl} - L_x \cos\left(z_p 2\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (20.)$$

$$L_{cc}(\vartheta) = L_{so} + L_{sl} - L_x \cos\left(z_p 2\vartheta - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (21.)$$

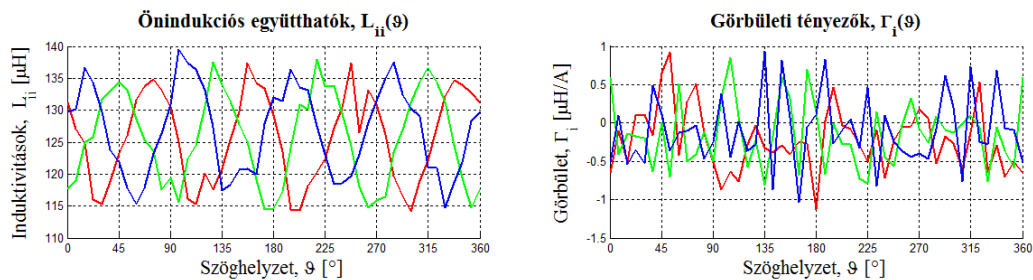
A görbületi tényezők szögfüggése:

$$\Gamma_a(\vartheta) = -\Gamma \cos(z_p \vartheta) \quad (22.)$$

$$\Gamma_b(\vartheta) = -\Gamma \cos\left(z_p \vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (23.)$$

$$\Gamma_c(\vartheta) = -\Gamma \cos\left(z_p \vartheta - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (24.)$$

A további, más frekvenciákon végzett mérésekkel azt sikerült megállapítani, hogy a vizsgált motoron az 800 Hz és 2 kHz közötti tartományban érdemes mérni, mégpedig a lehető legnagyobb gerjesztő feszültséget alkalmazva.

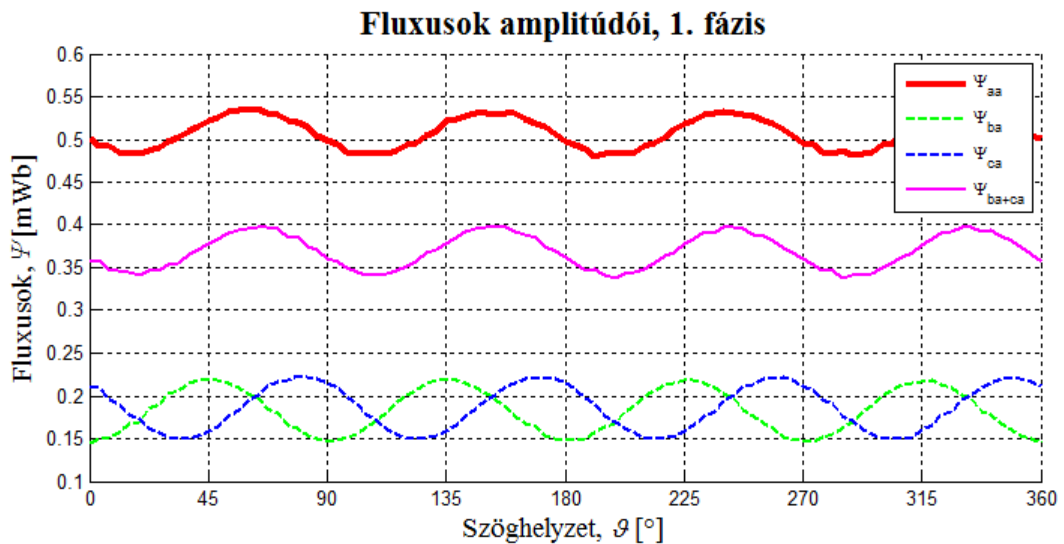


12. ábra. 2 V amplitúdójú, 1000 Hz frekvenciájú jelbefeckendezéses mérés eredményei, a görbületi tényező jellege nem vehető ki

4.3. Egyfázisú mérési eredmények a nem gerjesztett fázisokon

Nagyfrekvenciás jelbefecskendezés miatt a nem gerjesztett fázisokban feszültség indukálódik (8. ábra), a EC-4pole 252463 esetében, 5 V-os befecskendezésnél 1-1,5 V amplitúdóval. Ezeknek az indukált feszültségeknek a mérésével és vizsgálatával megállapítható a fázisok közötti mágneses kölcsönhatás jellege.

A gerjesztett fázison mért jeleket és az identifikált paramétereket felhasználva kiszámolható a gerjesztő áram által keltett fluxus. Az indukált feszültségeket integrálva megállapíthatóak a nem gerjesztett fázisok fluxusai. Mindkét esetben szükséges az integrálás miatt a kezdőérték megállapítása. Ezt célszerű úgy választani, hogy nulla középpértékű jeleket kapjunk. A fluxusok elemzése során nyilvánvalóvá vált, hogy a közöttük mérhető időbeli fáziseltolódás minimális, továbbá sikerült megállapítani az amplitúdók szögfüggését. Az EC-4pole 252463 első fázisának gerjesztése során tapasztalt amplitúdókat mutatja a 13. ábra:

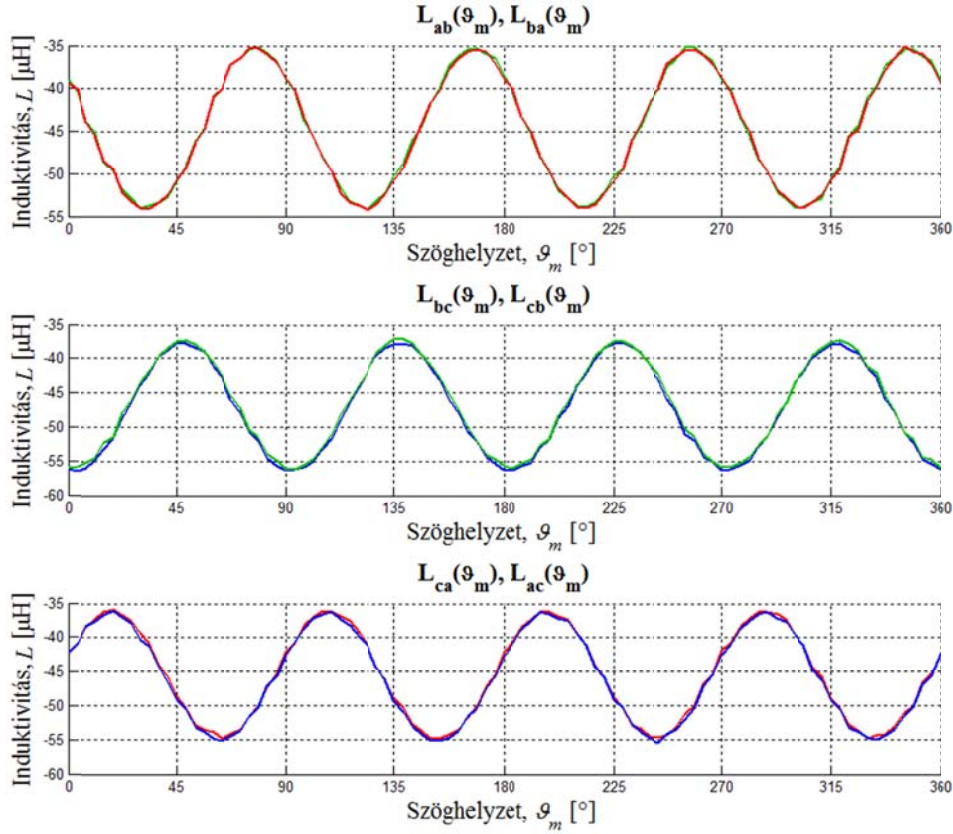


13. ábra. 5 V-os 1000 Hz-es szinuszos gerjesztés hatására kialakuló fluxusok amplitúdói a szög függvényében (EC-4pole 252463)

A 13. ábra jelleggörbéiből megállapítható, hogy a gerjesztett *a* fázisban létrejött fluxusnak csak egy része jut át a másik két fázisba, és az átadódó fluxus a szögtől függő módon oszlik meg a két fázis között. Megállapítható, hogy az *a* fázisból a *b* és *c* fázisba átadódó fluxus az *a*-ban keletkezőnek állandó hányada:

$$\frac{\Psi_{ba} + \Psi_{ca}}{\Psi_{aa}} \approx k_{\Psi} = \frac{L_{so}}{L_{so} + L_{sl}} = \text{gépállandó} \quad (25.)$$

A második megállapítás az, hogy a b és c fázis között az átadódó fluxus megoszlása 50% körül ingadozik, függően a szöghelyzettől. Az ingadozás oka a fázisok különböző mértékű telítődése a forgórész különböző szöghelyzeteiben – a kevésbé telítődött fázisba jut nagyobb fluxus.



14. ábra. A kölcsönös induktivitások

Az átadódó fluxusok és a gerjesztett fázis árama között a kölcsönös induktivitások teremtenek kapcsolatot (14. ábra). A fázisok telítődésének mértékéről a már megállapított induktivitások szolgáltatnak információt, célszerű ezekkel kifejezni az ingadozás mértékét. A 14. ábra alapján a kölcsönös induktivitásokra az alábbi összefüggések állapíthatóak meg minden ϑ szögre:

$$L_{ab}(\vartheta) = L_{ba}(\vartheta) = -\frac{1}{2}L_{so} - L_x \cos\left(2\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (26.)$$

$$L_{bc}(\vartheta) = L_{cb}(\vartheta) = -\frac{1}{2}L_{so} - L_x \cos(2\vartheta) \quad (27.)$$

$$L_{ca}(\vartheta) = L_{ac}(\vartheta) = -\frac{1}{2}L_{so} - L_x \cos\left(2\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (28.)$$

5. Állandó mágneses szinkron motor matematikai modellje és szimulációja

Az állandó mágneses szinkron motor működési elve a forgórész mágnes és az állórész mező közti kölcsönhatáson alapszik. Ahhoz, hogy forgásnak induljon a motor az állandó mágnes által létrehozott pólusgerjesztésnek és az állórész mezőt jellemző fluxusnak szöget kell bezárnia egymással, hiszen ez a feltétele annak, hogy forgatónyomaték keletkezzen. Ebből következően a szinkron motor forgórésze a szinkronforgó állórész mezőt α szöggel lemaradva, de annak körfrekvenciájával követi. A motor tengelyén megjelenő terhelés a motor fordulatszámát nem befolyásolja, csak a lemaradást jelölő α szög értéke növekszik, amelynek köszönhetően nő az állórész áramfelvétele. Ebből eredően ennek a szögnek a neve terhelési szög, amely villamos szögben kifejezett mennyiség [10]. Generátorüzemben a szinkron gép forgórésze ugyanezzel a szöggel jellemezhető mértékben siet az állórészhez képest [11]. A terhelési szög -90° és $+90^\circ$ közötti értéke esetén a szinkron gép stabil, míg ezen a tartományon kívüli érték esetén labilis üzemi állapotban van, és kiesik a szinkronizmusból.

5.1. Szinkronmotor indítása

A szinkron motor indítási folyamata háromféleképpen osztályozható hagyományosan: ön- vagy aszinkron indítás a forgórészbe ültetett kalickával, indítómotorral történő indítás, és a frekvencia felfuttatásának módszere. Az állandó mágneses motor esetében a felsoroltak közül az első módszernek fizikai korlátai vannak, míg a második modern szinuszmézős áramirányítós hajtásokban már nem alkalmazott módszer [12].

A modern, háromfázisú inverteres hajtásokban a szinkron motor helyes betáplálásához ismerni kell a forgórész pozícióját, hogy a megfelelő fázisba történjen a betáplálás. Véletlenszerűen betáplálva a motort kezdeti, tranziens lengések után szinkronizmusba ugrik a forgórész, azonban ha kezdetben azonnal nagyobb, például hálózati frekvenciájú betáplálás esetén nem tudja a forgórész – tehetetlenségéből eredően – a forgó mezőt követni, így álló helyzetben marad.

5.2. Matematikai modellezés

A motor matematikai modellje, azaz a motor működését és jellemző tulajdonságait reprezentáló egyenletrendszer a térfázor-elmélet alapján alkotható meg,

amely a váltakozó áramú villamos gépek matematikai modellezésében és mezőorientált vektoriális szabályozásukban használatos módszer [13].

Az elmélet kialakulásához az vezetett, hogy az egyenáramú gépek vizsgálata és szabályozása során nem okoz gondot a motor főmezőt alkotó fluxusáért és nyomatékáért felelős áramok szétcsatolása és külön történő kezelése, mivel a mennyiségek közti szétcsatolás a motortípus konstrukciójának köszönhetően természetesen létrejön. A váltakozó áramú motoroknál azonban a fluxust és a nyomatékot előidéző áramok nincsenek természetes úton szétválasztva, így mind a szabályozás, mind a modell meglehetősen bonyolulttá válik, hiszen háromfázisú, nemlineáris, többváltozós differenciálegyenlet rendszerrel írható le. A szétcsatolás a térfázor-elméletnek köszönhetően a váltakozó áramú motorok esetében is megtehető, így a motor vizsgálata és üzemeltetése leegyszerűsödik.

A háromfázisú váltakozó áramú gépek térfázor-elméleten alapuló, általános jelleggel rendelkező, tranziens üzemmódra is érvényes, merőleges kétfázisú matematikai modellezésének az alapja fázis- és koordináta-transzformáció. A fázistranszformáció komplex, kétfázisú rendszert, a koordináta-transzformáció pedig mezőorientáció útján egyenáramú matematikai modellt eredményez az áramok közti szétcsatolást mesterségesen létrehozva.

A matematikai modellezés első lépése a háromfázisú gép összefüggéseinek megadása egyetlen eredő vektormennyiséggel, az úgynevezett Park-vektorral vagy térfázorral, amely tartalmazza mindhárom fázisösszetevő pillanatnyi értékét [14].

A fázisfeszültségek egyenletei, az a fázist szögreferenciának, azaz 0° -nak vett koordináta-rendszerben felírva:

$$u_a(t) = U_a \cdot \sin(\omega t) \quad (29.)$$

$$u_b(t) = U_b \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (30.)$$

$$u_c(t) = U_c \cdot \sin(\omega t - 240^\circ) \quad (31.)$$

ahol az u_a , u_b , u_c időfüggvények a térbeli helyzetet nem írják le.

A feszültség Park-vektora a fázismennyiségek felhasználásával:

$$\underline{u}_s = \frac{2}{3} (\underline{1} \cdot i_a + \underline{a} \cdot i_b + \underline{a}^2 i_c) \quad (32.)$$

ahol $\underline{a} = e^{j120^\circ}$ és $\underline{a}^2 = e^{j240^\circ}$ a háromfázisú koordináta-rendszer b és c fázistengelyeinek irányába eső egységvektorok.

A szinkron motor általános összefüggései felírhatók térfazoriális formában. A hagyományos, gerjesztett forgórészű szinkron motor állórész egyenlete állórészhez, a forgórész egyenlete pedig forgórészhez rögzített koordináta rendszerben értelmezendő. Az állandó mágneses forgórészű motor forgórész feszültsége zérus, míg a forgórész fluxusa az állandó mágnes fluxusát jelenti.

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\underline{\Psi}_s}{dt} \quad (33.)$$

$$\underline{\Psi}_s = L_s \underline{i}_s + \underline{\Psi}_{PM} \quad (34.)$$

Az állórész fluxus egyenletben – az általában minél keskenyebbnek kialakított légrésnek köszönhetően – a légrésben záródó mágneses térerővonalak elhanyagolása miatt, az állandó mágnes fluxusának egésze jelenik meg.

A felírt Park-vektorok felbonthatók két, egymásra merőleges összetevőre, így létrejön a háromfázisú rendszerből az $\alpha - \beta$ kétfázisú rendszerbe történő áttérés (fázistranszformáció).

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_\gamma \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (35.)$$

Az u_γ a háromfázisú rendszer aszimmetriájából adódó zérusrendű összetevő, amely csillagkapcsolású motor esetén a csillagpontban megjelenő zérusrendű feszültség a földpotenciálhoz képest viszonyítva.

A kétfázisú, álló koordináta-rendszerben a térfazoriális formában felírt összefüggések α illetve β komponensekre bontva felírhatók, de célszerű a fázistranszformációt követően azonnal elvégezni a koordináta-rendszer transzformációját is, így a motor állórészébe táplált forgó mezővel szinkron forgó kétfázisú koordináta-rendszerbe transzformálva az egymásra merőleges összetevőket.

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \sin(\vartheta) & 0 \\ -\sin(\vartheta) & \cos(\vartheta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_\gamma \end{bmatrix} \quad (36.)$$

ahol ϑ a villamos szög, kapcsolata a ϑ_m mechanikus szöggel:

$$\vartheta = z_p \vartheta_m \quad (37.)$$

Az állandó mágneses szinkron gépek általános összefüggései a bevezetett átalakításoknak köszönhetően felírhatók $d - q$ összetevőkkel megadva, de ezek a transzformációs mátrixok használata helyett a térfazoriális formában megadott összefüggés segítségével kerülnek bemutatásra, mivel a mátrixokkal történő transzformációkat konkrét számítások esetén célszerű alkalmazni.

Az állórész feszültségegyenlet térfazoriális alakja szinkron forgó koordináta-rendszerben kibővül egy úgynevezett forgási feszültség taggal, ami fizikai oldalról a forgó állandó mágnes teréhez képest történő elmozdulását reprezentálja az állórésznek, matematikai aspektusból tekintve pedig a feszültségegyenlet $e^{j\vartheta}$ forgási taggal történő beszorzása eredményezi.

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\underline{\Psi}_s}{dt} + j\omega \underline{\Psi}_s \quad (38.)$$

A d és q merőleges tengelyű komplex, kétfázisú forgó koordináta-rendszerben a d tengely irányába esik a valós, a q tengely irányába esik a képzetes összetevője a vektoroknak. Az összefüggések felírhatók d és q irányú feszültségekkel, áramokkal és fluxusokkal – amelyek a transzformációk alkalmazásával jönnek létre, de a forgási feszültség esetében a komplex egységvektor miatt szükséges külön megállapítani a forgási tag d és q irányú komponensét.

$$j\omega \underline{\Psi}_s = j\omega(\Psi_{sd} + j\Psi_{sq}) = \underbrace{j\omega \Psi_{sd}}_{q \text{ irány}} - \underbrace{\omega \Psi_{sq}}_{d \text{ irány}} \quad (39.)$$

A felbontásnak köszönhetően felírható a transzformált két feszültség egyenlet, amelynek d irányú összetevője fogja tartalmazni a forgási feszültség $-\omega \Psi_{sq}$, míg q irányú összetevője a $j\omega \Psi_{sd}$ tagját.

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega \Psi_{sq} \quad (40.)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega \Psi_{sd} \quad (41.)$$

Észrevehető, hogy a mind a d , mind a q irányú összefüggés tartalmaz a másik irányba eső vetületet tartalmazó tagot. Ez a jelenség írja le az elektromechanikus keresztthatást a motorban.

A szinkron forgó rendszerbe áttérve mező, feszültség és áram orientáció alkalmazható, hiszen a motor valamennyi változójának vektora szinkron sebességgel

forog, azaz ezek közül akármelyikhez hozzá lehet rendelni a forgó, kétfázisú koordináta-rendszer valamely – általában valós – tengelyét. Ennek előnye az adott mennyiség könnyű szabályozhatósága, mivel d és q irányú komponense az orientált mennyiségnek a többi vektor adott irányba eső vetületével egyenesen arányos lesz.

Állandó mágneses szinkron motor modellezéséhez a forgórész-orientációt célszerű választani úgy, hogy a forgórész mágneses tengelye essen egybe a valós tengellyel, míg erre merőlegesen a forgórész mágnesesen semleges tengelye a koordináta-rendszer imaginárius tengelyén helyezkedjen el. Ekkor az állórész fluxusa felbontható két egymásra merőleges összetevőre az állandó mágnes fluxusát a valós tengely irányában figyelembe véve [15].

$$\underline{\Psi}_s = L_s \underline{i}_s + \underline{\Psi}_{PM} = L_{sd} i_{sd} + \Psi_{PM} + j L_{sq} i_{sq} \quad (42.)$$

$$\Psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \Psi_{PM} \quad (43.)$$

$$\Psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \quad (44.)$$

A differenciálhányadosok helyére behelyettesítve Ψ_{sd} és Ψ_{sq} kifejtett alakját, illetve átrendezést követően a motor villamos modellje kanonikus alakban felírható, így megoldhatóvá válik.

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{L_{sd}} (u_{sd} - R_s i_{sd} + \omega \Psi_{sq}) \quad (45.)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{L_{sq}} (u_{sq} - R_s i_{sq} - \omega \Psi_{sd}) \quad (46.)$$

5.3. A motor mechanikai modellje

A mechanikai modell alapja a vizsgált motor nyomatékképzését leíró összefüggés megadása. A nyomaték az állórész áramának és a motorban létrejövő mágneses térnek a kölcsönhatásaként jön létre.

$$\underline{M}_e = k \cdot \underline{\Psi}_s \times \underline{i}_s = \frac{3}{2} z_p (\underline{\Psi}_s \times \underline{i}_s) \quad (47.)$$

Mivel azonos síkban levő vektorok vektoriális szorzata adja a nyomatékot, így annak csak erre a síkra merőleges komponense lesz, amely a vektoriális szorzás szabálya értelmében

$$M_e = \frac{3}{2} z_p (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) \quad (48.)$$

Behelyettesítve Ψ_{sd} és Ψ_{sq} kifejtett alakját

$$M_e = \frac{3}{2} z_p (\Psi_{PM} i_{sq} - (L_{sd} - L_{sq}) i_{sq} i_{sd}) \quad (49.)$$

Az összefüggés megadja a szinkron motor nyomatékának általános alakját, amely a kiálló pólusú és a hengeres forgórészű szinkron motorra egyaránt helytálló. A kiálló pólusú forgórészű szinkron motor esetében a légrés nem állandó. Ezt a geometriai aszimmetriát a nyomatéki összefüggés második tagja hivatott megadni. A hengeres forgórészű szinkron motor esetén $L_{sd} = L_{sq}$, mivel állandó a légrés [16].

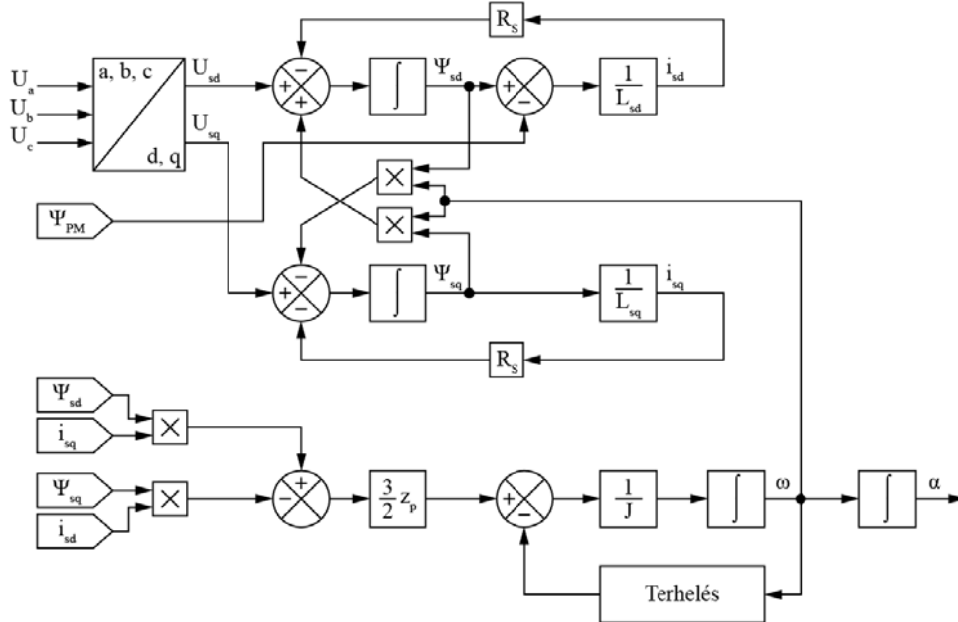
A hengeres forgórészű szinkron motor mozgásegyenlete megegyezik bármely forgó gép nyomatéki egyensúlyát megadó összefüggésével, amely kifejezi, hogy annyi elektromágneses nyomaték jön létre a motorban, ami elegendő ahhoz, hogy a terhelő nyomatékot, a súrlódási nyomatékot és a gyorsítás alatt fellépő tehetetlenségi nyomatékot ellensúlyozza és a motort forgásban tartsa.

A mozgásegyenletbe behelyettesítve a hengeres forgórészű motorra jellemző elektromágneses nyomatéki összefüggést, a motor mechanikai modellje a villamos modellhez hasonlóan kanonikus formára hozható és megoldható.

$$\frac{3}{2} z_p \Psi_{PM} i_{sq} = M_t + J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (50.)$$

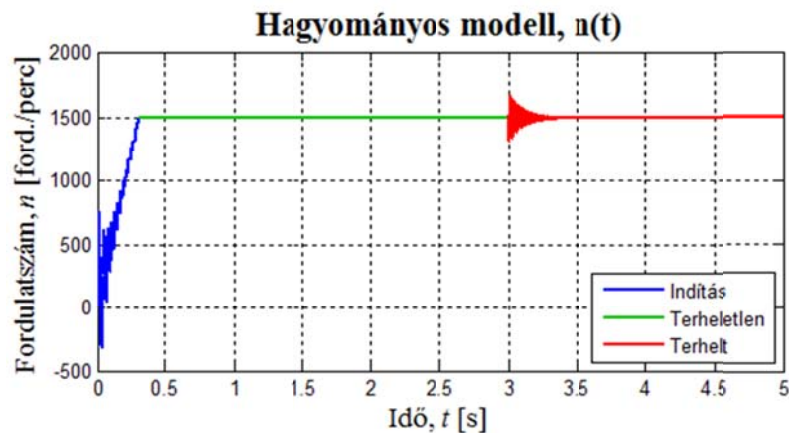
5.4. Számítógépes szimuláció, eredmények kiértékelése

A matematikai modell helyességének vizsgálata Matlab/Simulink szoftverkörnyezetben történt. A motor szimulációs modelljének kialakítása a villamos és a mechanikai modellek összekapcsolásával tehető meg.



15. ábra. A hagyományos modell felépítése

A futtatási eredmények a Maxon típusú motor – amelyen a mérések is történtek – viselkedését reprezentálják. A motor üzemeltetése $U_{n,eff} = 48\text{ V}$ névleges, effektív értékű, háromfázisú betáplálással történt.

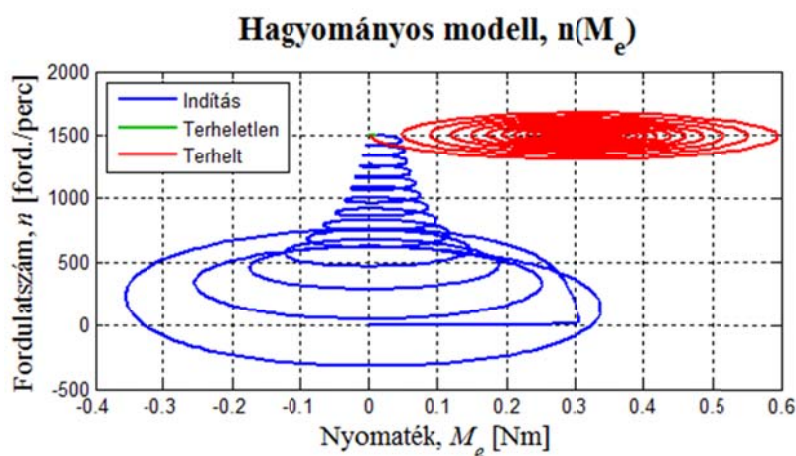


16. ábra. A szimulált működés fordulatszám görbéje

A 16. ábra a fordulatszám időbeli alakulását mutatja. Az indítás a frekvencia felfuttatásának módszerével történt 50 Hz maximális frekvenciáig. A kezdeti, tranzienst követően a szinkron fordulatszám felére áll be a motor időben állandósult

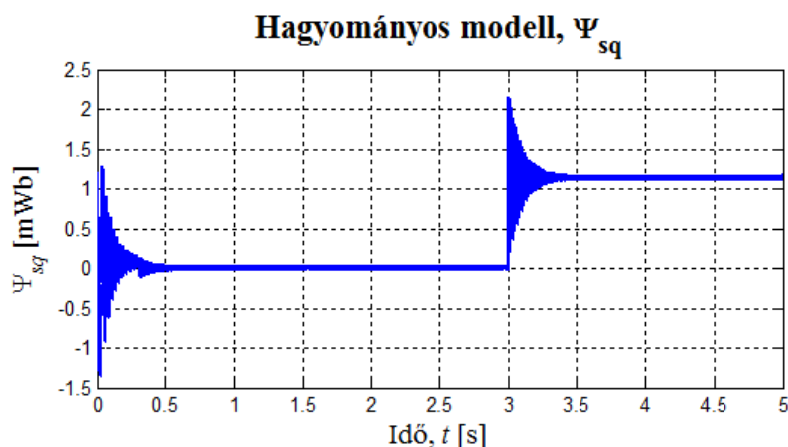
állapotban, ami az 50 Hz-es szinkron forgó mező fordulatszámának póluspárokkal történő kompenzációja után két póluspárú motornál várható.

A 3. másodpercben a motor adatlapjából meghatározott $M_{t,n} = 0,31 \text{ Nm}$ névleges terhelőnyomaték a motor tengelyére történő rákapcsolásának szimulációja történt. A 3. másodpercig a motor csak a csapágysúrlódásból eredő terhelőnyomatékot, illetve a tranziens időtartományban a gyorsítás fedezésére fordított terhelőnyomatékot volt kénytelen legyőzni.



17. ábra. Nyomaték-fordulatszám görbe

Az ábrából látható, hogy az indítást követő lengések a frekvenciafelfuttatással történő indításnak köszönhetően viszonylag számottevőek, azonban az állandósult állapotban a motor az $n = 1500 \frac{\text{fordulat}}{\text{perc}}$ értékű fordulatszámra beáll. A terhelőnyomaték tengelyre kapcsolását követően megfigyelhető, hogy a szinkron motorok sajátos jellemzőjének megfelelően a fordulatszám nem változik, csupán az elektromágneses nyomaték értéke nő az áramnövekedésnek köszönhetően.



18. ábra. A q irányú fluxus időbeli alakulása

A Ψ_{sq} q irányú fluxus időbeli lefutásán megfigyelhető, hogy a vártnak megfelelően a tranziens időszakaszban – míg a motor gyorsít, illetve a terhelés megjelenésekor vesz fel értéket. Ez annak köszönhető, hogy a q irányú fluxus az i_{sq} árammal arányos. A q irányú áram felelős a nyomatékképzésért szabályozott struktúrában, de ez a jelenség természetesen, nem szabályozott struktúrában is fennáll.

6. Javasolt modell a telítődési jelenség figyelembe vételével

A dolgozat keretein belül kidolgozásra került egy, az állandó mágneses forgórészű szinkron motor állórész vastestében végbemenő telítődési jelenséget figyelembe vevő modell. A motor fluxusmodellje tartalmazza a háromfázisú tekercselés másik két fázisából a vizsgált fázisba átadódó fluxusát is, illetve további geometria által keltett aszimmetriákat, úgy, mint az egy fázisból a másik két fázisba átadódó összfluxus kompenzálását. A modell felállítása az egy fázisba történő nagyfrekvenciás feszültség jel betáplálása során létrejövő fizikai jelenségek és az ezekből megállapítható aszimmetriák alapján történt. A kidolgozott modell a légmagos tekercselésű, állandó mágneses forgórészű szinkron motor álló helyzetben történő pozíciójának becslésére ad módot, továbbá a megfelelő matematikai módszerekkel fordulatszámbecslő eljárás is tervezhető.

Az egy fázison történt mérések eredményei azt mutatják, hogy a tapasztalt szögfüggő jelenségek a frekvencia növelésével egyre jobban megfigyelhetők, azonban a megfigyelt jelenség alapján megalkotott modellből a pozícióra vonatkozó információ kis frekvenciákon is kinyerhető. Ez abból következik, hogy a nagyfrekvenciás feszültség betáplálása csupán a jelenségek megfigyeléséhez volt szükséges, de a pillanatnyi áramértékekre megalkotott, frekvenciafüggetlen modellből a szükséges mennyiségek mérésével számolható a pozíció és a motor fordulatszáma is, hiszen a szögfüggő jelenség jelen van kis frekvenciákon is.

6.1. A kibővített fluxusmodell

A fluxusmodell kibővítése tehát mind telítődési, mind geometriai jelenségek alapján történik, így elősegítve egy, a valóságban mérhető aszimmetriákat tartalmazó motormodell létrejöttét, melynek segítségével a pozícióbecslés lehetősége könnyen vizsgálható.

A motor adott állórész tekercsének fluxusát a javasolt modellben meghatározzák a másik fázisokból átadódó fluxusok is. Az állórész fluxus a három fázisra megadható a szomszédos két tekercsben létrejövő fluxus vizsgált fázisban történő záródásának figyelembe vételével.

$$\underline{\Psi}_s = \begin{bmatrix} \Psi_{aa} + \Psi_{ab} + \Psi_{ac} \\ \Psi_{ba} + \Psi_{bb} + \Psi_{bc} \\ \Psi_{ca} + \Psi_{cb} + \Psi_{cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{PM,a} \\ \Psi_{PM,b} \\ \Psi_{PM,c} \end{bmatrix} \quad (51.)$$

A tekercsfluxusokat tartalmazó mátrix sorai az adott fázisban értelmezett fluxus összetevőit adják meg, míg az oszlopok a főátlóban található sajátfluxusok másik két fázisban történő megoszlását reprezentálják. Az állórész fluxust a saját illetve az átadódó fluxusokon kívül az állandó mágnes által az adott fázisban létrehozott fluxus is módosítja.

A korábban a fluxusokra definiált, telítődési jelenséget leíró Taylor-polinomot bevezetve a sajátfluxusokra:

$$\Psi_{sa} = L_{aa}(\vartheta)i_a + \frac{1}{2}\Gamma_a(\vartheta)i_a^2 + \Psi_{ab}(\vartheta) + \Psi_{ac}(\vartheta) + \Psi_{PM,a} \quad (52.)$$

$$\Psi_{sb} = \Psi_{ba}(\vartheta) + L_{bb}(\vartheta)i_b + \frac{1}{2}\Gamma_b(\vartheta)i_b^2 + \Psi_{bc}(\vartheta) + \Psi_{PM,b} \quad (53.)$$

$$\Psi_{sc} = \Psi_{ca}(\vartheta) + \Psi_{cb}(\vartheta) + L_{cc}(\vartheta)i_c + \frac{1}{2}\Gamma_c(\vartheta)i_c^2 + \Psi_{PM,c} \quad (54.)$$

Az összefüggések a forgórész állandó mágnesének pozíciójától függő tagokkal kiegészülve tartalmazzák a telítődés modelljét. A vizsgált fázisba a másik két fázisból átadódó fluxusok felírása a mérési eredményeken alapulva az

$$\Psi_{ng} = -k_{ng}(\vartheta)\Psi_{gg} \quad (55.)$$

általánosan két fázis között felírható összefüggés alapján adhatók meg. Az összefüggésben a g a gerjesztett fázist, a p és az n a másik két fázist jelenti, a dupla indexek pedig sorrendben azt, hogy melyik fázisba adódik át fluxus melyik fázisból. A görbületi tényezők és az áramnégyzetek által generált négyzetes fluxusok fázisok közötti kölcsönhatásban való részvételét mérési úton nem sikerült tisztázni a rossz jelzaj viszony miatt, ezért elméleti úton kell leírni ezt a részjelenséget. Feltehetőleg a szóban forgó fluxus összetevők is az induktivitások által létrehozott lineáris komponensekkel megegyező arányban oszlanak el, azaz:

$$k_{ng}(\vartheta) = -\frac{\Psi_{ng}}{\Psi_{gg}} \approx -\frac{L_{ng}(\vartheta)}{L_{gg}(\vartheta)} = -\frac{L_{ng}(\vartheta)i_g}{L_{gg}(\vartheta)i_g} \quad (56.)$$

A tört jelentése a g fázisban keletkező, és belőle az n nem gerjesztett fázisba átadódó fluxus aránya. A g fázis fluxusa az n és a p között nem fele-fele arányban oszlik el, hanem az állandó mágneses forgórész pozíciójától függően ettől valamelyest eltérően. Az eloszlás arányát a vizsgált fázisban értelmezett szögfüggő induktivitás és az összes átadódó fluxussal arányos induktivitás összeg hányadosa adja meg.

A gerjesztett fázisból a másik két fázisba a fluxus nem teljes egészében adódik át. Ennek geometriai okai vannak, hiszen valamekkora fluxus a vizsgált fázis tekercselésén is záródik.

A k konstansok előtti, illetve a kölcsönös induktivitásoknál jelentkező negatív előjel abból adódik, hogy a vizsgált fázisban az átadódó fluxus ellentétes irányú vektorral jellemezhető. Összegezve az (57.) összefüggés megadja, hogy a felírni kívánt fluxus összefüggésben a valamely másik fázisból átadódó fluxus nem teljes egészében adódik át a másik két fázisba, illetve az átadódó hányad az állandó mágnes szögétől függ, és nem vehető számításba fele-fele arányban.

A fázisok közötti kölcsönhatást leíró összefüggés:

$$\Psi_{ng} = -k_{ng}(\vartheta)\Psi_{gg} = \frac{L_{ng}}{L_{gg}}\Psi_{gg} = \frac{L_{ng}(\vartheta)}{L_{gg}(\vartheta)}\left(L_{gg}(\vartheta)i_g + \frac{1}{2}\Gamma_g(\vartheta)i_g^2\right) \quad (57.)$$

A fluxus egyenletek a motor három fázisára, a fázisok közötti hatásokra bevezetett módosításokat figyelembe véve:

$$\Psi_{sa} = L_{aa}i_a + \frac{1}{2}\Gamma_a i_a^2 - k_{ab}\Psi_{bb} - k_{ac}\Psi_{cc} + \Psi_{PM,a} \quad (58.)$$

$$\Psi_{sb} = -k_{ba}\Psi_{aa} + L_{bb}i_b + \frac{1}{2}\Gamma_b i_b^2 - k_{bc}\Psi_{cc} + \Psi_{PM,b} \quad (59.)$$

$$\Psi_{sc} = -k_{ca}\Psi_{aa} - k_{cb}\Psi_{bb} + L_{cc}i_c + \frac{1}{2}\Gamma_c i_c^2 + \Psi_{PM,c} \quad (60.)$$

A mérési eredményekből észlelhető, hogy az állandó mágnes pozíciójától a fázis induktivitások függnak. Ez a szögfüggő jelenség a kibővített fluxusmodell összefüggéseinek első módosításakor be lett vezetve. Az általánosan megadott induktivitás összefüggések az egyes a , b és c fázisokra a

helyettesítéssel kaphatók meg. Az induktivitásokat leíró függvényeket a fluxus összefüggések saját és átadódó fluxusokat leíró tagjaiba egyaránt behelyettesítve, továbbá az átadódó fluxusokban található sajátfluxusokba azok Taylor-polinomjait behelyettesítve, és az azokban található induktivitásokat is felírva az induktivitás függvényekkel a végleges formában előáll a motor javasolt fluxusmodellje.

6.2. A felállított modell megoldása

A motor matematikai modelljének megoldásához az összefüggések egyszerűsítése elengedhetetlen. Az egyes összefüggések a fluxusokat tartalmazó mátrix indexelésének mintájára k konstans elnevezéssel egyszerűbb alakra hozhatók:

$$\Psi_{sa} = L_{aa}i_a + \frac{1}{2}\Gamma_a i_a^2 - k_{ab}\left(L_{bb}i_b + \frac{1}{2}\Gamma_b i_b^2\right) - k_{ac}\left(L_{cc}i_c + \frac{1}{2}\Gamma_c i_c^2\right)$$

$$\Psi_{sb} = -k_{ba}\left(L_{aa}i_a + \frac{1}{2}\Gamma_a i_a^2\right) + L_{bb}i_b + \frac{1}{2}\Gamma_b i_b^2 - k_{bc}\left(L_{cc}i_c + \frac{1}{2}\Gamma_c i_c^2\right)$$

$$\Psi_{sc} = -k_{ca}\left(L_{aa}i_a + \frac{1}{2}\Gamma_a i_a^2\right) - k_{cb}\left(L_{bb}i_b + \frac{1}{2}\Gamma_b i_b^2\right) + L_{cc}i_c + \frac{1}{2}\Gamma_c i_c^2$$

A mátrixokkal történő felírás mind az áttekinthetőség tekintetében, mind a megoldás megkönnyítése érdekében célszerű.

A fenti mátrix összefüggés tovább rendezhető az egyszerűsítés érdekében. Az felírás ekkor:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{aa} \\ \Psi_{bb} \\ \Psi_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & 0 & 0 \\ 0 & L_{bb} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \Gamma_a & 0 & 0 \\ 0 & \Gamma_b & 0 \\ 0 & 0 & \Gamma_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a^2 \\ i_b^2 \\ i_c^2 \end{bmatrix} \quad (61.)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -k_{ab} & -k_{ac} \\ -k_{ba} & 1 & -k_{bc} \\ -k_{ca} & -k_{cb} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{aa} \\ \Psi_{bb} \\ \Psi_{cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{PM,a} \\ \Psi_{PM,b} \\ \Psi_{PM,c} \end{bmatrix} \quad (62.)$$

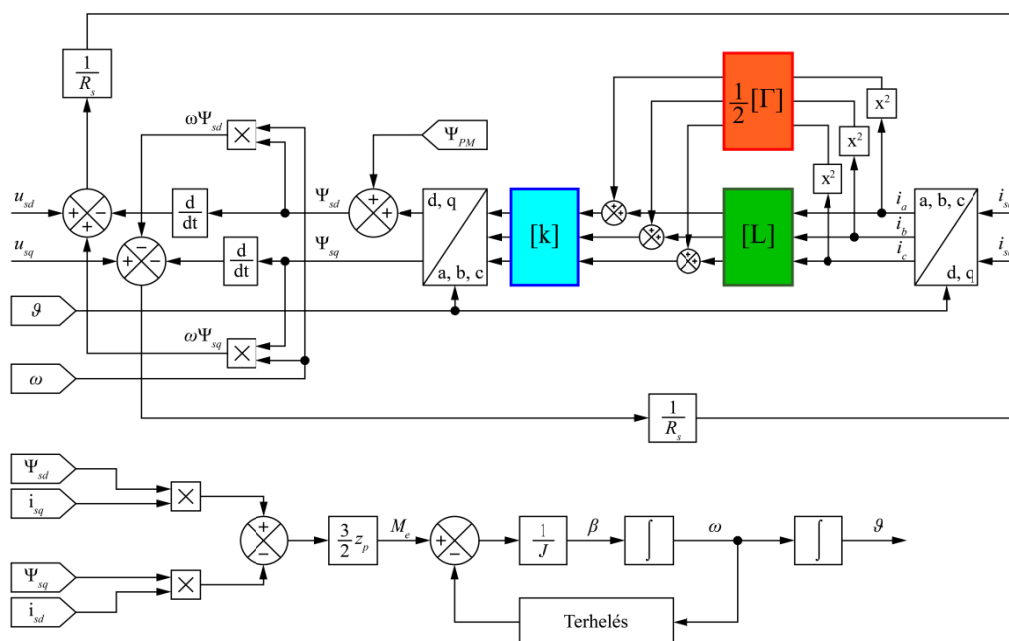
alakban történik, ahol a szögfüggő k konstansokat tartalmazó mátrix kiemelhető az induktivitásokból és a görbületi tényezőkből származó fluxusból is. Az egyszerűsített állórész fluxus összefüggés a javasolt fluxusmodell alapján:

$$\underline{\Psi}_s = \underline{k}(\vartheta) \left(\underline{L}(\vartheta) \cdot \underline{i}_s + \frac{1}{2} \underline{\Gamma}(\vartheta) \cdot \underline{i}_s^2 \right) + \underline{\Psi}_{PM}(\vartheta) \quad (63.)$$

6.3. Számítógépes szimuláció, eredmények kiértékelése

A szimulációs modell elkészítése fontos vizsgálati módszer, amely a dolgozat eredményeit igazolja, továbbá a hagyományos motormodellhez viszonyítva hitelesíti a javasolt motormodell által szolgáltatott eredményeket.

A szimuláció a felállított (kibővített) motormodell helyességén túl azt is vizsgálja, hogy az egy fázison történt mérések együttes hatása nem jelentkezik másképpen, netán nem oltják-e ki egymást, azaz a háromfázisú üzemeltetés alatt is fennállnak-e a tapasztalt jelenségek. A motor javasolt matematikai modellje az 19. ábra látható struktúrában oldható meg.

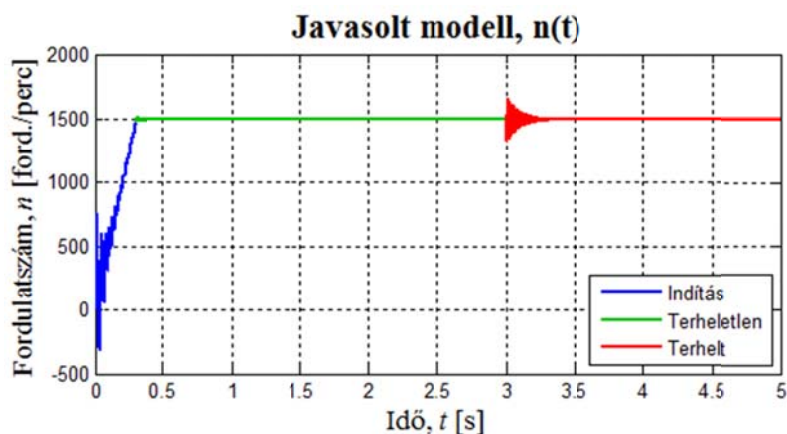


19. ábra. A javasolt modell felépítése

A motor működését leíró alapösszefüggés természetesen nem változott a hagyományos állandó mágneses szinkron motornál megadott formához képest. Ebből következően a motor villamos modellje továbbra is

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + j\omega \underline{\Psi}_s \quad (64.)$$

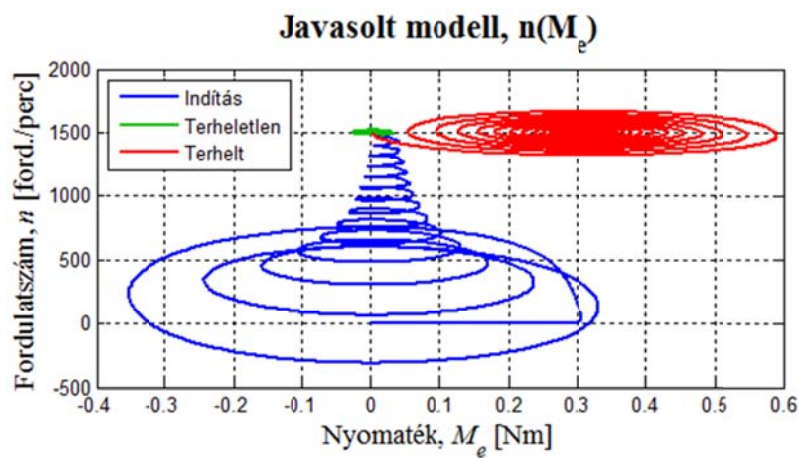
összefüggés szerint vizsgálható, amelyben az állórész fluxus az a mennyiség, amely a fent megadott formát ölti a korábbi, lényegesen egyszerűbb alak helyett. A fluxusmodell összetettsége az egyenletek $d - q$ irányban történő felírását nem teszik lehetővé, mivel a hagyományos modell állandó paraméterekkel rendelkezik, ugyanakkor a kibővített modell paraméter variáns.



20. ábra. Fordulatszám görbe

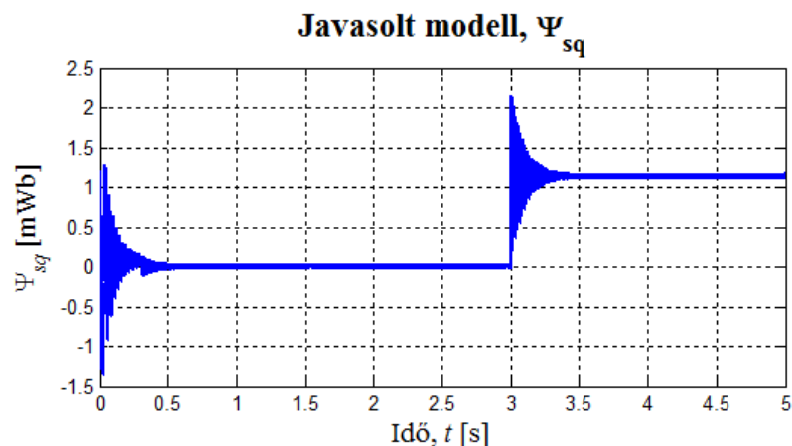
A motor modellje a számítások elvégzése útján természetesen megoldható. A motor mechanikai összefüggései a javasolt modellben megegyeznek a hagyományosnak mondható modell mechanikai összefüggéseivel. A javasolt modell futtatása során megfigyelt eredmények a modell helyességét igazolják, hiszen a fordulatszám görbe időbeli lefutása majdnem teljes mértékben megegyezik a hagyományos modellnél tapasztalt eredménnyel (20. ábra).

A nyomaték-fordulatszám görbe időbeli lefutása szintén a várt eredményt hozta (21. ábra). Ez esetben is megfigyelhető a terhelőnyomaték tengelyre történő kapcsolásának köszönhető elektromágneses nyomatékváltozás a fordulatszám változása nélkül.



21. ábra. Nyomaték-fordulatszám görbe.

A q irányú fluxus a vártak megfelelően, i_{sq} árammal meglévő arányossága révén a nyomatékképzési szakaszokban rendelkezik számottevő értékkel.



22. ábra. A q irányú fluxus időbeli alakulása

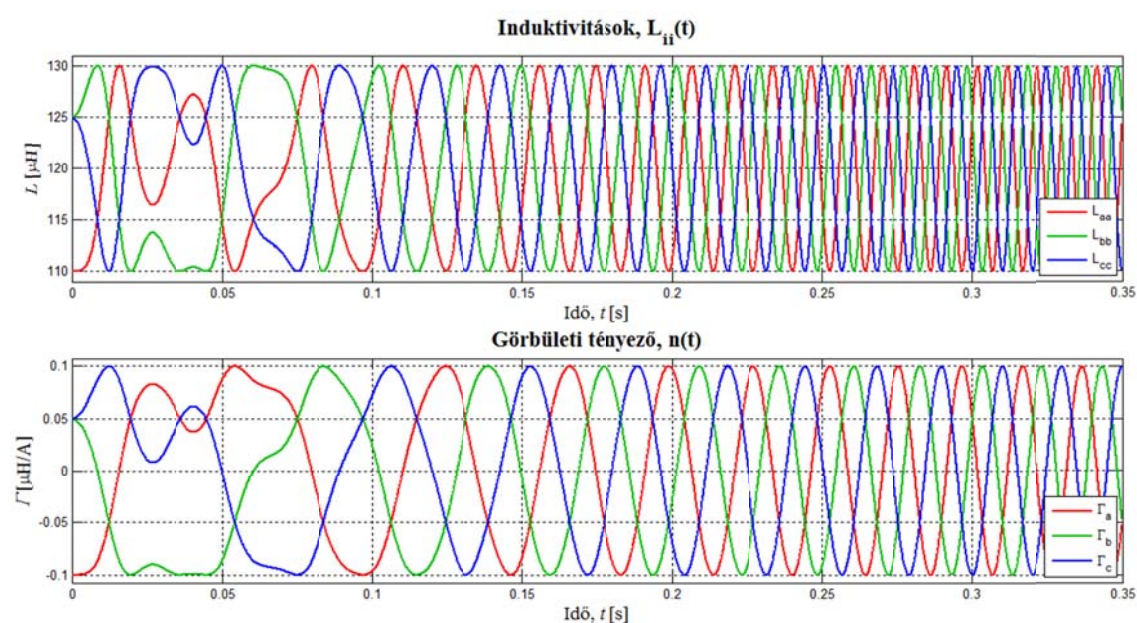
A hagyományos motor modellje által szolgáltatott eredményekkel konzisztensek a kibővített modell futtatása során kapott eredményekkel. Ez igazolja a javasolt modell helyességét, használhatóságát, továbbá alátámasztja a dolgozatban elért eredményeket.

A fluxusmodellben szereplő L és Γ paraméterek időbeni lefutását ábrázolja a **Hiba! A hivatkozási forrás nem található.** Az L értéke az indentifikált eredményeknek megfelelően kétszer nagyobb frekvenciával változik, a mérésekből identifikált $L_{min} = 100\mu H$ és $L_{max} = 130\mu H$ értékek között.

A Γ értéke szintén az identifikált értékének megfelelően változik mindhárom fázis esetében.

A két különböző típusú induktivitás a motor pozíciójának és fordulatszámának becslését a megfigyelt eredményeknek köszönhetően lehetővé teszik. A két mennyiség eltérő frekvenciája miatt a forgórész pozíciója egyértelműen megadható. A Maxon két póluspárú motor esetében az L induktivitás mérésével egyértelműen nem határozható meg a pozíció, hiszen az állandó mágnes forgórész mindkét pólusánál maximuma van, de a Γ induktivitás a két póluspárú motor esetében egy forgórész körülfordulás alatt egy periódust tesz meg. Ebből következően a Γ mért paraméterekből történő számításával elvégezhető önállóan is a pozícióbecslés, de a gyakorlatban mindkét mennyiség együttes felhasználása indokolt lehet. A szimulált eredmények jól mutatják, hogy nagyságrendileg jóval kisebb a Γ görbületi tényező, így a számításából adódó pontatlanságok könnyen félrevezető eredménnyel szolgálhatnak.

A szögfüggő induktivitások és a $\underline{k}(\vartheta)$ mátrix elemei:



23. ábra. Az induktivitások és a k tényezők értékei az idő függvényében

A modell mind az induktivitások, mind a szögfüggő k összetevők esetében igazolta, hogy háromfázisú rendszerben is léteznek a megfigyelt jelenségek, még hozzá abban a formában, ahogyan az egyfázisú mérések során identifikálásra kerültek.

Megfigyelhető, hogy a motor fluxusmodelljének kibővítésével és az aszimmetriák modellbe ültetésével párhuzamosan megjelent a zérusrendű fluxus is. A zérusrendű összetevők a csillagkapcsolású motorok csillagpontján jelennek meg abban az esetben, ha kiegyensúlyozatlan, azaz nem szimmetrikus a három fázis.

7. Érzékelő nélküli szög- és fordulatszámbecslés

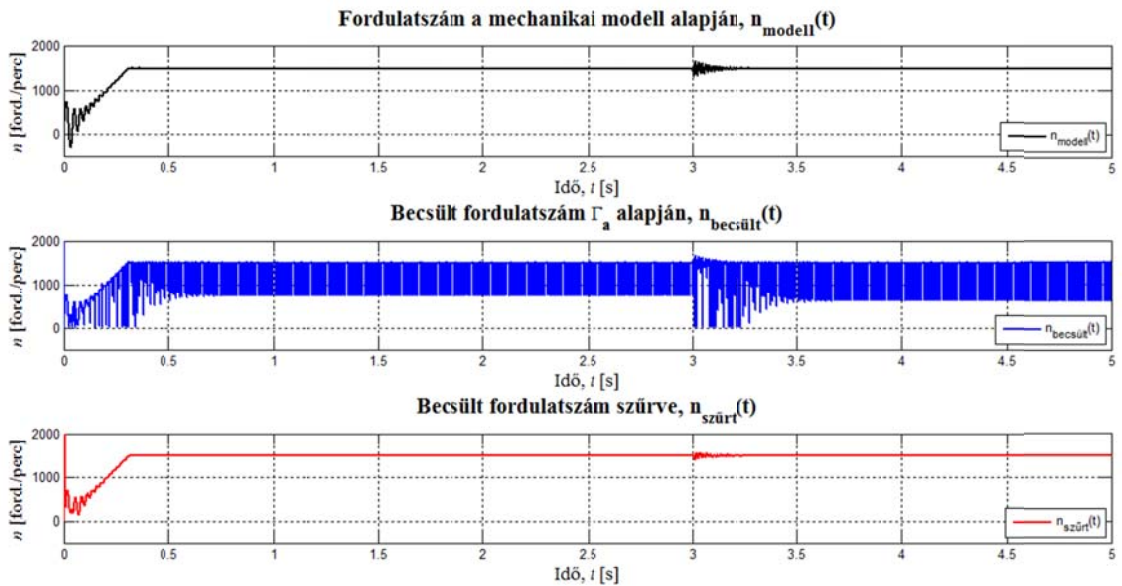
A korábban említett gyakorlati nehézségektől eltekintve a fordulatszámbecslés lehetőségének vizsgálatára egy módszer kifejlesztésre került. A Γ görbületi tényező által hordozott pozíció információ felhasználható egy fordulatszámbecslő eljárás tervezésére. A koszinuszosan változó mennyiség identifikációját követően az alábbi függvénnyel számítható a motor fordulatszáma.

$$\hat{\omega} = \left| \frac{d}{dt} \left(\arccos \left[\frac{\Gamma_a}{\Gamma} \right] \right) \right| \quad (65.)$$

ahol

$$\Gamma_a = -\Gamma \cos(z_p \vartheta) \quad (66.)$$

A becslő eljárás eredménye az ideálisnak vett körülményeknek köszönhetően – így elkerülve a zajmentességet, identifikációs vagy mérési hibákat – tökéletesen visszaadja a motor tényleges fordulatszámát. A gyakorlati alkalmazásban a függvény eredményét szűrésnek kell alávetni, hiszen az összefüggés differenciálást is tartalmaz, amely a mért és diszkrétizált értékek határátmenetén kiugró értékeket eredményez.



24. ábra. Becsült fordulatszám

Ha az L és Γ meghatározásából egyértelműen definiálható a motor pozíciója, akkor a bemutatott eljárás a motor fordulatszámának becslését kiválóan el tudja látni.

8. Összefoglalás

A dolgozat jellemzi az állandó mágneses szinkron motorokat, és bemutatja modellezésük témakörét, valamint ismerteti a mágneses telítődési jelenséget, és hatásait a motorok fázisaiban végbemenő jelenségekre és a motor fázisai közötti kölcsönhatásokra.

A Maxon EC és EC-4pole sorozatú légmagos tekercselésű állandó mágneses szinkron motorokon végzett mérések során gyűjtött adatok elemzésével sikerült feltárni a motorokban kialakuló telítődés irányfüggő hatásait, és matematikai formában leírni azok szögfüggését. A mért adatokat felhasználva paraméter identifikációs módszerrel sikerült megállapítani a motorok paramétereinek értékeit, és ezzel igazolni a telítődés hatásaira vonatkozó elméleti feltevések helyességét.

A görbületi tényezők révén sikerült igazolni villamos szögben 360° periodicitású anizotrópia létezését a vizsgált motorokban. Ez azt jelenti, hogy a forgórész villamos pozíciója érzékelő nélkül egyértelműen meghatározható az L és Γ áramra gyakorolt hatása alapján. Szimulációs környezetben a görbületi tényezők szögfüggését felhasználva fordulatszámbebecslést sikerült megvalósítani.

9. Irodalomjegyzék

- [1] Haque, M. E., Zhong, L. és Rahman, M. F., "Initial Rotor Position Estimation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Without a Mechanical Sensor." Institute of Engineers. Journal of Electrical and Electronic Engineering, Australia, 2001., Issue 1, 21. kötet, old.: 33-40.
- [2] Wu, R. és Slemon, G. R., "A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor." IEEE Trans. on Industry Applications, 1991., Issue 5, Vol. 27, pp. 1005-1011.
- [3] Q-tech Mérnöki Szolgáltató Kft., *Forgójeladók – Inkrementális forgójeladók*. [Online] 2012. november. <http://www.q-tech.hu/pdf/PR/Inkrementalis%20forgojeladok.pdf>.
- [4] Kvalix Automatika Kft., *Kübler abszolút forgójeladók általános ismertető*. [Online] 2012. november. <http://www.kvalix.hu/letoltesek/kuebler/encbevez.pdf>.
- [5] Kaewjinda, Weera és Konghirun, Mongkol., "Vector Control Drive of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Resolver Sensor." ECTI TRANSACTIONS ON ELECTRICAL ENG., ELECTRONICS, AND COMMUNICATIONS, 2007. February, Issue 1, Vol. 5, pp. 134-138.
- [6] Ebbesson, Christer., *Rotary Position Sensors - Comparative study of different rotary position sensors for electrical machines used in an hybrid electric vehicle application*. Division of Industrial Electrical Engineering and Automation, Faculty of Engineering, Lund University. 2011. pp. 21-22.
- [7] Xu, Longya, Fu, Minghua és Zhen, Li., *A DSP Based Servo System Using Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM)*. The Ohio State University, Department of Electrical Engineering. pp. 6.
- [8] Briz, Fernando and Degner, Michael., "Rotor Position Estimation - A Review of High-Frequency Methods." IEEE Industrial Electronics Magazine, June 2011, Issue 2, Vol. 5, pp. 24-36.
- [9] Jeong, Yu-seok, és mtsai., "Initial Rotor Position Estimation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Using Carrier-Frequency Injection Methods." IEEE Transactions On Industry Applications, 2005. January/February, Issue 1, Vol. 41, pp. 38-45.
- [10] Hámosi, Zoltán., *Villamos gépek (3. kiadás)*. Budapest, Nemzeti Tankönyvkiadó-Tankönyvmester Kiadó, 2003. old.: 52-54.
- [11] Böhm, Werner., *Villamos hajtások*. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1982. old.: 64.
- [12] Tímár Peregrin, L., *Villamos energetika II. kötet*. Budapest, BME Villamosmérnöki és Informatikai Kar – Magyar Elektrotechnikai Egyesület, 1994.
- [13] Imecs, Mária., "Villamos Gépek Egységes Szabályozási Elve A Tértárazó Elmélet Alapján." Balatonlelle : ismeretlen szerző, 2011. A 2. Báthory-Brassai Konferencia - Nemzetközi Interdiszciplináris Gazdasági, Műszaki, és Történelmi Konferencia.
- [14] Kovács, K. P. és Rácz, I., *Váltakozóáramú gépek tranziens folyamatai*. Akadémiai Kiadó, 1954. old.: 40-42.
- [15] Szabó, Csaba., *Permanens mágnes forgórészű szinkronmotoros hajtások*. Kolozsvári Műszaki Egyetem.
- [16] Szabó, Csaba és Imecs, Mária., *Villamos hajtások matematikai modellezése és szimulálása: Permanensmágneses-forgórészű szinkronmotor*.
- [17] Briz, Fernando és Degner, Michael., "Rotor Position Estimation - A Review of High-Frequency Methods." IEEE Industrial Electronics Magazine, 2011. June, Issue 2, Vol. 5, pp. 24-36.
- [18] Maxon Motor AG., *Maxon Program 2011/12 High Precision Drives and Systems*. Sachseln, Maxon Motor AG, 2011.
- [19] Q-tech Mérnöki Szolgáltató Kft., *Forgójeladók – Inkrementális forgójeladók*. [Online] 2012. november. <http://www.q-tech.hu/pdf/PR/Inkrementalis%20forgojeladok.pdf>.
- [20] Ebbesson, Christer., *Rotary Position Sensors - Comparative study of different rotary position sensors for electrical machines used in an hybrid electric vehicle application*. Division of Industrial Electrical Engineering and Automation, Faculty of Engineering, Lund University. 2011. pp. 21-22.
- [21] Haque, M. E., Zhong, L. and Rahman, M. F., "Initial Rotor Position Estimation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Without a Mechanical Sensor." Institute of Engineers. Journal of Electrical and Electronic Engineering, Australia, 2001, Issue 1, Vol. 21, pp. 33-40.

- [22] Kaewjinda, Weera and Konghirun, Mongkol., "Vector Control Drive of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Resolver Sensor." ECTI TRANSACTIONS ON ELECTRICAL ENG., ELECTRONICS, AND COMMUNICATIONS, February 2007, Issue 1, Vol. 5, pp. 134-138.
- [23] Wu, R. and Slemon, G. R., "A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor." IEEE Trans. on Industry Applications, 1991, Issue 5, Vol. 27, pp. 1005-1011.
- [24] Xu, Longya, Fu, Minghua and Zhen, Li., *A DSP Based Servo System Using Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM)*. The Ohio State University, Department of Electrical Engineering. p. 6.
- [25] Sul, Seung-Ki., *Control of Electric Machine Drive Systems*. Hoboken, John Wiley & Sons, Inc., 2011. ISBN 978-0-470-59079-9.
- [26] Briz, Fernando, Cancelas, J. A. and Diez, A., "Speed measurement using rotary encoders for high performance AC drives." IECON '94, 1994. Proceedings of the 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. Vol. 1, pp. 538-542.
- [27] Hámori, Zoltán., *Villamos gépek (3. kiadás)*. Budapest, Nemzeti Tankönyvkiadó-Tankönyvmester Kiadó, 2003. old.: 52-54.
- [28] Böhm, Werner., *Villamos hajtások*. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1982. old.: 64.
- [29] Imecs, Mária., "Villamos Gépek Egységes Szabályozási Elve A Tértáfor Elmélet Alapján." Balatonlelle, A 2. Báthory-Brassai Konferencia - Nemzetközi Interdiszciplináris Gazdasági, Műszaki, és Történelmi Konferencia, 2011.
- [30] Holtz, Joachim., "Initial Rotor Polarity Detection and Sensorless Control of PM Synchronous Machines." 41st IAS Annual Meeting, Conference Record of the IEEE, 2006. Industry Applications Conference. Vol. 4, pp. 2040-2047.
- [31] Jeong, Yu-seok, et al., "Initial Rotor Position Estimation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Using Carrier-Frequency Injection Methods." IEEE Transactions On Industry Applications, January/February 2005, Issue 1, Vol. 41, pp. 38-45.
- [32] Linke, Marco, Kennel, Ralph and Holtz, Joachim., "Sensorless position control of Permanent Magnet Synchronous Machines without Limitation at Zero Speed." IEEE, 2002. IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]. Vol. 1, pp. 674-679.
- [33] Kovács, K. P. és Rácz, I., *Váltakozóáramú gépek tranziens folyamatai*. Budapest, Akadémiai Kiadó, 1954. old.: 40-42.
- [34] Szabó, Csaba és Imecs, Mária., *Villamos hajtások matematikai modellezése és szimulálása: Permanensmágneses-forgórészű szinkronmotor*. Kolozsvár : Kolozsvári Műszaki Egyetem.
- [35] Szabó, Csaba., *Permanens mágnes forgórészű szinkronmotoros hajtások*. Kolozsvár, Kolozsvári Műszaki Egyetem.
- [36] Fodor, Dénes., *Real-Time Digital Signal Processing Based Vector Sensorless Control of Induction Motor*. 2001. PhD Dissertation.
- [37] Schmidt, István, Vincze, Gyuláné és Veszprémi, Károly., *Villamos szervo- és robothajtások*. Budapest, Műegyetemi Kiadó, 2000. ISBN 963 420 642 5.
- [38] Halász, Sándor, Hunyár, Mátyás és Schmidt, István., *Automatizált Villamos Hajtások II*. Budapest, Műegyetemi Kiadó, 1998. ISBN 963 420 563 1.