



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Villamos Energetika Tanszék

Aszinkron- és szinkron motoros hajtások szabályozása és alkalmazása szervo- és robothajtások körében

Készítette:

Vajsz Tibor (AZP7FX)

Konzulens:

Dr. Számel László, BME-VET

Budapest, 2014

Összefoglaló

Manapság, az ipari szabályozott villamos hajtások döntő többségében az alkalmazott gép a háromfázisú rövidre zárt forgórészű aszinkron gép vagy a háromfázisú állandómágneses forgórészű szinuszmezős szinkron gép. Ez igaz a szervó- és robothajtások esetében is. A szervó- és robotikai alkalmazások azonban különleges követelményeket állítanak fel az alkalmazandó hajtással szemben. Ezek közé tartozik például a minimális nyomatéklüktetés, valamint a kiemelkedő dinamika.

Ugyanakkor, egy adott gép teljesítőképességét erőteljesen befolyásolja a hajtás szabályozására alkalmazott módszer, ezért célszerűbb inkább hajtásrendszerekről beszélni, melybe mind az alkalmazott gépet, mind az alkalmazott hajtásszabályozási módszert beleértjük. A dolgozat célkitűzése néhány hajtásrendszer bemutatása, ezek összehasonlító, elemző vizsgálata szimulációs eredmények alapján, valamint az eredmények birtokában, és egyéb szempontok (pl. az alkalmazott gép ára) figyelembevétel, annak megállapítása, hogy melyik hajtásrendszer milyen típusú szervohajtás (a robothajtásokat is a szervohajtások közé soroljuk) igényeinek kielégítésére alkalmas. A vizsgált hajtásrendszerek a következők: háromfázisú rövidre zárt forgórészű aszinkron gép rotorfluxushoz orientált (mezőorientált) szabályozása, háromfázisú rövidre zárt forgórészű aszinkron gép közvetlen nyomatékszabályozása, háromfázisú állandómágneses forgórészű szinuszmezős szinkron gép pólusfluxushoz orientált (mezőorientált) szabályozása.

Abstract

Nowadays, three-phase squirrel-cage induction machines (in short: ACIM) and three-phase sinusoidal-field permanent magnet synchronous machines (in short: PMSM) are dominant in the field of speed-controlled electrical drives in the industry. This is true for servo- and robot drives as well. Servo- and robot applications are demanding special needs, e.g. minimal torque-ripple, high dynamic performance.

However, the performance of an electrical machine is highly dependent on the applied control method, therefore, it is practical to talk about drive systems, in which both the applied machine and the applied control method are included. The topic of this thesis is the examination of some drive systems applicable in servo- and robot systems. After the introduction of the investigated drive systems, comes the analysis and comparison of these drive systems based on simulation results. Finally, based on the simulation results and with the consideration of other aspects (e.g. the price of the applied machine), the most appropriate drive system for each type of servo drive (considering robot drives a type of servo drives) is chosen. The investigated drive systems are: rotor-flux-oriented control (field-oriented control) of an ACIM, direct torque control of an ACIM, pole-flux oriented control (field-oriented control) of a PMSM.

Bevezetés

Manapság, az irányítástechnika és a mikroelektronika fejlődésének köszönhetően egyre magasabb minőségi követelményeket kielégítő frekvenciaváltók jelennek meg. Ez a tendencia várhatóan a jövőben is folytatódni fog. Ugyanakkor, az ipari technológiák rohamos fejlődése is újabb és újabb követelményeket állít fel az egyes munkagépek hajtásaival szemben, ezáltal ösztönözve az innovációt. A hajtástechnika egyik legdinamikusabban fejlődő ágazata a szervó- és robothajtások. Ennek az oka nagyon egyszerű: ezeknek a hajtásoknak általában az a feladata, hogy egy bizonyos terhelés mellett rendkívül pontos, akár μm -es pontosságú pozícionálást valósítsanak meg, mégpedig lehetőleg minél gyorsabban. Ez logikusan a létező legszigorúbb dinamikai követelményeket támasztja a hajtások dinamikájával szemben. Éppen ezért ez a terület mindig is egy dinamikusan fejlődő, kutatások középpontjában álló terület lesz.

Az ipar „tele van” szervó- és robothajtásokkal, hiszen általában ezek végzik a gyártandó termékek összeszerelését, lyukak kifűrésát, csavarozási feladatokat látnak el, stb.. A magas dinamikai követelményeket éppen az alkalmazási terület magyarázza: az iparban „minden egyes másodperc előre ki van osztva”. Ahol tömegtermelés van, ott nem mindegy, hogy egy termék összeszerelésére 60 másodperc, vagy 50 másodperc jut. Mivel az iparban a gépek általában folyamatosan járnak, ezért egy nap alatt $\frac{6}{5} = 120\%$ -osra növelhető a kibocsájtás, ha egy termék összeszerelésére 50 másodperc is elég. Ez hatalmas különbség! A kibocsájtás növekedése a termék hamarabbi piacra kerülését fogja elősegíteni, ezáltal az versenyképesebb lesz. Ezen felül, egy népszerű termék esetében a vásárlói keresletet csak úgy lehet kielégíteni, ha a kínálatot sikerül fenntartani. Ezt logikusan csak a gyártási folyamatok optimalizálásával lehet elérni, melynek részét képezi az egyre jobb dinamikai tulajdonságokkal rendelkező szervohajtások alkalmazása. Amennyiben a vásárlói keresletet nem sikerül kielégíteni, akkor a vásárlók más gyártók hasonló termékeit kezdik el keresni, és így a gyártó adott termékének a versenyképessége csökkenni fog. Mindezek azt bizonyítják, hogy az összeszereléseket végző hajtások –melyek tipikusan a szervohajtások körébe tartoznak (a robothajtásokat is a szervohajtások egy speciális fajtájának tekintjük) – dinamikai tulajdonságainak javítása egy rendkívül fontos, napirenden lévő kutatási téma.

Érdemes megjegyezni, hogy szervohajtásokat nemcsak az iparban találunk, hanem azon kívül is sok helyen. Például, az egyik legmagasabb szintű dinamikai követelményeket felállító szervohajtás ott található mindenkinek a közvetlen környezetében. Ez pedig nem más, mint a

számítógépek winchester-einek hajtása. Ezen felül, szervohajtások végzik a DVD-/CD-meghajtókba helyezett lemezek pontos pozicionálását. Manapság, már az autókban sem hidraulikus kormány szervókat alkalmaznak, hanem úgynevezett elektronikus kormány szervókat. Ez azt jelenti, hogy a kormány már nem áll direkt összeköttetésben a tengellyel, hanem, ehelyett egy villamos motorral forgatják el a gépjármű kerekeit, mely motor a pozíció-alapjelet a kormánytól kapja, egy buszon keresztül. Tehát ma már a kormány szervók is a villamos szervohajtások körébe tartoznak. Megint újabb példák a szervohajtásokra a liftek ajtóit, illetve a fotocellás ajtókat záró/nyitó hajtások. Mindezek azt bizonyítják, hogy a szervohajtásokkal való foglalatosság nemcsak az iparon keresztül közvetve, hanem közvetlenül is hat a mindennapi életünkre, kényelmünkre. Éppen ezért, most „vágunk is bele” a témába, és tekintsük át, hogy milyen gondolatmenetet fogunk követni a dolgozatban.

Az első fejezetben megismerkedünk a szervohajtások különböző típusaival, és megnézzük, hogy milyen igényeket kell kielégíteni egy szervohajtásnak.

A második fejezetben röviden ismertetjük a manapság leggyakrabban alkalmazott villamos motorok korszerű hajtásszabályozási módszereit.

A harmadik fejezetben szimulációs vizsgálatokon keresztül bemutatjuk a második fejezetben bemutatott hajtásszabályozási módszerek tulajdonságait.

A negyedik fejezetben a szimulációs eredmények, illetve egyéb szempontok alapján eldöntjük, hogy melyik villamos motor milyen hajtásszabályozása milyen típusú szervohajtás követelményeinek kielégítésére alkalmas. Ez a tapasztalatok egyfajta összegzését is jelenti.

1. A szervohajtások alapjai, főbb típusai [15]

A szervohajtások az alábbi két fő kategóriákba sorolhatóak:

1. Általános célú villamos szervohajtások
2. Speciális célú villamos szervohajtások

A speciális célú villamos szervohajtások az alábbi kategóriákra bonthatóak:

- megmunkáló központok servoigényű főhajtásai
- direkt, vagy más néven: áttétel nélküli szervohajtások
- különlegesen nagy fordulatszámú servo jellegű hajtások
- kis teljesítményű, igényes szervohajtások

Nézzük az egyes szervohajtásokkal szemben támasztott legfőbb követelményeket. Kezdjük először az általános célú szervohajtásokkal. A legfőbb követelmények a következők:

- négynegyedes, szabályozott üzem, folytonos üzemmód váltással (mindkét irányú motoros- és féküzem)
- egyenletes járás, lüktetésmentes nyomaték
- kis- és nagy fordulatszámú üzem (kb. 1:10000 fordulatszám átfogási tartomány), és szabályozható álló állapotbeli nyomaték
- a jó szabályozási dinamika érdekében nagy rövid idejű nyomaték, illetve áram túlterhelhetőség (átlagosan $\frac{M_{max}}{M_n} \approx 5$ -öt szoktak megkövetelni)
- szintén a jó szabályozási dinamika érdekében nagy maximális nyomaték/tehetetlenségi nyomaték viszony
- ugyancsak a jó dinamika érdekében a lehető leggyorsabbra beállított, a lehető legkevesebb lengést tartalmazó szabályozási körök
- egyszerűen megvalósítható nyomaték-szabályozás
- megbízható, csekély karbantartást igénylő üzemeltetés
- kompakt kivitel, teljes kiépítés elektronikával, érzékelőkkel, mechanikai áttétellel, esetleg mechanikai fékberendezéssel
- nagy teljesítménysűrűség
- kis méretek
- jó hatásfok mind a motor tekintetében, mind az elektronika tekintetében

- könnyű beilleszthetőség számítógépes vezérlő-, illetve adatfeldolgozó rendszerekbe, szabványos buszokon keresztül
- megfelelő elektromágneses összeférhetőség (EMC), zavarvédelem

Az általános célú szervohajtások jellemző teljesítménytartománya 100 W-tól 10 kW-ig terjed. Az előbb felsorolt követelmények robothajtások esetében is általánosan érvényesek. A speciális célú szervohajtások abban térnek el az általános célú szervohajtásoktól, hogy valamelyik tulajdonságuk a szokásostól eltérő, szélsőséges. Emellett előfordulhat, hogy egyéb tulajdonságaikra nincsenek olyan szigorú előírások. Nézzük most meg röviden ezeket a hajtásokat is. Kezdjük először a megmunkáló központok szervoisztályú főhajtásaival.

Ezeket a hajtásokat általában precíziós szerszámgépek főorsó hajtásaiként alkalmazzák, pl. CNC-gépekben. Jellemző teljesítménytartományuk: 10-50 kW. Statikusan és dinamikusan is egyaránt kitűnő fordulatszám-tartó tulajdonságokkal, szigorúan rezgés- és lüktetésmentes nyomatékkal kell bírniuk.

Most nézzük a direkt szervohajtásokat, vagy más néven: áttétel nélküli szervohajtásokat. A direkt szervohajtásokat (angolul: Direct Servo Drives, vagy röviden csak: DSD) elsősorban robotokban alkalmazzák –tehát a robothajtások is ebbe a kategóriába tartoznak–, illetve általánosan ott, ahol a rendelkezésre álló hely szűkössége nem teszi lehetővé mechanikai áttétel beépítését a hajtási rendszerbe. Ezek a motorok viszonylag kis fordulatszámon üzemelnek viszonylag nagy nyomatékkal.

A következő kategória a különlegesen nagy fordulatszámú servo jellegű hajtások. Ezeket tipikusan centrifugák-, köszörű-, illetve fonógépek hajtásaiban alkalmazzák, ahol a maximális fordulatszám elérheti akár a $100000 \frac{1}{min}$ értéket is. Az ilyen hajtások különleges igényeket támasztanak a motorokkal és az elektronikával szemben. Csak különösen kis vas-, súrlódási-, és ventilációs veszteségű motorok (pl. speciális csapágyazás, külső szellőzés) használhatóak ilyen jellegű célokra. Az elektronika a nagy működési frekvencia miatt különleges.

Végül, az utolsó kategória a kis teljesítményű, igényes szervohajtások. Ide tartoznak a számítógép perifériák (winchester, DVD-meghajtó, nyomtató, szkennel, stb.) és a szórakoztató elektronikák (DVD-lejátszó, HIFI-torony, stb.) kis hajtásai. Ezekkel szemben igen változatos követelményeket szoktak támasztani, melyek közül a legalapvetőbbek a következők:

- beépítési környezetbe illeszkedő konstrukció, egyszerű, motorba épített érzékelőkkel
- szigorú fordulatszám-tartás, egyenletes járás
- környezethez illeszkedő vezérelhetőség, berendezés-orientált céláramkörökkel
- nagy megbízhatóság
- nagy teljesítménysűrűség
- zajmentes üzem
- különösen jó szabályozástechnikai tulajdonságok

A legutolsó kategória hajtásai konstrukció tekintetében is jelentős mértékben eltérnek a nagyobb teljesítménytartományokban alkalmazott hajtásoktól, a különösen kicsi méretek miatt.

2. Szinkron- és aszinkron motoros vektor-szabályozások alapjai [1]... [15]

A modern szinkron-, illetve aszinkron motoros hajtásszabályozási módszerek gyakorlatilag kivétel nélkül az úgynevezett vektor-szabályozások körébe tartoznak. Ez azt jelenti, hogy ezek a szabályozások egytől egyig a Park-vektorok használatán, és ebből következően a motor Park-vektoros helyettesítő képén alapulnak. A korlátozott tartalmi keretek miatt feltételezzük, hogy az Olvasó ismeri a szinkron- és az aszinkron motoros hajtások alapjait, tisztában van a teljesítményelektronika és az irányítástechnika alapjaival, valamint a Park-vektorok és az azon alapuló számítási módszerek alapjaival. Először elevenítsük fel a kalickás aszinkron gépek és a szinuszmezős állandómágneses forgórészű szinkron gépek Park-vektoros helyettesítő képét. A következőkben szimmetrikus, hengeres forgórészű gépeket tételezünk fel, és az állórész-tekerceselés minden esetben csillag-kapcsolásba lesz kötve, ahol is a csillagpont sohasem lesz kivezetve.

2.1. Kalickás aszinkron gépek és szinuszmezős állandómágneses forgórészű szinkron gépek Park-vektoros helyettesítő képei

A kalickás aszinkron gép Park-vektoros (mostantól csak röviden: térvektoros vagy vektoros) helyettesítő képe a kalickás aszinkron gépre vonatkozó térvektoros egyenletekből származtatható. Szokás használni a forgórészhez, a forgórész-mezőhöz, valamint az állórészhez, illetve az állórész-mezőhöz rögzített koordináta-rendszereket a hajtásszabályozások megvalósítása, illetve a hajtások minőségi jellemzőinek vizsgálata céljából. Mi itt most az általános esetből fogunk kiindulni, vagyis az úgynevezett közös koordináta-rendszerben felírt térvektoros egyenletekből.

Ezek kalickás aszinkron gép esetében a következők:

Az állórészre vonatkozó feszültség- és fluxus-egyenletek:

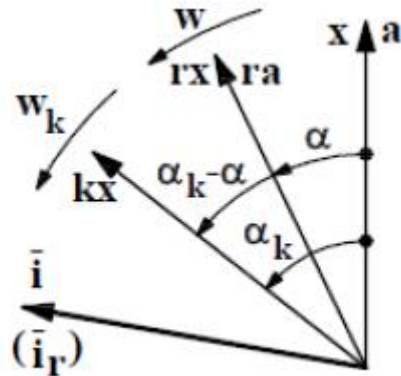
$$\overline{u}^* = R\overline{i}^* + \frac{d\overline{\Psi}^*}{dt} + j\omega_k\overline{\Psi}^* \quad (2.1.-1.)$$

$$\overline{\Psi}^* = L\overline{i}^* + L_m\overline{i}_r^* \quad (2.1.-2.)$$

A forgórészre vonatkozó feszültség- és fluxus-egyenletek:

$$\overline{u}_r^* = R\overline{i}_r^* + \frac{d\overline{\Psi}_r^*}{dt} + j(w_k - w)\overline{\Psi}_r^* \quad (2.1.-3.)$$

$$\overline{\Psi}_r^* = L_m\overline{i}^* + L_r\overline{i}_r^* \quad (2.1.-4.)$$



2.1.-1. ábra: A közös koordináta-rendszer értelmezése

Ahol:

\overline{u}^* : az adott állórész-tekerés feszültségének tervektora (feszültségvektora)

R : az adott állórész-tekerés menetellenállása

\overline{i}^* : az adott állórész-tekerés áramának tervektora (áramvektora)

$\overline{\Psi}^*$: az adott állórész-tekerés fluxus-kapcsolódásának tervektora (fluxusvektora)

w_k : a közös koordináta-rendszer *villamos* szögsebessége

L : az adott állórész-tekerés *teljes* induktivitása

L_m : az állórész és a forgórész kölcsönös (mágnesező) induktivitása

\overline{i}_r^* : a forgórész állórész oldalára redukált áramvektora

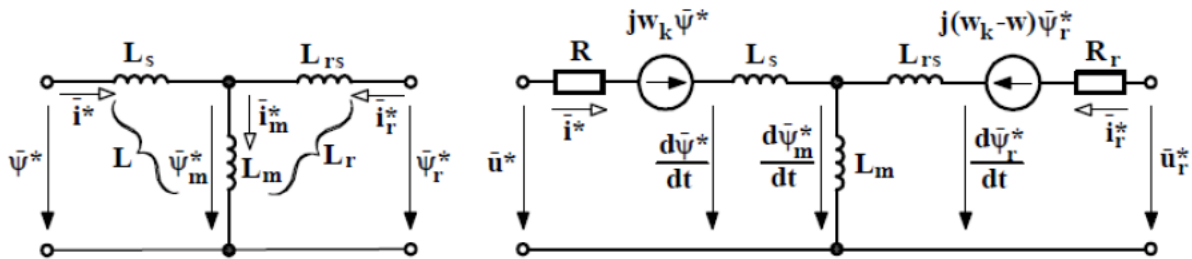
\overline{u}_r^* : a forgórész állórész oldalra redukált feszültségvektora

$\overline{\Psi}_r^*$: a forgórész *teljes* fluxusvektora

w : a forgórész villamos szögsebessége

L_r : a forgórész teljes inductivitása

A „*” jelölés a közös koordináta-rendszerben felírt mennyiségeket jelöli. Ezt a későbbiekben elhagyjuk. Az egyenleteknek megfelelő helyettesítő kép az (2.1.-2.) ábrán látható.



2.1.-1. ábra: A kalickás aszinkron gép helyettesítő képe fluxusokra és feszültségekre

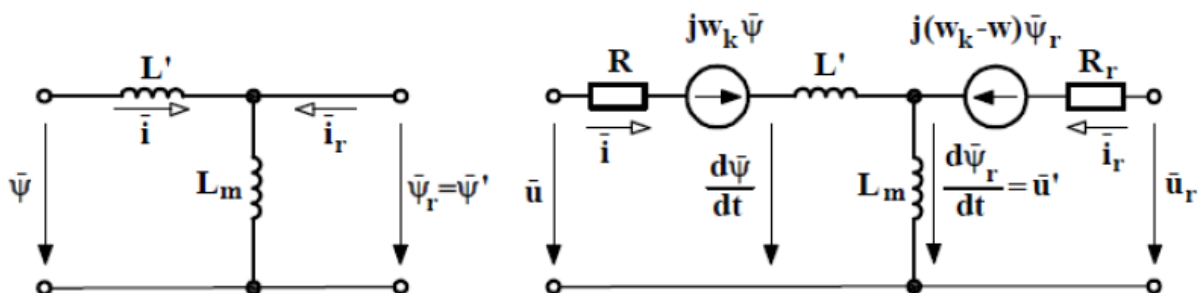
Ahol:

R_r : a forgórész állórész oldalra redukált ellenállása

L_s : az állórész szórási inductivitása

L_{rs} : a forgórész állórész oldalra redukált szórási inductivitása

Az előbbieknél megfelelően $L = L_m + L_s$, illetve $L_r = L_m + L_{rs}$. Ez a helyettesítő kép tranziens üzemállapotban is érvényes. A vektor-szabályozások közül a számunkra fontosak azonban egy másik, úgynevezett módosított helyettesítő képet használnak, melyben egy fiktív „a” áttétel segítségével a forgórész mennyiségeit tovább redukáljuk, úgy, hogy a forgórész szórási inductivitását elimináljuk (megszüntessük). Ezt a helyettesítő vázlatot szemlélteti az (2.1.-3.) ábra.



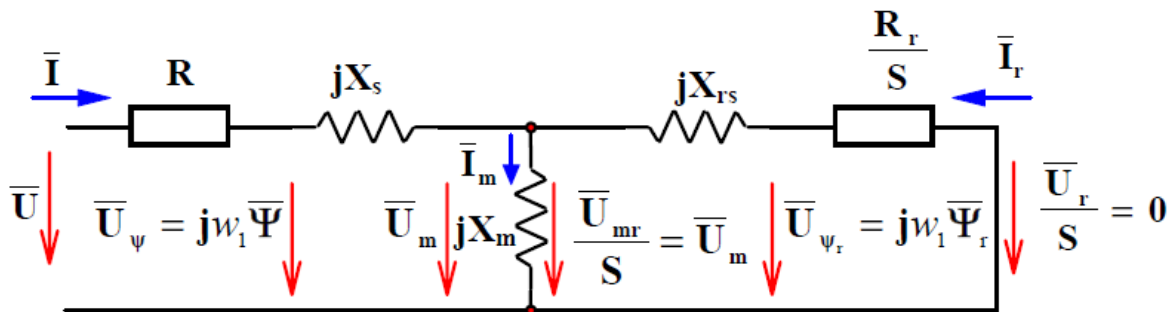
2.1.-2. ábra: Módosított helyettesítő képek fluxusokra és feszültségekre

Ahol:

L' : az állórész úgynevezett tranziens induktivitása, $L' = L_s + \frac{L_m L_{rs}}{L_m + L_{rs}} \approx L_s + L_{rs}$

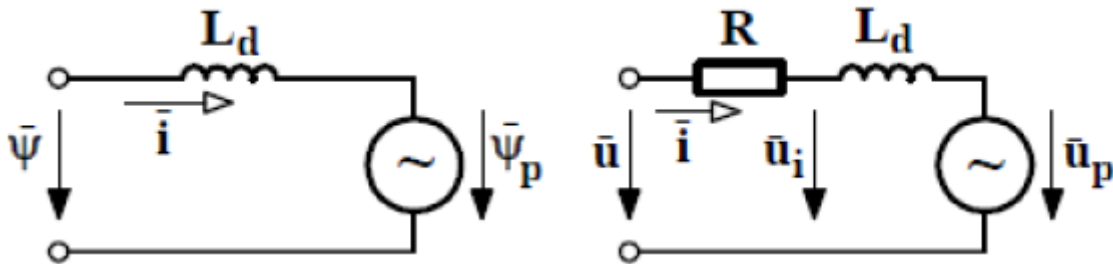
Átmeneti folyamatok, mint például indulás, fékezés, fordulatszám- vagy nyomatékváltozás alatt tranziens egyenáramú komponensek keletkeznek az állórészben és a forgórészben. Az állórész egyenáramú fluxus-komponense váltakozó feszültséget indukál a w szögsebességgel forgó forgórészben, és fordítva. Az állórész egyenáramú fluxus-komponense és az általa indukált feszültség csillapodását az állórész ellenállása és az állórész tranziens induktivitása határozza meg. Az állórész tranziens induktivitása megegyezik a gép rövidzárlati induktivitásával.

Szokás a forgórész-fluxust úgynevezett tranziens fluxusnak, a forgórész feszültséget pedig úgynevezett tranziens feszültségnek nevezni, ezt jelöli az ábrákon $\bar{\Psi}'$, illetve \bar{u}' . A módosított helyettesítő kép is érvényes tranziens üzemi állapotban is. Ez azért fontos, mivel a szervo- és robothajtások már szigorú követelményeket támasztanak a tranziens üzemmel szemben is, mivel kulcsfontosságú a gyors és lengésmentes beállítás, és a szabályozott jellemző zavarmentes és pontos tartása. Éppen ezért szervo- és robothajtások esetében *kizárólag* az általános, azaz tranziens üzemi állapotban is érvényes helyettesítő képek (más néven: Park-vektoros helyettesítő képek) használhatóak eredményesen. A klasszikusan „aszinkron motorok helyettesítő képének” nevezett helyettesítő kép, melyet a (2.1.-4.) ábrán láthatunk, csak állandósult állapotban érvényes, ezért alkalmazása szervo- és robothajtások esetében hibás következtetésekre fog vezetni.



2.1.-3. ábra: Az aszinkron gépek állandósult állapotra vonatkozó helyettesítő képe

Most nézzük meg a szinuszmezős állandómágneses forgórészű szinkron gépek helyettesítő képét. Mint ahogy azt korábban is említettük, hengeres, szimmetrikus forgórészű gépet tételezünk fel. Ez azt jelenti, hogy a hosszirányú („d” irányú) és a keresztirányú („q” irányú) szinkron induktivitások megegyeznek. A helyettesítő kép a (2.1.-5.) ábrán látható.



2.1.-4. ábra: Szinuszmezős állandómágneses szinkron gép helyettesítő képe fluxusokra és feszültségekre

Ahol:

$\bar{\Psi}_p$: a pólusfluxus vektora

\bar{u}_p : a pólusfeszültség vektora

L_d : az állórész úgynevezett szinkron induktivitása

R : az állórész ellenállása

\bar{u}_i : az állórész indukált feszültségének a vektora

$\bar{\Psi}$: az állórész fluxusvektora

\bar{u} : az állórész feszültségvektora

\bar{i} : az állórész áramvektora

Ez a helyettesítő kép tranziens üzemállapotban is érvényes, tehát ezt fogjuk használni. Szinuszmezős állandómágneses szinkron gépek (mostantól röviden csak: szinkron gépek) elektromágneses nyomatéka a következő összefüggéssel számítható:

$$\bar{m} = \frac{3}{2} p \bar{\Psi} \times \bar{i} = \frac{3}{2} p \bar{\Psi}_p \times \bar{i} \quad (2.1.-5.)$$

Ennek alapján az elektromágneses nyomaték abszolútértéke:

$$m = \frac{3}{2}p(j\bar{\Psi}) \cdot \bar{i} = \frac{3}{2}p(j\bar{\Psi}_p) \cdot \bar{i} \quad (2.1.-6.)$$

Itt „ p ” a póluspárok számát, „ \bar{m} ” az elektromágneses nyomaték vektorát, „ m ” az elektromágneses nyomaték abszolútértékét, „ \times ” a vektoriális- és „ \cdot ” a skaláris szorzást jelöli. Kalickás aszinkron gépek (mostantól röviden csak: aszinkron gépek) esetében a következő összefüggések érvényesek az elektromágneses nyomaték számítására:

$$\bar{m} = \frac{3}{2}p\bar{\Psi} \times \bar{i} = \frac{3}{2}p\bar{\Psi}_r \times \bar{i} \quad (2.1.-7.)$$

$$m = \frac{3}{2}p(j\bar{\Psi}) \cdot \bar{i} = \frac{3}{2}p(j\bar{\Psi}_r) \cdot \bar{i} \quad (2.1.-8.)$$

Ezek az egyenletek a későbbiekben rendkívül fontos szerephez fognak jutni, mivel a nyomaték szabályozásával lehet a fordulatszámot, és azon keresztül pedig a pozíciót szabályozni. A nyomatékot viszont az áramon keresztül lehet szabályozni.

2.2. Szinuszműködés állandómágneses forgórészű szinkron gépek mezőorientált (pólusfluxushoz orientált) áramvektor szabályozása

Az (2.1.-5.) egyenletből látható, hogy a szinkron gép nyomatéka akkor maximális, ha az állórész áramvektora 90° -os villamos szöget zár be a pólusfluxus vektorával. Ennek megfelelően, ha a pólusfluxus-vektorhoz rögzített koordináta-rendszer (ún. pólusmezőhöz rögzített koordináta-rendszer, vagy d-q koordináta-rendszer) pólusfluxus-vektorhoz rögzített tengelyét „d-tengelynek” nevezzük el, és a pólusfluxus-vektorra merőleges koordináta-tengelyt pedig „q-tengelynek”, akkor a következő összefüggés állapítható meg:

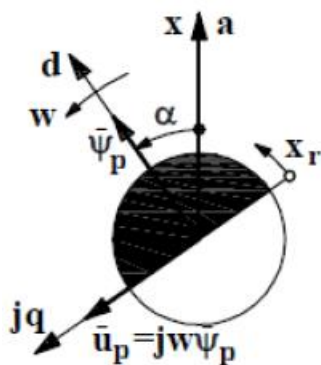
$$m = \frac{3}{2}p\Psi_p i_q = \frac{3}{2}p\Psi_p i \sin \vartheta_p \quad (2.2.-1.)$$

Ahol:

i_q : az állórész áramvektorának a q-tengely irányába eső komponense, az ún. nyomatékképző áramkomponens

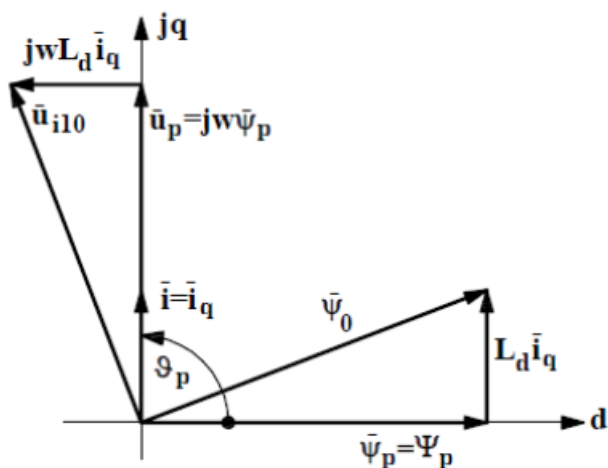
ϑ_p : az ún. nyomatékszög, azaz az állórész áramvektora és a pólusfluxus-vektor által bezárt szög

Az eddigieket szemlélteti a (2.2.-1.) ábra:



2.2.-1. ábra: A d-q koordináta-rendszer

Ennek megfelelően ugyanazt a nyomatékot minimális árammal úgy érhetjük el, hogy $\vartheta_p = \pm 90^\circ$ a kívánt nyomaték előjelétől függően. Ennek megfelelően ilyenkor az állórész áramvektorának d-irányú összetevője, azaz $i_d = 0$. Ha a nyomaték abszolútértékét akarjuk változtatni, akkor azt célszerű a nyomatékszög változatlan $\pm 90^\circ$ -os értéken tartása mellett az áramvektor amplitúdójának változtatásával elérni, szintén az energiatakarékosság érdekében. Az eddigieknek megfelelő vektorábrát láthatjuk a (2.2.-2.) ábrán:



2.2.-2. ábra: A normál üzemi tartományra vonatkozó vektorábra

Az előbbi ábrán elhanyagoltuk az állórész ellenállását. Ezt a későbbiekben is meg fogjuk tenni.

A nyomatékot azonban nem tudjuk a végtelenségig növelni. Ennek egyfelől a gép és az inverter áramkorláta szab határt, másfelől pedig a fordulatszám növekedésével folyamatosan nő a pólusfeszültség amplitúdója. Így a fordulatszám- és az állórész áram növekedésével elérhetünk egy olyan pontot, amikor is a pólusfeszültség és a szinkron induktivitáson eső

feszültség vektori összegének, azaz az indukált feszültség vektorának amplitúdója egyenlő lesz az inverter által kiadható maximális feszültséggel (ami általában megegyezik a gép névleges feszültségével). Ez a pont –ahogy az előbb is említettük– függ az állórész áramától, és a kiszámítására a következő képlet érvényes:

$$w_{max} = \frac{U_n}{\sqrt{\Psi_p^2 + \left(\frac{L_d 2m}{3p\Psi_p}\right)^2}} \quad (2.2.-2.)$$

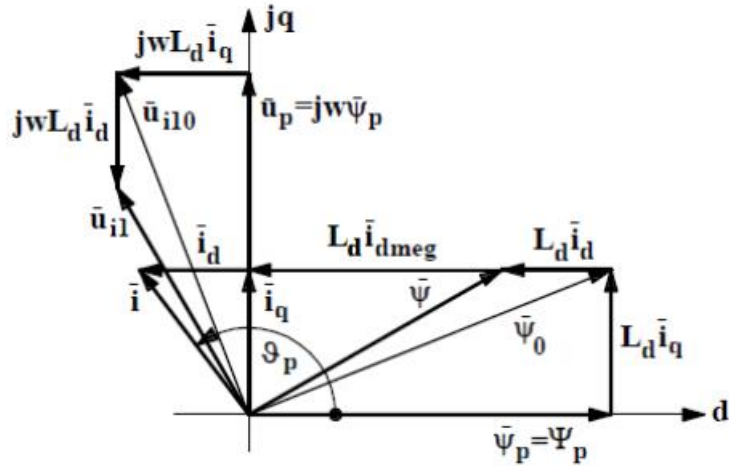
Itt U_n a gép névleges feszültségét jelöli, w_{max} pedig azt a villamos szögsebességet, ahol a gép indukált feszültségének amplitúdója eléri a névleges feszültséget. Az áramfüggőség az (2.2.-1.) egyenleten keresztül van benne a képletben, abból ugyanis az következik, hogy:

$$i_q = \frac{L_d 2m}{3p\Psi_p} \quad (2.2.-3.)$$

Amikor az indukált feszültség amplitúdója eléri a névleges feszültséget, akkor átlépünk az úgynevezett mezőgyengítési tartományba. Ez azt jelenti, hogy mivel az inverter által kiadott feszültség nem növelhető tovább, ezért a pólusfeszültséget kell csökkenteni, melyet úgy tudunk elérni, hogy beiktatunk egy olyan áramkomponenst, amelyik a pólusfluxussal ellentétesen hat, azaz csökkenti azt. Ez azt jelenti, hogy ilyenkor kell, hogy legyen az állórész áramvektorának egy olyan komponense, amelynek iránya ellentétes a pólusfluxus-vektor irányával, azaz ilyenkor az állórész áramvektorának van d-irányú komponense, mégpedig negatív (azaz a pólusfluxus vektorával ellentétes irányú). Ezért hívják ezt az üzemet mezőgyengítési üzemmek. A szükséges mezőgyengítő áramkomponenst a következő képlettel lehet kiszámítani:

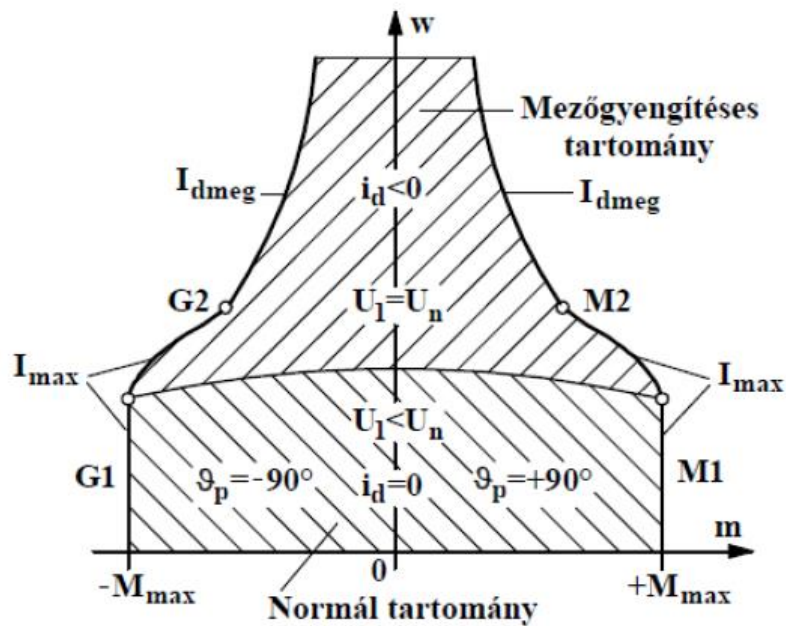
$$i_d = -\frac{\Psi_p}{L_d} + \sqrt{\left(\frac{U_n}{wL_d}\right)^2 - \left(\frac{L_d 2m}{3p\Psi_p}\right)^2} \quad (2.2.-4.)$$

Itt „w” a gép villamos szögsebességét jelöli. A (2.2.-3.) ábrán láthatjuk a mezőgyengítési tartományra vonatkozó vektorábrát (továbbra is elhanyagolva az állórész ellenállását).



2.2.-3. ábra: A mezőgyengítéses tartományra vonatkozó vektorábra

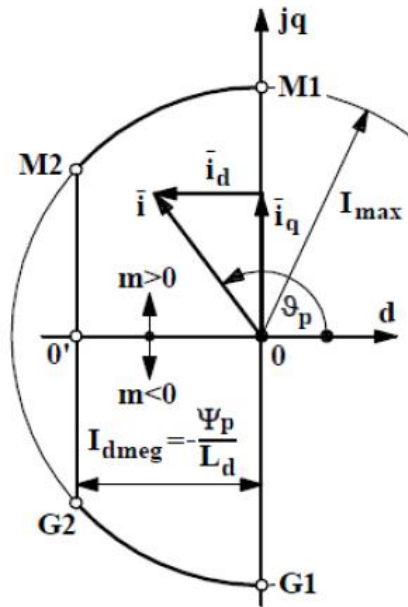
A mezőgyengítéses üzem hátránya, hogy ilyenkor a gép már nem képes a névleges nyomatékát leadni; a nyomaték a fordulatszám növekedésével hiperbolikusan csökken (az $R \approx 0$ közelítéssel élve).



2.2.-4. ábra: A két üzemi tartomány nyomaték-fordulatszám viszonyai

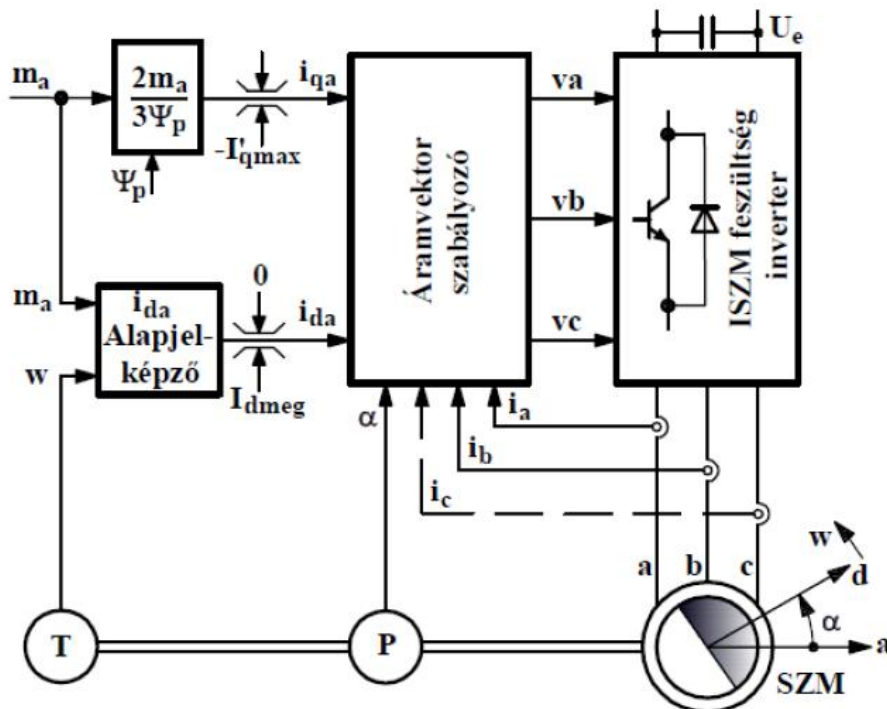
A mezőgyengítés határát az szabja meg, hogy mikor csökken nullára a pólusfluxus. A $\Psi_p + L_d I_{dmax} = 0$ összefüggésből következően a mezőgyengítő áramkomponens maximális értéke $I_{dmax} = -\frac{\Psi_p}{L_d}$. A (2.2.-4.) ábrán M1 a motoros normál üzemet, M2 motoros mezőgyengítéses üzemet jelent. G1 és G2 generátoros (fékező) üzemet jelöl, jelentéseik analógok M1 és M2 jelentéseivel. I_{max} a motor és a teljesítményelektronika számára

megengedhető maximális áramot jelenti. I_{dmeg} a maximálisan megengedhető mezőgyengítő áramkomponenst jelenti. A két üzemi tartomány viszonyait összefoglalja a (2.2.-5.) ábra:



2.2.-5. ábra: A két üzemi tartományra vonatkozó vektorábra

A mezőorientált áramvektor-szabályozó feladata az előzőekben részletezett üzemi viszonyok megteremtése. A szabályozás blokkvázlata a (2.2.-6.) ábrán látható.



2.2.-5. ábra: A mezőorientált szabályozás blokkvázlata

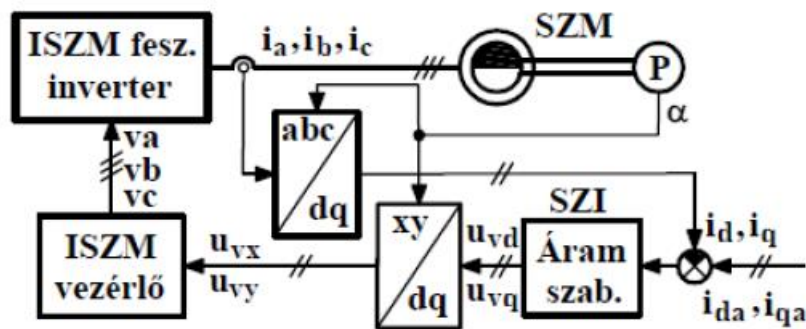
Itt a nyomaték-alapjel alapján, a (2.2.-3.) képlet alapján kiszámításra kerül a szükséges nyomatékképző áramkomponens (i_q), valamint a nyomaték-alapjel és a motor fordulatszáma alapján, a (2.2.-4.) képlet felhasználásával meghatározásra kerül a szükséges mezőgyengítő áramkomponens (i_d). Az áramvektor-szabályozó feladata az i_q -, illetve i_d -alapjelek alapján a kétszintű feszültséginverter vezérlése. Ehhez egyfelől mérni kell az állórész áramokat az áramvektor meghatározása érdekében, másfelől pedig mérni kell a forgórész (azaz a pólusmező) helyzetét az állórészhez rögzített koordináta-rendszerhez képest. Erre azért van szükség, mert az áramvektor-szabályozás megvalósítása érdekében meg kell határoznunk az áramvektor tényleges i_q és i_d komponenseit. **Ehhez az állórész szöghelyzete alapján koordináta-transzformációk alkalmazására lesz szükségünk.**

A szükséges koordináta-transzformációk száma és fajtája az inverter vezérlési módjától függ. Amennyiben háromfázisú impulzusszélesség-modulációt (röviden: ISZM) kívánunk alkalmazni, még ha annak úgynevezett módosított változatát is, mely biztosítja a DC-tápsín 100%-os kihasználtságát (ez azt jelenti, hogy ilyenkor a vonali feszültségek elérhető maximális csúcserőtelje egyenlő a DC-tápsín feszültségével), akkor egy koordináta-transzformációra lesz szükségünk. Térvektor-moduláció esetében kettő koordináta-transzformáció alkalmazására lesz szükségünk. A térvektor moduláció ugyanúgy képes a DC-tápsín 100%-os kihasználtságát biztosítani, mint a módosított ISZM. A két módszer közül viszont egyedül a térvektor-moduláció biztosít lehetőséget a szükséges kapcsolási számok minimalizálására.

A kapcsolási számok minimalizálása több szempontból is kívánatos. Egyfelől az átkapcsolási számok minimalizálásával csökkenthetőek az inverter átkapcsolásokból származó veszteségei, ami egyfelől a hatásfok javulását fogja jelenteni, másfelől pedig kevésbé fognak melegedni a kapcsoló elemek (melyek tipikusan egy úgynevezett teljesítmény integrált áramkörben helyezkednek el). A szervo- és robothajtások tipikusan magas szinkron-fordulatszámokon üzemelnek, így a kapcsoló elemek melegedésének csökkentése érdekében elengedhetetlen a kapcsolási számok optimalizálása. A másik ok, ami miatt érdemes optimalizálni a kapcsolásokat, az az, hogy így csökkenthetőek az átkapcsolási tranziensekből származó nyomatéklüktetések. Ez egyfelől szintén a hatásfokot javítja, másfelől pedig –és ez a fontosabb érv– a nyomatéklüktetések megnehezítik a pontos pozicionálást és fordulatszám-tartást. Éppen ezért a kapcsolások optimalizálásával célszerű az átkapcsolási tranziensekből származó nyomatéklüktetéseket is minimalizálni. Ezen okokból kifolyólag térvektor-

modulációt érdemes alkalmazni, és emiatt a későbbiekben mindig csak a térvektor-modulációt alkalmazó mezőorientált szabályozásokkal foglalkozunk.

Ahogy azt már korábban is említettük, térvektor-moduláció alkalmazása esetén két koordináta-transzformációra lesz szükségünk. A térvektor-modulációra vonatkozó szabályozás blokkvázlatát mutatja a (2.2.-7.) ábra.



2.2-6. ábra: Térvektor-modulációt alkalmazó mezőorientált szabályozás blokkvázlata

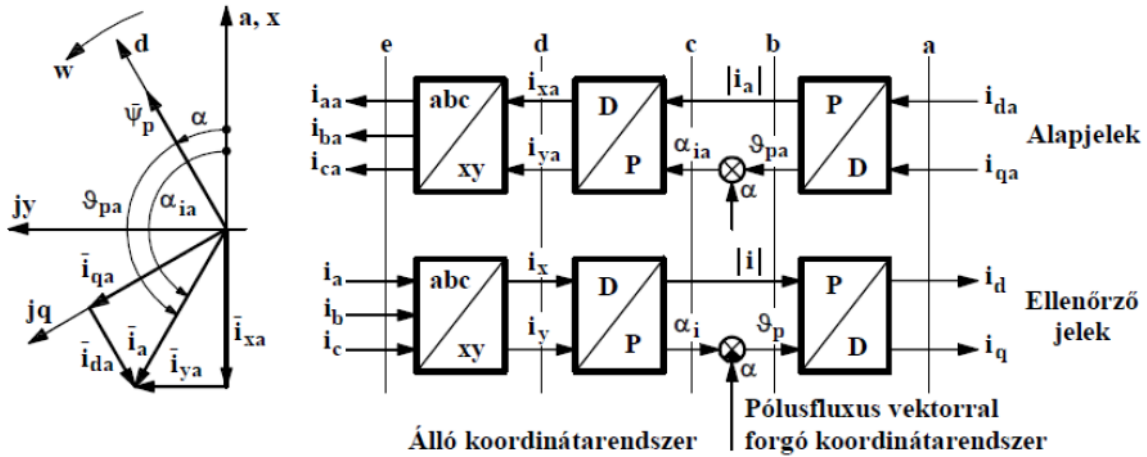
Az ábrán jól látható, hogy az álló-koordináta rendszerben mért áramokat (csak álló koordináta-rendszerben tudunk mérni) át kell transzformálni a pólusmező (d-q) koordináta-rendszerébe („abc-dq” blokk). Az áramvektor-szabályozó a pólusmező koordináta-rendszerében elvégzi a szabályozást, majd az áramvektor-szabályozó által kiadott beavatkozó jelet (ami a kívánt áramvektor eléréséhez szükséges feszültségvektor) át kell transzformálni álló koordináta-rendszerbe („xy/dq” blokk), mivel az inverter csak álló koordináta-rendszerben képes beavatkozni.

Az állórész koordináta-rendszeréből d-q koordináta-rendszerbe transzformálás menete a következő. Először képezzük a mért fázisáramok térvektorát a következő összefüggésnek megfelelően (a vektort jelképező aláhúzásokat most mellőzzük):

$$\underline{i}(t) = \frac{2}{3} (\underline{i}_a(t) + a \underline{i}_b(t) + a^2 \underline{i}_c(t)) \quad (2.2.-5.)$$

Itt $a = e^{j120^\circ}$. Írjuk át a vektort álló Descartes koordináta-rendszerből (valós rész- képzetes rész koordináta-rendszer) álló polár koordináta-rendszerbe (ebben a koordináta-rendszerben a vektort hosszával és szögével jellemezzük). Legyen az áramvektor álló polár koordináta-rendszerbeli alakja $\underline{i} = |\underline{i}| e^{j\alpha}$. Ezt a pólusmező helyzetének ismeretében –melyet inkrementális- vagy abszolút jeladóval tudunk mérni– át tudjuk transzformálni pólusmező koordináta-rendszerbe. Jelölje a pólusmező koordináta-rendszer álló koordináta-rendszerhez képesti villamos szögét α . Ekkor az áramvektor pólusmező polár koordináta-rendszerbeli

alakja: $i = |i|e^{j(\alpha_i - \alpha)}$. Ekkor az áramvektor pólusmező Descartes koordináta-rendszerbeli alakja a következőképpen kapható meg: $i_d = \text{Re}(i)$, valamint $i_q = \text{Im}(i)$. A pólusmező koordináta-rendszerből álló koordináta-rendszerbe való transzformálás menete ugyanez visszafelé. Éppen ezért ezt nem részletezzük. A két koordináta-transzformáció menetét szemlélteti a (2.2.-8.) ábra.



2.2.-7. ábra: A koordináta-transzformációk menete

Eddig nem említettünk szót az áramszabályozások menetéről. Most nézzük meg ezt is. Mint azt már korábban is említettük, az áramszabályozó alapjelei a kívánt i_d és i_q értékek, míg a beavatkozó jelek a kívánt i_d és i_q jelek eléréséhez szükséges állórész feszültségvektor u_d és u_q komponensei. Most nézzük meg az ezek kapcsolatát leíró differenciálegyenleteket, levezetés nélkül.

$$\frac{u_d}{R} + wT i_q = i_d + T \frac{di_d}{dt} \quad (2.2.-6.)$$

$$\frac{u_q}{R} - wT i_d - w \frac{\Psi_p}{R} = i_q + T \frac{di_q}{dt} \quad (2.2.-7.)$$

Ahol:

T : időállandó, $T = \frac{L}{R}$, ahol is $L = L_d = L_q$ (hengeres forgórészű gépről van szó)

Amint az az egyenletekből is látható, az u_q , illetve u_d komponensek között úgynevezett keresztbecsatolás van. Ez azt jelenti, hogy u_q értékét nemcsak i_q befolyásolja, hanem i_d is, és ugyanúgy, u_d értékét nemcsak i_d befolyásolja, hanem i_q is. Így például adott u_q érték eléréséhez nemcsak i_q -t kell változtatni, hanem i_d -t is. Ezt a szabályozási problémát a következőképpen tudjuk feloldani. Ezt nézzük most u_q szabályozásának esetére. Ideiglenesen

hagyjuk figyelmen kívül a (2.2.-7.) egyenletben az u_q -tól és az i_q -tól nem függő tagokat. Ekkor az egyenlet alakja a következő lesz:

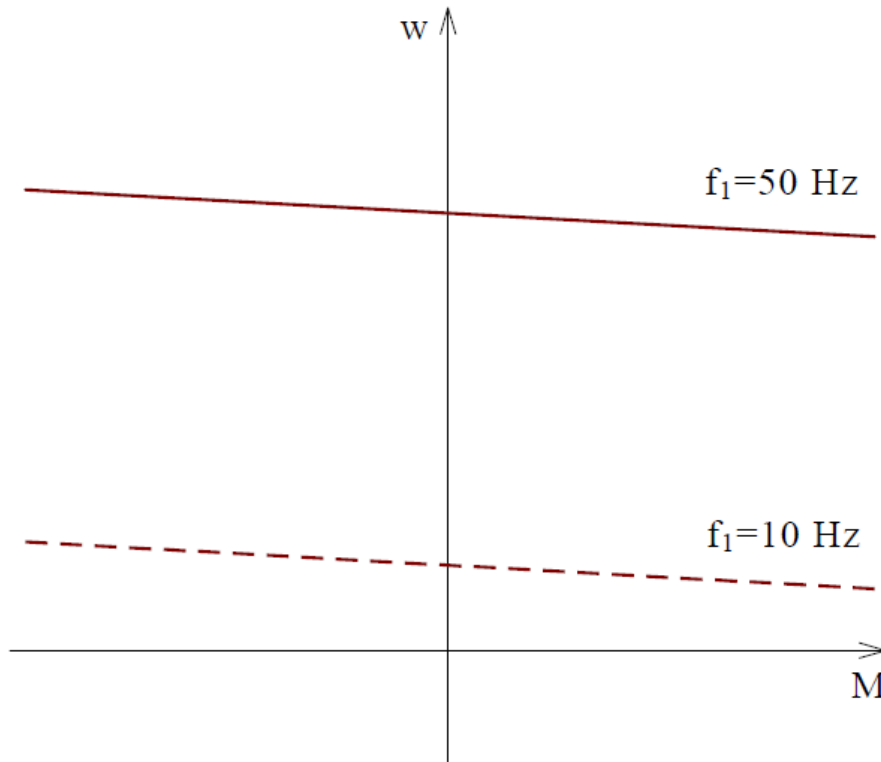
$$\frac{u_q}{R} = i_q + T \frac{di_q}{dt} \quad (2.2.-8.)$$

Amint látható, ez egy egytárolós tag differenciálegyenlete. Ennek a szabályozását egy egyszerű PI-szabályozóval megoldhatjuk. A PI-szabályozást úgy célszerű elvégezni, hogy az egytárolós tag pólusát kiejtsük. Miután a PI-szabályozást elvégeztük, utólag kompenzálunk a figyelmen kívül hagyott tagokkal, és a kompenzáció eredményeként kapott u_q lesz az inverter által kiadandó feszültségvektor q-irányú komponense. A szabályozást ugyanígy kell elvégezni u_d esetében is, így azt most külön nem részletezzük.

2.3 Kalickás forgórészű aszinkron gépek mezőorientált (rotorfluxushoz orientált) áramvektor szabályozása

Kalickás forgórészű aszinkron gépek esetében a mezőorientált szabályozás kapcsán először azt érdemes megvizsgálni, hogy az milyen táplálást valósít meg. Egy kalickás aszinkron gép táplálására több lehetőségünk is van. Például: állandó állórész-fluxusú táplálás, állandó forgórész-fluxusú táplálás, áramgenerátoros táplálás, stb.. Azonban, fontos tudni, hogy ezek közül a táplálási módok közül a szervó- és robothajtások szemszögéből a legelőnyösebb az állandó forgórész-fluxusú táplálás. Kalickás forgórészű aszinkron gépek esetében a mezőorientált szabályozás –más néven: rotorfluxushoz orientált áramvektor szabályozás– állandó forgórész-fluxusú táplálást valósít meg. A (2.3.-1.) ábrán láthatjuk az állandó forgórész-fluxusú táplálásra vonatkozó mechanikai jelleggörbét.

Az ábrán jól látható, hogy a tápfrekvencia változtatásával a mechanikai jelleggörbe párhuzamosan eltolódik a szögsebesség-tengely mentén, valamint megszűnt a jelleggörbék billenő tulajdonsága, ami állandó állórész-fluxusú táplálás, áramgenerátor táplálás, stb. esetében fennáll. A lineáris mechanikai jelleggörbék lehetővé teszik a szervó igényekből adódó $M_{max} \approx 5M_n$ maximális nyomaték elérését, ami miatt szervó- és robothajtások esetében az állandó forgórész-fluxusú táplálás a legelőnyösebb.



2.3.-1. ábra: Mechanikai jelleggörbék állandó forgórész-fluxusú táplálás esetén

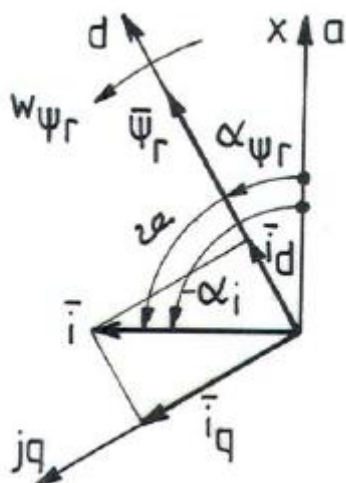
Kalickás forgórészű aszinkron gépek mezőorientált szabályozásának alapelve hasonlít a szinkron gépek esetében elmondottakhoz, de természetesen a módszer a két gép esetében nem egyezik meg. Éppen ezért, itt –a tartalmi keretek szűkös volta miatt– elsősorban a két módszer közötti különbségeket emeljük ki.

A kalickás aszinkron gépek (mostantól csak röviden: aszinkron gépek) elektromágneses nyomatékának kiszámítására használt (2.1.-7.) összefüggésből levezethető, hogy rotorfluxushoz rögzített, úgynevezett d-q koordináta-rendszerben a nyomaték abszolútértéke:

$$m = \frac{3}{2} p \Psi_r i_q \quad (2.3.-1.)$$

A d-q koordináta-rendszer értelmezése hasonló a szinkron gépek esetében elmondottakhoz, csak itt most a koordináta-rendszer d-tengelyét (valós tengelyét) a rotorfluxus-vektorhoz illesztjük, a q-tengely (képzetes tengely) pedig arra merőleges. A levezetést mellőzve, az állórész-áramvektor d-irányú komponensére a következő összefüggés vonatkozik:

$$\Psi_{r0} + T_{r0} \frac{d\Psi_{r0}}{dt} = L_m i_d \quad (2.3.-2.)$$



2.3.-2. ábra: A d-q koordináta-rendszer értelmezése

A (2.3.-2.) összefüggésből jól látható, hogy a rotorfluxus amplitúdóját egyedül i_d befolyásolja, i_q nincs rá hatással. Viszont (2.3.-1.)-ből következően a rotorfluxus amplitúdója természetesen befolyásolja a nyomaték abszolútértékét. A (2.3.-2.) egyenlet egy egytárolós tag differenciálegyenlete, ahol $T_{r0} = \frac{L_m}{R_r}$ az úgynevezett rotorköri üresjárási időállandó. T_{r0} értéke jellemzően több tized másodperc, azaz a rotorfluxus amplitúdója viszonylag lassan változtatható. Emiatt jó dinamikát igénylő hajtásoknál –mint például a szervo- és robothajtások– a rotorfluxus amplitúdóját célszerű állandó értéken tartani, és az i_q komponenset felhasználni a nyomaték szabályozására.

Az eddigiekből következik, hogy az aszinkron gépek áramvektor szabályozása d-q koordináta-rendszerben szétcsatolódott két független szabályozókörre, nevezetesen i_d - és i_q -szabályozókörökre. i_d -vel tudjuk beállítani a rotorfluxus amplitúdóját, illetve i_q -val tudjuk beállítani a kívánt nyomaték abszolútértékét. Éppen ezért szokták i_d -t fluxusképző komponensnek, illetve i_q -t nyomatékképző komponensnek is nevezni. Észrevehetjük azt is, hogy d-q koordináta-rendszerben az aszinkron gépek szabályozása lényegében megegyezik a külső gerjesztésű egyenáramú gépek szabályozásával. Ezt úgy kell érteni, hogy egyenáramú gépek esetében a forgórész árama $-i_q$ -hoz hasonlóan– kizárólag a nyomatékot befolyásolja, míg a gerjesztőáram $-i_d$ -hez hasonlóan– kizárólag az állórész-fluxust befolyásolja. Egyenáramú gépeknél is egy jó dinamikát igénylő hajtás esetében célszerű az állórész fluxus amplitúdóját állandó értéken tartani, mivel az állórész fluxus amplitúdója –a viszonylag nagy

induktivitású gerjesztőtekercsek miatt– viszonylag lassan változtatható –hasonlóan az aszinkron gépek esetében a rotorfluxushoz. Hangsúlyozzuk, hogy ez a szétcsatolás kizárólag d-q koordináta-rendszerben áll fenn. A mezőorientált szabályozás kritikus pontja éppen a d-q koordináta-rendszer helyzetének pontos meghatározása. Amennyiben nem sikerül a d-q koordináta-rendszer helyzetét kellő pontossággal meghatározni, akkor az i_d - és i_q -komponensek közötti szétcsatolás megbomlik, és a szabályozás minősége romlik.

A gyakorlatban általában feszültséginvertereket használunk az aszinkron motorok táplálására. Ebből következően kulcsfontosságú, hogy tudjuk, hogy milyen feszültségeket kell a gépre kapcsolni annak érdekében, hogy a kívánt i_d - és i_q értékeket elérjük. Az alapharmonikus feszültségvektor d- és q-irányú komponenseire az alábbi differenciálegyenletek vonatkoznak:

$$\frac{u_d}{R} + w_{\Psi_r} T' i_q - \frac{d\Psi_r}{dt} = i_d + T' \frac{di_d}{dt} \quad (2.3.-3.)$$

$$\frac{u_q}{R} - w_{\Psi_r} T' i_d - \frac{w_{\Psi_r} \Psi_r}{R} = i_q + T' \frac{di_q}{dt} \quad (2.3.-4.)$$

Ahol:

w_{Ψ_r} : a rotorfluxus-vektor *villamos* szögsebessége

T' : az állórész tranziens időállandója, $T' = \frac{L'}{R}$

Látható, hogy a feszültségekre nézve nincs teljes szétcsatolás, keresztbecsatolás van – hasonlóan a szinkron gépek esetében elmondottakhoz. A keresztbecsatolás által okozott szabályozási problémát a szinkron gépeknél elmondottaknak megfelelően kell megoldani, így azt itt most nem részletezzük.

Az aszinkron gépek mezőorientált szabályozása esetében is létezik normál üzemi tartomány, illetve mezőgyengítési tartomány. Mezőgyengítési tartományban nem tartható névleges értéken a rotofluxus amplitúdója, melynek okai a következők:

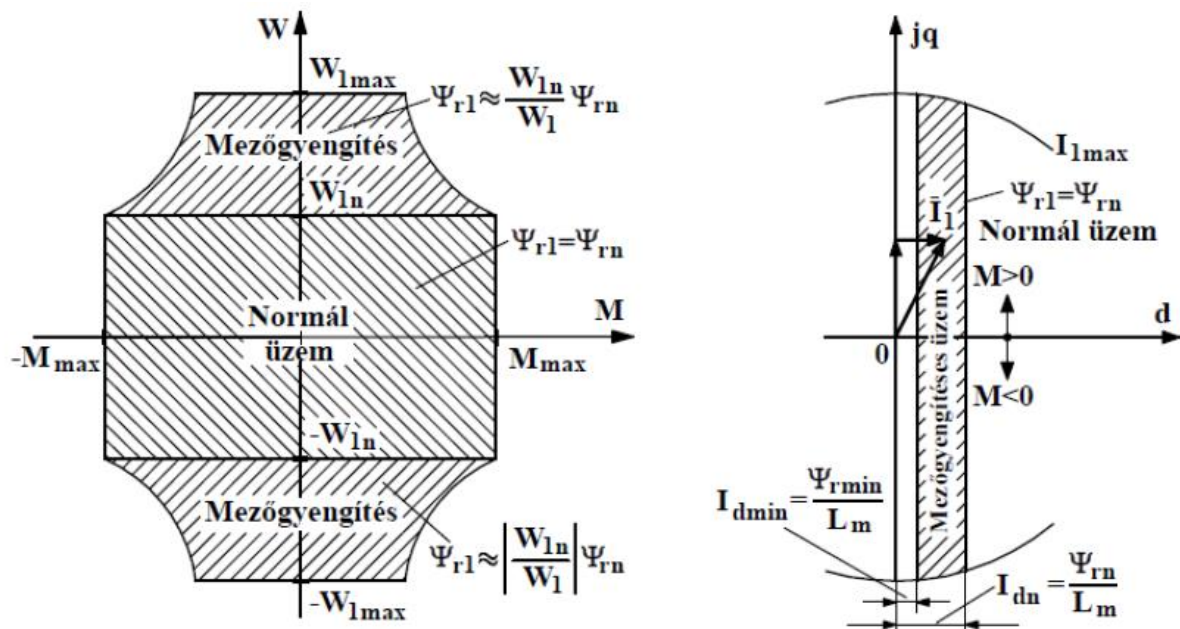
- az inverter elérte az általa kiadható maximális feszültséget (a motor névleges feszültségét), és a motor sem viselne el ennél jóval nagyobb feszültséget
- a hiszterézis- és örvényáramú veszteségekből álló vasvesztés megengedhetetlen értéket érne el:

$$P_{vas} = P_{hiszt} + P_{örv} \approx c_{hiszt} f_1 \Psi_1^2 + c_{örv} f_1^2 \Psi_1^2 \quad (2.3.-5.)$$

Éppen ezért az $f_1 > f_{1n}$ alapharmonikus tápfrekvencia-tartományban csökkenteni kell a rotorfluxus amplitúdóját, ezért kell gyengíteni. A rotorfluxus amplitúdóját az alábbi összefüggés szerint kell változtatni:

$$\Psi_r = \frac{w_{1n}}{w_1} \Psi_{1rn} \approx \frac{w_n}{w} \Psi_{1rn} \quad (2.3.-6.)$$

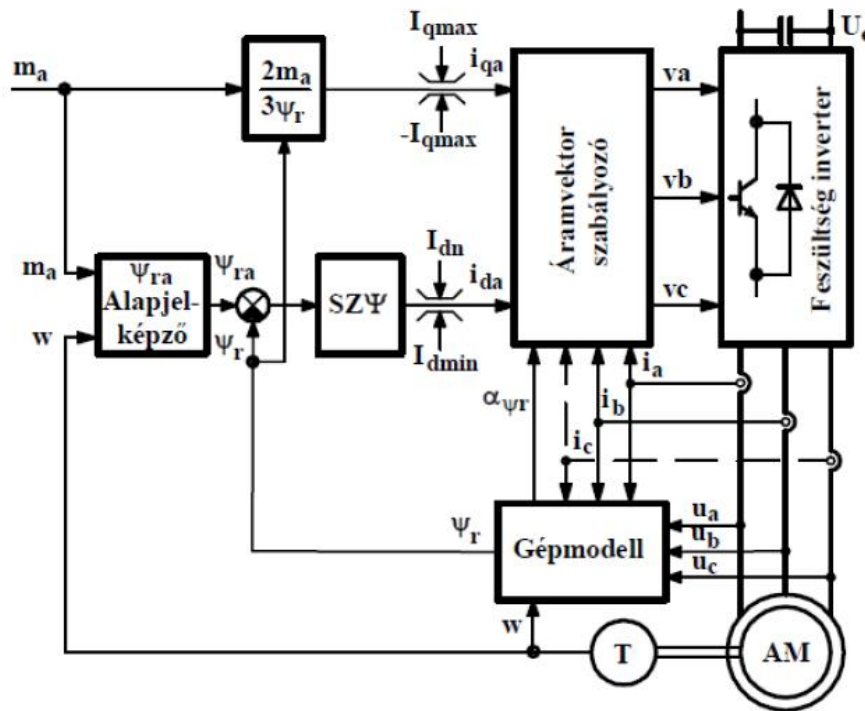
Itt „n” pedig a névleges értékeket jelöli, w_1 a motorra kapcsolt feszültség alapharmonikus körfrekvenciája, w pedig a motor szögsebessége. A (2.3.-3.) ábra összefoglalja az aszinkron gépek mezőorientált szabályozásának üzemi tartományait, illetve az állórész alapharmonikus áramvektorának tartományait.



2.3.-3. ábra: Üzemi tartományok és áramvektor-tartományok az aszinkron gépek mezőorientált szabályozása esetében

A (2.3.-4.) ábra a mezőorientáltan szabályozott aszinkron motoros hajtás blokkvázlatát mutatja. A nyomaték-alapjelből történik az i_q -alapjel képzése a (2.3.-1.) képletből következő $i_{qa} = \frac{2m_a}{3p\Psi_r}$ összefüggésnek megfelelően. A rotorfluxust meghatározó i_d -alapjel képzése a nyomaték-alapjel és a motor szögsebessége alapján történik. Ha nincs szükség mezőgyengítéses üzemre, akkor a fluxus-szabályozó el is hagyható, és helyette vezérelten tartjuk állandó értéken a rotorfluxus amplitúdóját a (2.3.-2.)-ből következő $i_{da} = \frac{\Psi_{rn}}{L_m}$ összefüggésnek megfelelően. Az ábrán látható, hogy az i_{da} és az i_{qa} jelekre korlátozókat

alkalmazunk, hogy ne terheljük túl a motort és az invertert. Az áramvektor-szabályozó – hasonlóan a szinkron gépek esetéhez – az i_{da} és az i_{qa} jelek alapján vezérli a kétszintű feszültséginvertert. Az egyetlen új elem a szinkron gépekhez képest az úgynevezett gépmodell.



2.3.-4. ábra: Mezőorientáltan szabályozott aszinkron gépes hajtás blokkvázlata

A gépmodell feladata, hogy a mért áramok és feszültségek alapján, valamint a motor tényleges szögsebessége alapján kiszámítsa a rotorfluxus vektorát, azaz szöghelyzetét és amplitúdóját. Erre azért nem volt szükség szinkron gép esetében, mert ott a pólusfluxust az állandómágnesek hozták létre, és a pólusfluxus szöghelyzetét egy egyszerű pozíció- vagy fordulatszám-jeladó segítségével mérni tudtuk. Aszinkron gépek esetében a rotorfluxust a tápláló áram hozza létre, így az amplitúdója és a szöge ismeretlen, csak a motormodell alapján tudjuk megbecsülni. Tulajdonképpen ez a leglényegesebb különbség aszinkron- és szinkron gépek mezőorientált szabályozása között, és emiatt bonyolultabb az aszinkron gépek mezőorientált szabályozása.

Gépmodellekből többféle is létezik. Itt most a számunkra legjobban használható, úgynevezett forgórész oldali gépmodellt ismertetjük röviden. Ez a gépmodell a következő egyenletek használja a rotorfluxus becslésére:

$$\frac{d\Psi_{rx}}{dt} = \frac{L_m i_x - \Psi_{rx} - \omega T_{r0} \Psi_{ry}}{T_{r0}} \quad (2.3.-7.)$$

$$\frac{d\Psi_{ry}}{dt} = \frac{L_m i_y - \Psi_{ry} - \omega T_{r0} \Psi_{rx}}{T_{r0}} \quad (2.3.-8.)$$

Ahol:

Ψ_{rx} : a rotorfluxus álló koordináta-rendszerbeli alakjának valós része

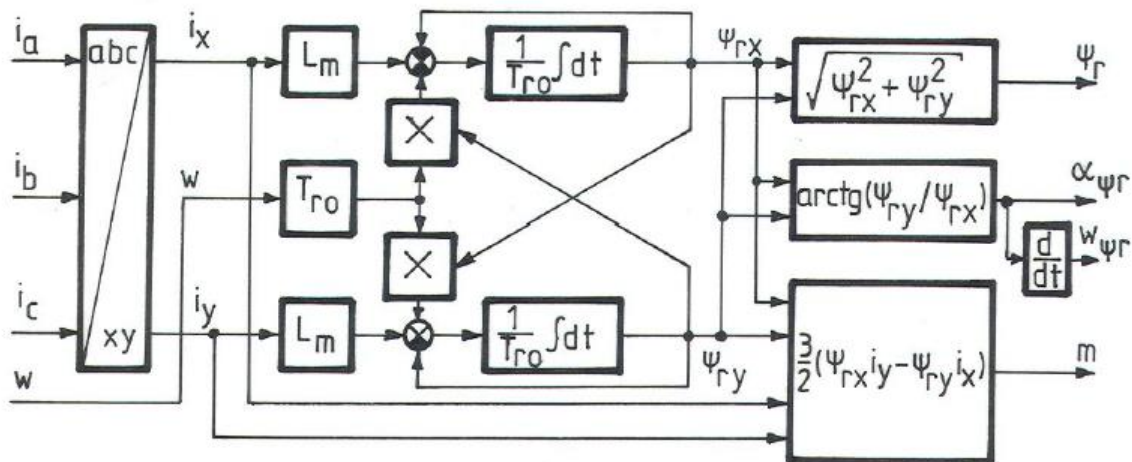
Ψ_{ry} : a rotorfluxus álló koordináta-rendszerbeli alakjának képzetes része

(2.3.-7.)-ből és (2.3.-8.)-ből a rotorfluxus amplitúdója és szöghelyzete a következő összefüggésekkel számítható:

$$\Psi_r = \sqrt{\Psi_{rx}^2 + \Psi_{ry}^2} \quad (2.3.-9.)$$

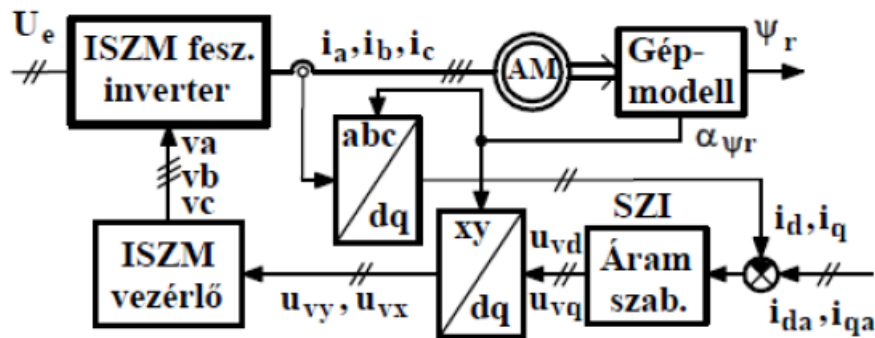
$$\alpha_{\Psi_r} = \tan^{-1} \frac{\Psi_{ry}}{\Psi_{rx}} \quad (2.3.-10.)$$

Itt Ψ_{rx} és Ψ_{ry} az aktuális mintavételi periódusban értendő. Az eddigiekből megállapítható, hogy a forgórész oldali modell a mért áramokból és a mért szögsebességből állítja elő a Ψ_r , α_{Ψ_r} , ω_{Ψ_r} , és m jeleket, az L_m , R_r , és T_{r0} gépparaméterek felhasználásával. Ez a gépmodell – szemben a gépmodellek jelentős részével – nem tartalmaz nyílthurkú integrátorokat. A negatívan visszacsatolt integrátorok egytárolós tagokat eredményeznek (T_{r0} időállandóval), így ennél a modellenél nem jelentkeznek offset- és drift-problémák. Ez a modell nulla frekvencián is működőképes. A (2.3.-5.) ábra szemlélteti a forgórész oldali gépmodellt.



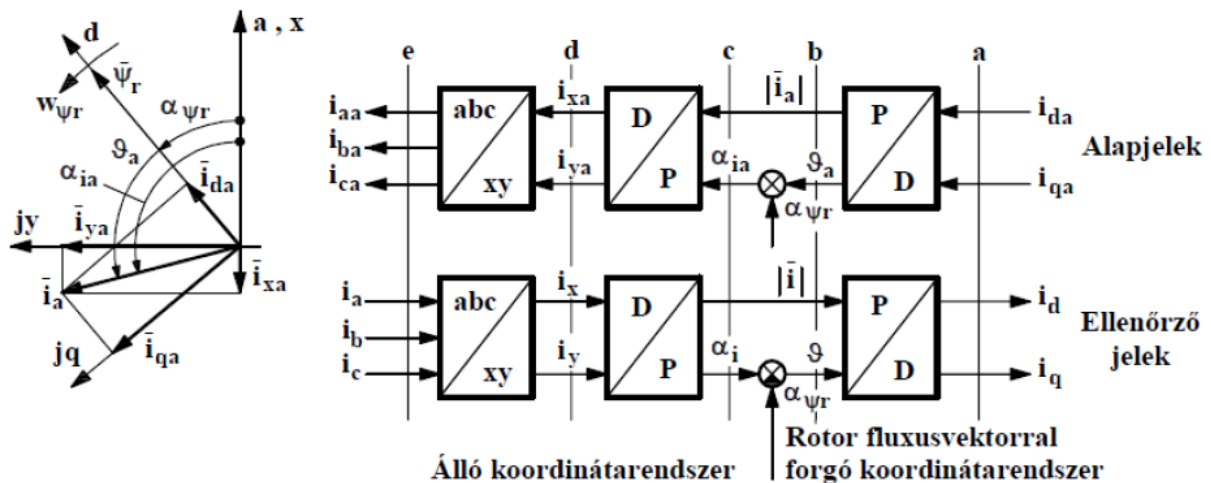
2.3.-5. ábra: Forgórész oldali gépmodell

Ahogy azt már említettük, aszinkron gépek mezőorientált szabályozása esetében is szükség van koordináta-transzformációkra –hasonlóan a szinkron gépek esetében elmondottakhoz. A szükséges koordináta-transzformációk száma most is függ az inverter vezérlési módjától. Természetesen most is térvektor-modulációt érdemes alkalmazni, így az arra vonatkozó koordináta-transzformációs blokkvázlatot mutatjuk be a (2.3.-6.) ábrán.



2.3.-6. ábra: Térvektor-moduláció esetére vonatkozó koordináta-transzformációs blokkvázlat

A szinkron gépek esetében elmondottakhoz hasonlóan, itt is csak állórész koordináta-rendszerben tudunk mérni. A mért áramokat át kell transzformálni a rotorfluxus koordináta-rendszerébe, ahol a szabályozást elvégezve, a kiadott beavatkozó jeleket (feszültségvektor d - és q -komponensei) át kell transzformálni az állórész koordináta-rendszerébe, ahol a beavatkozást, azaz az inverter vezérlését el tudjuk végezni. A (2.3.-7.) ábra szemlélteti a szükséges koordináta-transzformációkat.



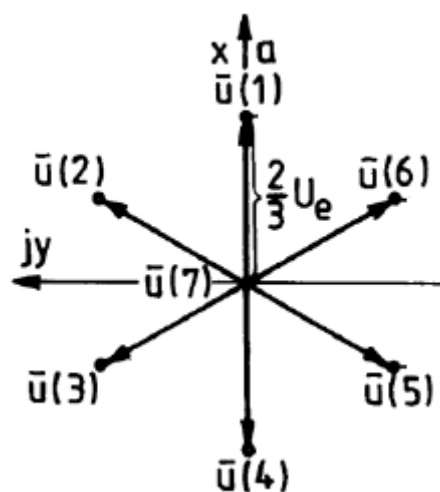
2.3.-7. ábra: A szükséges koordináta-transzformációk

Lényeges különbség az aszinkron- és a szinkron gépek mezőorientált szabályozása között, hogy aszinkron gépek esetében a hajtás bekapcsolását a fluxus kialakításával kell kezdeni, és csak ezután szabad engedélyezni a nyomaték-alapjelet.

2.4. Hiszterézises áramvektor-szabályozások

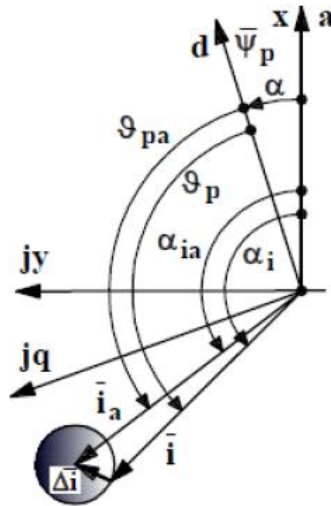
Az eddig bemutatott szabályozási elvek ISZM-modulátor (ISZM: impulzusszélesség-moduláció) segítségével vezérlik a kétszintű feszültséginvertert, azaz az inverter vezérlése *közvetettnek* tekinthető. Azonban mind a szinkron-, mind az aszinkron gépek esetében léteznek olyan szabályozási módszerek, amelyek *közvetlenül* vezérlik az invertert, tehát ISZM-modulátor nélkül. Ezeket a szabályozási módszerek szokták összefoglaló néven hiszterézises áramvektor-szabályozásnak nevezni. A hiszterézises név onnét ered, hogy ezek a módszerek egyszerű kétpontszabályozókat alkalmaznak a mezőorientálási feladat megoldására, ezáltal robusztusabb szabályozást képesek biztosítani. A módszer egyik variánsát szinkron gépekre mutatjuk be, aszinkron gépekre a szabályozás megvalósítása analóg a következőkben a szinkron gépek esetében elmondottakkal.

Hiszterézises áramvektor szabályozók esetében *közvetlenül* az inverter egyes kapcsolási állapotaihoz tartozó feszültségvektorokat alkalmazzuk az áramvektor pályájának befolyásolására. A (2.4.-1.) ábra szemlélteti az inverter egyes kapcsolási állapotaihoz tartozó feszültségvektorokat.



2.4.-1. ábra: Az inverter egyes kapcsolási állapotaihoz tartozó feszültségvektorok

A mezőorientálási feladat kétpontszabályozókkal a (látszatra) legegyszerűbben úgy oldható meg, hogy az áramvektor kívánt helyzete körül felvesszünk ez kör alakú tolerancia-területet, és az inverter egyes kapcsolási állapotaihoz tartozó feszültségvektorok segítségével megpróbáljuk ezen a területen belül tartani az állórész áramvektorát. Ezt szemlélteti a (2.4.-2.) ábra.



2.4.-2. ábra: Az állórész áramvektora és a kör alakú tolerancia terület

A szabályozás során a cél annak meghatározása, hogy az inverter melyik feszültségvektorának kiválasztásával érhető el, hogy az áramvektor a lehető leghosszabb ideig az előírt tolerancia-területen belül maradjon. A következőkben az úgynevezett adaptív hiszterézises áramvektor-szabályozás menetét ismertetjük, kör alakú tolerancia-terület esetére. Ehhez először definiálnunk kell az úgynevezett rendszerjellemező feszültségvektort. Ez szinkron gépek esetében a definíció szerint:

$$\bar{e} = R\bar{i} + L_d \frac{d\bar{i}_d}{dt} + \bar{u}_p \quad (2.4.-1.)$$

Ahol:

\bar{e} : a rendszerjellemező feszültségvektor

\bar{i}_d : az állórész áramvektorára vonatkozó alapjel

A szabályozás menete a következő: a rendszer érzékeli, hogy az állórész áramvektora mikor éri el az előírt tolerancia-terület határát. Ez az úgynevezett komparálási pillanat. Ekkor egy

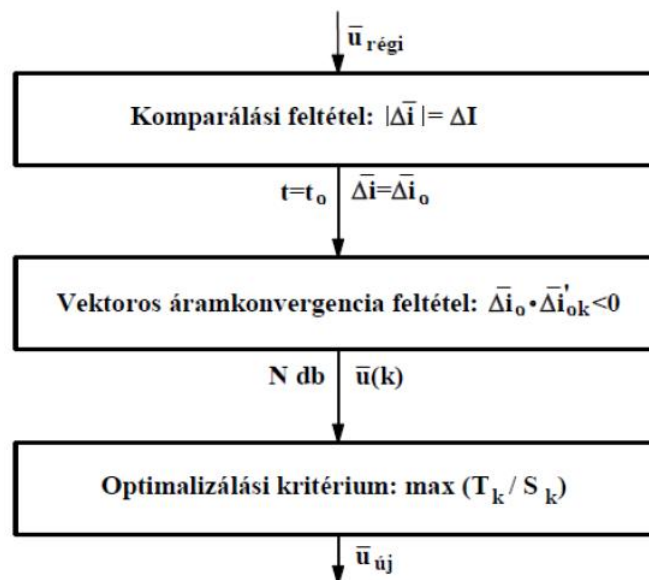
úgynevezett vektoros áramkonvergencia-feltétel kiértékelésével kiválasztja az inverter feszültségvektorai közül azokat, amelyek segítségével az áramvektor visszatéríthető az előírt tolerancia-terület belsejébe. A vektoros áramkonvergencia-feltétel a következő:

$$\bar{\Delta i} \cdot \frac{\bar{e} - \bar{u}}{L_d} < 0 \quad (2.4.-2.)$$

Ahol:

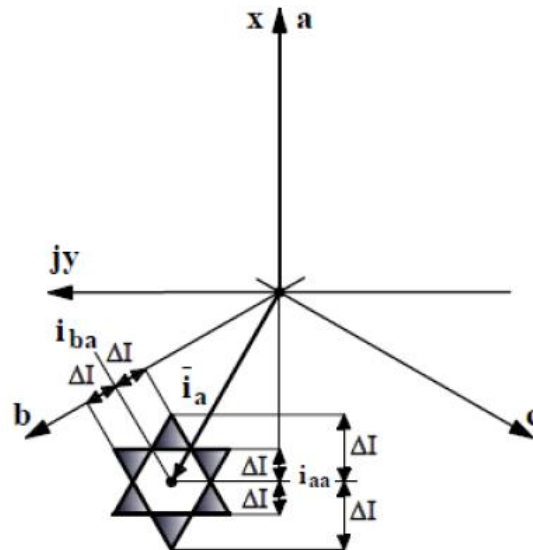
$\bar{\Delta i}$: az állórész áramhiba-vektora, $\bar{\Delta i} = \bar{i}_a - \bar{i}$

Általában több feszültségvektor is képes az áramvektort visszatéríteni a tolerancia-terület belsejébe, így valamilyen optimalizálási kritériumra van szükség. Az egyik követelmény, mint ahogyan azt már korábban is említettük, hogy az áramvektor a lehető leghosszabb ideig tartózkodjon a tolerancia-terület belsejében. Ezen felül még egyéb kritériumokat is figyelembe szoktak venni, pl., hogy minél kevesebb átkapcsolásra legyen szükség az inverter egyes kapcsolási állapotai között. Ezek alapján, ha az áramvektor tolerancia-területen belül tartózkodási idejét T_k -val, illetve, ha az egyik kapcsolási állapotból a másikba való jutáshoz szükséges átkapcsolások számát S_k -val jelöljük, akkor egy lehetséges optimalizálási kritérium a $\max\left(\frac{T_k}{S_k}\right)$, azaz azt a feszültségvektort választjuk ki, amelyekre a $\frac{T_k}{S_k}$ arány a maximális. Az adaptív hiszterézises áramvektor-szabályozás blokkvázlatát mutatja a (2.4.-3.) ábra.



2.4.-3. ábra: Az adaptív hiszterézises áramvektor-szabályozás blokkvázlata

Az egyszerű alapelv ellenére látható, hogy ez a módszer bonyolult érzékelést és állapotfigyeléssel kiértékelést igényel. Éppen ezért létezik ennek egy egyszerűsített változata, melyben szabályos hatszög alakú tolerancia-területet írunk elő, a (2.4.-4.) ábrának megfelelően.

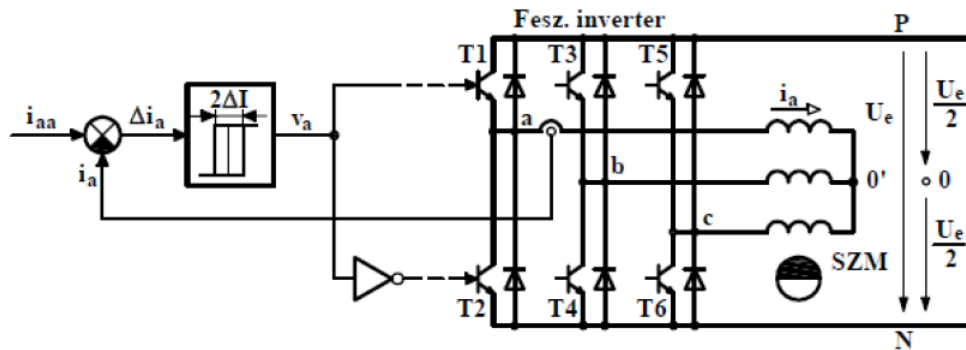


2.4.-4. ábra: Hiszterézises áramvektor-szabályozás hatszög alakú tolerancia-területtel

Ezt a szabályozást szokás egyszerűsített vektoros hiszterézises áramvektor-szabályozásnak is nevezni. Ez a módszer egyszerűsíti az előzőleg részletezett kör alakú tolerancia-terület alkalmazó szabályozás kiértékelési eljárását, mégpedig úgy, hogy a feszültségvektor kiválasztását most csak attól tesszük függővé, hogy a komparálás pillanatában a $\bar{\Delta}i$ és az \bar{e} vektorok a szabályos hatszög melyik 60° -os szektorában tartózkodnak. A módszer implementálása folyamán szoktak definiálni egy kapcsoló táblázatot, melyből a két vektor szektorszám alapján kiválasztható az optimális feszültségvektor. Ennél a szabályozásnál nagyrészt egyes típusúak a kapcsolások, de előfordulnak kettes típusúak is. Ennek a módszernek léteznek olyan változatai is, melyek nem 60° -os, hanem ennél kisebb, pl. 30° -os szektorokkal dolgoznak.

Az előbb vázolt hatszög alakú tolerancia-terület alkalmazó hiszterézises áramvektor-szabályozás legegyszerűbb változata az úgynevezett fázisonkénti áram-kétpontszabályozás. Itt a fázisáram-hibajelekre írunk elő tolerancia-sávot, és a fázisáram-hibák előjelétől függően kapcsolgatjuk az adott hídághoz tartozó tranzisztorokat. Ennek a szabályozásnak a blokkvázlata látható a (2.4.-5.) ábrán. Belátható, hogy ennél a szabályozásnál nem mindig

teljesül a vektoros áramkonvergenca-feltétel, és ilyenkor az áramvektor a (2.4.-4.) ábrán besatírozott szabályos háromszögekbe is kilép, azaz maximálisan $\pm 2\Delta I$ hiba léphet fel fázisonként (ΔI : a hatszögre megszabott tolerancia-sáv szélessége, lásd: (2.4.-4.) ábra). Mindez azt jelenti, hogy ez a szabályozás összességében egy $4\Delta I$ csúcstávolságú szabályos hatágú csillagot eredményez tolerancia-területként.



2.4.-5. ábra: Fázisonkénti áram-kétpontszabályozás blokkvázlata

Valamennyi hiszterézises áramvektor-szabályozás kellemetlen tulajdonsága a változó kapcsolási frekvencia. Könnyen belátható, hogy minél kisebb tolerancia-területet írunk elő, annál magasabb kapcsolási frekvenciákat kell használnunk az áramvektor tolerancia-területen belül való tartására. Ez azért zavaró, mert viszonylag lüktetésmentesnek tekinthető szabályozás megvalósításához akár egészen nagy kapcsolási frekvenciákra is szükség lehet, melyet csak különleges szerkezetű kapcsolóelemek képesek megvalósítani, illetve túlmelegedés nélkül tartósan elviselni. Éppen ezért a hiszterézises áramvektor-szabályozásokat a gyakorlatban ma már csak ritkán alkalmazzák, így velük a dolgozat keretein belül tovább nem foglalkozunk.

1.5. Aszinkron gépek közvetlen nyomatékszabályozása

Az aszinkron gépekre vonatkozó (2.1.-7.) nyomatékképletben az állórész áramának helyére az

$\bar{i} = \frac{\bar{\Psi} - \bar{\Psi}_r}{L'}$ összefüggést behelyettesítve, azt kapjuk, hogy:

$$\bar{m} = \frac{3}{2} p \frac{\bar{\Psi}_r \times \bar{\Psi}}{L'} \quad (2.5.-1.)$$

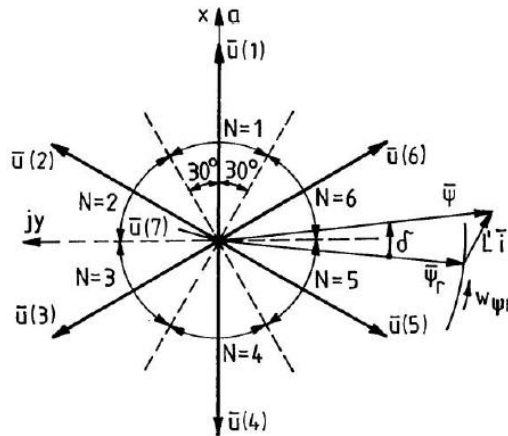
Ebből a nyomaték abszolútértéke:

$$m = \frac{3}{2}p \frac{\Psi_r \Psi \sin \delta}{L'} \approx \frac{3}{2}p \frac{\Psi_r \Psi \delta}{L'} \quad (2.5.-2.)$$

Itt δ a $\overline{\Psi}_r$ forgórész-fluxusvektor és a $\overline{\Psi}$ állórész-fluxusvektor közötti kis szöget jelöli. Állandósult állapotban, álló koordináta-rendszerben a $\overline{\Psi}_r$ forgórész-fluxusvektor kör alakú pályán forog egyenletes szögsebességgel, míg a $\overline{\Psi}$ állórész-fluxusvektor a

$$\left(\frac{d\overline{\Psi}}{dt}\right)_k = \overline{u}(k) - R\overline{i} \approx \overline{u}(k) \quad (2.5.-3.)$$

egyenletnek megfelelően az $\overline{u}(k)$ kapocsfeszültség-vektor által vezérelhető pályát ír le. A kétszintű feszültséginverter Park-vektor ábrájában ((2.5.-1.) ábra) összesen 7-féle kapocsfeszültség-vektor található, így az invertert vezérlő elektronika minden egyes pillanatban 7-féle $\left(\frac{d\overline{\Psi}}{dt}\right)_k$ állórész-fluxus sebességvektor közül tudja kiválasztani a gép állórészére kapcsolandót.



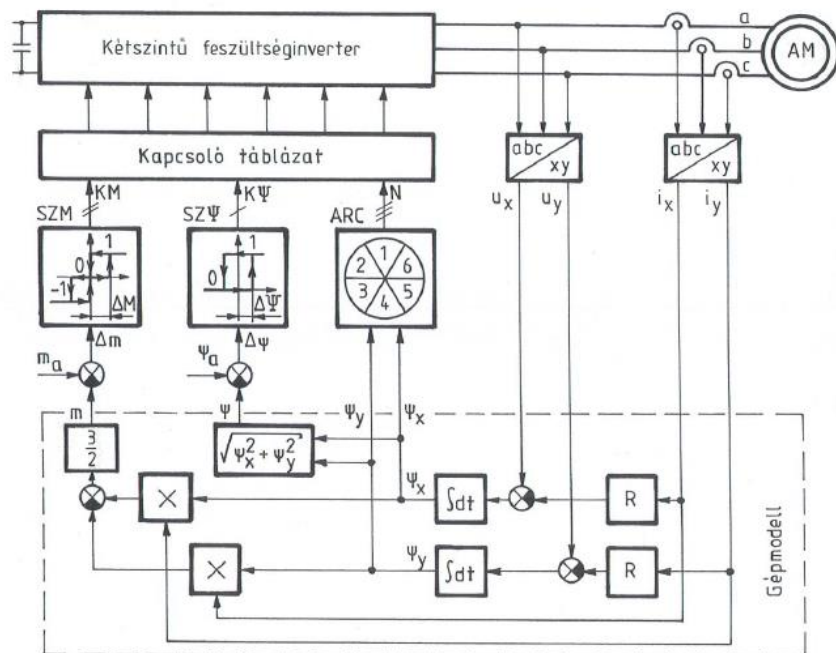
2.5.-1. ábra:Az inverter feszültségvektorai és a fluxusvektorok

A $\overline{\Psi} = \overline{\Psi}_r + L'\overline{i}$ állórész-fluxusvektor amplitúdója és szöge az $L'\overline{i}$ tag miatt sokkal gyorsabban változtatható, mint a $\overline{\Psi}_r$ forgórész-fluxusvektor amplitúdója és szöge. A nyomatékot a leggyorsabban a két fluxusvektor közötti δ szöggel lehet változtatni. A leggyorsabb δ változást a $\overline{\Psi}$ -re kb. merőleges feszültségvektorok eredményezik, mivel a δ szög kicsi.

Példaként tételezzük fel az $m > 0$ és $w_{\Psi_r} > 0$ motoros üzemet, valamint az állórész- és a forgórész fluxusvektorok (2.5.-1.) ábra szerinti helyzetét. A leggyorsabb nyomaték

növekedést az $\bar{u}(1)$ feszültségvektor motorra való kapcsolásával lehet elérni, míg a leggyorsabb nyomaték csökkenést az $\bar{u}(4)$ feszültségvektorral lehet elérni. Az $\bar{u}(7) = 0$ feszültségvektor (a (2.5.-1.) ábra közepén található nullvektor) megállítja a $\bar{\Psi}$ vektort, így ekkor a δ szög, és ebből következően a nyomaték csökken. A nyomatékot tehát egyszerű kétpontszabályozással lehet az alapjel által előírt értékre szabályozni. Még mindig a példánál maradva, nézzük, hogy hogyan lehet változtatni az állórész-fluxus amplitúdóját. A fluxus amplitúdóját leggyorsabban az $\bar{u}(6)$ és az $\bar{u}(5)$ feszültségvektorokkal lehet növelni, míg a leggyorsabb fluxus-csökkenést az $\bar{u}(3)$ és az $\bar{u}(2)$ feszültségvektorokkal lehet elérni. Az $\bar{u}(7)$ feszültségvektor nem változtatja a fluxust (viszont a nyomatékot csökkenti). Tehát az állórész-fluxus amplitúdóját szintén kétpontszabályozással lehet az előírt értékre szabályozni. Ezek után nézzük a közvetlen nyomatékszabályozás egyik lehetséges megvalósítását.

A $\bar{\Psi}$ fluxusvektor szöghelyzetét a (2.5.-1.) ábrának megfelelően hat darab 60° -os szektormmal jellemezve, az $N=1\dots 6$ szektorszámától függő általános szabályok is megállapíthatók az optimális $\bar{u}(k)$ feszültségvektor kiválasztására. Ezeket a szabályokat a módszer implementálása során egy kapcsoló táblázatban szokták eltárolni. A kapcsoló táblázat megfelelő elemének kiválasztása, azaz az optimális $\bar{u}(k)$ feszültségvektor kiválasztása, három jel alapján történik: a $\Delta\Psi = \Psi_a - \Psi$ fluxusamplitúdó-hiba, a $\Delta m = m_a - m$ nyomatékhiba, és az N szektorszám alapján. Ezek alapján a szabályozás egyik lehetséges blokkvázlatát a (2.5.-2.) ábrán láthatjuk ($p = 1$ póluspárszámot feltételezve).



2.5.-2. ábra: A közvetlen nyomatékszabályozás egyik lehetséges megvalósításának blokkvázlata

Az ábrán jól látható, hogy a szabályozás a gép helyettesítő képéből egyedül az állórész ellenállását használja fel. Az állórész-fluxusvektor számítása a

$$\Psi_x = \int u_x - R i_x dt, \quad \Psi_y = \int u_y - R i_y dt \quad (2.5.-4.)$$

egyenletek alapján történik. Ψ_x -ből és Ψ_y -ből meghatározható az állórész-fluxusvektor tényleges amplitúdója, valamint az $\bar{m} = \frac{3}{2} p \bar{\Psi} \times \bar{I}$ -ből következő $m = \frac{3}{2} p (\Psi_x i_y - \Psi_y i_x)$ alapján meghatározható a gép által leadott nyomaték. Ezáltal –felhasználva a fluxus-, illetve a nyomaték alapjeleket– képezhető a fluxus-, illetve a nyomaték hibajel. Az SZΨ fluxusszabályozó kétállású, az SZM nyomatékszabályozó (itt nem részletezett okok miatt) háromállású hiszterézises komparátor. Ennek megfelelően a KΨ jel 0 és 1, a KM jel 0, 1, és -1 értékeket vehet fel. Az ARC egység Ψ_x és Ψ_y alapján meghatározza, hogy a $\bar{\Psi}$ állórész-fluxusvektor melyik szektorban található. Az egység kimenete az N szektorszám.

A KΨ és a KM jelek, valamint az N szektorszám alapján történik a már korábban említett kapcsoló táblázat címzése. Mivel a KΨ jel 1 bites, a KM jel 2 bites, az N szektorszám pedig 3 bites, ezért az egész kapcsoló táblázat címzése egy 6 bites kód alapján történik. A 6 bites kód alapján a kapcsoló táblázatból automatikusan kiválasztásra kerül a gépre kapcsolandó optimális $\bar{u}(k)$ feszültségvektor sorszáma.

A közvetlen nyomatékszabályozott hajtás bekapcsolását –hasonlóan a mezőorientált szabályozáshoz– a fluxus kialakításával kell kezdeni. A nyomaték-alapjelet csak a fluxus kialakítása után szabad engedélyezni.

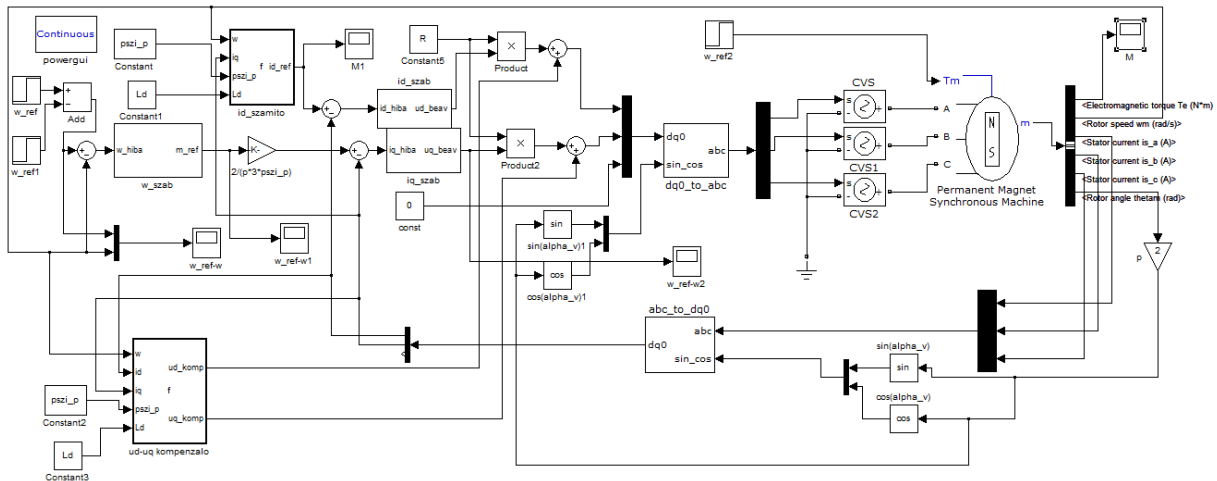
A módszer implementálása folyamán meg kell határozni a fluxus- és a nyomaték-alapjelekre vonatkozó toleranciasávok nagyságát. Ezek relatív egységekben $\pm 0,01 - 0,05$ nagyságúak szoktak lenni, és tipikusan a nyomaték-alapjelre vonatkozó toleranciasáv szokott a szélesebb lenni. A toleranciasávok minimálisan megengedhető értékét az inverter maximálisan megengedhető kapcsolási frekvenciája határozza meg: minél nagyobb kapcsolási frekvencia engedhető meg, annál keskenyebb toleranciasávok használhatóak.

A szinkron gépeknek esetében is használatos a közvetlen nyomatékszabályozás, de itt most a tartalmi keretek szűkössége miatt azzal nem foglalkozunk.

3. Szimulációs eredmények

3.1. Szinuszmezős állandómágneses forgórészű szinkron gépek mezőorientált áramvektor-szabályozásának szimulációs vizsgálata

Az (3.1.-1.) ábrán láthatjuk a szimulációhoz készített Simulink-modellt.



3.1.-8. ábra: Szinkron gép mezőorientált áramvektor-szabályozása

A modell a szinkron gépeknél leírtak megfelelően végzi, így itt a szabályozás menetét nem részletezzük, csak megmagyarázzuk, hogy az egyes blokkok mit csinálnak. Az ábrán jól látható, hogy a motort nem inverter hajtja meg, hanem **három darab vezérelt feszültségforrás** („CVS”, „CVS1”, valamint „CVS2”). Ennek az az oka, hogyha az inverter kapcsolási frekvenciája meghaladja az előállítandó alapharmonikus feszültség maximális frekvenciájának 20-szorosát, akkor a felharmonikus áramok elhanyagolhatóak, és az inverter ideális arányos taggal helyettesíthető. A szimulációban felhasznált gép névleges fordulatszáma $3000 \frac{1}{min}$, póluspárszáma 2, így az előállítandó alapharmonikus feszültség

maximális frekvenciája az $n_{szinkron}[Hz] = \frac{f[Hz]}{p}$ képletből következően $\frac{n[\frac{1}{min}]}{60} * p = \frac{3000}{60} \cdot$

$2 = 100 Hz$. Ebből következően ezzel a közelítéssel akkor élhetünk, ha az inverter kapcsolási frekvenciája legalább $20 * 100 = 2kHz$ nagyságú. Manapság, egyszerűbb invertek is képesek akár 16 kHz-es kapcsolási frekvenciák elérésére, így a közelítés teljesen jogos.

A „dq0_to_abc” nevű blokk végzi a pólusfluxushoz rögzített koordináta-rendszerből háromfázisú koordináta-rendszerbe való transzformációt, míg az „abc_to_dq” nevű blokk végzi a háromfázisú koordináta-rendszerből pólusfluxushoz rögzített koordináta-rendszerbe való transzformációt. Előbbire azért van szükség, mert a gép szabályozását pólusmező koordináta-rendszerben végezzük el, de a gép a szabályozásnak megvalósulásához szükséges feszültségjeleket csak álló koordináta-rendszerben tudjuk kiadni. Az utóbbi blokk pedig azért szükséges, mert a valóságban csak álló koordináta-rendszerben tudunk áramokat mérni, de a szabályozást pólusmező koordináta-rendszerben végezzük el.

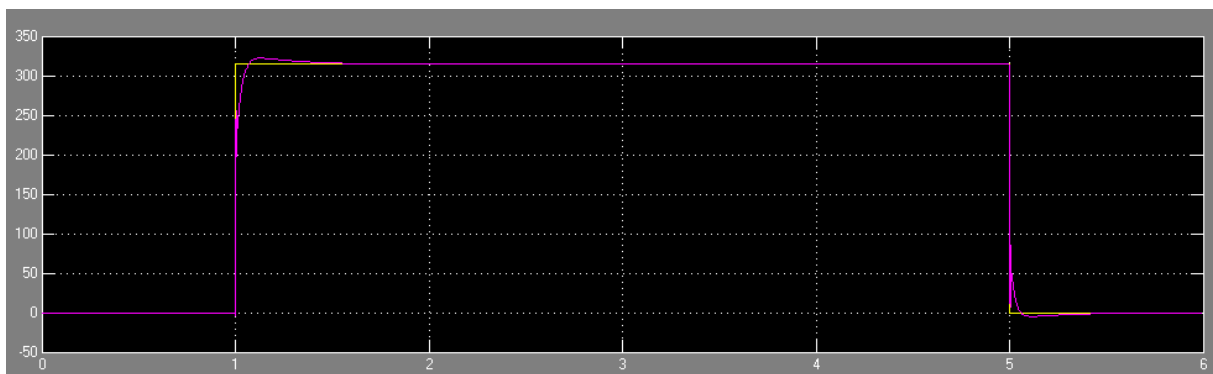
Az ábrán látható három szabályozó: „w_szab”, „id_szab”, illetve „iq_szab”. Ezek rendre a gép mechanikai szögsebességének, i_d -, illetve i_q áramkomponenseinek szabályozását látják el. Látható még az ábrán egy „id_szamito” nevű blokk is, ez az i_d -alapjel kiszámítását végzi el. Az „w_szab” nevű blokk után látható egy **erősítő**, amelyik a nyomaték-alapjeltől kiszámítja az i_q -alapjelet. Az utolsó említésre méltó blokk az „ud-uq kompenzalo” nevet viseli. Ez az u_d és u_q feszültségkomponensek közötti szétcsatolást hivatott kikompenzálni, a szinkron gépek mezőorientált szabályozásánál leírtaknak megfelelően.

A modellben a következő mennyiségeket mérjük: állórész-fázisáramok, illetve a forgórész mechanikai szögsebességét és mechanikai szöghelyzetét. Ezek a valóságban mind mérhetőek. Az állórész fázisáramainak megmérésére számtalan lehetőség létezik, a forgórész mechanikai szögsebességének és mechanikai szöghelyzetének mérésére pedig használhatunk inkrementális- vagy abszolút jeladót. Utóbbi kevésbé érzékeny a zavaró jelekre, így használata szervó- és robothajtások esetében előnyösebb. Megjegyzendő, hogy az ábrán láthatunk egy **erősítőt** is a forgórész szöghelyzetét továbbító vezetékre kapcsolódva. Ez a mechanikai szöghelyzetből villamos szöghelyzetbe való átváltást hivatott képviselni, mivel az „abc_to_dq0” és a „dq0_to_abc” nevű blokkok igénylik a forgórész villamos szöghelyzetének szinuszt és koszinuszt a koordináta-transzformációk elvégzése érdekében. További megjegyzés, hogy az ábrán látható, hogy a gép elektromágneses nyomatéka is a mért értékek között szerepel, azonban ezt nem használjuk semmire sem, csak egy oszcilloszkópon kijelezzük.

Fontos megemlíteni, hogy a munkám során elvégzett szimulációk elkészítéséhez nem álltak rendelkezésemre valóságos gépek gépparaméterei (armatúra-induktivitás, stb.), ugyanis azokat általában nem szokták katalógusokban feltüntetni, mivel a gyártás következtében tényleges értékük viszonylag tág határok között mozoghat. Éppen ezért, a Simulinkben

található gépmodelleket használtam a szimulációk elvégzéséhez. A Simulinkben található gépmodellek között ugyan találhatunk 0.8 Nm-es névleges nyomatékú és $3000 \frac{1}{min}$ névleges fordulatszámú szinkron gépet, melynek névleges teljesítménye ezek alapján 250 W, viszont aszinkron gépből a legkisebb is 3.73 kW-os. Így a szimulációs eredményeket sokkal inkább az alkalmazott hajtásszabályozási módszerek képességeinek demonstrálásaként kell értelmezni, és nem konkrét gépek összehasonlításaként.

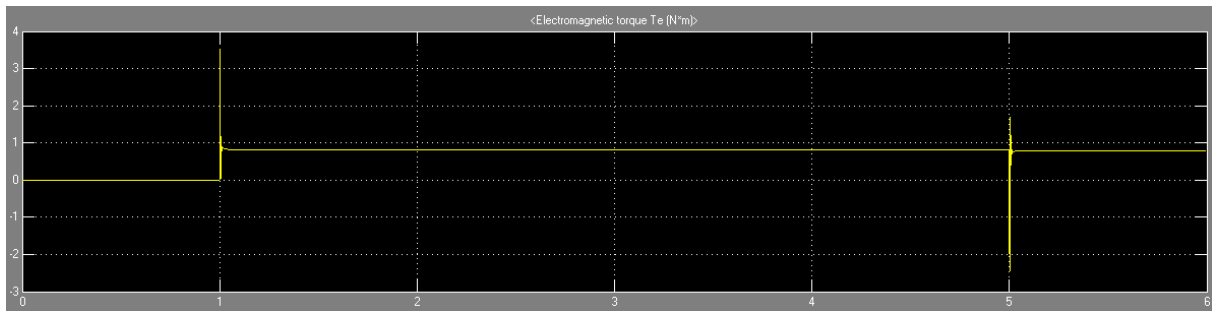
Ezek után lássunk néhány szimulációs eredményt. A (3.1.-2.) ábra a motor szögsebességének alakulását mutatja az idő függvényében, egy terhelés nélküli gyorsítás és fékezés esetére. Ezt azért érdemes megnézni, mivel az üresjárásban történő hirtelen gyorsítás és fékezés hajlamosít összességében a legjobban a fordulatszám-lengésekre. Sárga jelöli a szögsebesség alapjelet, illetve lila a tényleges szögsebességet. Jól látható, hogy a beállítás igen gyorsan, egy nagyon enyhe túllövással, és lengésmentesen megtörténik.



3.1.-9. ábra: Szinkron gép szögsebessége gyorsítás és fékezés alatt

A kinagyított Simulink-ábrán tanulmányoztam az indításkori beállási időt (tehát azt az időt, ami ahhoz szükséges, hogy utána a jel tartósan az alapjel értékének $\pm 5\%$ -os sávjában maradjon), és a fékezéskori beállási időt (tehát azt az időt, ami ahhoz szükséges, hogy utána a jel tartósan az alapjel fékezési parancs kiadása előtti értékének $\pm 5\%$ -os sávjával vegye körül a 0 szögsebességet). Ezek rendre kb. 40 ms-osnak, illetve kb. 35 ms-osnak adódtak. Az indítási túllövés értéke az alapjel kb. 2,5%-a, a fékezéskori túllövés a fékezés előtti alapjel kb. 1,6%-a.

Most nézzünk egy ábrát ugyanerre a folyamatra vonatkozóan, mely a gép elektromágneses nyomatékát ábrázolja. Itt csak a tényleges értéket mértük, melyet a sárga szín jelöl.



3.1.-3. ábra: Szinkron gép elektromágneses nyomatéka gyorsítás és fékezés alatt

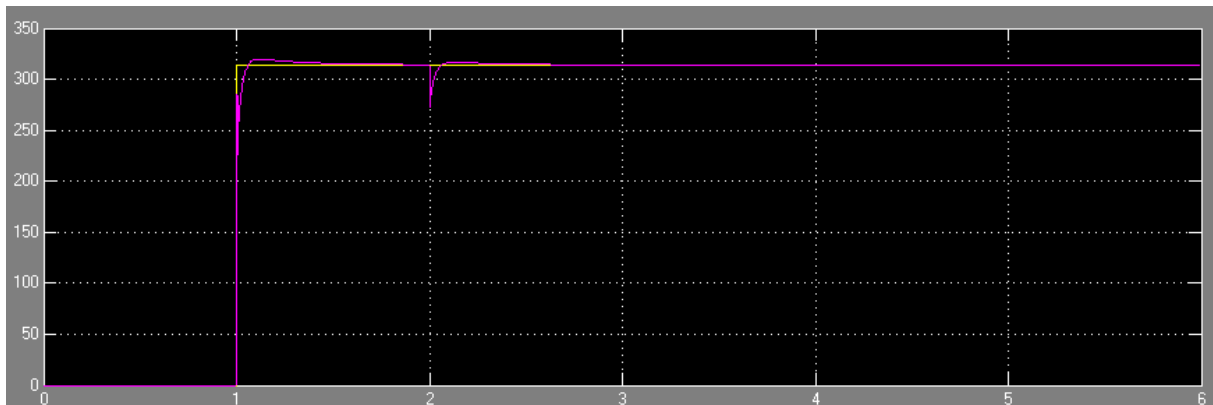
Az ábrán jól látható, hogy a gép elektromágneses nyomatéka állandósult állapotban tökéletesen sima. Az ábrán az is jól látszik, hogy indítás és fékezés alatt rövid idejű tranziensek alakulnak ki. Ez teljesen normális, hiszen az indítás, a fékezés, a terhelés-, illetve a fordulatszám-változás tranziens folyamatoknak számítanak, és –mint ahogy azt a nevük is mutatja– ilyenkor tranziensek alakulnak ki bizonyos mennyiségekben. Az előjelek figyelembe vételével, az indítási tranziens alatti nyomaték maximuma kb. 3,5 Nm, a fékezési tranziens alatti nyomaték minimuma kb. -2,5 Nm. A különbség oka az, hogy a Simulink modellezi a gép súrlódási veszteségeit is. Álló állapotból való induláskor a gépnek először a csapágyak tapadási súrlódását kell legyőznie, és csak amikor már mozgó állapotban van, akkor kell a csúszási súrlódás ellen hatnia, míg fékezéskor a tapadási súrlódás –a gép mozgó állapota miatt– nem hat, és így ilyenkor a csúszási súrlódás fékezi a gépet. Mivel a tapadási súrlódási együttható nagyobb, mint a csúszási súrlódási együttható, ezért a gépnek induláskor abszolútértékben nagyobb nyomatékra van szüksége, mint fékezéskor. Ugyanez az oka annak, hogy az indításkori beállási idő-, illetve az indításkori túllövés értéke nagyobb, mint a fékezéskori.

Az indításkori nyomaték maximuma kb. 3,5 Nm, míg a gép névleges nyomatéka 0,8 Nm. A kettő aránya 4,375. Ez az arány teljesen normális, mert –ahogy azt az 1. fejezetben is említettük– servo- és robothajtások esetében a rövid idejű maximális- és a névleges nyomatékok aránya nagy, átlagosan 5.

A kinagyított Simulink-ábrán megvizsgáltam a tranziensek időtartamát (tranziensek időtartama alatt azt az időt értjük, ami az állandósult állapot beállításához szükséges), és az indítás tranziensének időtartama kb. 10 ms, míg a fékezés tranziensének időtartama kb. 8 ms.

Most nézzünk egy ábrát egységugrás-szerű terhelés kiadása esetére. Ilyen ábrát azért érdemes tanulmányozni, mivel az állandósult állapotban forgó gép szabályozói számára a hirtelen,

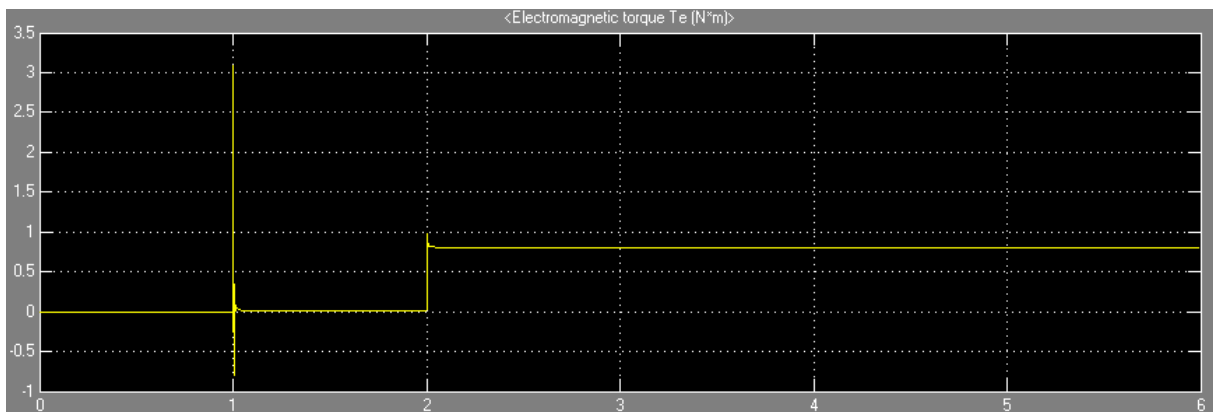
egységugrás-szerűen érkező terhelés jelenti az egyik legnagyobb szabályozási igénybevételt. A sárga vonal jelöli a szögsebesség-alapjelet, míg a lila a tényleges szögsebességet.



10.1.-4. ábra: Szinkron gép szögsebessége terhelésugrás alatt

Jól látható, hogy a gépet a 2. másodpercben éri a terhelés, melynek értéke 0.8 Nm (azaz névleges). Az ábrát tanulmányozva észrevehető, hogy a gép viszonylag gyorsan képes a terhelésugrást kiszabályozni. A tranziens ideje a kinagyított Simulink-ábrát tanulmányozva kb. 50 ms-osnak adódott.

A következő ábra mutatja a gép elektromágneses nyomatékát a terhelésugrás folyamata alatt.



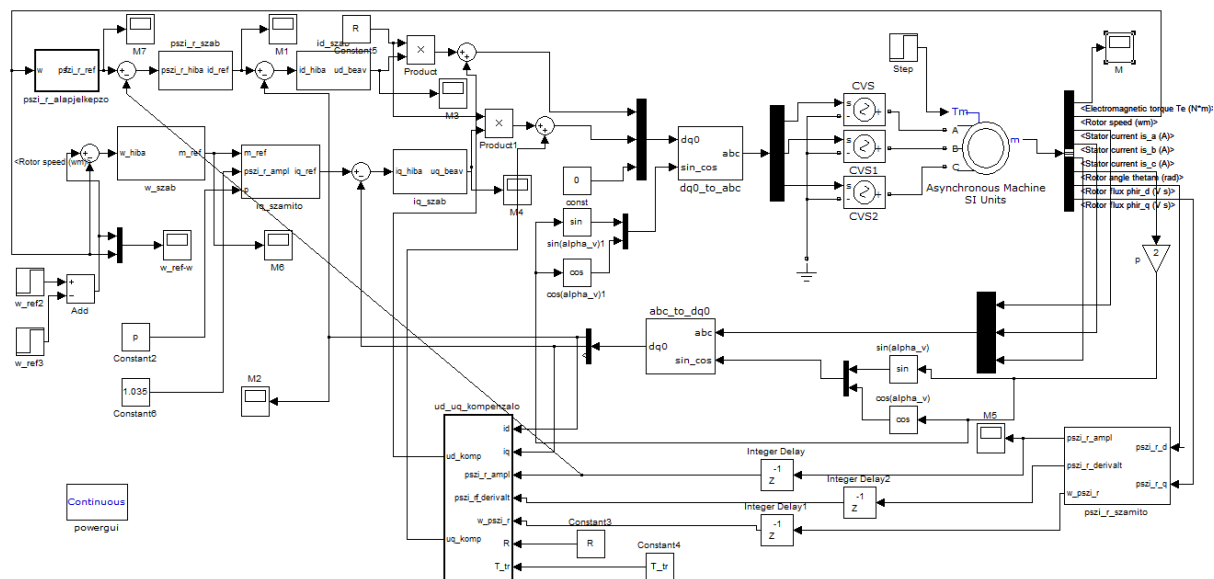
3.1.-5. ábra: Szinkron gép elektromágneses nyomatéka terhelésugrás alatt

Jól látható, hogy a gép indításakor van egy nagyobb tranziens, illetve a terhelés belépésekor is van egy kisebb. Az indítási tranziens már megvizsgáltuk, most csak a terhelésugrás alatti tranzienssel foglalkozunk. A terhelésugrás alatti tranziens időtartama kb. 50 ms-osnak adódott, a tranziens alatti nyomaték csúcserőteke kb. 1 Nm, tehát a névleges 0.8 Nm értékénél kb. 25%-kal nagyobb. A nyomaték állandósult állapotban tökéletesen sima.

Összességében véve megállapítható, hogy a szinkron gépek mezőorientált szabályozása rendkívül gyorsan és pontosan, gyakorlatilag túllövésmentesen képes a gépet szabályozni, így alkalmazása servo- és robothajtások esetében mindenképpen ajánlott.

3.2. Kalickás aszinkron gépek mezőorientált áramvektor-szabályozásának szimulációs vizsgálata

Az (3.2.-1.) ábrán láthatjuk a szimulációhoz készített Simulink-modellt.



3.2.-1. ábra: Aszinkron gép mezőorientált áramvektor-szabályozása

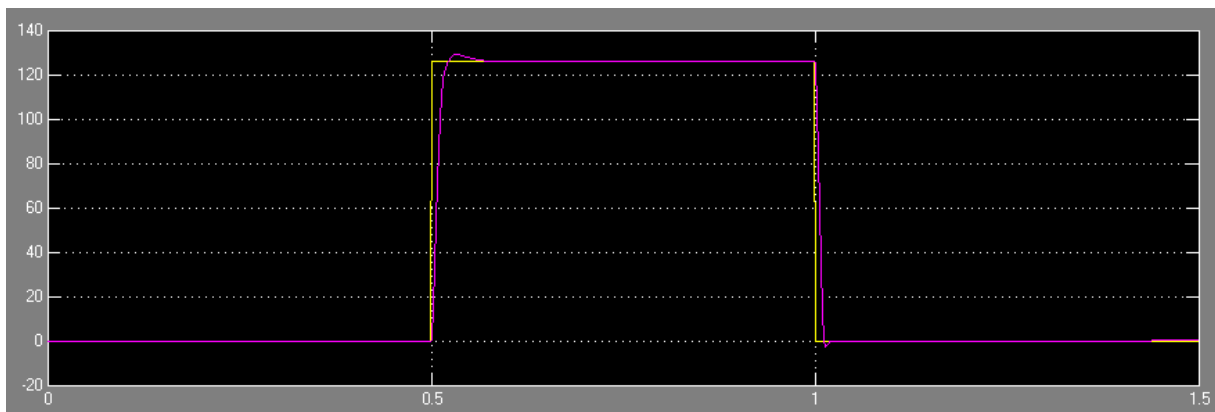
A modell jelentős mértékben hasonlít a szinkron gépekhez készített szimulációs modellhez. Azok a blokkok, melyek használatosak voltak szinkron gépek szabályozásánál is és itt is megtalálhatóak, és a nevük is ugyanaz, így azok ismertetésétől itt eltekintünk. Helyette, csak az újdonságokat ismertetjük. Az első újdonság a „**pszi_r_szamito**” nevű blokk. Ehhez először azt kell tudni, hogy a Simulink beépítetten tartalmazza a forgórész oldali gépmodellt, és már készen szolgáltatja nekünk rotorfluxus d-q komponenseit. Az u_d - és az u_q komponensek kikompenzálásához szükség van egy olyan blokkra, amelyik kiszámítja a rotorfluxus amplitúdóját, villamos szög helyzetét, illetve villamos szögsebességét. Konkrétan ezt a feladatot látja el a „pszi_r_szamito”. A „pszi_r_szamito” nevű blokkból kikerkező jeleket egy mintavételi periódussal késleltetjük, ez $10 \mu\text{s}$ -os késleltetést jelent. Erre azért van szükség, mert különben a Simulink algebrai hurkokat talál a Simulink saját motormodelljében, és nem

engedi elvégezni a szimulációt. Ez azonban nem okoz problémát, hiszen egy valóságos mintavételes rendszerben ekkora késleltetések mindenképpen vannak.

A következő újdonság a „**pszi_r_alapjelkepző**” nevű blokk. Ez képezi az i_a -alapjelet. Ennek a kimenete a gép mechanikai szögsebességétől is függ, amennyiben elértük a mezőgyengítéses tartomány kezdetét. A harmadik újdonság a „**pszi_r_szab**”, amelyik a rotorfluxus szabályozását látja el, a (2.3.-2.) egyenletnek megfelelően.

Hangsúlyozzuk, hogy az itt most nem részletezett, szinkron gépek esetében is meglévő blokkok funkciója ugyanaz, de azt egészen más egyenletek alapján végzik el, így a modell jelentős mértékben eltér a szinkron gépek esetében leírtaktól.

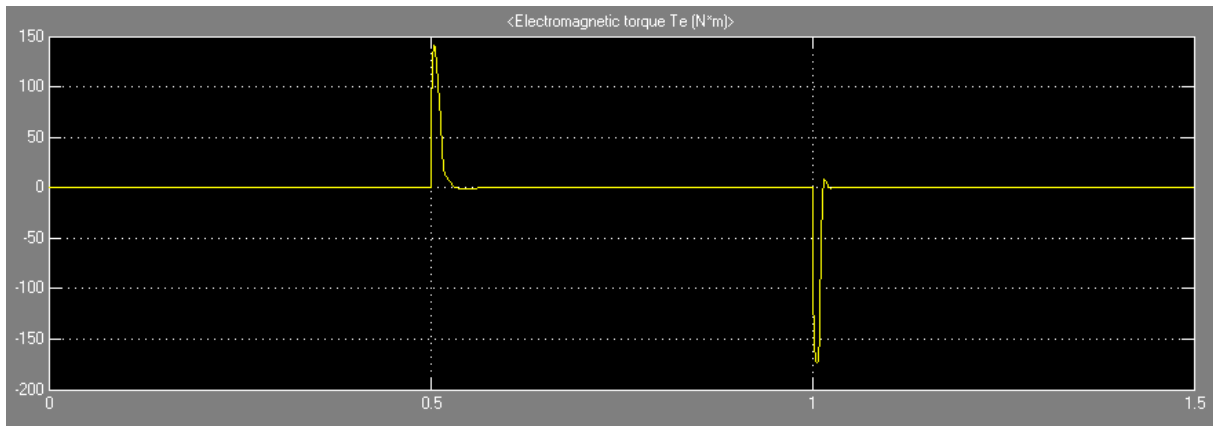
Most nézzünk néhány szimulációs eredményt. A szimulációhoz használt modell a Simulink-ben megtalálható 4 kW-os névleges teljesítményű, 50 Hz-es névleges frekvenciájú, és $1430 \frac{1}{min}$ névleges fordulatszámú aszinkron gép. Hasonlóan a szinkron géphez, itt is az üresjárásban való gyorsítás és fékezés folyamatát fogjuk először vizsgálni. Sárga jelöli a szögsebesség alapjelet, illetve lila a tényleges szögsebességet. Jól látható, hogy a beállítás igen gyorsan, egy nagyon enyhe túllövással, és lengésmentesen megtörténik.



3.2.-2. ábra: Aszinkron gép szögsebessége gyorsítás és fékezés alatt

A kinagyított Simulink-ábrán tanulmányoztam az indításkori beállási időt, és a fékezés kori beállási időt. Ezek rendre kb. 14 ms-osnak, illetve kb. 10 ms-osnak adódtak. Az indítási túllövés értéke az alapjel kb. 2,65%-a, a fékezés kori túllövés a fékezés előtti alapjel kb. 2,2%-a.

Most nézzünk egy ábrát ugyanerre a folyamatra vonatkozóan, mely a gép elektromágneses nyomatékát ábrázolja. Itt is csak a tényleges értéket mértük, melyet a sárga szín jelöl.

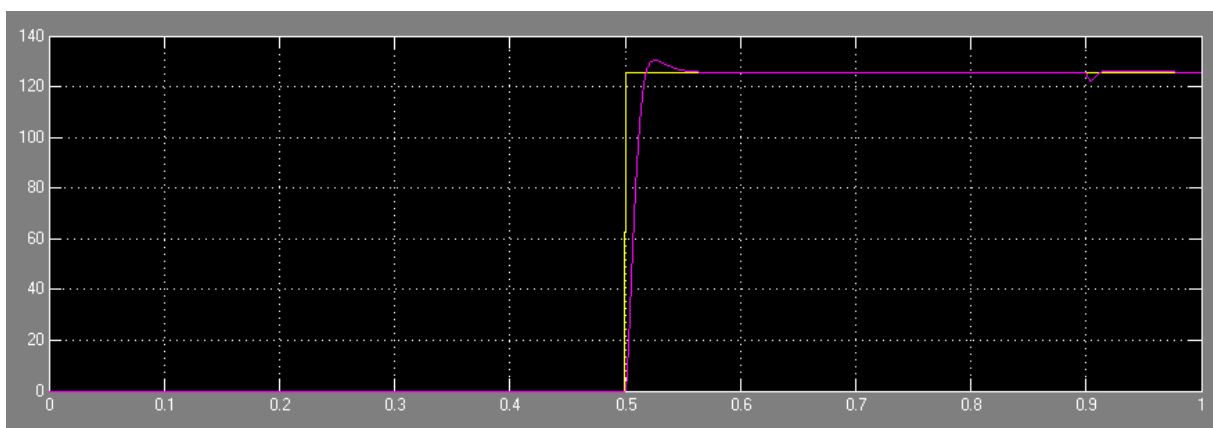


3.2.-3. ábra: Aszinkron gép elektromágneses nyomatéka gyorsítás és fékezés alatt

Az ábrán jól látható, hogy a gép elektromágneses nyomatéka állandósult állapotban tökéletesen sima. Az ábrán az is jól látszik, hogy indítás és fékezés alatt rövid idejű tranziensek alakulnak ki. Ez teljesen normális, hiszen az indítás, a fékezés, a terhelés-, illetve a fordulatszám-változás tranziens folyamatoknak számítanak. Az indítási, illetve a fékezési tranziens nyomatékok maximuma kb. 150 Nm, mai normálisnak számít, figyelembe véve, hogy a gép névleges nyomatéka $\frac{4000 \text{ W}}{\frac{2\pi \cdot 1430 \text{ rpm}}{60}} = 26,71 \text{ Nm}$.

A kinagyított Simulink-ábrán megvizsgáltam a tranziensek időtartamát, és az indítás tranziensének időtartama kb. 20 ms, míg a fékezés tranziensének időtartama kb. 14 ms.

Most nézzünk egy ábrát egységugrás-szerű terhelés kiadása esetére. A sárga vonal jelöli a szögsebesség-alapjelet, míg a lila a tényleges szögsebességet.

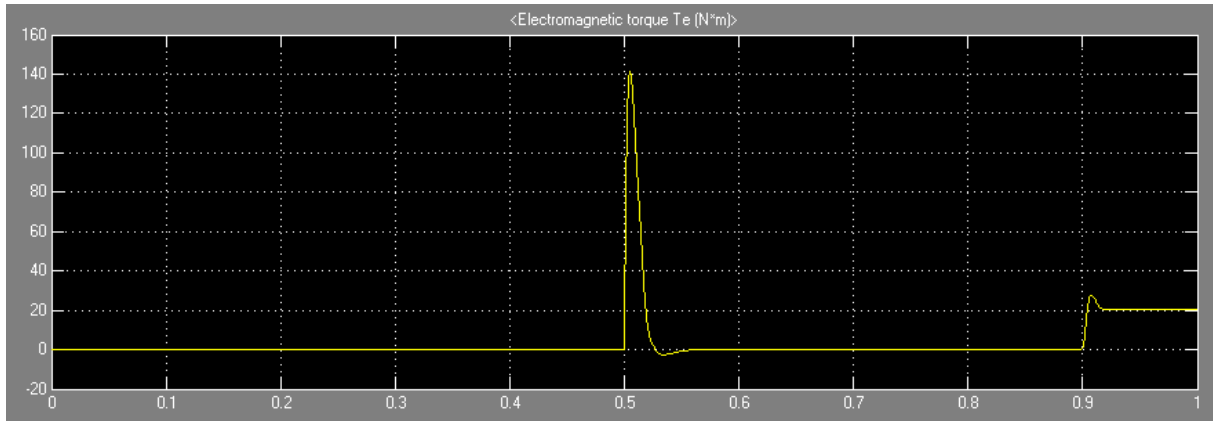


3.2.-4. ábra: Aszinkron gép szögsebessége terhelésugrás alatt

Jól látható, hogy a gépet a $t = 0,9 \text{ s}$ -kor éri a terhelés, melynek értéke 20 Nm. Az ábrát tanulmányozva észrevehető, hogy a gép viszonylag gyorsan képes a terhelésugrást

kiszabályozni. A tranziens ideje a kinagyított Simulink-ábrát tanulmányozva kb. 10 ms-osnak adódott.

A következő ábra mutatja a gép elektromágneses nyomatékát a terhelésugrás folyamata alatt.



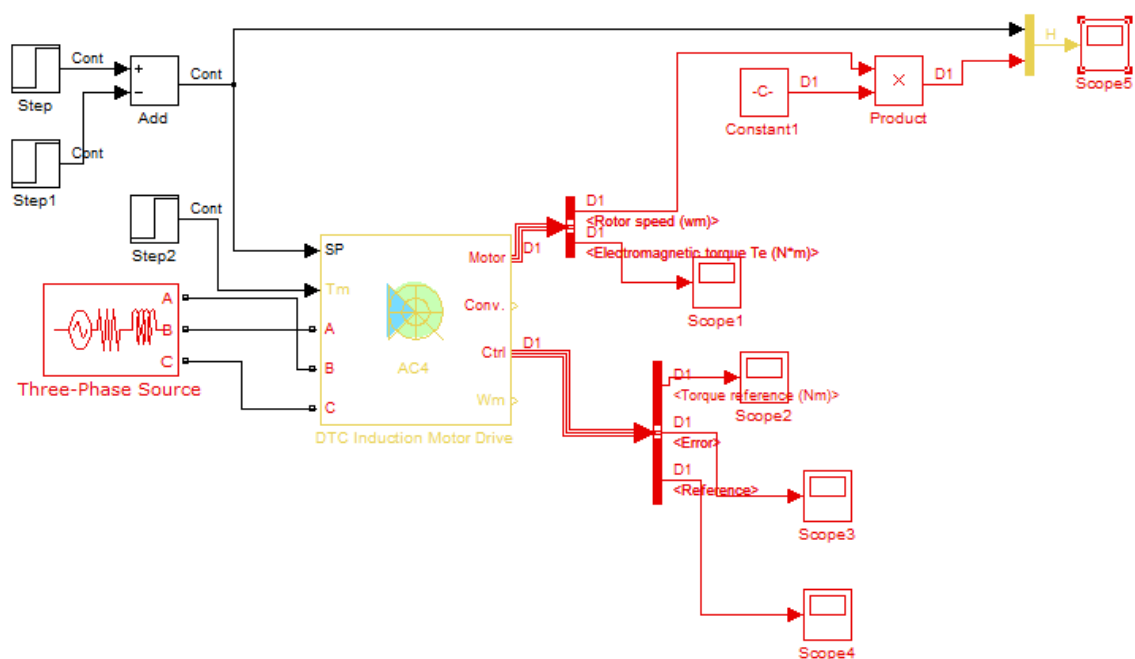
3.2.-5. ábra: Szinkron gép elektromágneses nyomatéka terhelésugrás alatt

Jól látható, hogy a gép indításakor van egy nagyobb tranziens, illetve a terhelés belépésekor is van egy kisebb. Az indítási tranziens már megvizsgáltuk, most csak a terhelésugrás alatti tranzienssel foglalkozunk. A terhelésugrás alatti tranziens időtartama kb. 15 ms-osnak adódott, a tranziens alatti nyomaték csúcserőteke kb. 27,5 Nm, tehát a terhelő 20 Nm értékénél kb. 37,5%-kal nagyobb. A nyomaték állandósult állapotban tökéletesen sima.

Összességében véve megállapítható, hogy az aszinkron gépek mezőorientált szabályozása rendkívül gyorsan és pontosan, gyakorlatilag túllövésmentesen képes a gépet szabályozni, így alkalmazása szervó- és robotajtások esetében mindenképpen ajánlott.

3.3. Aszinkron gépek közvetlen nyomatékszabályozása

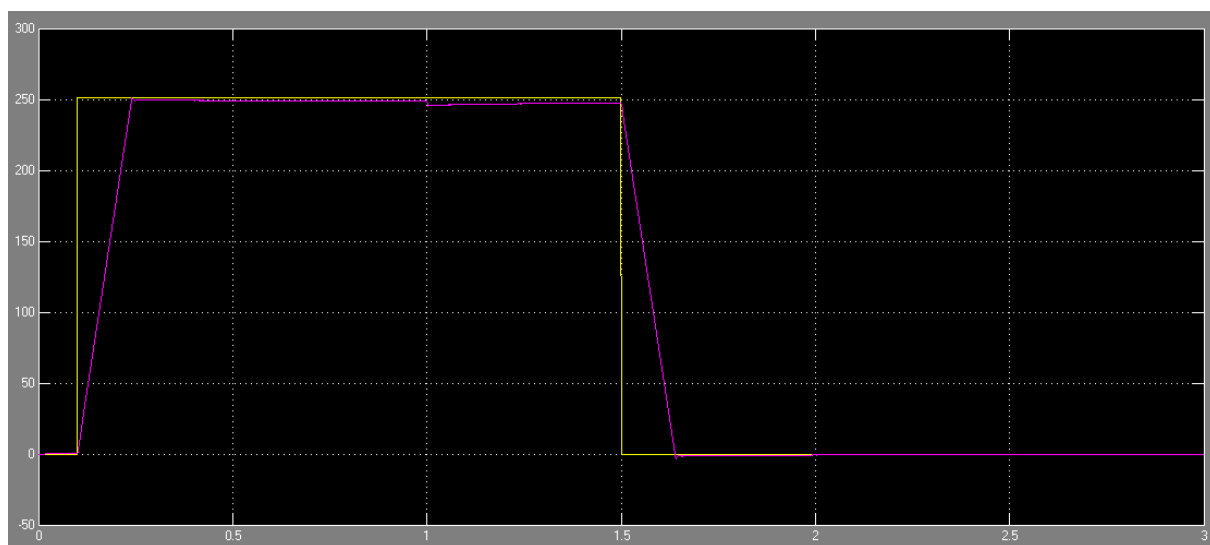
Az (3.3.-1.) ábrán láthatjuk a szimulációhoz használt Simulink-modellt. A közvetlen nyomatékszabályozott aszinkron gépes hajtás blokkját a Simulink beépítetten tartalmazza, így annak kifejlesztésével nem kellett foglalkozni, hanem csak az egyes paraméterek beállításával. Itt az alapértelmezett, kb. 2,2 kW-os névleges teljesítményű motormodellt használtam, és csak a szabályozó paramétereinek hangolgtásával foglalkoztam.



3.3.-1. ábra: Aszinkron gép közvetlen nyomatékszabályozása

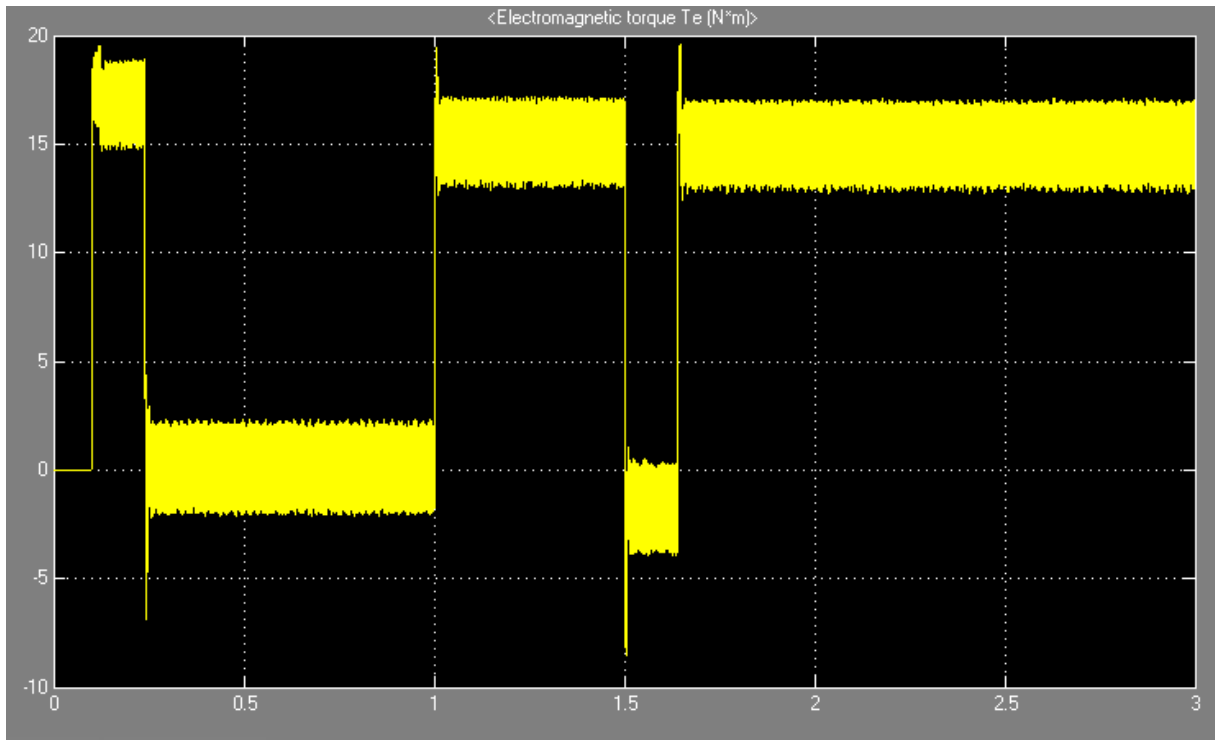
Fontos, hogy a blokk nem helyes adja vissza a gép tényleges szögsebességét. Azt még fel kellett szorozni 60-nal, és le kellett osztani 2π -vel.

Az alábbi ábra egy összefoglaló ábra. Láthatunk rajta egy terhelés nélküli gyorsítást, egy terhelésugrást, és egy terheléssel történő lassítást. Sárga mutatja a szögsebesség-alapjelet, lila a tényleges szögsebességet.



3.3.-1. ábra: Aszinkron gép közvetlen nyomatékszabályozásához tartozó szögsebesség-idő függvény

Az ábrán jól látható, hogy a szabályozás túllendülésmentes, de viszonylag lassú. Ennek az az oka, hogy a használt gép modellje nem azonos a korábbi aszinkron gép modelljével. Megpróbáltam módosítani a gépmodellt az előzőleg használt gépre, de a Simulink többször is hibát jelzett a szimuláció közben. A jelenleg használt gép tehetetlenségi nyomatéka kb. 6-szorosa az előzőleg használt gép tehetetlenségi nyomatékának. Mindemellett a jelenlegi gép névleges teljesítménye kb. fele a korábbinak. Mindezek ellenére a szabályozás jellegzetességei jól láthatóak a következő ábrán:



3.3.-2. ábra: Az elektromágneses nyomaték

Jól látható, hogy a nyomaték igen erőteljesen lüktet, annak ellenére, hogy a modellben meglehetősen magas kapcsolási frekvenciákat engedtem meg (20 kHz). A nyomatéklüktetések rendkívül előnytelenek egy szervós alkalmazásban, mivel megnehezítik a pontos pozicionálást. Éppen ezért a közvetlen nyomatékszabályozás jelenlegi változatának használata nem javasolt servo- és robothajtások esetében.

4. Végkövetkeztetések

Az előzőekben láthattuk, hogy mindkét gép mezőorientált szabályozása megfelelő szervo- és robothajtások igényeinek kielégítésére. A közvetlen nyomatékszabályozásnak vannak gyakorlati előnyei a mezőorientált szabályozással szemben, pl. gyorsabb fluxus és nyomatékszabályozás, robusztusabb szabályozók, kevésbé paraméter-érzékeny, stb., de jelenlegi változatában még nem alkalmas igényes szervo- és robothajtások igényeinek kielégítésére. A mezőorientált szabályozás tulajdonképpen fő hátránya az erős paraméter-érzékenység, illetve a szabályozók bonyolult behangolása. Éppen ezért érdemes további kutatásokat végezni a közvetlen nyomatékszabályozás területén. További kutatási téma lehet a szinkron gépek közvetlen nyomatékszabályozása.

Ami pedig az alkalmazott gépfajtát illeti, a választás egyszerű. Ott, ahol nincs lehetőség áttétel beépítésére, szinkron gépet érdemes alkalmazni, mivel az állandómágnes nagy teljesítménysűrűségéből adódóan szinkron gép esetében nincs szükség áttételre. Azonban az állandómágnes a szinkron gép fő hátránya, mivel az állandómágnes drága. Éppen ezért, olyan helyeken, ahol az áttétel kihagyása nem követelmény, aszinkron motoros szervohajtást érdemes alkalmazni, mivel az viszonylag olcsó (pl. CNC-gépek főhajtásai).

Irodalomjegyzék

- [1]: Rakesh Parekh, Microchip Technology Inc.: AC Induction Motor Fundamentals, AN887, 2003
- [2]: Dr. Kádár István: Váltakozó áramú rendszerek előadásvázlatok: A Park-vektoros számítási módszer elve és alkalmazása, 2013
- [3]: Dr. Retter Gyula: Villamos Energetika II. kötet, elektronikus jegyzet
- [4]: Dr. Vajda István: Villamos gépek és alkalmazások előadásvázlatok, 2013
- [5]: Dr. Kádár István: Modellezés és szimuláció előadásvázlatok: Az aszinkron gépek modellezése, 2013
- [6]: Hámori Zoltán: Villamos Gépek, Nemzeti Tankönyvkiadó – Tankönyvmester kiadó, Budapest, 2000
- [7]: Dr. Erdélyi István, Dr. Farkas László: Aszinkron gép mérése, 2009
- [8]: Dr. Halász Sándor: Villamos hajtások, 1993
- [9]: Dr. Veszprémi Károly: Villamos gépek és alkalmazások előadásvázlatok, 2013
- [10]: Rácz György: Frekvenciaváltó fejlesztése kisteljesítményű aszinkron motorokhoz, Budapest, 2011
- [11]: Steve Bowling, Microchip Technology Inc.: An Introduction to AC Induction Motor Control Using the dsPIC30F MCU, AN984, 2005
- [12]: Youcef Bekakra, Djilani Ben Attous: Comparison Study between SVM and PWM Inverter in Sliding Mode Control of Active and Reactive Power Control of a DFIG for Variable Speed Wind Energy, International Journal of Renewable Energy Research, 2012
- [13]: Rakesh Parekh, Microchip Technology Inc.: VF Control of 3-Phase Induction Motor Using Space Vector Modulation, AN955, 2005
- [14]: Dr. Schmidt István, Dr. Veszprémi Károly: Hajtásszabályozások, egyetemi jegyzet, 2013
- [15]: Dr. Schmidt István, Dr. Vincze Gyuláné, Dr. Veszprémi Károly: Villamos szervo- és robothajtások

