



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Villamos Energetika Tanszék
Villamos gépek és hajtások szakirány

Állandómágneses Szinkrongép Áramvektor Szabályozása

Tóth Kornél

Tudományos Diákköri Konferencia

KONZULENS

Szabó Gergely

BUDAPEST, 2022

Tartalomjegyzék

Összefoglaló	3
1 Állandómágneses Szinkrongép Matematikai Modellezése	4
2 Folytonos idejű szabályozás.....	8
2.1 Szakaszmodell leképezése MATLAB Simulink környezetben	8
2.2 Áramszabályozás vizsgálata és megvalósítása	10
2.3 Sebességszabályozó vizsgálata és implementálása	14
3 Diszkrét idejű szabályozás	17
3.1 Diszkrét Idejű Áramszabályozó	18
3.2 Diszkrét Idejű Áramszabályozó behangolása.....	20
3.3 DI Sebességszabályozó behangolása	22
4 Mérés	23
4.1 Hajtás.....	23
4.2 Eredmények	26
5 Konklúzió	31
6 Irodalomjegyzék.....	32

Összefoglaló

Dolgozatomban egy állandómágneses szinkrongép mezőorientált szabályozását vizsgálom és mutatom be. Ennek során első lépésében az állandómágneses szinkron motort modelleztem, felhasználva térvektoros differenciálegyenlet-rendszeren alapuló elektromágneses, valamint a motor dinamikai viselkedését leíró egyenletet, amelyeket MATLAB Simulink környezetben képeztem le.

A vizsgálat következő részében mezőorientált áramvektor szabályozást társítottam az elkészült szakaszmodellhez. Első megközelítésében folytonos idejű szabályozással foglalkoztam és készítettem egy kaszkád szabályozási kört, amellyel a forgógép zárt hurkú szabályozását tudtam megvalósítani. Ezt követően mintavételes, diszkrét idejű szabályozó modellt hoztam létre, amely beágyazott rendszerben futtatható. A kidolgozott algoritmust egy prototípus hajtáson futtattam és vizsgáltam.

Dolgozatom célja a kidolgozott szakaszmodell és szabályozási rendszer bemutatása, a folytonos és diszkrét idejű modellek, valamint a mérési eredmények összehasonlítása.

1 Állandómágneses Szinkrongép Matematikai Modellezése

A háromfázisú forgógépek modellezése sok esetben Park-vektorok segítségével történik, amelyet például szimmetrikus áram rendszerre az alábbi módon definiálhatunk.

Az $\bar{U}(t)$ feszültségfüggvényre alkalmazva a Park-vektoros leírást (1.1 egyenlet):

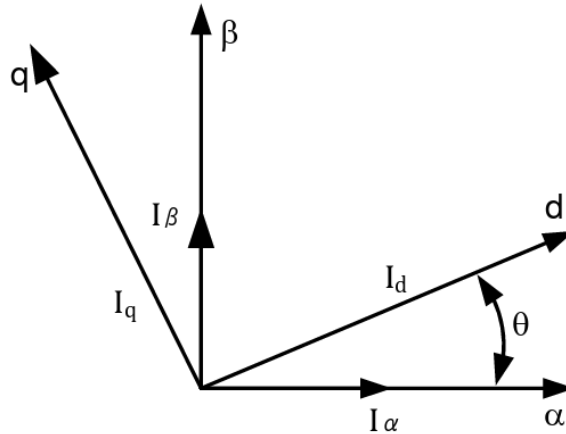
$$\bar{U}(t) = \frac{2}{3} [u_a(t) + \bar{a}u_b(t) + \bar{a}^2u_c(t)], \quad (1.1)$$

$$\bar{a} = e^{j120^\circ}, \quad (1.2)$$

$$\bar{a}^2 = e^{-j120^\circ}, \quad (1.3)$$

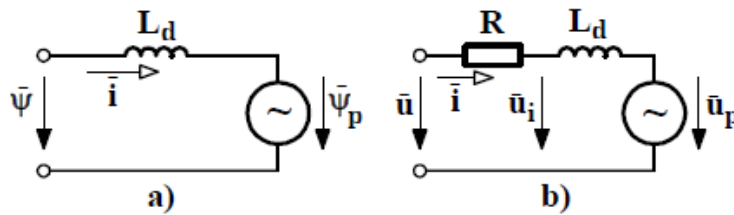
1.1 egyenletből az $u_a(t), u_b(t), u_c(t)$ az egyes fázis feszültségek pillanatértékei, amelyek a motor tekercseire jutnak, míg az (1.2) és (1.3) egyenletben szereplő vektorok a komplex számsíkon való pozitív vagy negatív irányban való forgatásért felelősek.

Állandómágneses szinkrongépek esetén a nyomatékot meghatározó fluxus komponens a pólusfluxus vektor lesz, így a modellezés során az egyenleteimet ehhez a vektorhoz orientáltam. Az álló és az így megkapott közös koordináta-rendszer közötti geometriai kapcsolatot az 1. ábra szemlélteti. A pólusfluxus koordináta-rendszerhez orientált vektorok valós részét hosszirányú komponensnek, képzetes részüket keresztirányú komponensnek nevezzük és d, q indexekkel jelöljük.



1. ábra: Koordináta-transzformáció vektorokra képezve [4]

Ezt felhasználva egy állandómágneses szinkrongép helyettesítőképét a közös koordináta-rendszerben a 2. ábra, valamint az (1.4)-(1.7) egyenletek mutatják be.



2. ábra: Helyettesítő kép: a) Fluxusokra, b) Feszültségekre [1]

$$u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_{\psi_p} L_q i_q, \quad (1.4)$$

$$u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_{\psi_p} L_d i_d + \omega_{\psi_p} \psi_p, \quad (1.5)$$

$$m = \frac{3}{2} p \left((L_d - L_q) i_d i_q + \psi_p i_q \right), \quad (1.6)$$

$$\theta \frac{d\omega}{dt} = m - m_l - F\omega, \quad (1.7)$$

ahol, u_d az forgó koordináta-rendszerben levő hosszirányú feszültség, az R a sztátor tekercs ellenállása, az u_d feszültség által i_d hosszirányú áram komponens jön létre, ugyanígy igaz ez az u_q keresztirányú feszültségből adódó i_q áramra is. L_d és L_q a hossz- és keresztirányú induktivitások, melyek a kiálló pólusú állandómágnes miatt nem egyenlő nagyságúak. Továbbá a ψ_p a pólusfluxus

leírásáért felel, míg az ω_{ψ_p} a rotor fluxus szögsebessége. A nyomaték számítását az (1.6) egyenlet adja, ahol a p a póluspár szám és a $\frac{3}{2}$ konstans érték a Park-vektor számításából ered.

A modellezési folyamathoz és a méréshez egy valós, rendelkezésre álló állandómágneses szinkrongépet használtam, amelyet a 3. ábra mutat be, valamint a névleges paramétereit az 1. táblázat foglalja össze.



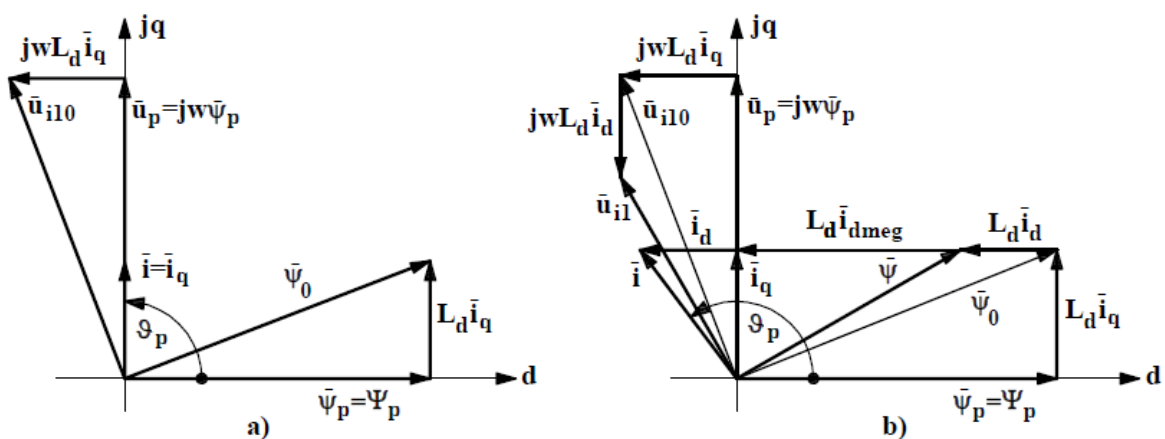
3. ábra: A felhasznált állandómágneses szinkron motor

1. Táblázat

Állandómágneses szinkrongép paraméterek

Paraméter	Érték
P_n	2 kW
U_n	330 V (RMS)
i_n	3,5 A (RMS)
R_s	2,71 Ω
L_d	15,06 mH
L_q	36,26 mH
Ψ_p	0,335 Vs
$p_{\text{pár}}$	2
F	0.0011 Nms
J	0,0036 kg * m ²
f_n	100 Hz

A forgógép vektoros ábráit a 4. ábra mutatja. Dolgozatomban a bal oldalon látható normál üzemmél foglalkoztam, ahol a gép fordulatszáma maximum a névleges fordulatszám, mert az armatúrába indukált feszültség kiegyenlítődik a megtáplált névleges feszültség nagyságával és normál üzemben az $i_d = 0$ -val, amiből következik, hogy nincs mezőgyengítés, így névleges fordulathoz nem tud menni a forgógép. Normál üzemhez tartozik a legkisebb áram, ekkor $i_q = i$.



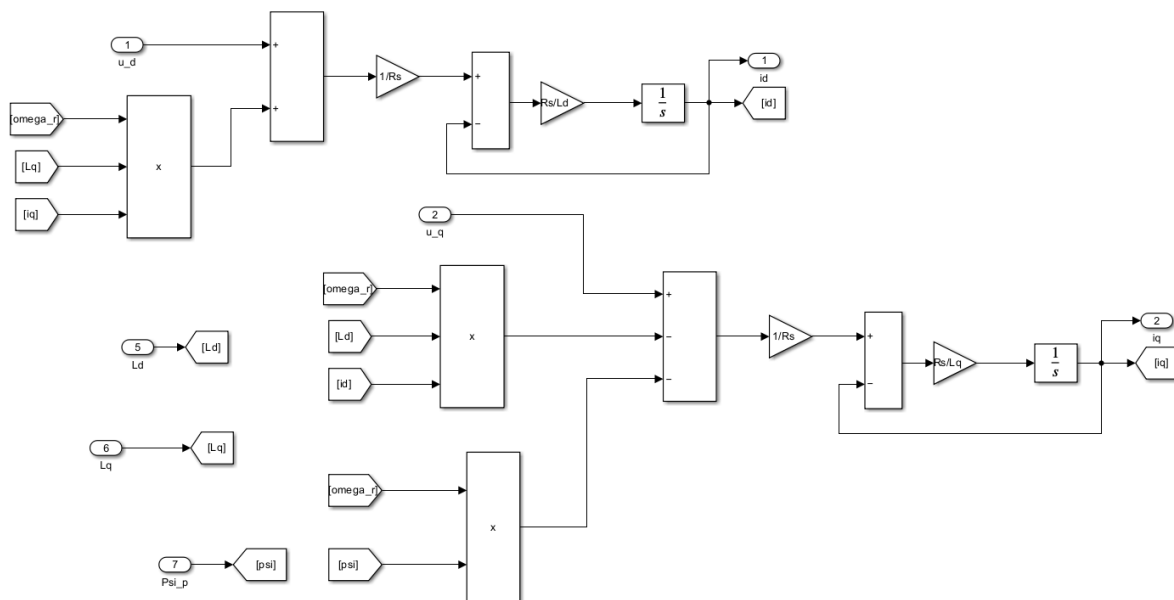
4. ábra: a) Normál üzem, b) Mezőgyengítéses üzem

2 Folytonos idejű szabályozás

2.1 Szakaszmodell leképezése MATLAB Simulink környezetben

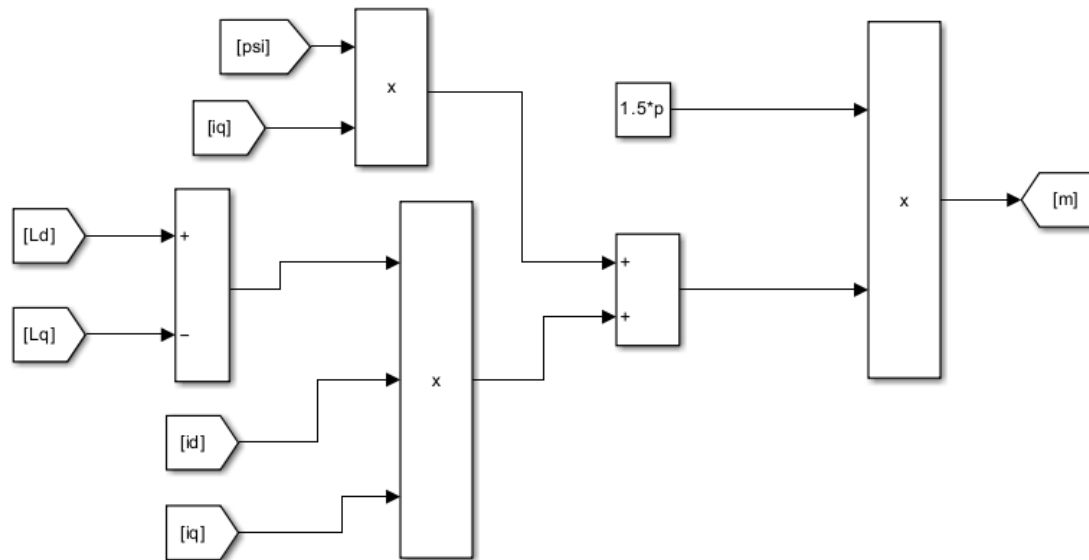
A szimuláció első lépésében az (1.1)-(1.3) egyenletrendszer hoztam létre MATLAB Simulink környezetben.

A megvalósítás első lépésében a forgógép (1.4)-(1.6) elektromágneses egyenleteit képeztem le, majd ezek után a rotor dinamikáját meghatározó (1.7) egyenletet. Motor bemente az Park-transzformációból adódó u_d, u_q és az egyéb motort jellemző paraméterek, többek között a hossz- és keresztirányú induktivitások. A külön paramétereizhetősége azért volt fontos szempont, hogy a modell univerzális legyen, így másik forgógép mérése során is használható paraméterkészlet átírásával a létre hozott modell. Az 5. ábra szemlélteti a dinamikai egyenletekből készített modellt, mely a 7. ábrán zárt, subsystem formájában látható, mely MATLAB-ban egy funkcionális egység, „doboz”.



5. ábra: (1.4) és (1.5) dinamikai egyenletek megvalósítása

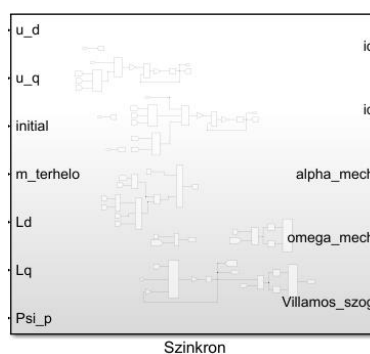
A 6. ábrán az (1.5) egyenletet képeztem le, ahol jobb oldalon az m nyomaték kimenet meghatározása volt a cél.



6. ábra: Nyomaték meghatározása

Az egyenletek is mutatják, hogy a terhelőnyomaték és a súrlódási veszteségek is szerepet játszanak, az utóbbi paramétereket egy valós motor adattáblájából gyűjtöttem.

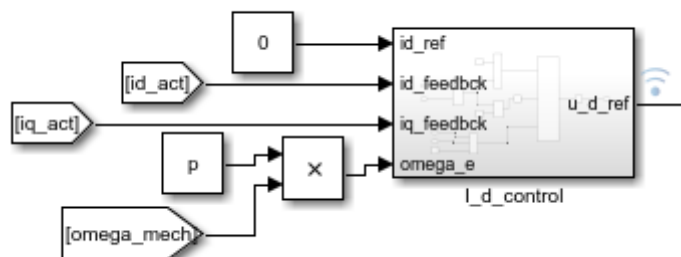
A 7. ábrán a megvalósított modell bal oldalán a bemenetek találhatóak, jobb oldalán a kimenetek. Kimenetei a villamos és mechanikai fordulatszám, valamint az i_d , i_q áramok aktuális értéke, amely a szabályozók visszacsatoló jelei lesznek, mechanikai és villamos szög.



7. ábra: PMSM modell Simulinkben

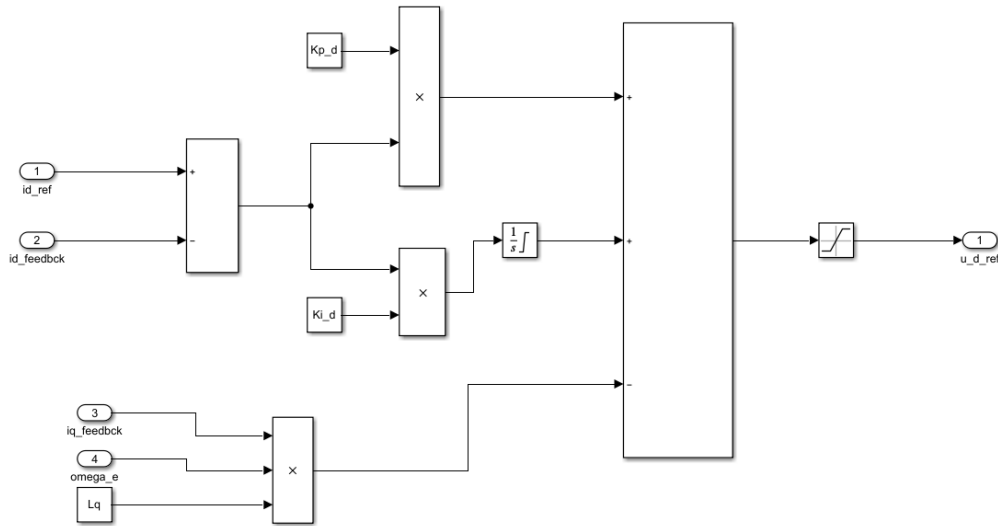
2.2 Áramszabályozás vizsgálata és megvalósítása

Hatásvázlatot tekintve a motor a szakaszt reprezentálja és egy kaszkád áram- és fordulatszám szabályozást valósítottam meg. A kaszkád szabályozás másnéven alárendelt szabályozásnak hívható, mert az i_q áramszabályozó alá van rendelve a fordulatszám szabályozónak. A térvektoros egyenletek alkalmazása lehetővé teszi, hogy a fluxust és nyomatékot meghatározó áramkomponensek külön, egyenáramú jellegű mennyiségekként szabályozhatóak. Ezzel lehetőség van, gyorsabb és hibamentes beállásra. Koordináta-transzformáció során, mint fentebb látható d és q irányú összetevőkre transzformáljuk az váltakozóáramú értékeket, emiatt két külön szabályozóra van szükség, mind d , mind q irányban. Megvalósítás mindkét esetben PI szabályozóval történt. Hosszirányban az a célunk, hogy nulla áram folyjon normál üzemben, fluxus szabályozásra nincs szükség, azt az állandómágnesek biztosítják, dolgozatom során nem tértem ki mezőgyengítés tartomány vizsgálatára (4. ábra), ezért nem implementáltam a modellemben a keresztthatás miatt nem kívánatos áramkomponens jelenne meg, amelyet a jó dinamika elérése érdekében mindenképp szabályoznunk kell. A keresztthatás fogalmának feloldása a gép differenciál egyenleteihez vezethető vissza, ahol látszik, hogy a keresztirány és a hosszirány nem teljesen különválasztható egymástól. Fordulatszám és áramfüggés figyelhető meg, ezért a keresztthatás megszüntetése fontos szabályozás szempontból. A d irányú szabályozóra nulla, konstans értéket tettem alapjelként, és a megvalósítása a 8. ábrán látható.



8. ábra: d irányú áramszabályozó

A 9. ábra a d irányú áramszabályozó belső működését szemlélteti. Keresztcsatolás megszüntetése mindkét áramszabályozóban szétcsatolással történik, mert a PI szabályozást csak így lehet megvalósítani koordináta-transzformációk segítségével. A 9. ábrán látható a kivonás műveletével elvégzett szétcsatolás (1.4) egyenletben megjelenő q komponensek miatt.



9. ábra: PI szabályozó d irányban megvalósítva

A PI szabályozó arányos tagját és az integrátor behangolását irodalomkutatásom [2] során az alábbi módon számoltam ki. Első körben a vágási körfrekvenciát határoztam meg ω_n , majd abból számoltam ki a körerősítést K_c^q . A γ bizonyos szakirodalmak α -ként hivatkoznak rá, amely állandósult állapotbeli erősítés. PI tagok meghatározása:

$$\omega_n = \frac{1}{1-\gamma} \frac{R_s}{L_q} \quad (2.1)$$

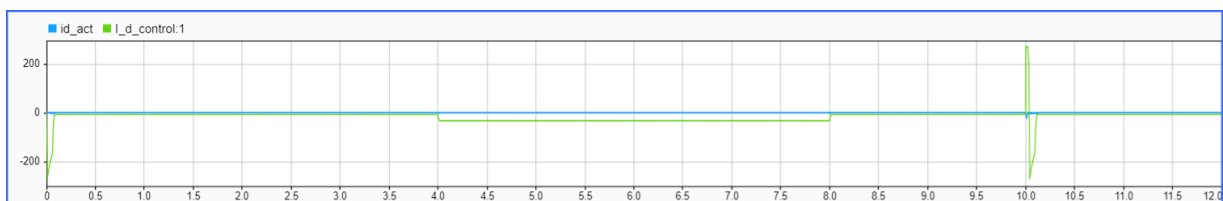
$$K_c^q = 2\zeta\omega_n L_q - R_s \quad (2.2)$$

$$\tau_I^q = \frac{2\zeta L_q \omega_n - R_s}{L_q \omega_n^2} \quad (2.3)$$

Élve a szakirodalom ajánlásával, $\gamma = 0,9$ -nek és a csillapítási tényezőt $0,707$ -nek választva, az erősítés: $K_{p_q} = 35.6094$. Integrátor τ időállandójának kiszámolása

után az egytárolós rendszer átviteli függvényébe behelyettesítve megkaptam az integrátor értékét, $\frac{K_{pq}}{\tau_q} = 20270,77106$. A d irányra úgyszintén ezeket az eljárásokat alkalmaztam, P tag erősítése ugyanannyi, mert ott az induktivitás kiegyeszerősödik képletből adódóan, viszont az integrátor más értékű hosszirányban: $\frac{K_{pd}}{\tau_d} = 48765,60425$. A 9. ábrán a kimenetet bekorlátoztam, illetve az integrátor is két határ közé van szorítva, hogy a kimeneti feszültséget kézben tudjuk tartani és az integrátor se telítődjön, ha túl nagy hibajelre akar beavatkozni. Abban az esetben csak integrálna, de nem tudunk végtelen nagy feszültséget kapcsolni a motorra, ezekkel a szaturációkkal az áramot is a kezünkben tudjuk tartani, amit a sebességszabályozóban fogok részletezni. Mindkét áramszabályozóban alkalmaztam a korlátozásokat.

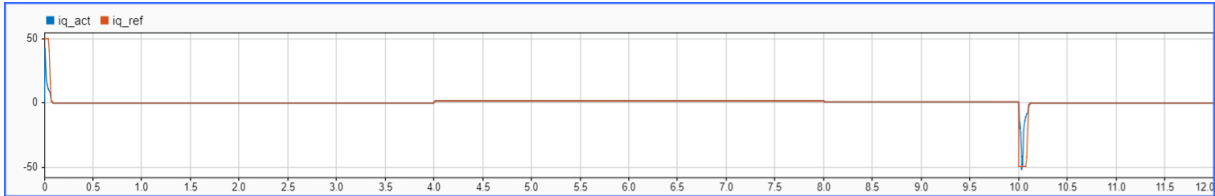
Következő lépésben megvizsgáltam a szabályozó különböző beállításai mellett, a beállási-tranziens függvényeket. A fent részletezett szabályozó paramétert azért választottam elsődlegesen, mert minimális túllövés megengedhető az áramszabályozónak, az aszimptotikus viselkedés mihamarabbi elérése érdekében. Ellenben lengés nem megengedhető, mert az már a tengelyen érzékelhető nyomatéklüktetést eredményezne.



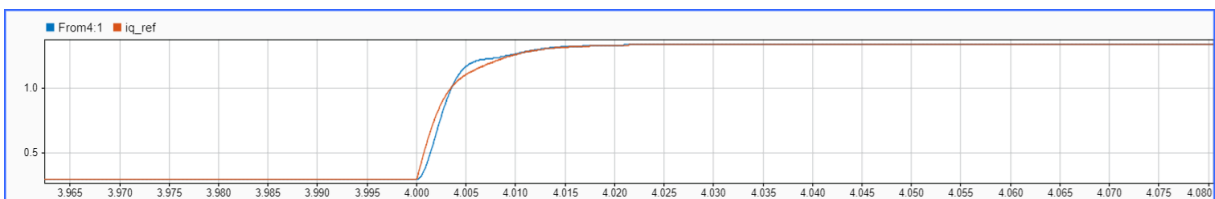
10.ábra: Motor i_d aktuális értéke és a szabályozó beavatkozása

A 10. ábrán láthatjuk, hogy a szabályozó működése megfelelő, a kívánt 0 A alapjelű áramot szolgáltatja számunkra a szabályozó. Kiseb kitérések a beavatkozási pillanatoknál a terhelőnyomaték különböző értékei miatt jelennek meg, 10. másodpercnél irányváltást állítottam be, amit úgyszintén jól kiszabályoz, mint zavaró hatást. A 11. ábrán is látható, hogy nyomatékigény lép fel és a q irányú

áramszabályozó beavatkozik. 12. ábra szemléltet egy kisebb terhelést, ezen az ábrán látszik igazán a behangolás minősége, a referenciajel követésének pontossága.

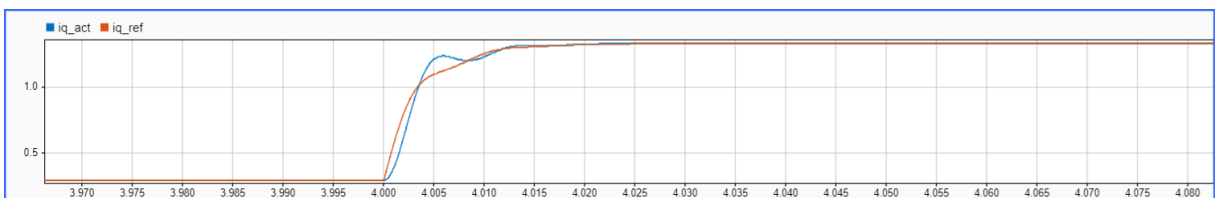


11.ábra: Motor i_q aktuális értéke és a szabályozóba érkező referenciajel



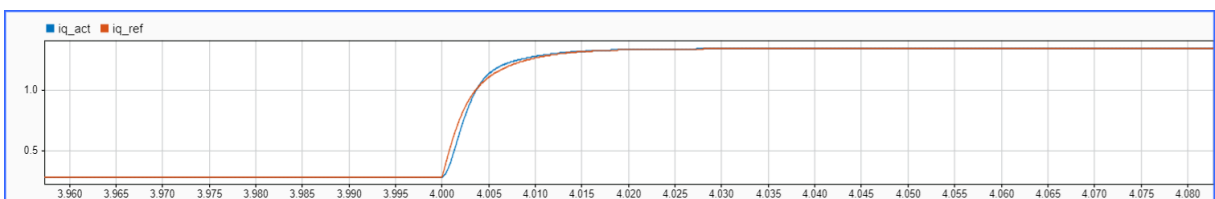
12.ábra: i_q beavatkozás terhelés esetén, $\zeta = 0,707$

A 13. ábrán $\zeta=0.5$ csillapítási tényezőt beállítva vizsgáltam meg az alapjel követését. Eredmény az elvárttal megegyezik, hiszen egy lengőbb, azaz kevésbé csillapított rendszert kaptunk az eddigiekhez képest.



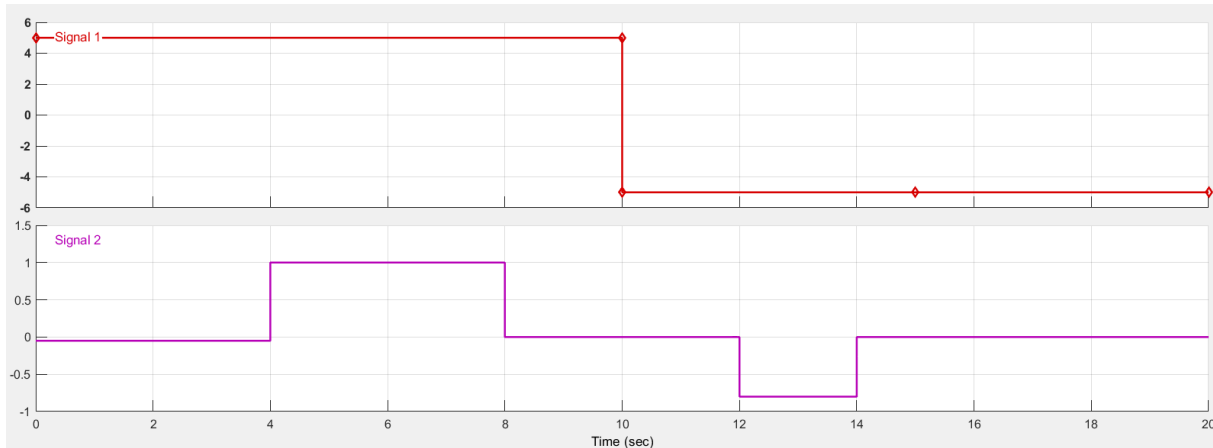
13.ábra: i_q beavatkozás terhelés esetén, $\zeta = 0,5$

Végül egy csillapított rendszert vizsgáltam, amely rászuperponálódik a referenciajelre.



14.ábra: i_q beavatkozás terhelés esetén, $\zeta = 1$

Simulinkben létrehozható egy jelgenerátor, Signal Builder néven érhető el és a 15. ábrán látható jeleket állítottam be. A Signal1 képviseli a fordulatszám alapjelet és a Signal2, pedig a terhelőnyomatékot, ezt közvetlen a motor modellre csatlakoztattam, mint bemenet.

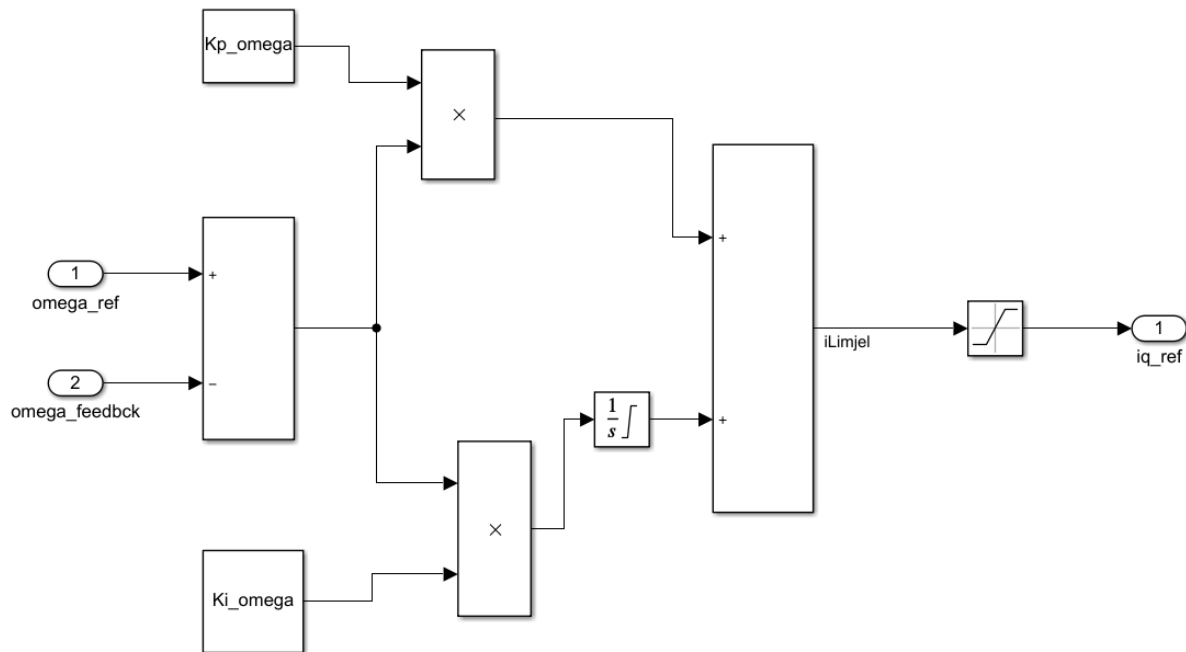


15. ábra: Signal Builder

Az áramszabályozó behangolása után a sebességszabályozó beállítása volt a cél, mindezt már a $\zeta = 0.707$ értékre állítva d és q irányú PI szabályozót.

2.3 Sebességszabályozó vizsgálata és implementálása

Az áramszabályozóhoz hasonlóan ezt is PI tagokkal oldottam meg. Kaszkádszabályozásról beszélünk, így a fordulatszámbeavatkozás lassabb, mint az áramszabályozás. A sebességszabályozó q irányú tagnak állítja elő a referencia jelét, mert a nyomatékot ezzel az árammal képezzük. Motor fordulatszáma visszamérhető többféle módon SinCos, inkrementális (...) jeladóval. Szimuláció során nem foglalkoztam jeladókkal, MATLAB-ban ez elkerülhető, emiatt nem térek ki rájuk. A motortól aktuális jelet és egy jelgenerátortól referencia jelet pillanatnyi különbség képzéssel határoztam meg, ez a hibajel megy a PI szabályozóba.



16. ábra: Sebességszabályozó

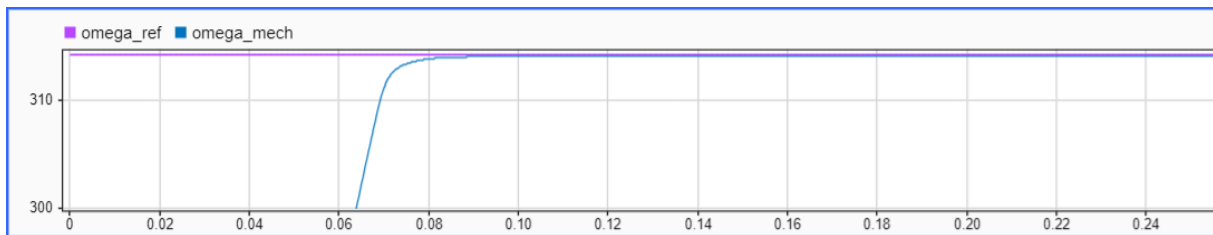
A PI szabályozó felhasználása és az áram kézbentartása miatt itt is szaturálni kell a kimenetet ugyanazon okokból, mint az áramszabályozó esetében, így tudjuk megvédeni szoftveresen az invertert és a motort. A 16. ábra jobb oldalán található a kimenet, amely már közvetlen a keresztirányú áramszabályozóba megy, tehát ennek a szabályozónak a kimenete egy áram alapjel. P és I tag meghatározásánál itt fontos szempont volt, hogy a csillapítási tényezőt 1-re állítsam. Itt a külső szabályozóban hibamentes, pontos beállítás szükséges. Ha az áramszabályozó alapjében is van hiba, akkor az motor oldalon már meglátszana és ha pontos fordulatszám a cél, akkor ez mindenképp egy fontos probléma kiküszöbölése. Behangoláshoz úgyszintén szakirodalmat vettem segítségül, melyben az alábbi összefüggésekből származtatható a sebességszabályozó paraméterei.

$$a = \frac{B_v}{J_m}; b = \frac{3 Z^2 \phi_{mg}}{2 J_m} \alpha \quad (3.1)$$

$$K_c = \frac{2\zeta\omega_n - a}{b} \quad (3.2)$$

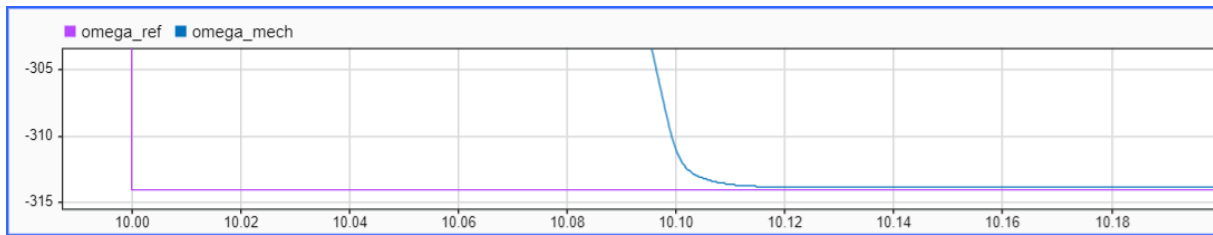
$$\tau_I = \frac{2\zeta\omega_n - a}{\omega_n^2} \quad (3.3)$$

Ahol a B_v jelöli a súrlódást, J_m pedig a tehetetlenségi nyomatékot. Z^2 póluspárok száma és a ϕ_{mg} az állandómágnesek által szolgáltatott fluxus, α az állandósult állapotbeli erősítés, amit közel 1-nek vettem. Ezen egyenleteket felhasználva meghatároztam az erősítési tényezőt és az integrálási időt. $K_{p_\omega} = 1$, $K_{i_\omega} = 0.013246$ értékek hatását a 17. ábra szemlélteti.



17. ábra: Sebességszabályozó alapjel ugrásra adott válasza

Megközelítőleg 0.09 s alatt éri el a névleges fordulatszámot lengés nélkül a motor. Külső kör erősítését az irodalom is 1 nagyságrenddel kisebbre ajánlotta, ennek helyes működése be is igazolódott. A szögsebesség skálázása $\frac{rad}{s}$ -ban értendő, átváltva megkapjuk a $3000 \frac{fordulat}{perc}$ értéket, melyet $\frac{60f}{p_{pár}}$ képlettel is kiszámolva, $f=100$ Hz és $p_{pár}=2$ helyettesítéssel ugyanez a névleges érték adódik. Irányváltás esetében pozitív alapjel pillanatszerű változtatása negatív irányban, azaz pozitív irányú névleges fordulatszámról negatív irányú névleges fordulatszámra kényszerítés esetét a 18. ábra mutatja. A 18. ábra Signall-re adott válasza 10. másodperc környezetében.



18. ábra: Negatív irányú névleges fordulatszám elérése

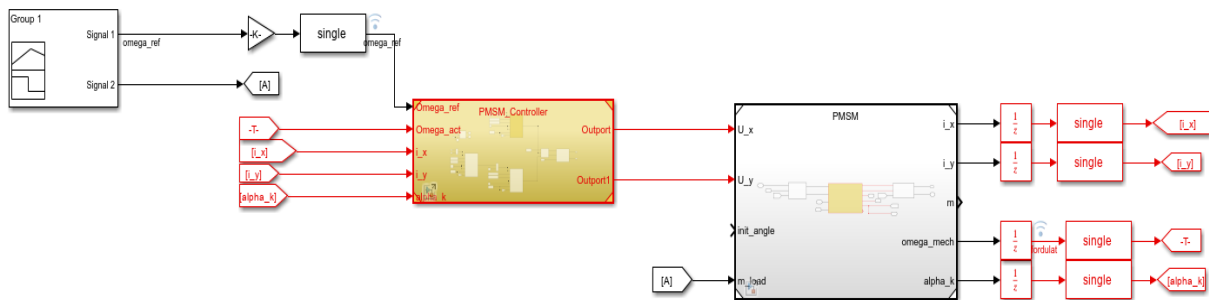
A szabályozó sikeresen követte az alapjelet, kellően dinamikus szabályozónak tekintem.

3 Diszkrét idejű szabályozás

Az eddigiekben bemutatott folytonos idejű, Simulinkben megvalósított szabályozás nem alkalmazható mikrokontrolleres környezetben. Beágyazott rendszerek esetében a mintavételezés miatt nem elérhető a folytonos idejű szabályozás. Minél magasabb mintavételi frekvenciával dolgozik a mikrokontroller, annál pontosabb és eredményesebb a beavatkozás. Természetesen ennek a frekvenciának is vannak korlátjai, amelyet a processzor számítási kapacitása és a műveleti erősítők, szűrők beállási ideje határoz meg. A diszkrét idejű mintavételezés alapja a z-transzformáció bevezetése, amely diszkrét idejű Laplace-transzformációnak tekinthető. Ez a transzformáció teremt kapcsolatot a folytonos és diszkrét idő között. Jel rekonstrukció esetében inverz z-transzformációt alkalmazunk, hogy a mintavételezett jelet egy folytonos jellé tudjuk alakítani. Gyakorlati alkalmazása többek között az egy söntös áram mérés, ahol a fázisáramokat rekonstruálni kell, annak érdekében, hogy a szabályozókkal való beavatkozás megtörténhessen. Az eredeti jel visszaállítása mintavételezés esetén Shannon-tételt alkalmazva, a mintavételi jel frekvencia kétszerese a sávkorlátnak, így nincs átlapolódás és rekonstruálható az eredeti jel.

Következőkben a diszkrét idejű szabályozás, Simulink környezetben való megvalósítását mutatom be. A szakasz modellem ugyanazt a dinamikai egyenletrendszeret reprezentálja, mint folytonos időben. Állandómágneses

szinkron motor nem befolyásolja ilyen téren a folytonos vagy diszkrét idejű megvalósítást. A 19. ábrán a teljes modell látható, amelyen a különböző színű nyilak a mintavételezés különbségeit mutatják.



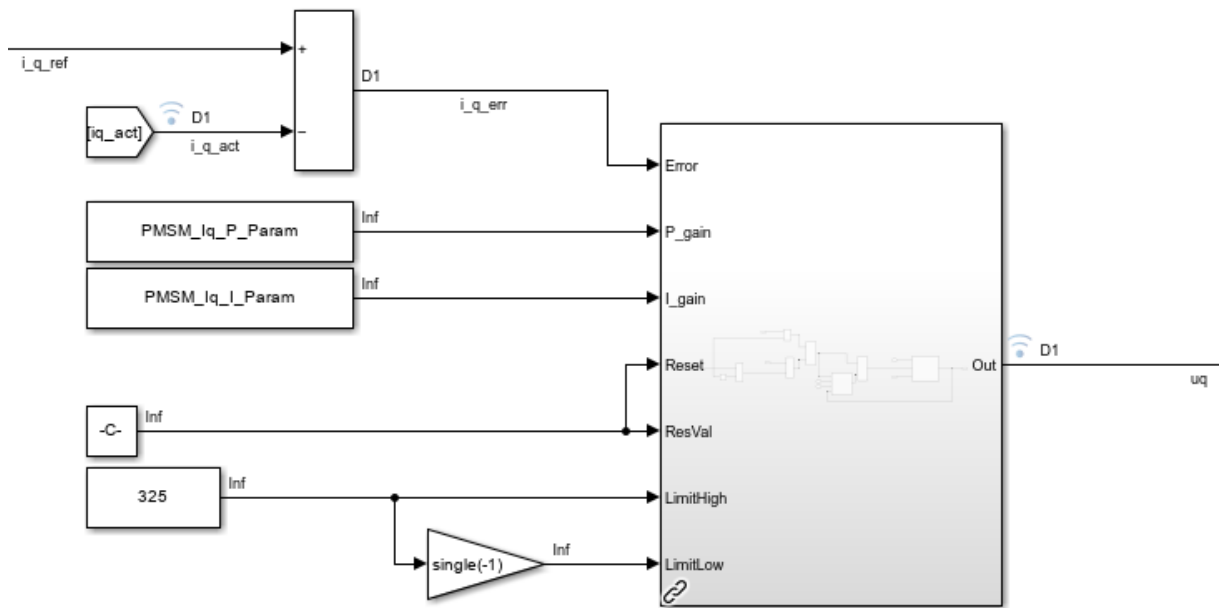
19. ábra: Beavatkozó szerv és szakasz modellje

Piros nyilak jelölik, hogy mely jelek értelmezendők diszkrét időben, míg a feketék a folytonos idejű futást mutatják.

Szakasz kimenetén megjelenik a késleltetés, amelyből látszik, hogy a rendszerünk kauzális, beavatkozás mindig a kimenettől, visszacsatolt jeltől függ. Későbbiekben részletezett hajtás vezérlőkártyája 10 kHz-es mintavételi frekvenciára van állítva, ezért a szimuláció futtatása során MATLAB-ban ezt az értéket használtam fel. Kaszkád szabályozás behangolása ugyanúgy történik, mint korábbi esetben. Először a belső áramszabályozókat hangoltam, majd utána a külső fordulatszám szabályozót.

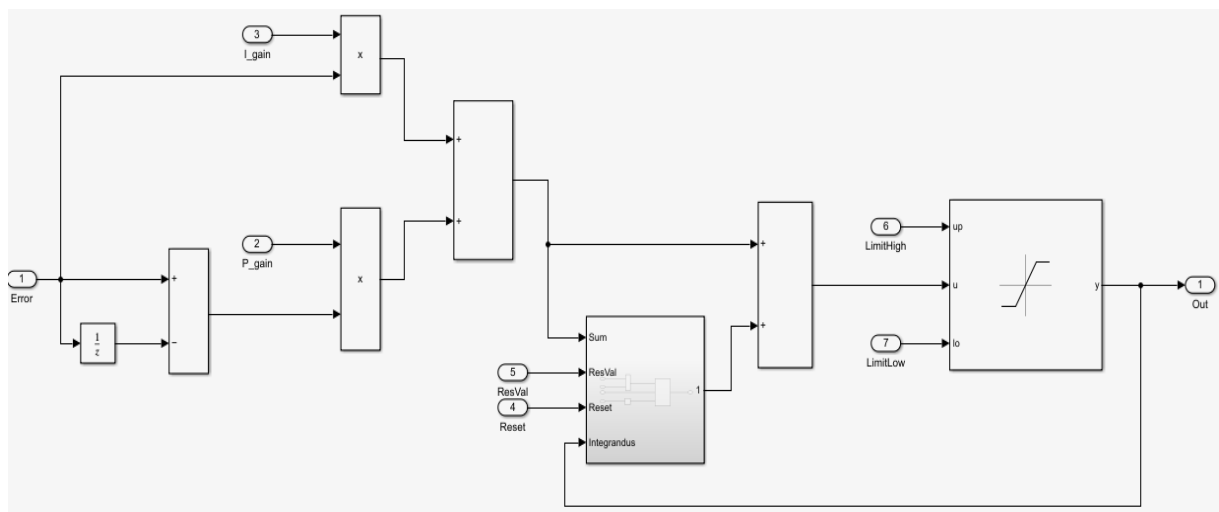
3.1 Diszkrét Idejű Áramszabályozó

A 20. képen q irányú áramszabályozó látható, melyet egy Reset és egy ResVal bemenettel egészítettem ki a korábbiakhoz képest. Ez default érték esetén vagy külső beavatkozás hatására leállítja a szabályozást. Biztonsági funkcióhoz tartozik a szabályozó bemenetének korlátozása is, melyet a fázisfeszültség $\sqrt{2}$ -szeresére állítottam, míg negatív irányban ennek az előjeles értékét vettem.



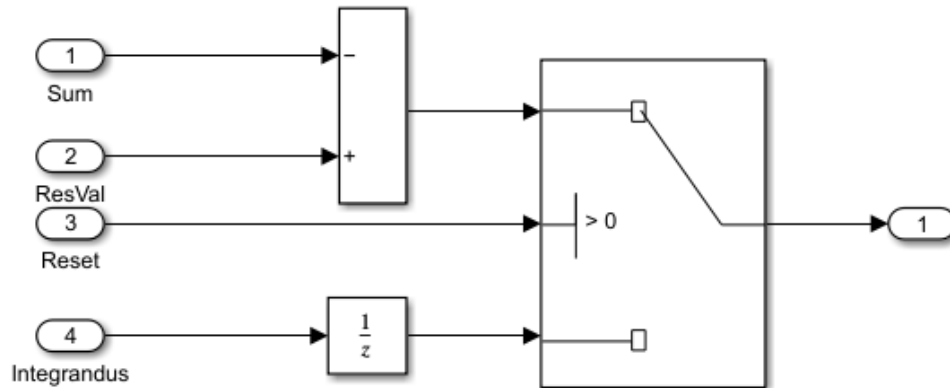
20. ábra: i_q áramszabályozó

A subsystembe belépve P és I tagok megvalósítása látható (21. ábra), illetve egy switch box (22. ábra), amely egy kapcsolónak fogható fel. Az áramszabályozó kimenete úgy állítódik 0-ba, hogy a switch boxon belül megneveljük a sum értéket, amit hozzáadunk az eredetihez boxon kívül. A két érték összege ezáltal 0 lesz, amennyiben a ResVal érték 0 más esetben egy C konstansra fog beállni a szabályozó kimenete.



21. ábra: i_q áramszabályozó megvalósítása

A 21. ábránál P és I tagot megelőzi differenciál képzés, így egy lépésben megoldható az integrátor és a kimenet szaturálása és ennek az az előnye, hogy kevesebb változót kell felvenni Simulink modellben.



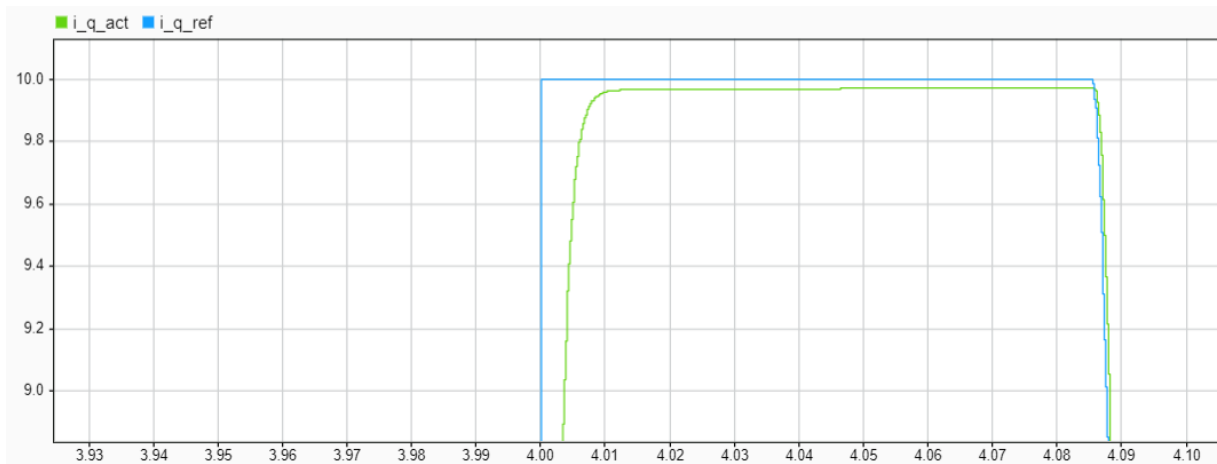
22. ábra: Switch box

Az i_d szabályozó ugyanezeket a megvalósításokat tartalmazza annyi különbséggel, hogy a bemenetére konstans 0 a referencia jel, mert a dolgozatom során elhanyagoltam a mezőgyengítéses tartományt.

3.2 Diszkrét Idejű Áramszabályozó behangolása

Áramszabályozó behangolása hasonlóképpen történik, mint folytonos időben, 2.1, 2.2 egyenletek alapján [2]. A diszkrét idejű integrálási idő kiszámításánál már figyelembe kell venni a mikrokontroller mintavételi frekvenciáját, amelyet Simulinkben a Model Explorer fül alatt beállítottam 10 kHz-re. Integrátor hangolása során a folytonos időbeli értéket a mintavétel frekvenciájával osztottam le.

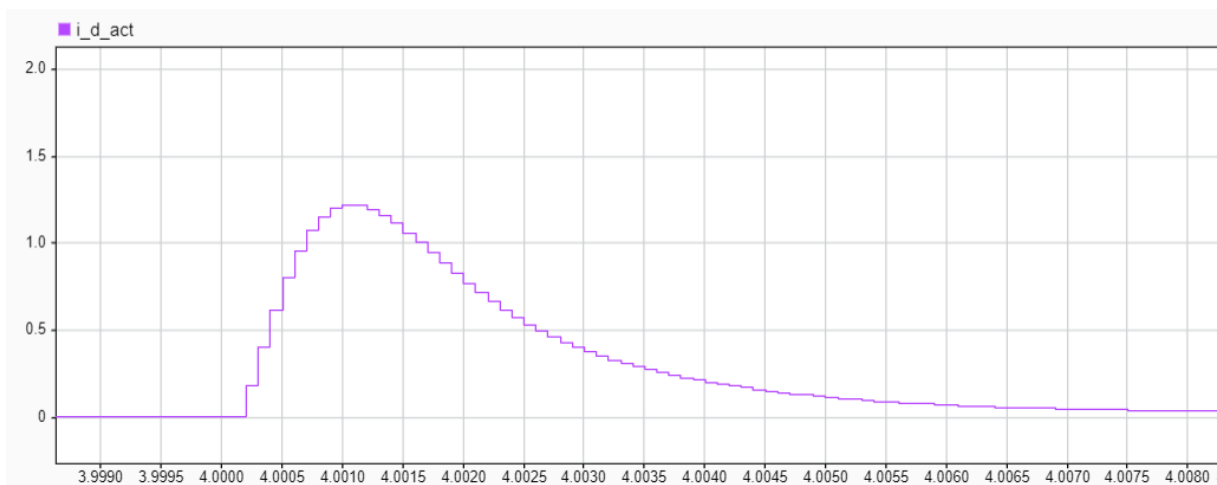
A 23. ábrán i_q referencia és aktuális érték látható nyomatékigény esetén. A szimuláció eredménye jól mutatja, hogy a szabályozó bemenetére rakott szaturáció eleget tesz az elvártaknak. Az i_q szabályozó behangolását megfelelőnek tekintem a $\sim 0,015$ s alatt lecsengő tranziens miatt.



23. ábra: i_q referencia és beavatkozó áram

Aktuális jelre közelítve látható a mintavételezésből adódó diszkrét ugrások. Szabályozókat $\zeta = 1$ érték mellett hangoltam, hogy ideális legyen a beállítás.

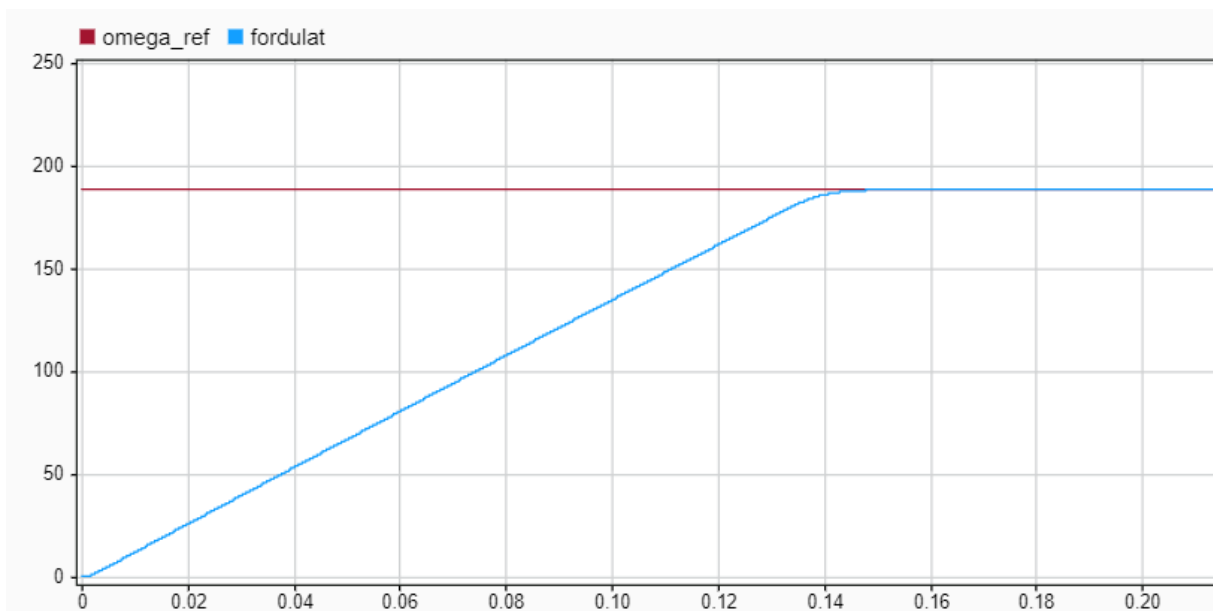
A 24. ábra d irányú áramszabályozó 4. másodpercnél levő nyomatékigényre reagál. A referencia jel minden esetben 0 (4. ábra, normál üzem melletti vizsgálat). 10 kHz-ből adódó ütemek ezen az ábrán jól kivehetőek.



24. ábra: i_d beavatkozó áram

3.3 DI Sebességszabályozó behangolása

A 25. ábráról leolvasható, hogy $\sim 0,15\text{s}$ a referencia jel elérése. Felfutás meredeksége változtatható, ha a q irányú áramszabályozó szaturációját nagyobb értékűnek választjuk meg. Sebességszabályozó hangolás során, az áramszabályozóhoz hasonló módon folytonos idejű egyenleteket vettem alapul. P tag megegyezik, míg az integrátort 10 kHz-es frekvenciával leosztottam. Hibamentes beállást szemlélteti a 25. ábra $\zeta=1$ csillapítási tényező megválasztásával.



25. ábra: Fordulatszám görbe

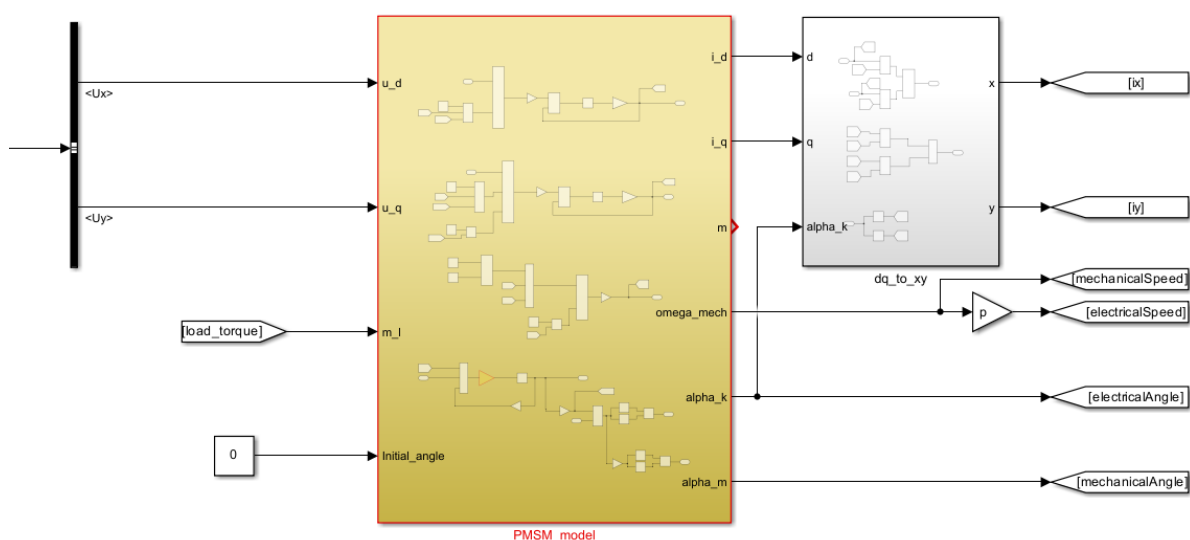
A keretrendszerbe való beillesztés során K_{ω_i} paraméter meghatározásához $\frac{A_{p_i}}{T_{\omega_i}} * T_s$ képletet használtam. Sebességszabályozó arányos tagja szakirodalom [2] ajánlásával $9 * A_p$, ahol a konstans szorzó a gamma megválasztásából jön, hogy milyen dinamikus szabályozást szeretnénk elérni, következő módon kapjuk meg $\frac{1}{1-\gamma} * R_s$. Gyors válaszreakció igény esetén $\gamma = 0,95$ választással élhetünk. Lassabb reakció esetén $\gamma = 0,5 - 0,6$ közötti értékekkel lehet számolni.

4 Mérés

4.1 Hajtás

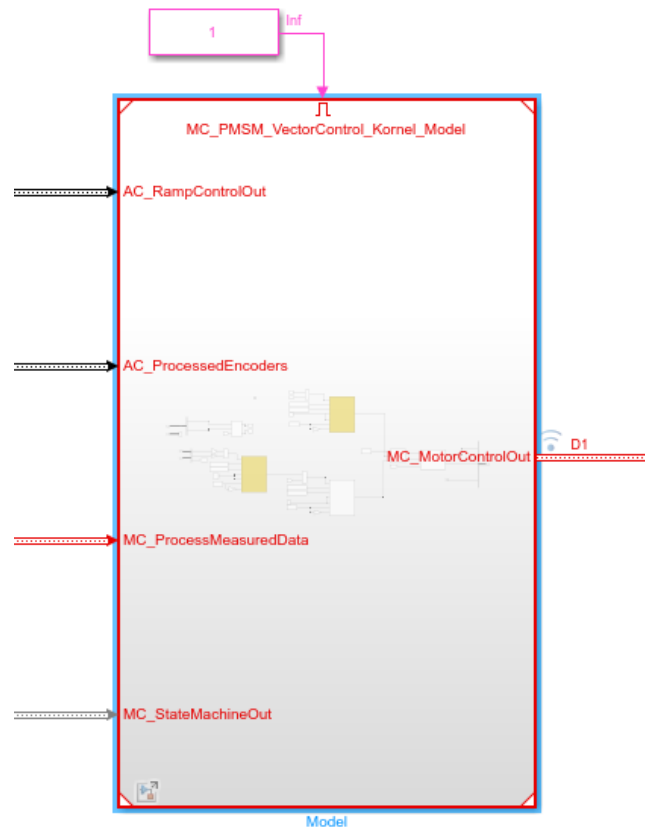
Szabó Gergely által tervezett vezérlőelektronikát és invertert használtam a mérés során. Az inverter egyfázisú megáplálással rendelkezik és szeparált a vezérléstől, külön board-on van, annak érdekében, hogy a teljesítményelektronika által keltett zavarok ne legyenek hatással EMC szempontjából a jelfeldolgozásra. A vezérlőkártya egy TMS320F28397D, ahol az analóg és digitális jelek ezen board-on kerülnek feldolgozásra. A hajtás képes több különböző jeladót fogadni, így a mérés során SinCos és inkrementális jeladót használtam, melyek egyszerre vannak a motor tengelyére rögzítve. A két enkoder kombinált jele adja a közös-kordinátarendszer szögét. [5]

Szabó Gergelytől kapott keretrendszerbe implementálva a Simulink modellemet, beágyazott C nyelven generáltattam kódot MATLAB-bal. amely a vezérlőkártyán fut. Implementálás során a keretrendszerhez kellett igazítani a modellem változóit, ki- és bemeneteit. A 26. ábra szemlélteti a motor modell beágyazását az előre elkészített keretrendszerbe.



26.ábra: Implementált motor modell

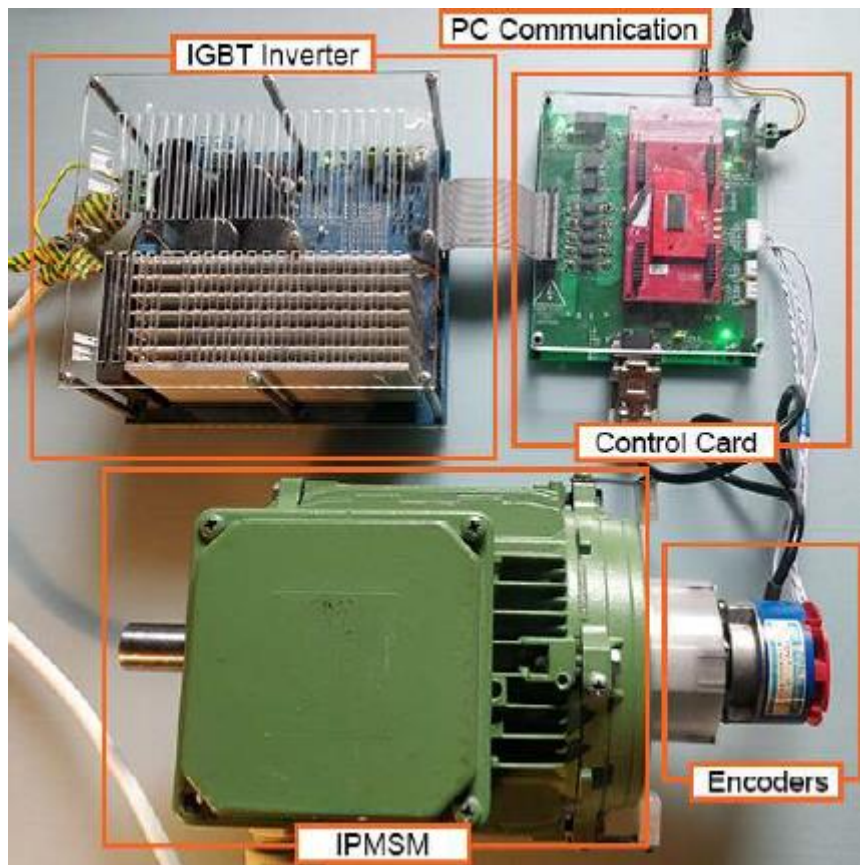
A modell motor control része hasonló módon lett beillesztve, 27. ábrán látható, hogy a piros részek 10 kHz-es frekvencián futnak, míg a rózsaszín enable érték konstans.



27. ábra: Implementált motor control modell

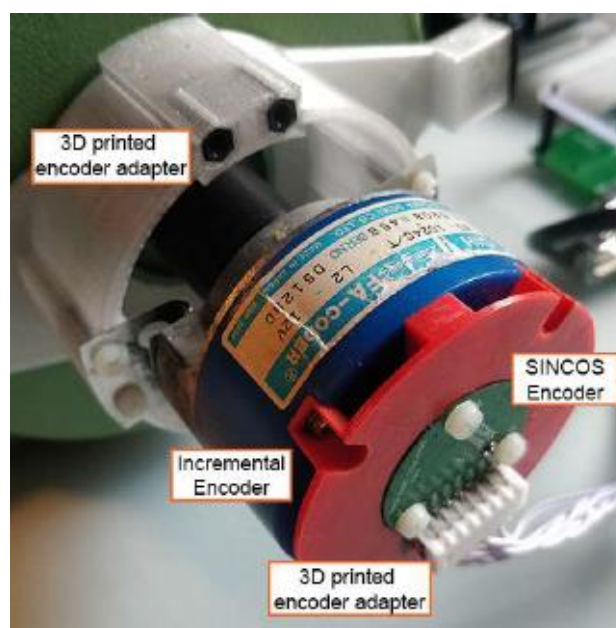
A buszokon keresztül kapja meg a control subsystem bemeneteit. A sebességszabályozó a signal buildertől várja a referencia alapjelet, míg az enkoder bemeneten érkezik az elektromos- és mechanikai fordulatszám és szög. Ez az elektromos szög adja a közös-koordinátarendszer szögét, melyet a pólusfluxushoz rögzítettem.

A mérési elrendezést a 28. ábra [5] reprezentálja. Számítógéppel való összeköttetés egy USB kábelon keresztül történik, az inverter és a vezérlőkártya között az ábrán látható szalagkábel teremt kapcsolatot.



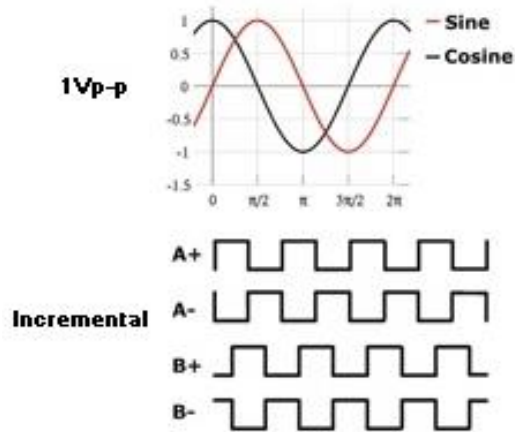
28.ábra: Mérési elrendezés [5]

Inkrementális jeladó DSUB 9 csatlakozón keresztül csatlakozik control cardhoz, mögötte helyezkedik el a tengely végén a SinCos jeladó, amelyet a 29. ábra [5] szemléltet.



29. ábra: Jeladó applikálása tengely végére [5]

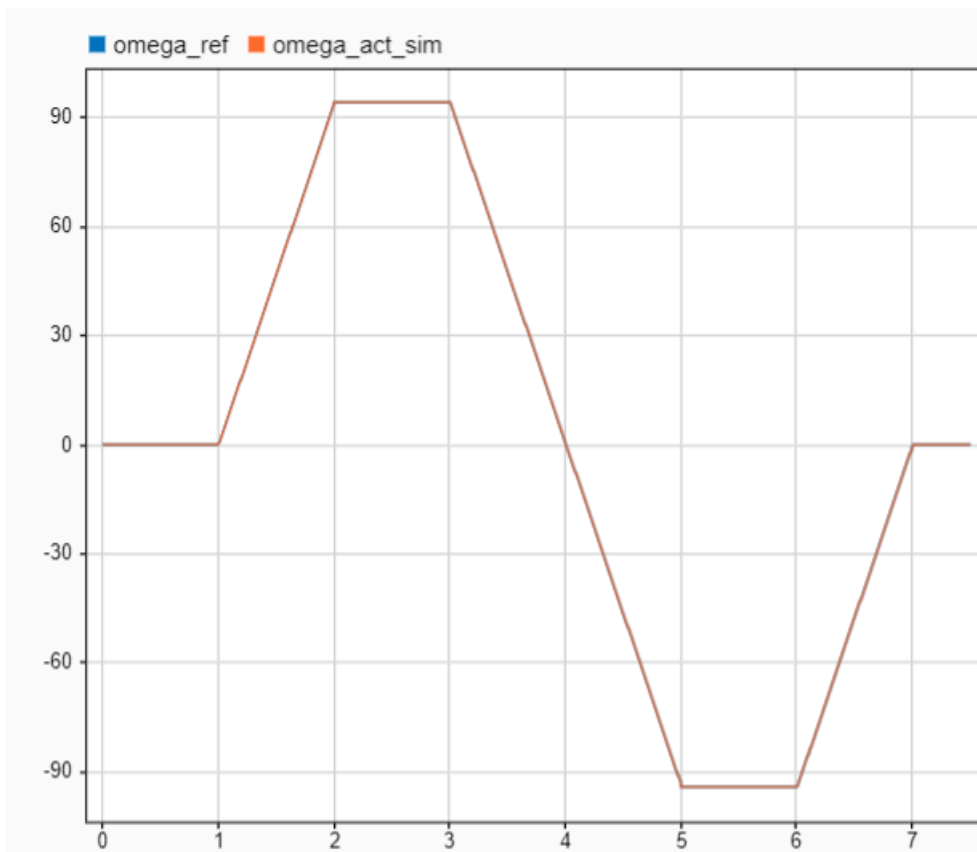
A 30. ábra [6] bemutatja a két jeladó által küldött jelet. Inkrementális és SinCos esetében is el van tolva mindkét jel 90° -kal. Inkrementális jeladó esetében a nullimpulzust tipikusan egy Z jel szolgáltatja, amelyet minden egyes körfordulásnál ad az enkoder, ezt a jelet a 30. ábra nem tartalmazza. Az előjeles A és B jelekből tudja a vezérlő lekezelni, hogy melyik irányba forog a gép, attól függően, hogy melyik jel érkezik előbb.



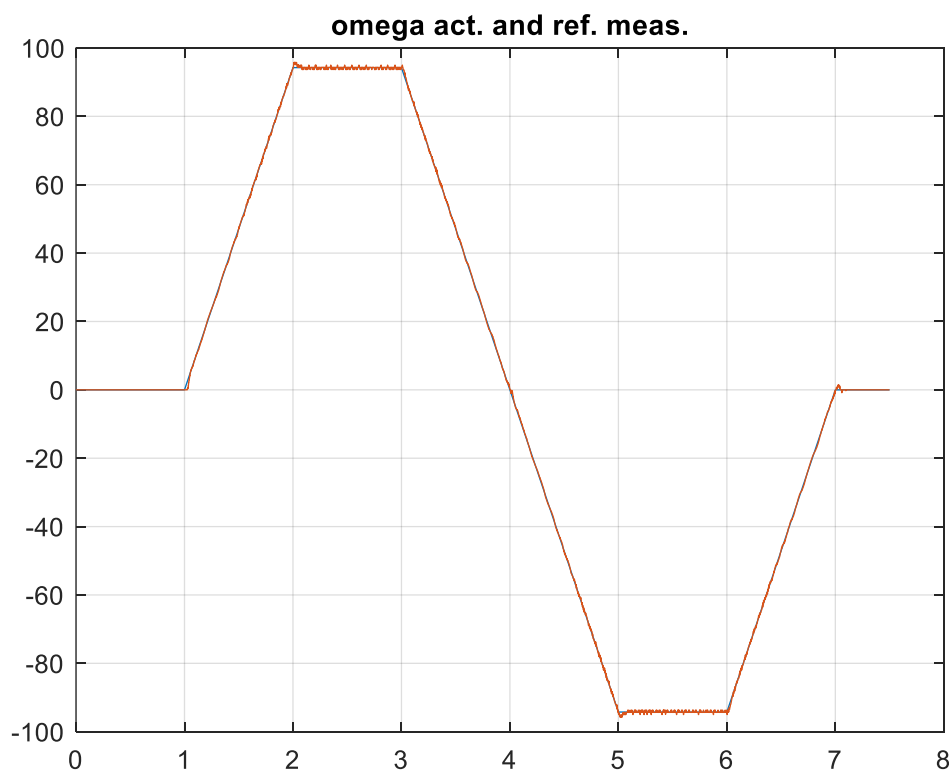
30.ábra: SinCos és inkrementális jeladók jelei

4.2 Eredmények

A szimulációt és a mérést 7,5 másodpercre állítottam, első körben szögsebességet hasonlítottam össze. Szabályozó pontos behangolásával látható, hogy a mérés által kapott eredmény, 32. ábra megegyezik a 31. ábrán reprezentált szimulációval. Minimális túllövés látható, amely annak köszönhető, hogy a szabályozó kicsit finomabb beállásúra lett hangolva ($\gamma = 0,5$), mert a mérés során az állandómágneses szinkron motor tengelyét túl nagy dinamikával rángatta.

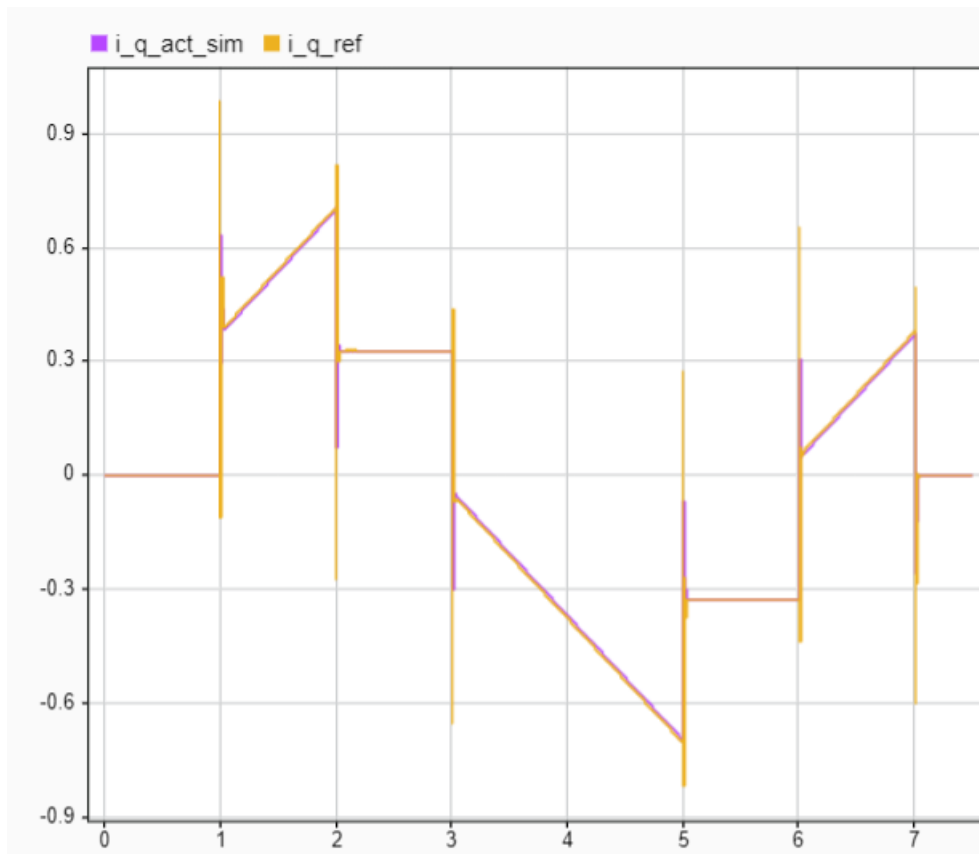


31. ábra: Szögsebesség referencia- és aktuális jel szimulációval



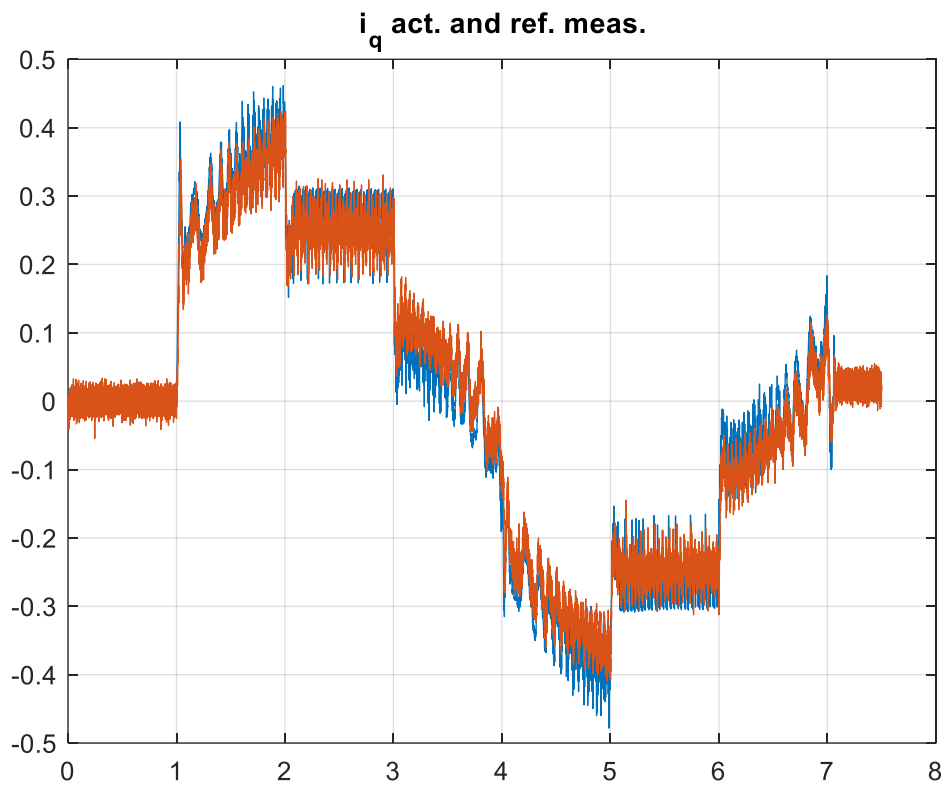
32. ábra: Szögsebesség referencia- és aktuális jel mérés során

A q irányú áramkomponens szimulációs és mérési eredményeit a 33 és 34. ábra mutatja be. Nyomaték igény az 1. másodperctől lép fel rotor gyorsítása miatt. Amint eléri a kívánt fordulatszámot, beáll egy konstans értékre, mind szimuláció mind mérés során ugyanakkora a q irányú áram.

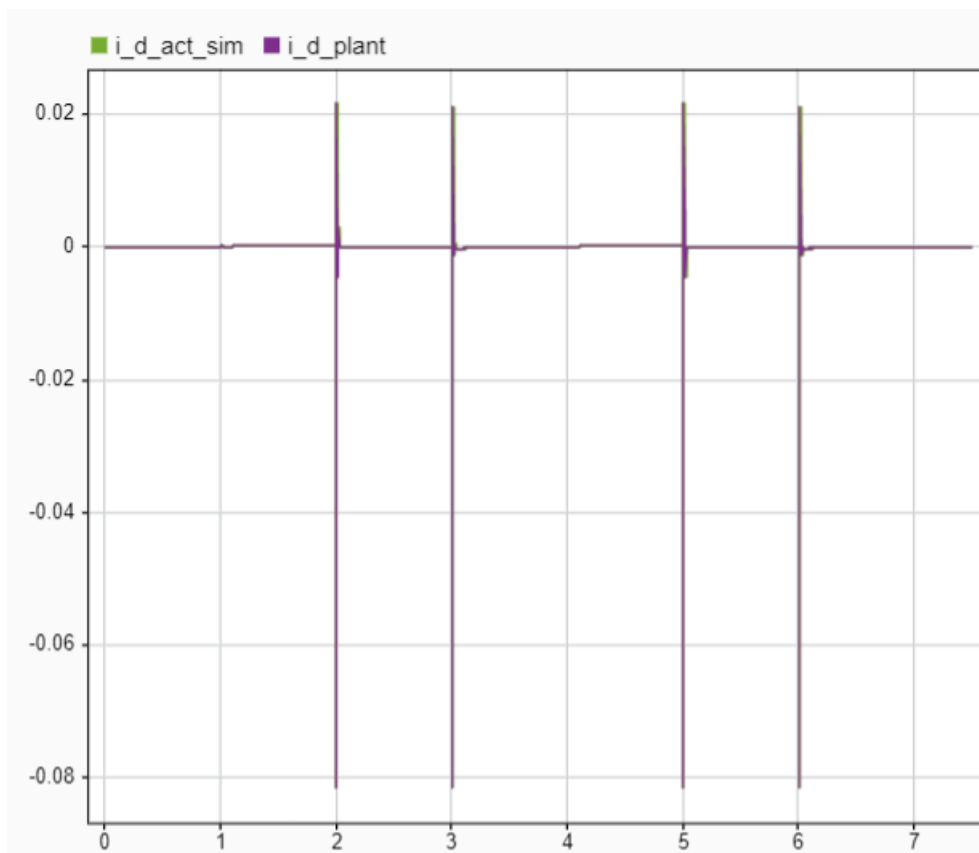


33. ábra: i_q áram referencia- és aktuális jel szimulációval

A 34. ábrán a skálázás hasonló módon tized amperes felosztású, így a zavar ilyen kis áramok esetében normálisnak tekinthető amellet, hogy különböző nyomatékigények lépnek fel, például irányváltás. Ezen felül minimális zaj ráült az alapjelre, ellenőrzésképpen kezdeti kiindulásnál vizsgálhatjuk meg, amikor még a gép nyugalmi helyzetben van.

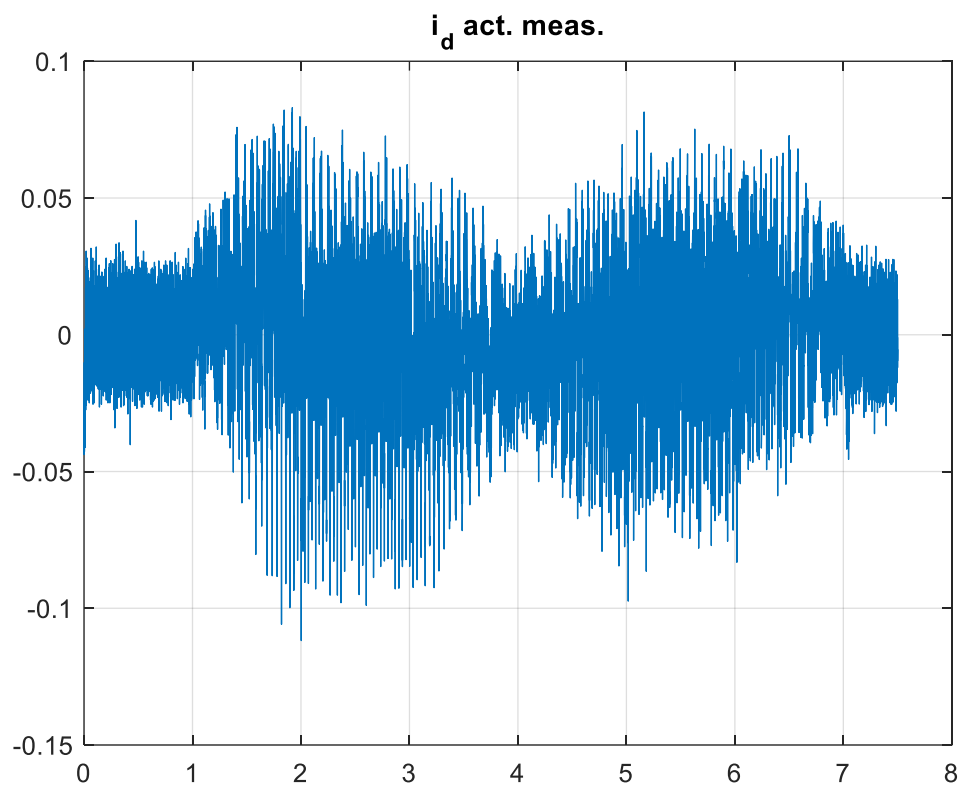


34. ábra: i_q áram referencia- és aktuális jel mérés alapján



35. ábra: i_d áram szimuláció szerint

A 35. ábra jól szemlélteti, hogy azokban az időpillanatokban kell beleszólnia a szabályozónak d irányban, amikor az indukálási jelenség miatt megjelenik nagyobb pólusfeszültség, viszont ez a szimulációban század amperes nagyságrendeket foglal magába, ami szinte zérusnak tekinthető. Ehhez hozzávetve a 36. ábrán látható mérési eredményt, hasonló következtetést tudunk levonni. Mérés során az érzékeny skálázás miatt a zaj már itt is megjelenik, akárcsak a korábbi eredmény esetében.



36. ábra: I_d áram mérés alapján

5 Konklúzió

A dolgozat elején folytonos időt szimulációba ágyazva, sikerült elérni a hibamentes beállást és a szabályozók pontos behangolását, ezek voltak a fő szempontok. Ezt követően diszkrét idejű modellezés volt a cél, amelyet egy programkód generálás után egy adott keretrendszerrel együtt mikrokontrollerbe sikerült implementálni. A diszkrét idejű szimuláció hasonló viselkedést mutatott a folytonos idővel, ezért kijelenthető, hogy a folytonos idejű rendszer szimulációja egészen jól megközelíti a valóságban zajló eseményeket, azonban a részletes és pontos eredmény érdekében szükséges a diszkrét idejű szimuláció használata.

Az iparban való alkalmazhatóságát is bizonyítja ezáltal, a szimuláció alapú fejlesztés. Különböző gép és szabályozó paraméterek mellett könnyedén meghatározható, hogy a fejlesztést milyen irányba érdemes vinni. Költséghatékony, mert nem szükséges legyártatni gépet vagy hajtást minden kis változtatás után. Költséghatékonyága mellett a fejlesztés sokkal produktívabb és gyorsabb tud lenni egy részletes modellből kiindulva, valamint a szimulációk pontos kiértékelése során. Továbbá, fejlesztés esetén különböző tesztkörnyezet létrehozását megkönnyíti a modellezés és nem csak a forgógép legyártása takarítható meg a cégeknek, hanem bizonyos berendezések és helységek kialakítása is.

6 Irodalomjegyzék

- [1] Dr. Schmidt István, Dr. Veszprémi Károly: *Hajtásszabályozások*, 2012., 25-40. o.
- [2] Liuping Wang, Shan Chai, Dae Yoo, Lu Gan and Ki Ng: *PID and predictive control of electrical drives and power converters using MATLAB/Simulink*, 2015., 1-10. o., 41-63. o.
- [3] Dr. Schmidt István, Dr. Veszprémi Károly, Vincze Gyuláné: *Villamos szervo- és robothajtások*, 2000., 233-239. o.
- [4] Ozan Keysan: *Static Power Conversion II. Other PWM Techniques*, prezentáció
- [5] Szabó Gergely: *Saliency-Based Sensorless Vector Controls of Alternating Current Rotating Machines Using High-Frequency Voltage Injection Methods* 2022., 20-22. o., 96-99. o.
- [6] <http://openservodrive.com/sincos-encoder-support/> : SinCos, inkrementális jeladó ábra
- [7] S. N. Vukosavic, *Digital control of electrical drives*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [8] A. Nyitrai, G. Szabó, S. Horváth, and I. Vajda, “*Multiphysics analysis of automotive pmasynrm*,” in 2019 International IEEE Conference and Workshop in Óbuda on Electrical and Power Engineering (CANDO-EPE), 67–72. o., IEEE, 2019.
- [9] I. Boldea, *Electric machines: steady state, transients, and design with MATLAB*. CRC press, 2009.
- [10] Leonhard, W. (2001). *Control of electrical drives*. Springer Science & Business Media.
- [11] Quang, N. P., & Dittrich, J. A. (2008). *Vector control of three-phase AC machines* (Vol. 2). Berlin/Heidelberg, Germany: springer.