

**SAPIENTIA ERDÉLYI MAGYAR
TUDOMÁNYEGYETEM
MAROSVÁSÁRHELYI KAR
AUTOMATIKA ÉS ALKALMAZOTT INFORMATIKA SZAK**

**Kalickás indukciós motor szabályozási
módszereinek tanulmányozása
TDK DOLGOZAT**

Témavezető:

**Dr. Kutasi Dénes Nimród,
egyetemi előadótanár**

Végzős hallgató:

Bartha Tibor

Kivonat

A dolgozat az indukciós aszinkron gépek hatékony szabályozásának és modellezésének módszereit mutatja be. A bevezető részben áttekintésre kerül a villamos gépek osztályozása és az indukciós aszinkron gépek szabályozási elveit. Az elméleti megalapozás és szakirodalmi tanulmány rész részletesen ismerteti a matematikai modelleket és elméleti alapokat, hangsúlyt fektetve a skalár és vektor szabályzásra. Ennek keretein belül részletesen tárgyalja a koordináta transzformációkat.

A szimulációs modellek fejezetben bemutatásra kerülnek a skalár, vektor és a közvetlen nyomaték szabályozás szimulációs modelljei MATLAB/Simulink környezetben. Ezután részletesen ismertetésre kerül a labor stand felépítése, üzembe helyezése és a kísérleti eredmények. Végül a dolgozat a rendszer felhasználási lehetőségeit, következtetéseit és továbbfejlesztési lehetőségeit részletezi.

Célom a indukciós aszinkron gép hatékony szabályzásának és modellezésének bemutatása, valamint a gyakorlati alkalmazhatóság és a további kutatási lehetőségek feltárása. Az elméleti háttér, szimulációs modellek és kísérleti eredmények alapján a dolgozat hangsúlyozza a jelenlegi állapotot és a továbbfejlesztés irányait ezen a területen.

Kulcsszavak: kalickás indukciós motor, szabályozás, mezőorientált szabályozás, közvetlen nyomaték szabályozás, skalár hajtás

Tartalomjegyzék

1. Bevezető.....	4
1.1. Villamos Gépek Osztályozása.....	4
1.2. Indukciós Aszinkron Gépek Szabályozási Elvei.....	5
1.3. Összegzés	5
2. Elméleti megalapozás és szakirodalmi tanulmány.....	6
2.1. Matematikai modell.....	6
2.2. Elméleti alapok.....	7
2.3. Skalár szabályzás.....	8
2.3.1. Bevezető.....	8
2.3.2. V/f szabályozás	9
2.4. Vektor szabályzás (FOC)	10
2.4.1. Bevezető.....	10
2.4.2. A szabályzás összetétele	11
2.4.3. Vektor szabályzás összefoglalás	11
2.5. Koordináta transzformációk	12
2.5.1. Clark transzformáció.....	12
2.5.2. Park transzformáció	13
2.5.3. Inverz Park transzformáció	14
2.5.4. Inverz Clark transzformáció	14
2.6. Fluxus becslés.....	15
2.7. Közvetlen nyomaték szabályozás (DTC)	17
2.7.1. Inverter kapcsolási táblázat.....	19
3. Szimulációs modellek	20
3.1. Skalár szabályzás.....	20
3.1.1. Nyílthurkú szabályozás	20
3.1.2. Zárthurkú szabályozás	23
3.2. FOC Simulink modell	28
3.3. DTC Simulink modell	32
4. Labor stand felépítése.....	38
4.1. Aszinkron motor.....	39
4.2. Teljesítményelektronikai rész.....	39
4.3. Mérő hídpanel.....	40
4.4. Vezérlő elektronika dsPIC-el	41
4.5. ProfiBUS illesztő kártya.....	42
5. Labor stand üzembe helyezés és kísérleti eredmények	43
5.1. Üzembe helyezési lépések	43
5.2. Kísérleti eredmények, mérések	43
6. Mikrochip szenzormentes FOC megvalósítás.....	50
6.1. PLC kommunikáció és mérések	52
7. Következtetések	58
7.1. Továbbfejlesztési lehetőségek	58
8. Irodalomjegyzék.....	59

1. Bevezető

A modern ipari és otthoni környezetben számos eszköz működése szorosan összefonódik az elektromos energia felhasználásával. Ezek az eszközök igen változatosak, kezdve a legkisebb háztartási gépektől az ipari gépekig és az elektromos járművekig.

A diplomamunka fő célja az elektromos gépek világának átfogó bemutatása, különös figyelmet szentelve az indukciós aszinkron gépek működésének és szabályozásának elveire. Az írás először áttekintést nyújt a villamos gépek kategóriáiról, majd részletesen bemutatja az indukciós aszinkron gépek működését és különböző típusait. Emellett részletesen tárgyalja, hogy ezeket a gépeket milyen területeken alkalmazzák, és hogyan lehet őket hatékonyan szabályozni, hogy maximálisan ki lehessen használni azok előnyeit és funkcionalitását.

1.1. Villamos Gépek Osztályozása

A villamos gépek rendkívül változatos alkalmazásokat tesznek lehetővé, különböző működési elvekkel és szerkezettel rendelkeznek. Az alapvető osztályozás két fő kategóriát különböztet meg: az egyenáramú (DC) gépeket és a váltóáramú (AC) gépeket.

Az egyenáramú gépek esetében fontos megkülönböztetni az állórész szerkezetét. Ezek lehetnek permanens mágnesesek vagy tekercselt állórészűek, amelyek kiálló pólusú forgórészt tartalmaznak.

A váltóáramú gépek bonyolultabb kategorizálása során szinkron és aszinkron gépekre oszthatjuk őket. A szinkron gépek további alcsoportokra tagolódnak, beleértve a gerjesztő tekercses, a permanens mágneses és a változó reluktancia motorokat, amelyek lehetnek kiálló pólusúak vagy hengeres forgórészűek.

Az aszinkron (vagy indukciós) gépeket könnyebben osztályozhatjuk két fő típusra. Az egyik legelterjedtebb a kalickás rövidre zárt forgórészű aszinkron gép, míg a másik a tekercselt csúszógyűrűs indukciós gép.

Ezen belül további differenciálást tehetünk a gépek felépítésében előforduló kefe jelenléte alapján. A legnépszerűbb kefe nélküli AC gépek közé tartoznak a permanens mágneses szinkron gépek (PMSM), valamint a zárt forgórészű kalickás aszinkron gépek. Utóbbiak széles körben alkalmazhatók, például háztartási gépekben (mint a mosógépek), ipari szalagok és egyéb mozgóberendezések területén, valamint az autóiparban is gyakran használják, különösen a hibrid és elektromos járművekben[14].

1.2. Indukciós Aszinkron Gépek Szabályozási Elvei

A skaláris vezérlés egyszerűsített egyenletek alapján működik, és az állandósult állapotra vonatkozik, míg a vektorvezérlés a vektorok pozícióját és nagyságát szabályozza. A tér-orientált vezérlés (FOC) az egyik legősibb vektorvezérlési forma, melyben a motor egyenletei a forgórész fluxussal szinkronban forgó koordináta rendszerbe vagy az állórészhez rendelt álló koordináta rendszerbe vannak transzformálva. Később megjelent a közvetlen forgatónyomaték-vezérlés (DTC), ami egy egyszerű, robosztus és dinamikus nyomaték szabályzási elvet alkalmaz [1].

Az indukciós motorok (IM) a legrobosztusabb és legnagyobb forgatónyomaték-tömeg arányú motorok közé tartoznak, emellett kiváló hatékonyságot biztosítanak. Egyszerűségük, könnyű karbantarthatóságuk és alacsony költségük miatt széles körben elterjedtek, használatuk a háztartási készülékektől az ipari szektorokig terjed. Az IM hajtásoknál két fő vezérlési módszer létezik: a skalár és a vektorvezérlés. A magas teljesítményű alkalmazásokhoz, mint például az ipari CNC gépek vagy az elektromos járművek, általában vektorvezérlési technikákat, például a tér-orientált vezérlést (FOC) vagy a közvetlen forgatónyomaték-vezérlést (DTC) alkalmaznak. Alacsony és közepes teljesítményű alkalmazásokhoz általában skalár vezérlési technikák használhatóak [9].

1.3. Összegzés

A dolgozat átfogó képet nyújt a villamos gépek világáról, különös hangsúlyt fektetve az indukciós aszinkron gépek működésére és szabályozásának elveire. Bemutatom a különböző típusokat és vezérlési módszereket, hangsúlyozva az indukciós motorok sokoldalúságát és széles körű alkalmazhatóságát. A következő fejezetekben további részletekkel foglalkozok az indukciós gépek szabályozási elveivel és azok alkalmazási területeivel.

2. Elméleti megalapozás és szakirodalmi tanulmány

2.1. Matematikai modell

A szabályozáshoz használt matematikai modellt az állórész (stator) egyenletiből kiindulva vezettem le, alkalmazva a Park transzformációt [13].

$$\underline{u}_s = r_s \cdot \underline{i}_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + j\omega_e \underline{\Psi}_s \quad (2.1)$$

$$0 = r_r \cdot \underline{i}_r + \frac{d\Psi_r}{dt} + j \cdot (\omega_e - \omega_r) \cdot \underline{\Psi}_r \quad (2.2)$$

$$\begin{cases} \underline{\Psi}_s = L_s \cdot \underline{i}_s + L_m \cdot \underline{i}_r \\ \underline{\Psi}_r = L_r \cdot \underline{i}_r + L_m \cdot \underline{i}_s \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\begin{cases} u_{ds} = r_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_e \cdot \Psi_{qs} \\ u_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_e \cdot \Psi_{ds} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\begin{cases} 0 = r_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \cdot \Psi_{qr} \\ 0 = r_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \cdot \Psi_{dr} \end{cases} \quad (2.5)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Psi_{dr} \cdot i_{qs} - \Psi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (2.6)$$

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr} \\ \Psi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \\ \Psi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (2.8)$$

Eljelöltem egy állandót a későbbi átláthatóbb felírásért:

$$M = \frac{L_m^2}{L_r} - L_s \quad (2.9)$$

jelölés

$$\begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i_{ds} \\ \frac{d}{dt} i_{qs} \\ \frac{d}{dt} \Psi_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{M} \left(r_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} \cdot r_r \right) & \omega_e & \frac{1}{M} \cdot \frac{L_m \cdot r_r}{L_r^2} \\ -\omega_e & \frac{1}{M} \cdot r_s & \omega_e \cdot L_m \cdot \frac{1}{M} \cdot \frac{1}{L_r} \\ \frac{r_r \cdot L_m}{L_r} & 0 & -r_r \cdot \frac{1}{L_r} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \Psi_r \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

$$+ \begin{pmatrix} -\frac{1}{M} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{M} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_{ds} \\ U_{qs} \end{pmatrix}$$

Ahol:

- r_s, r_r : állórész és rotor ellenállás,
- L_s, L_r, L_m : állórész, rotor és kölcsönös induktivitások
- Ψ_{ds}, Ψ_{qs} : d-q állórész fluxus komponensek
- Ψ_{dr}, Ψ_{qr} : d-q rotor fluxus komponensek
- p : póluspárok száma
- i_{ds}, i_{qs} : d-q állórész áramkomponensek
- i_{dr}, i_{qr} : d-q rotor áramkomponensek
- U_{ds}, U_{qs} : d-q állórész feszültségkomponensek
- ω_r : rotor mechanikus sebesség
- ω_e : rotor elektromos sebesség
- T_e : elektromos nyomaték

2.2. Elméleti alapok

A motort lehet vezérelni nyílt hurokban, ezt nevezik U/f vezérlésnek is vagy Volts-Hertz módszernek. Ez a módszer egy karakterisztikát használ, ami biztosítja a motor megfelelő

működését sebesség függvényében. Ez a módszer jól működik lassan változó terhelésnél például: ventilátoroknál, szivattyúknál és hasonló alkalmazásokban [1].

Azonban kevésbé hatékony ez a módszer ha gyors változás történik és gyors reakcióra lenne szükség. Gyors sebesség és magas nyomaték változások esetén pedig nagy áram impulzusok jelennek meg. Ez pedig magas csúszást eredményez a motorban.

Annak érdekében, hogy gyors választ érjünk el meg kell szabaduljunk ezektől a magas áramimpulzusoktól. Ennek a megvalósítása úgy lehetséges ha a motor nyomatékát és a fluxusát szabályozzuk. Ezt az irányítási technikát vektorvezérlésnek nevezzük, vagy más néven mezőorientált vezérlésnek (FOC).

Összességében az alábbi vezérlési technikákat különböztetünk meg: [2]

A. Skálárvezérlés:

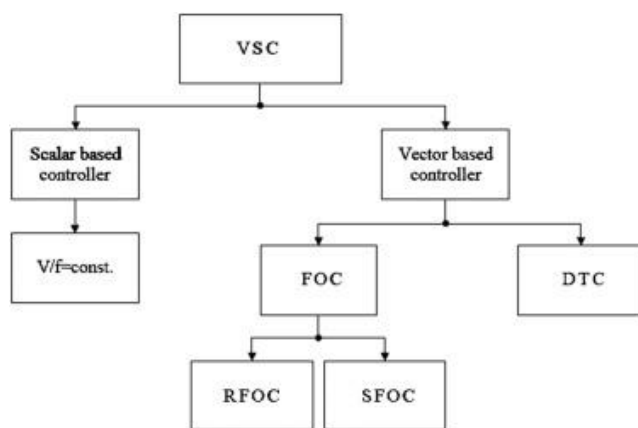
1. Feszültségfrekvencia állandó arányon alapuló módszer (V/f)
2. Áram- és csúszási frekvencia alapú módszerek

B. Vektorvezérlés:

1. Mezőorientált vezérlés (FOC)
2. Direkt mezőorientáció (DFOC)
3. Indirekt mezőorientáció (IFOC)

C. Közvetlen nyomaték vezérlés (DTC) és állórész fluxus vektor vezérlés (SFVC)

D. Modell prediktív vezérlés (MPC) és véges elemű modell prediktív vezérlés (FCS-MPC)



2.2.1 ábra Sebesség szabályozási elvek [6]

2.3. Skálár szabályzás

2.3.1. Bevezető

A vektorvezérelt indukciós motorok technológiai fejlődése ellenére a skálárvezérlési módszerek továbbra is fontosak maradnak. A maximális forgatónyomaték elérése érdekében szükséges állandóan tartani a fluxus-szintet a névleges értéken, amelyet a állórész feszültség és

a frekvencia szabályozásával érhetünk el. Általában a terhelési feltételek határozzák meg a tápellátás frekvenciáját, így a megfelelő feszültségvezérlés a állórészben biztosítja az állandó fluxust [7] [8].

A zárt hurkú vezérlési sémákban az IM frekvenciáját és változó feszültségét mindig a motor vezérlése érdekében használják a forgatónyomaték és sebesség szabályozásához. A dinamikus válasz érdekében a v/f vezérlési hajtást alkalmazzák az ilyen típusú feladatokra. Ez számos előnyt nyújt, többek között egyszerű architektúrát, könnyű tervezést és alacsony költségeket [11] [2].

2.3.2. V/f szabályozás

Az állandó V/f (U/f) elv jelenleg a legelterjedtebb vezérlési elv az indukciós motorok változtatható sebességű meghajtásainál. Ez a módszer lehetővé teszi a motor sebességének hatékony változtatását a teljes sebességtartományban, anélkül hogy nagy dinamikus teljesítményre lenne szükség. Az elv alapja az, hogy a motor statikus fluxusa arányos a statikus feszültség és frekvencia összegével. Ha ez az arány állandó marad, akkor a motor nyomatéka csak a csúszó frekvenciától függ [5].

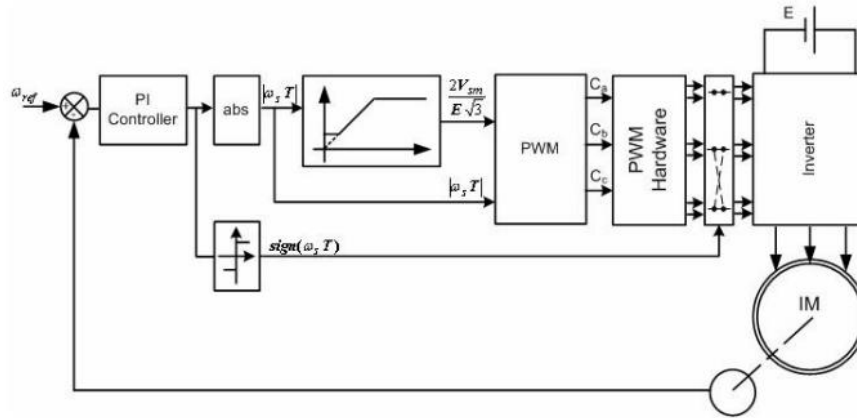
Gyakorlatilag ez azt jelenti, hogy a motor tekercseit 3-fázisú szinuszos feszültséggel táplálják, ahol a feszültség frekvenciája arányos a motorsebességgel, kivéve olyan esetekben, amikor a frekvencia túl alacsony vagy túl magas. Ilyenkor a feszültséget változtatják annak érdekében, hogy fenntartsák a statikus fluxus állandóságát. Ennek eredményeként a motor sebességét és nyomatékát hatékonyan lehet szabályozni a kívánt értékek eléréséhez.

Fontos megjegyezni, hogy ez a vezérlési elv hatékony azokban az alkalmazásokban, ahol a sebesség változása nem túl nagy, és a terhelési nyomaték változása nem jelentős. Ha a terhelési nyomatékot állandóan kell tartani, függetlenül a motor sebességétől, bonyolultabb vezérlési módszereket kell alkalmazni [10].

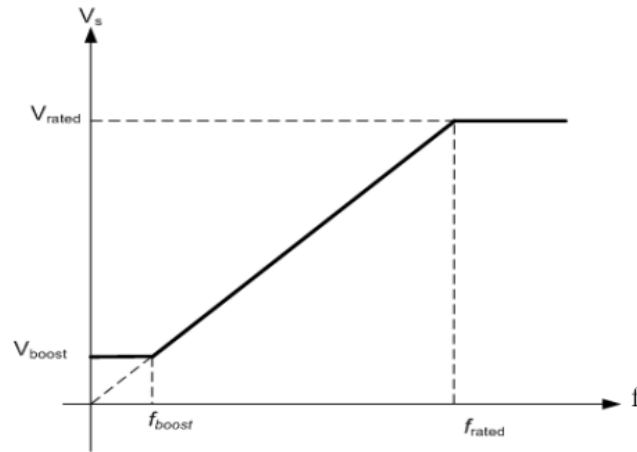
$$V_s = \left(\frac{V_n - V_{min}}{f_n - f_{min}} \right) \cdot f_s \quad (2.3.2.1)$$

Ahol:

- V_s a névleges feszültség
- V_{min} a minimális feszültség
- f_n a névleges frekvencia
- f_{min} a minimális frekvencia



2.3.2.1 ábra [12] *Skalár (V/f) szabályozási módszer elmélete*



2.3.2.1 ábra [12] *Skalár vezérlési módszer karakterisztika*

2.4. Vektor szabályzás (FOC)

2.4.1. Bevezető

Az indukciós motorok (IM) kiemelkedő teljesítménye miatt a vektor szabályozás (VC) a leggyakrabban alkalmazott vezérlési módszer. Ennek az eljárásnak a központi elemei a Clarke és Park transzformációk, amelyek felelősek a forgatónyomaték és a fluxus létrehozásáért. Az IM esetében a motorok hasonlóan működnek, mint a DC motorok, ahol az armatúraáram és a mezőáram független és ortogonális vezérlést biztosít a forgatónyomaték és a fluxus számára. Ebben a rendszerben két független változó szabályozza a forgatónyomatékot és a fluxust, amely lehetővé teszi a motor hatékony vezérlését.

A kevésbé összetett vezérlési stratégiák, mint például a Volts-Hertz módszer, az bemeneti feszültség frekvenciáját és amplitudóját vezérlik. Ezzel szemben az FOC (Field-Oriented Control) a fluxus vektorát is figyelembe veszi. Ez az eljárás egy háromfázisú fázor feszültséget hoz létre, amely vezérli az állórész áramát, ami tovább vezérli a rotor fluxus vektorát és így a rotor áram

fazorját. Mivel a rotor áramot nem lehet közvetlenül mérni, a program számításokkal határozza meg olyan paraméterek alapján, amelyeket mérni tudunk. Ez az eljárás lehetővé teszi a motor pontos és hatékony vezérlését. [1]

2.4.2. A szabályzás összetétele

Az állórész áramvezérléshez elengedhetetlen adatokat kell figyelembe venni, köztük:

- Pillanatnyi fázisáramok: i_a, i_b, i_c
- Rotor szögsebessége
- Rotor elektromos időállandója

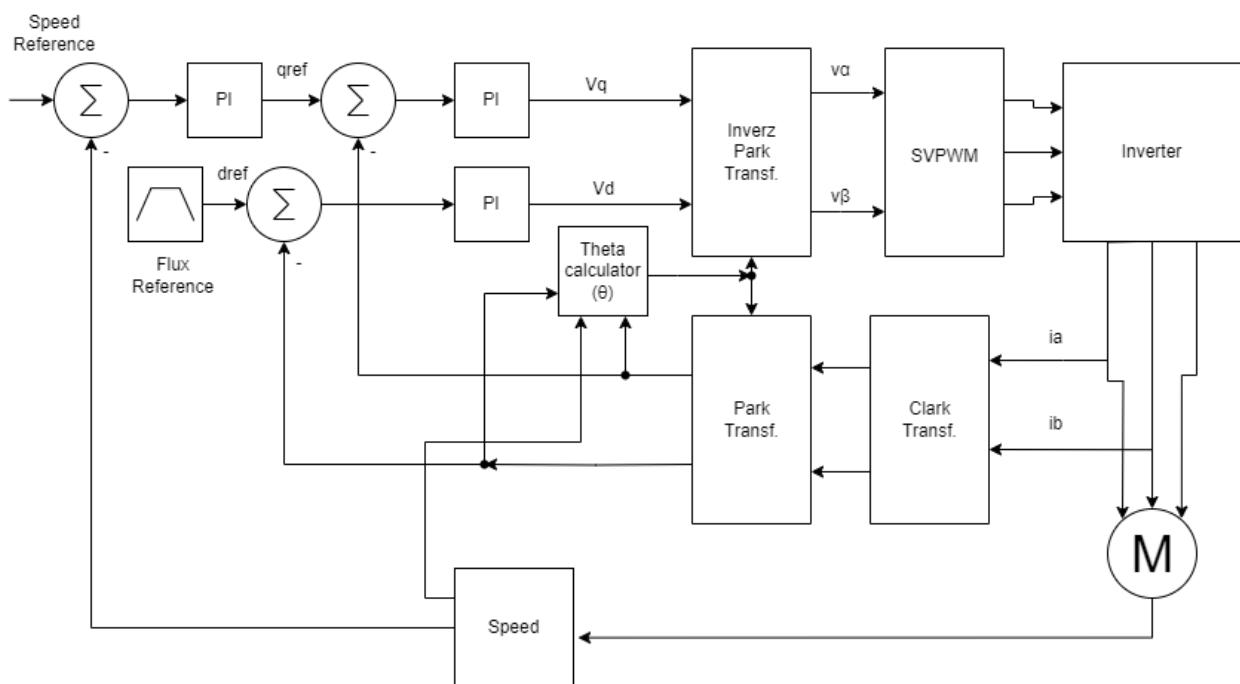
A bemenő szinuszos áram létrehoz egy forgó mágneses fluxust. A rotor sebessége közvetlenül kapcsolódik ehhez a forgó fluxushoz. Ha a rotort az állórész által létrehozott fluxus vektorával azonos sebességűnek tekintjük, akkor az állórész áramai állandó értékűnek tekinthetők. Viszont a forgó fluxus folyamatosan változik. A végső cél az állórész áramainak szabályozása úgy, hogy közben a megfelelő rotor áramot kapjuk. Ehhez koordináta-transzformációkra van szükség, amelyek segítségével az állórész áramait úgy vezérelhetjük, mintha ezek DC értékek lennének. Ezáltal a rendszer jobban kezelhető és hatékonyabb működést érhetünk el. [1]

2.4.3. Vektor szabályozás összefoglalás

A rendszer működéséhez szükséges lépések az alábbiak:

- A háromfázisú áramok mérése: i_a, i_b, i_c
- A rotor sebességének mérése: ω_r
- A háromfázisú áramokat átalakítjuk kétfázisú komponensekre. Ez a transzformáció az: i_a, i_b és i_c mért értékekből biztosítja az i_α és i_β változókat.
- A kétfázisú koordináta-rendszert elforgatjuk úgy, hogy az a rotor fluxussal egy vonalban legyen. Ehhez szükség van egy transzformációs szögre. Ennek eredményeként az i_α és i_β értékekből az I_d és I_q áramokat kapjuk, amelyeket állandó értékűként kezelünk a forgó koordináta rendszerben.
- Az I_d irányítja a rotor mágneses fluxusát, míg az I_q a nyomatékot. Ezeket egy-egy PI szabályzóhoz kapcsoljuk, amelyek kimenetei a $V_d(/U_d)$ és $V_q(/U_q)$ feszültségvektorok.
- Kiszámítunk egy új transzformációs szöget, ami meghatározza a következő feszültségvektor helyét.

- A V_d és V_q értékeket visszaforgatjuk az álló koordináta rendszerbe az új szög felhasználásával. Így kapjuk meg V_α és V_β alakban a kétfázisú feszültségeket.
- A V_α és V_β értékeket visszaalakítjuk háromfázisú értékekké, így nyerjük meg a V_a , V_b és V_c feszültségeket. Ezeket a PWM (Pulse Width Modulation) ciklusértékek formájában adjuk ki, így érjük el a kívánt feszültségvektort a rendszer számára. [1]



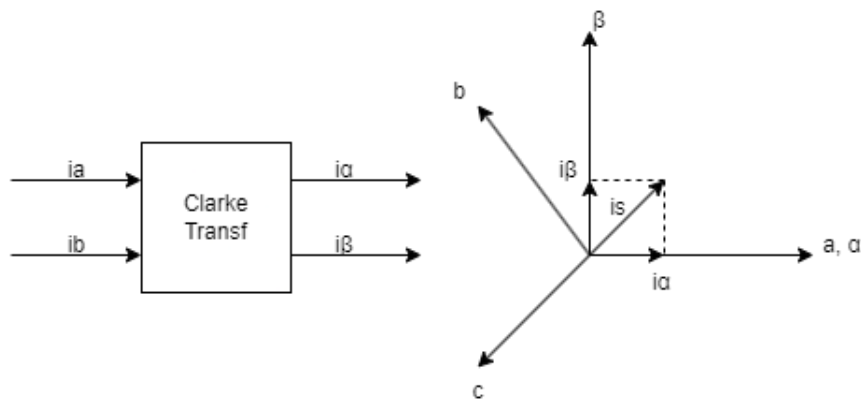
2.3.3.1 ábra: Vektorvezérlés elvi modellje

2.5. Koordináta transzformációk

A koordináta transzformációk segítségével az időinvariáns nyomaték és fluxus értékek közvetett módon meghatározhatóak és ezáltal irányíthatóak. A háromfázisú rendszerben a három áram értéke nulla lesz. Így csak két áramot kell mérni.

2.5.1. Clark transzformáció

Az első transzformáció által áttérünk a három tengelyes két dimenziós rendszerből, ami a motor állórészéhez van rendelve, egy 2-tengelyes rendszerbe. Ezt a folyamatot Clarke transzformációnak nevezzük, ahogy a következő ábra szemlélteti.



2.4.1.1 ábra: *Clarke transzformáció*

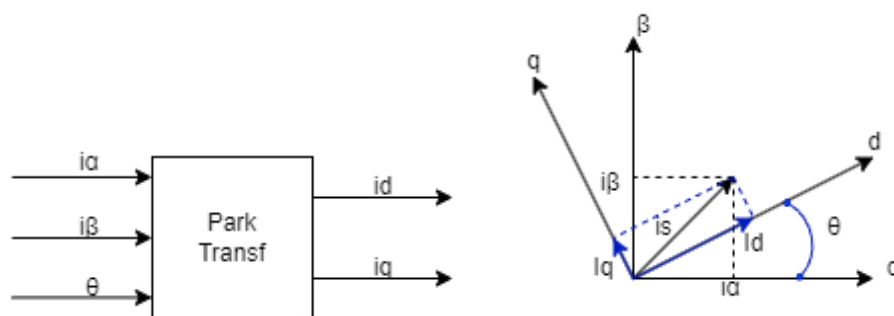
$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.4.1.1)$$

$$i_\alpha = i_a$$

$$i_\beta = \frac{i_a + 2 \cdot i_b}{\sqrt{3}}$$

2.5.2. Park transzformáció

Ennél a transzformációnál az áramerősség fazorát egy 2-tengelyes ortogonális rendszerben ábrázoljuk, amelynek tengelyei α és β . A következő lépésben átalakítjuk egy másik 2-tengelyes rendszerre, ami a rotorfluxussal együtt forog. Ezt a transzformációt Park transzformációnak hívjuk. Ezt a 2-tengelyes forgó koordináta rendszert d-q tengelyekként ábrázoljuk.



2.4.2.1 ábra: *Park transzformáció*

$$I_d = i_\alpha \cdot \cos \theta + i_\beta \cdot \sin \theta \quad (2.4.1.2)$$

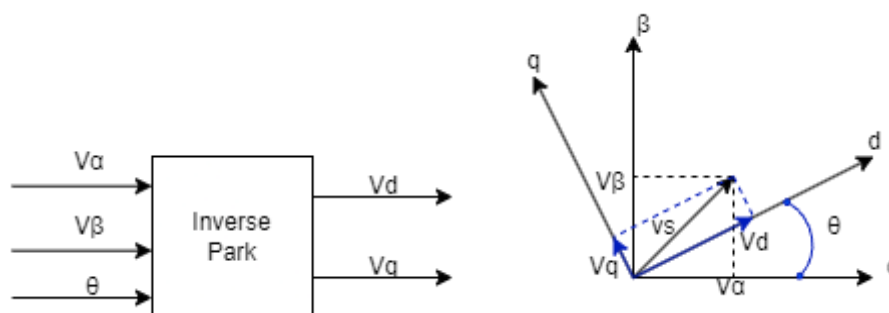
$$I_q = -i_\alpha \cdot \sin \theta + i_\beta \cdot \cos \theta$$

Ebből a szempontból nézve az áramfázisok állandó értékek a d-q koordinátarendszerben, ami időben nem változik. Statikus körülmények között pedig állandó egyenáramú értékeket vesznek fel. Az állórész áramkomponense a d tengely mentén arányos a fluxussal, míg a q tengely menti komponens arányos a rotor nyomatékkal. Most, hogy ezek az értékek ábrázolva vannak mint egyenáramú értékek, külön lehet őket szabályozni.

A szögfüggvények argumentumában a θ szög azt jelöli, hogy milyen szöget képez a rotor fluxus koordináta-rendszer a statikus koordináta-rendszerhez képest. A szög kiszámításának lépéseit részletesen bemutatom a 2.6-os fejezetben a (2.5.1) és (2.5.9) közötti levezetéssel.

2.5.3. Inverz Park transzformáció

A szabályzás után két feszültségkomponens vektor lesz a forgó koordináta rendszerben a d-q tengelyen. Ahhoz, hogy vissza kapjuk a háromfázisú motorfeszültségeket inverz transzformációt kell végrehajtani. Először a 2-tengelyes forgó d-q koordináta rendszerből a statikus α - β rendszerbe. Ez a folyamat az inverz Park transzformáció.



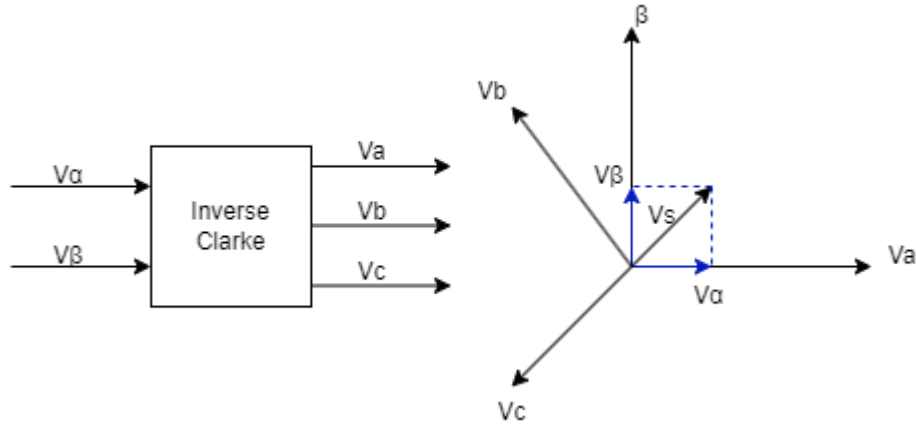
2.4.3.1 ábra: Inverz Park transzformáció

$$V_{\alpha} = V_d \cdot \cos \theta - V_q \cdot \sin \theta \quad (2.4.3.1)$$

$$V_{\beta} = V_d \cdot \sin \theta + V_q \cdot \cos \theta$$

2.5.4. Inverz Clark transzformáció

A következő átalakítás a statikus 2-tengelyes α - β rendszerből az állórész 3-tengelyes, 3-fázisú referencia rendszerbe. Ezt nevezzük matematikailag inverz Clark transzformációnak.



2.4.4.1 ábra: Inverz Clark transzformáció

$$\begin{aligned}
 V_a &= V_\beta \\
 V_b &= \frac{V_\beta + \sqrt{3} \cdot V_\alpha}{2} \\
 V_c &= \frac{V_\beta - \sqrt{3} \cdot V_\alpha}{2}
 \end{aligned}
 \tag{2.4.4.1}$$

2.6. Fluxus becslés

Egy aszinkron indukciós motorban a rotor mechanikai szögsebessége kisebb mint a forgó fluxusmező sebessége. Ezt a csúszást az angol szövegekben “slip”-nek nevezik. A szinkron motorok esetében amikor a rotor sebessége azonos a forgó mágneses tér sebességével akkor a slip 0.

A fentiekben tárgyalt transzformációkhoz szükség volt egy bemeneti szög, a θ . A θ változó a rotorfluxus vektorának szögpozícióját reprezentálja. Ezt a szöget becsülni kell.

A fluxus (θ -szög) becslő egy új fluxuspozíciót számít ki az állórész áramai, a rotor sebessége és a rotor elektromos időállandója alapján.

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = -r_r \cdot i_{dr} = -r_r \cdot \frac{\Psi_r}{L_r} + \frac{r_r}{L_r} \cdot L_m \cdot i_{ds}
 \tag{2.5.1}$$

Azt átranszformáljuk Laplace-transzformációval és jelöljük egy állandóval: $T_r = \frac{L_r}{r_r}$

$$s \cdot \Psi_r(s) = \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{ds}(s) - \frac{\Psi_r(s)}{T_r} \Rightarrow \quad (2.5.2)$$

$$\Psi_r(s) = \frac{L_m}{T_r s + 1} \cdot i_{ds}(s) \quad (2.5.3)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \Psi_r \cdot i_{sq} \quad (2.5.4)$$

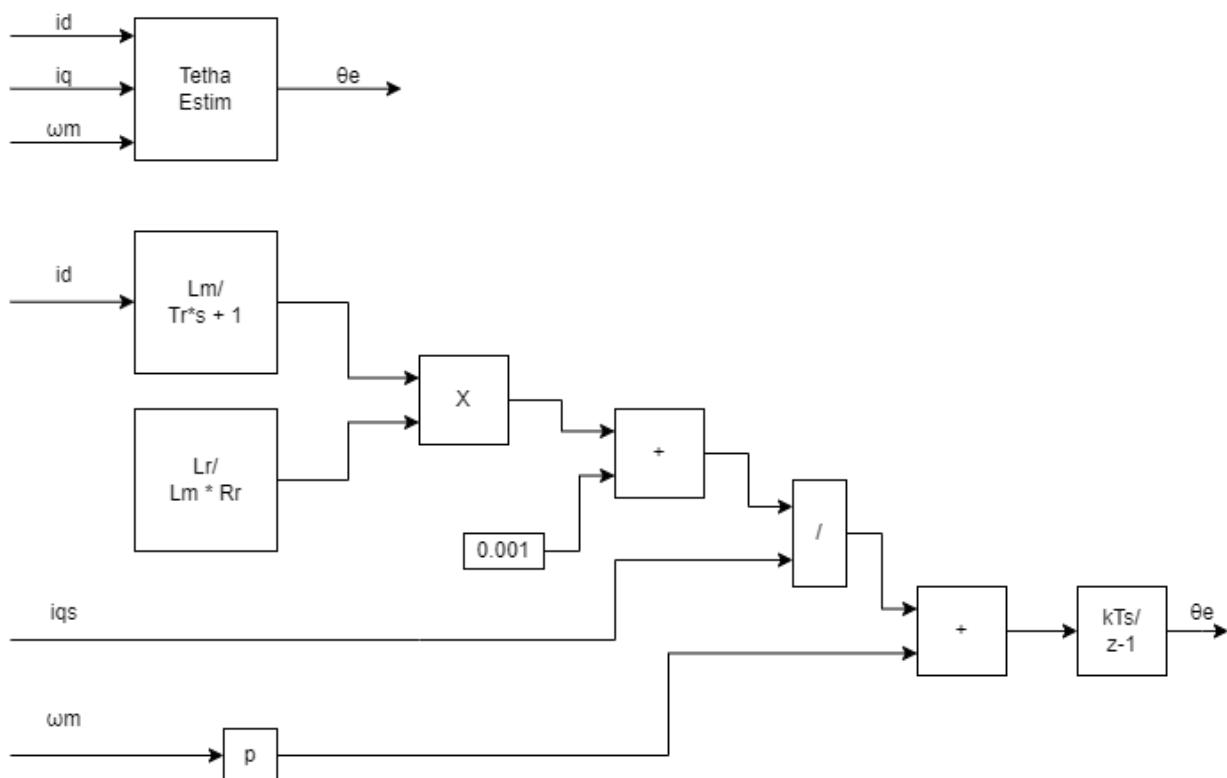
$$\omega_{se} = \omega_e - \omega_r = -\frac{r_r \cdot i_{qr}}{\Psi_r} = \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{r_r}{\Psi_r} \cdot i_{qs} \quad (2.5.5)$$

$$\omega_{se} = \omega_e - p \cdot \omega_m \quad (2.5.6)$$

$$\omega_e = \omega_{se} + p \cdot \omega_m \quad (2.5.7)$$

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_{se} + p \cdot \omega_m) dt \Rightarrow \quad (2.5.8)$$

$$\int \left(\frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{r_r}{\Psi_r} \cdot i_{qs} + p \cdot \omega_m \right) dt \quad (2.5.9)$$



2.5.1 ábra: A theta szög (θ) becslésének modellje

A fenti diagrammban azért van szükség a közbeiktatott 0,001 hozzáadásához, hogy elkerüljük a nullával való osztást.

2.7. Közvetlen nyomaték szabályozás (DTC)

A közvetlen forgatónyomaték szabályzás, a DTC elméleti alapjait az 1980-as évek második felében vezették be a magas teljesítményű hajtások számára. A megszokott FOC szabályozással összehasonlítva, amely teljes egészében a 70-es évek elejéig nyúlnak vissza, a DTC egy jóval újabb koncepció. A vektorszabályzásnak majdnem 20 évébe telt mire elfogadta az ipar, ezzel szemben a DTC koncepcióját az ipar gyorsan adaptálta mindössze 10 év alatt.

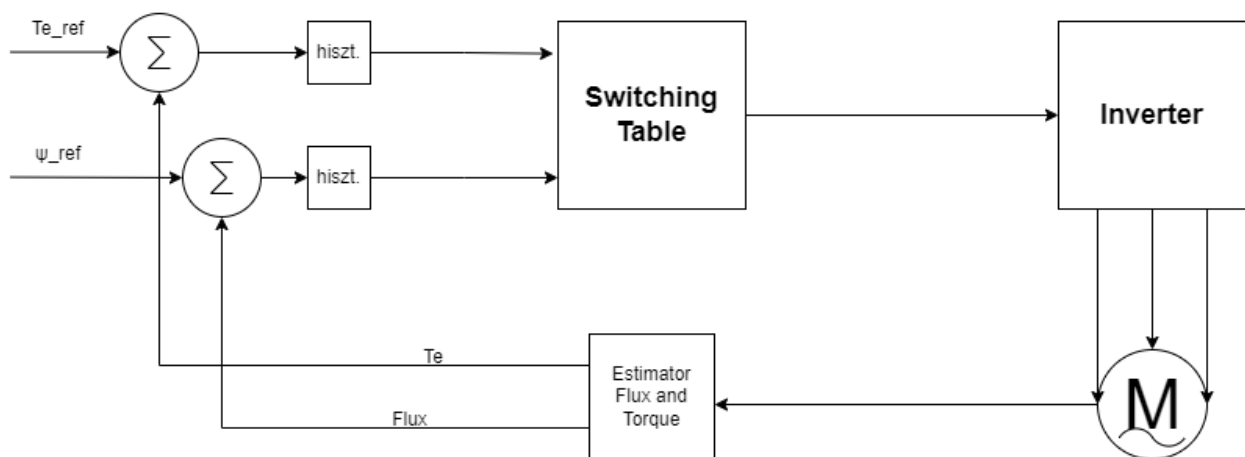
A DTC más megközelítésből tekint az indukciós gépre és az ehhez kapcsolódó inverterre. Első lépésben abból a szempontból vizsgálja a szabályzást, hogy bármely módon is szabályozzuk az invertert az alapvetően egy feszültségforrás és nem egy áramforrás. A DTC rávilágít, hogy a fluxust és a forgatónyomatékot közvetetten lehet irányítani ezekkel az áramkomponensekkel, akkor nincs ok arra, hogy ezt a két változót ne lehetne irányítani anélkül, hogy közbeiktatnánk áramszabályzási hurkokat. A DTC alapötlete az, hogy a nyomaték és a fluxus hibáit közvetlenül fel lehet használni az inverter meghajtásához anélkül, hogy bármilyen áramszabályozás vagy

koordináta transzformáció közbelépne. A fluxus és a nyomaték szabályzók histerézis típusúak és arra használják, hogy meghatározzuk melyik lehetséges inverter állapotot kell alkalmazni, ahhoz hogy a motor az elvárt kimenete az adott sávon belül maradjon.

A DTC alapvetően szenzormentes, a valós rotor sebessége nem szükséges a nyomaték üzemmódban történő működéshez, mivel nincs koordináta transzformáció. Azonban a statikus fluxus és nyomaték becslések pontossága fontos a histerézis szabályzók helyes működése szempontjából. Csak a statikus ellenállás változásai, a hőmérséklet változás miatt, okoznak problémát a magas teljesítményű DTC-nél alacsony sebességű működésben. [3]

Összefoglalva a DTC fő jellemzői és különbségei az FOC-val összehasonlítva:

- közvetlen vezérlés a fluxus és nyomaték felett
- közvetett vezérlés a statikus áramok és feszültségek felett
- koordináta transzformáció hiánya
- hiányzik az önálló feszültség moduláció ami megtalálható az FOC-nál
- csak a fluxus vektor pozíciója szükséges, nem pedig annak a pontos helyzete
- hiányoznak az áramszabályzók
- szenzormentes (nyomaték üzemmódban)
- a DTC alap sémája csak a statikus ellenállás változásaira érzékeny

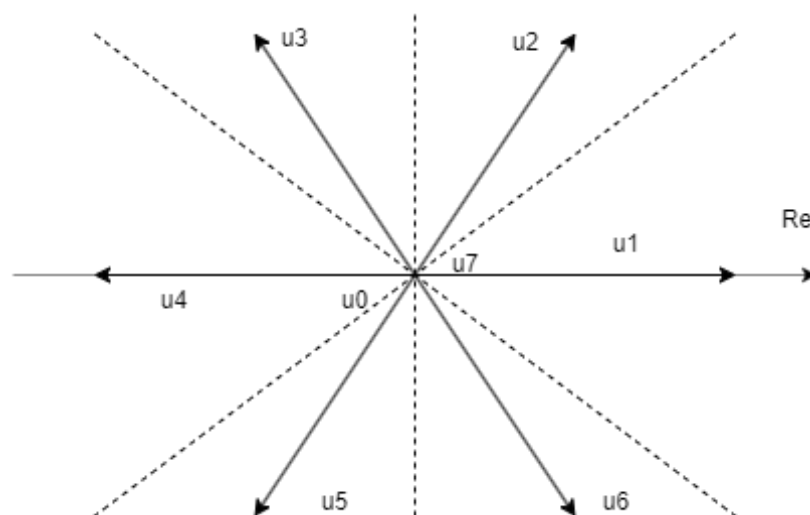


2.7.1. ábra: Közvetlen nyomaték szabályzás modellje szabályozókkal, nyomaték és fluxus becslővel, kapcsolási táblázattal és hardver résszel

A becslő feladata, hogy a motor áramai és feszültségei alapján megbecsülje a nyomatékot és a fluxust, majd ezeket az értékeket használja a referenciaértékekkel való összehasonlításához. A becslés működését részletesen leírom a 3.3 fejezetben, és ezt a leírást a (3.3.1) – (3.3.8) képletekkel támasztom alá.

2.7.1. Inverter kapcsolási táblázat

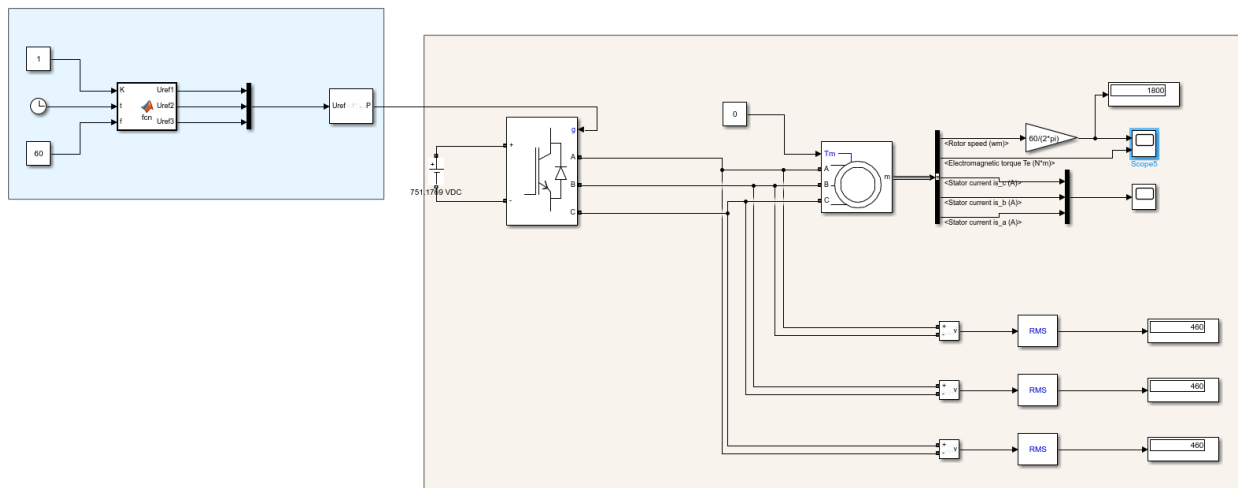
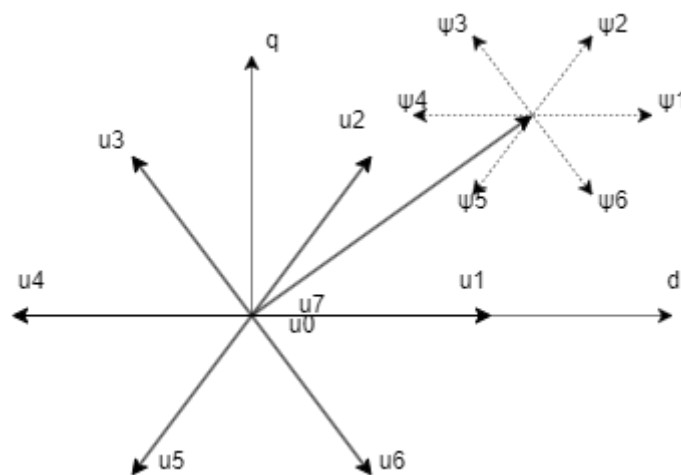
A DTC optimális feszültségvektorok kiválasztására már számos módszer létezik, ebben a részben csak a klasszikus eljárást tárgyaljuk. Az inverter fázisfeszültség térvektorai láthatóak az alábbi ábrán (2.7.1.1 ábra).

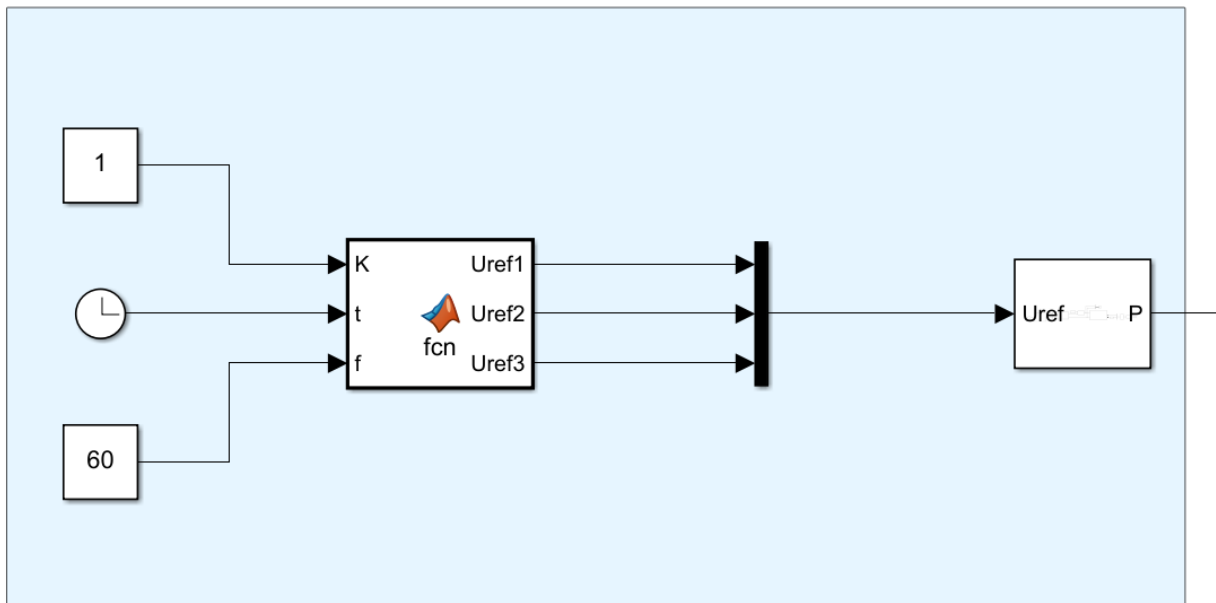


2.7.1.1 ábra: Az állórész feszültség vektorok

Kapcsolási állapot	Bekapcsolt tranzisztorok	Tér vektorok	Fázis feszültség - a	Fázis feszültség - b	Fázis feszültség - c
1	1,4,6	100	$\frac{2}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$
2	1,3,6	110	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{2}{3} V_{dc}$
3	2,3,6	010	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{2}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$
4	2,3,5	011	$-\frac{2}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$
5	2,4,5	001	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{2}{3} V_{dc}$
6	1,4,5	101	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{2}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$
7	1,3,5	111	0	0	0
8	2,4,6	000	0	0	0

2.7.1.1 Kapcsolási táblázat





3.1.1.2 ábra *Vezérlés oldal*

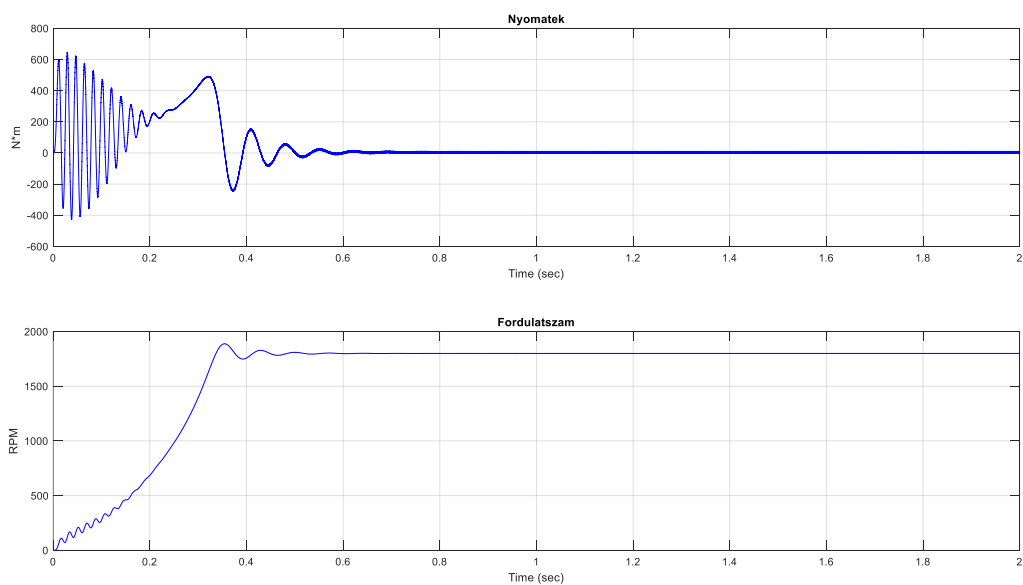
A jelek kiszámítására szükség van a frekvenciára amivel hajtani kell a motort és az időre is. Az első K paraméter egy erősítési tényező csupán. A létrehozott szinuszos jeleket el kell tolni a fázisok függvényében. (lásd 3.1.1.3 ábra)

```
function [Uref1, Uref2, Uref3] = fcn(K, t, f)

    Uref1 = K*sin(2*pi*f*t*K);
    Uref2 = K*sin(2*pi*f*t*K - 2*pi/3);
    Uref3 = K*sin(2*pi*f*t*K + 2*pi/3);

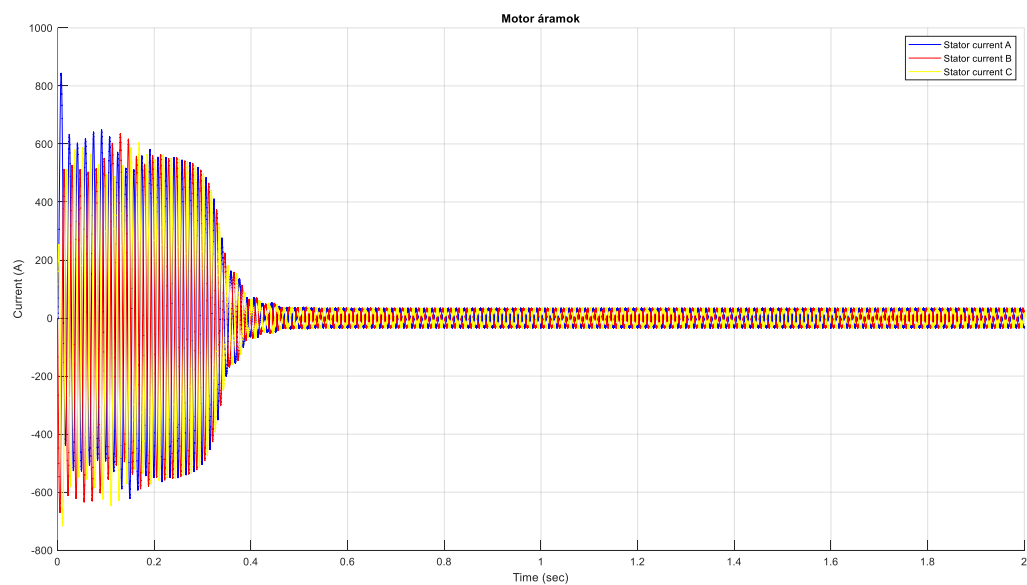
end
```

3.1.1.3 ábra *Referencia jelek számítása*



3.1.1.4 ábra *A motor oldali mérések. Felső ábrán a motor nyomaték [Nm] időbeni változása látható, míg az alsó ábrán a fordulatszám [fordulat/perc].*

A végeredményen látszik, hogy ez a fajta vezérlés megvalósítás nem hatékony mert a kifejtett nyomaték nagyon oszcillál majd amikor a fordulát beáll a megfelelő sebességre akkor a nyomaték konstans nulla lesz.

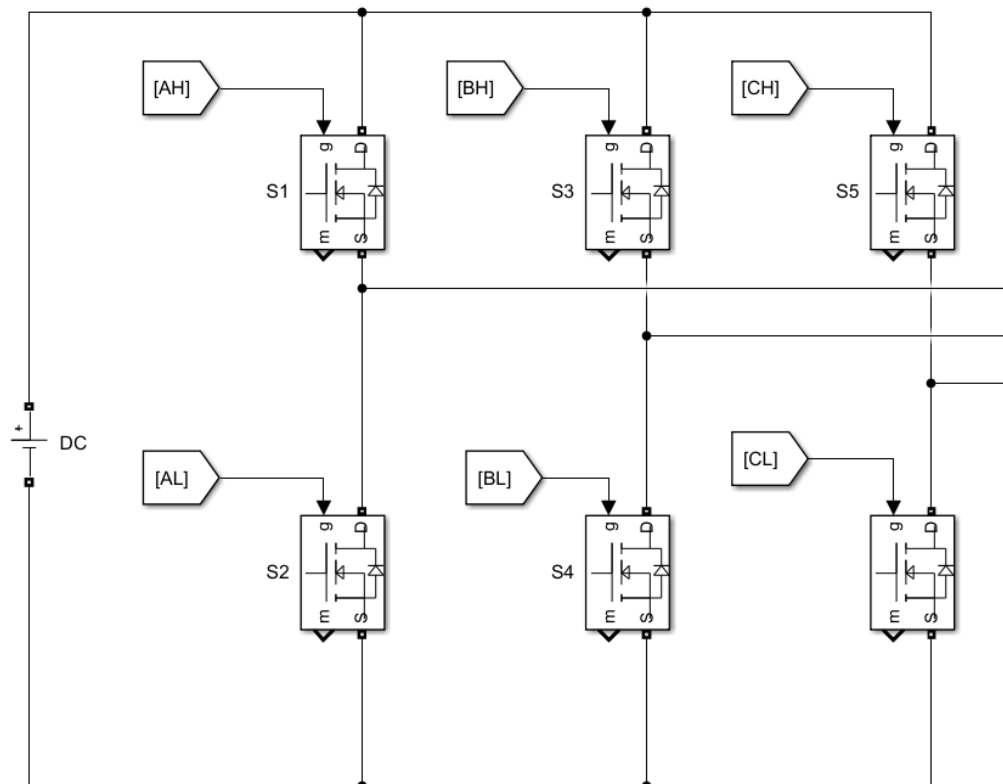


3.1.1.5 ábra *Motor áramok*

A motor oldalon mért áramok viszonylag hamar beállnak 0,4 szekundum után de addig igen nagy ingadozáson mennek keresztül.

3.1.2. Zárthurkú szabályozás

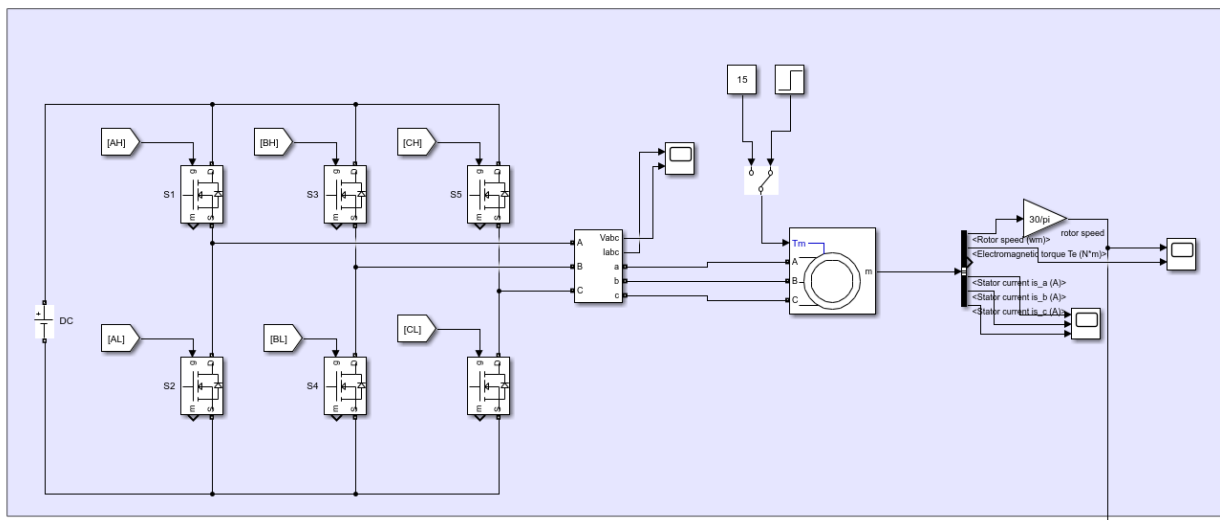
A kezdetekben egy egyszerűbb u/f szabályzás volt a célom ami segít megérteni és használni a Matlab-Simulink által biztosított aszinkron motor modellt és az inverter felépítését, a későbbiekben a Simulinkben megtalálható “universal bridge” blokkot használtam mert egyszerűbb volt. A kiindulási modellem a Mathworks oldalán megtalálható modell volt, a választás oka az egyszerűség volt, mivel nagyon egyszerű és átlátható.



3.1.2.1 ábra: Inverter felépítése

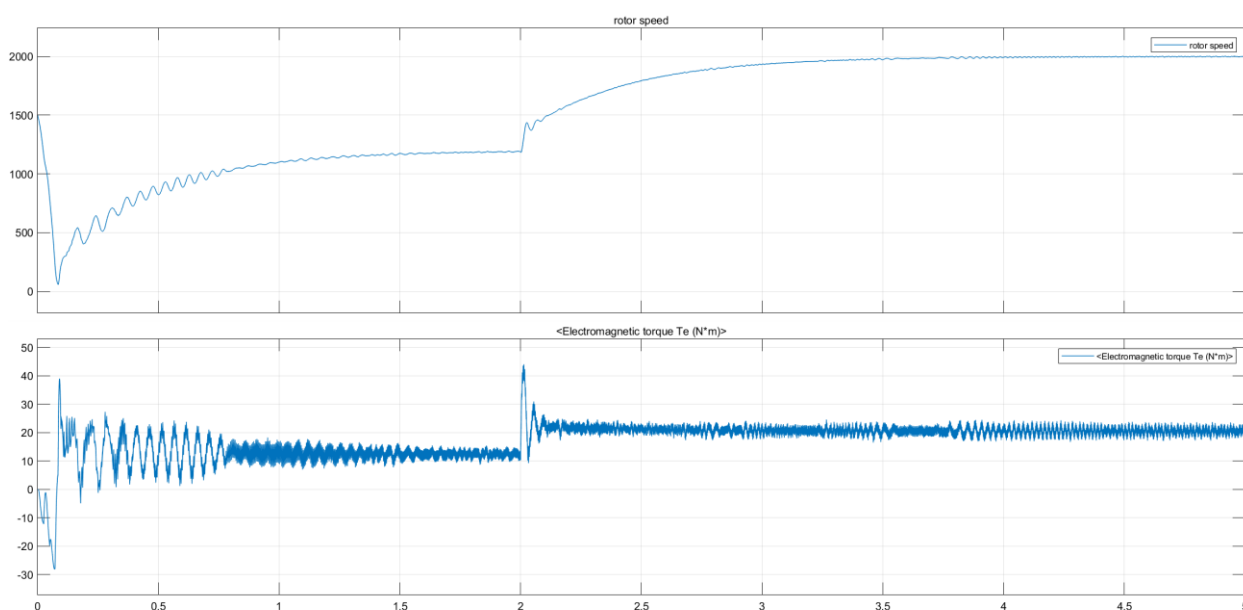
A 3.1.2.1 ábrán látható vezérlő impulzusok (A,B,C – H,L) egy egyszerű PWM blokkból származnak amik a MOSFET-ek nyitását/zárását biztosítják.

A motorra egy változó terhelést raktam ami kezdetben 12 Nm-t vár el majd 2 másodperc múlva megváltozik a terhelés és 20 Nm-t fog elvárni a motortól.



3.1.2.3 ábra: Fizikai oldal, inverter és motor

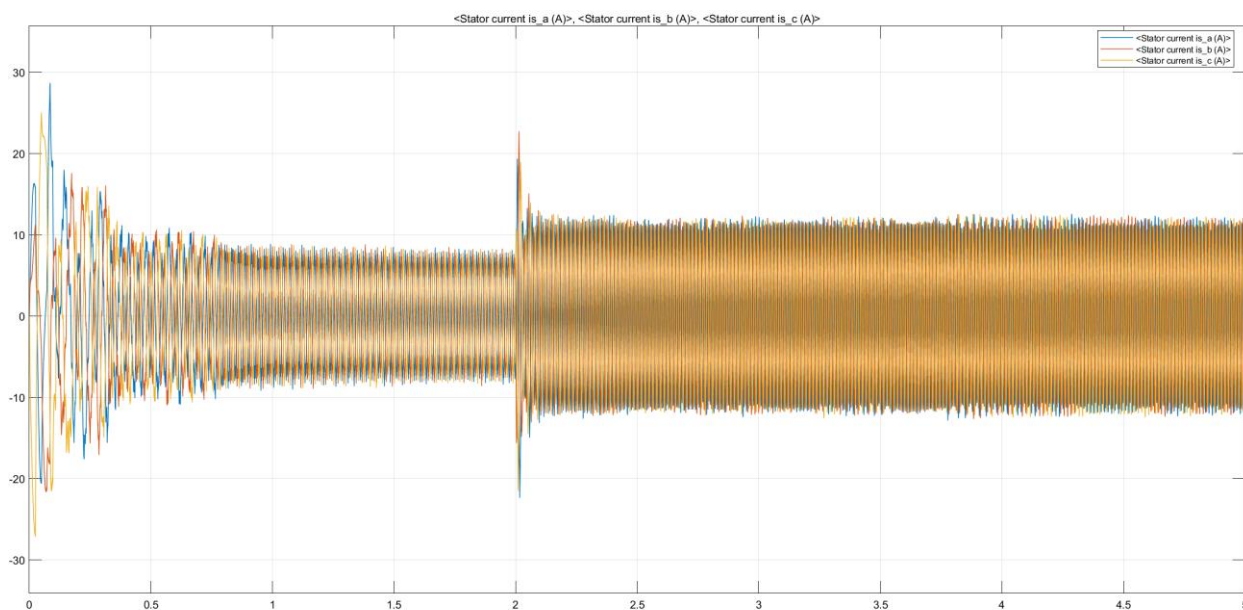
A szabályzó oldalon az előírt fordulatszám is az előző gondolatmenet szerint történik, tehát a kezdeti elvárt fordulatszám 1200 RPM, majd 2 másodperc múlva megnő 2000 RPM-re. Ezzel szimulálok egy terhelés növekedést magasabb fordulatszám tartományban.



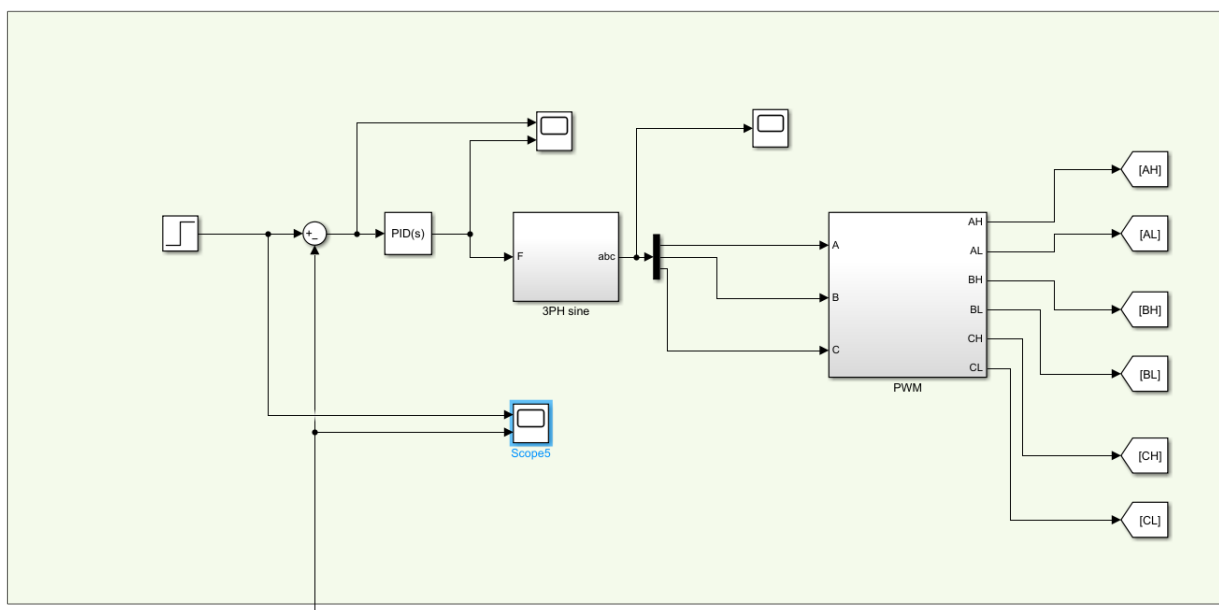
3.1.2.4 ábra Motor oldali mérések. Felső ábrán a nyomaték [Nm] időbeni változása látható, míg az alsó ábrán a fordulatszám [fordulat/perc].

A motor először felpörög 1200-s fordulatra kissé lassan és alig éri el az előírt sebességet már történik is a sebesség váltás. A nyomaték mindig oszcillál az elején mielőtt

beállna a kért értékre. Ez a motor oldalon nagy lökéseket idéz elő az inverter oldalon pedig nagy áram ingadozásokat. (3.1.2.5 ábra)

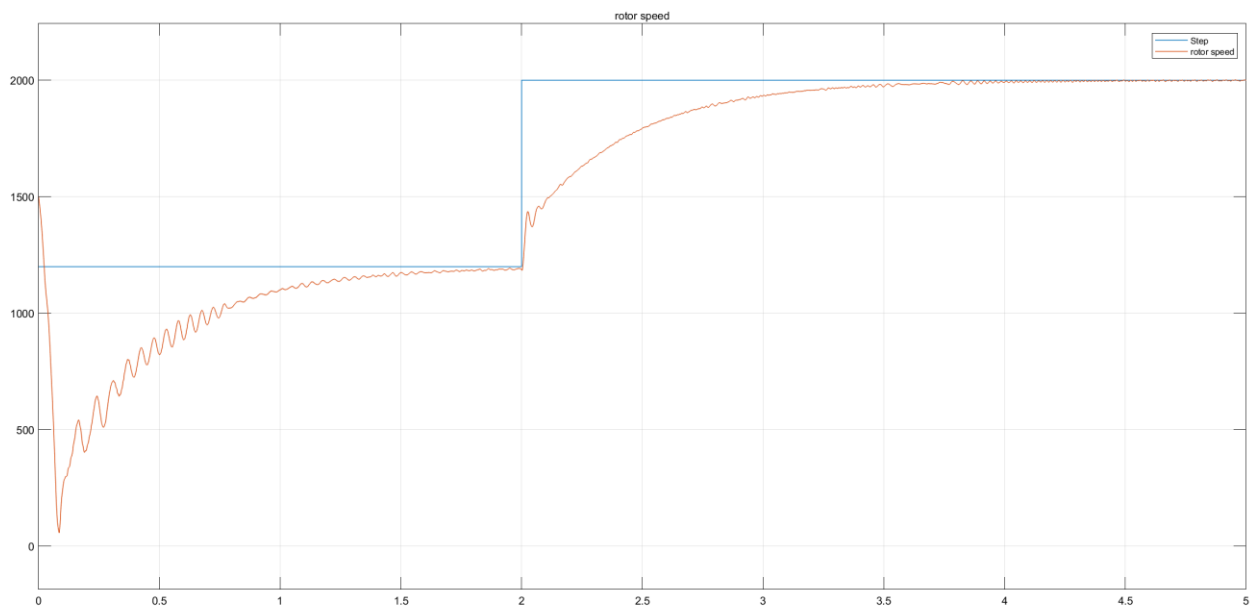


3.1.2.5 ábra: Motor áramai (A)



3.1.2.6 ábra Szabályozás oldal

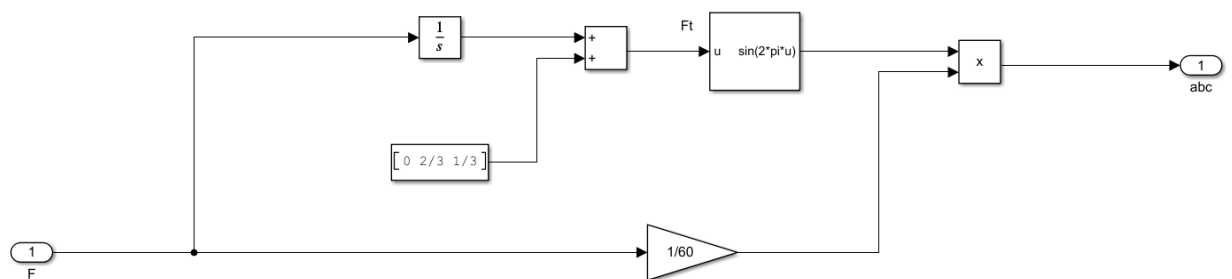
A szabályzás a fordulatszám különbségből adódó hibát használja bemenetként egy PI szabályzónál (PID blokk), ebből a szabályzó jelből számítja ki a referencia jeleket a 3PH sine blokk és a jelek alapján alakítja át a PWM blokk a szinuszos jeleket az inverter kapcsolására.



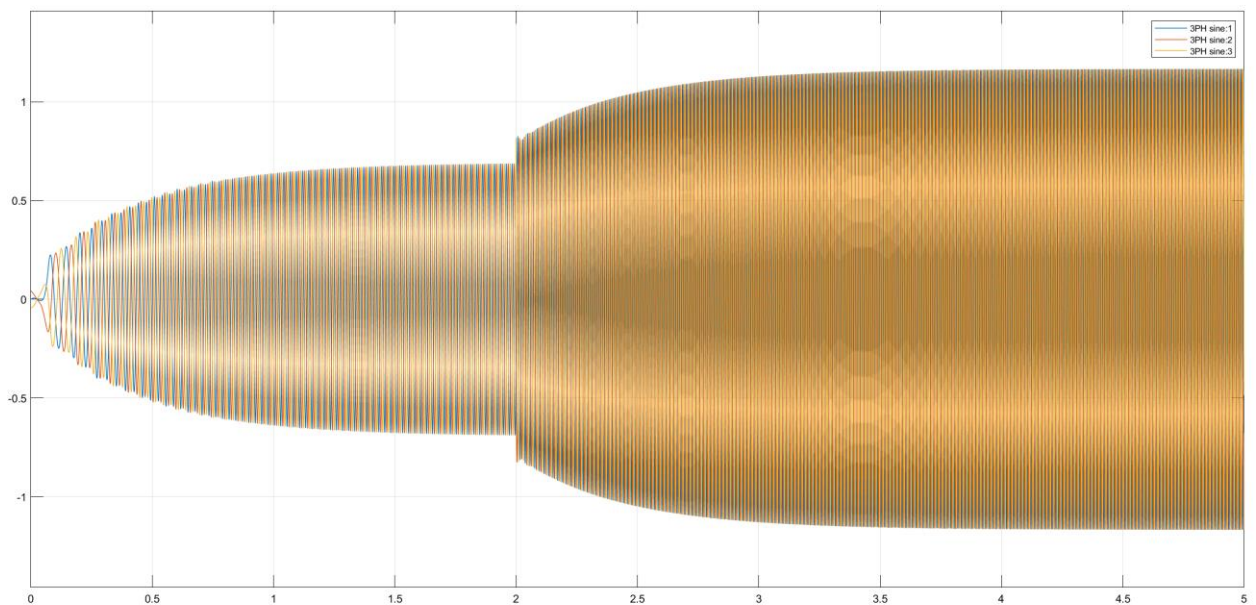
3.1.2.7 ábra *Elvárt és valós fordulat*

A fenti ábrán látható referencia sebesség és a valós jelenlegi sebesség különbsége adja a hibát ami alapján szabályoz a PI szabályzó.

A referencia jelek kiszámításánál az alap szabályzó jelet három részre kell osztanunk és a megfelelő tartományokba eltolni, hogy megkapjuk a három fázis szinusz jeleit.

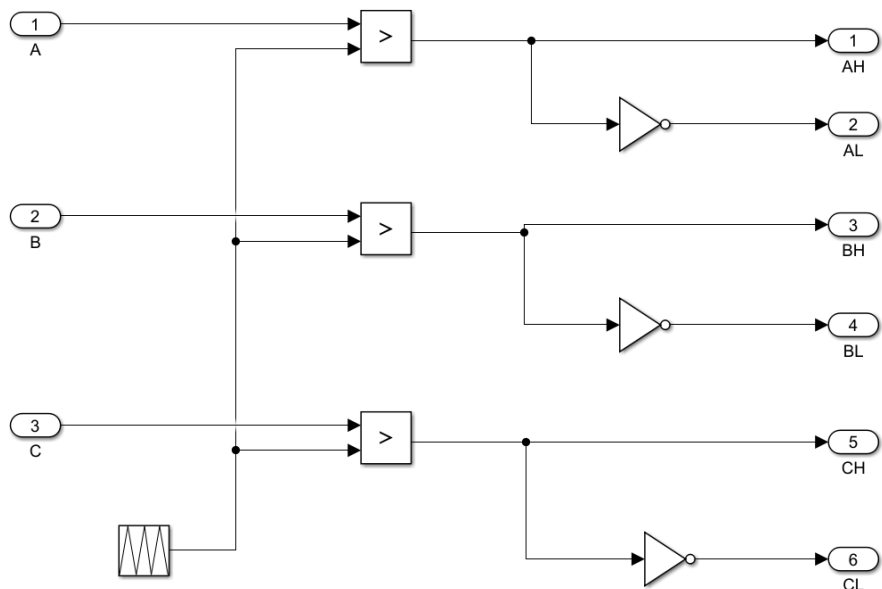


3.1.2.8 ábra *3PH sine blokk*



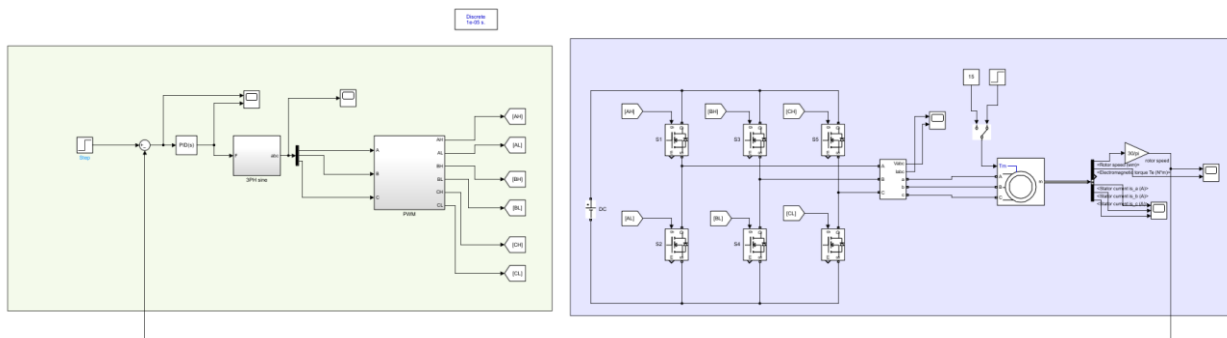
3.1.2.9 ábra A PWM blokk referencia jelei

A referencia jeleket egy háromszög jelhez hasonlítjuk ami -1 és 1 között van és az alapján kapcsoljuk a modell inverter MOSFET-it, a kapcsoláshoz 0 vagy 1 jelet kell adni ami az ON/OFF állapotot jelenti. Ugyan azon síkban lévő tranzisztorok egy időben sose lehetnek bekapcsolva ezért van ugyanaz a bemenet tagadva az alsó részben levő tranzisztorok esetében.



3.1.2.10 ábra: PWM blokk az inverter vezérléséhez

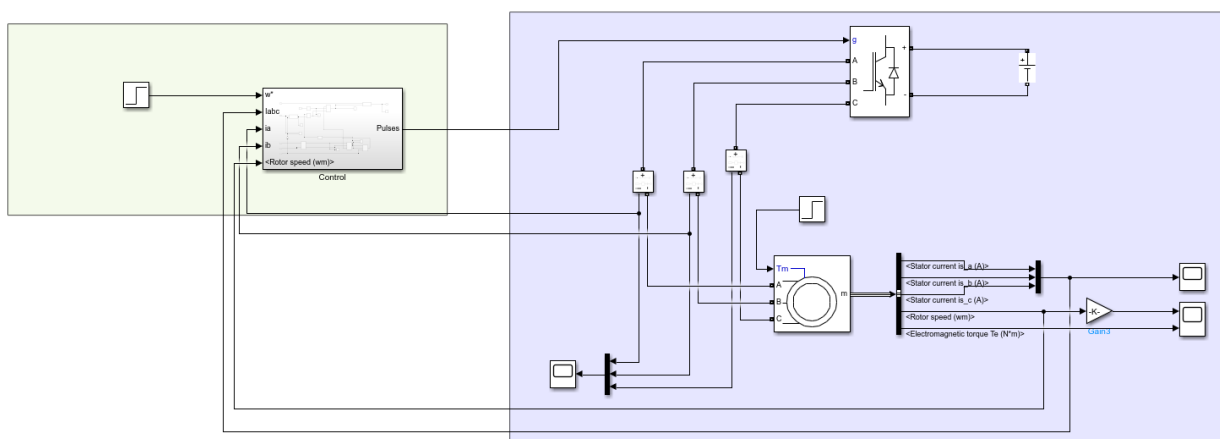
A teljes modellen látszik, hogy a visszacsatolás a motortól jön, ami a fordulatszám. Így jól el különíthető lett a fizikai oldal (inverter és a villamos gép) és a szabályozás (PI szabályzó és referencia jel számítás) oldal is.



3.1.2.11 ábra A teljes modell

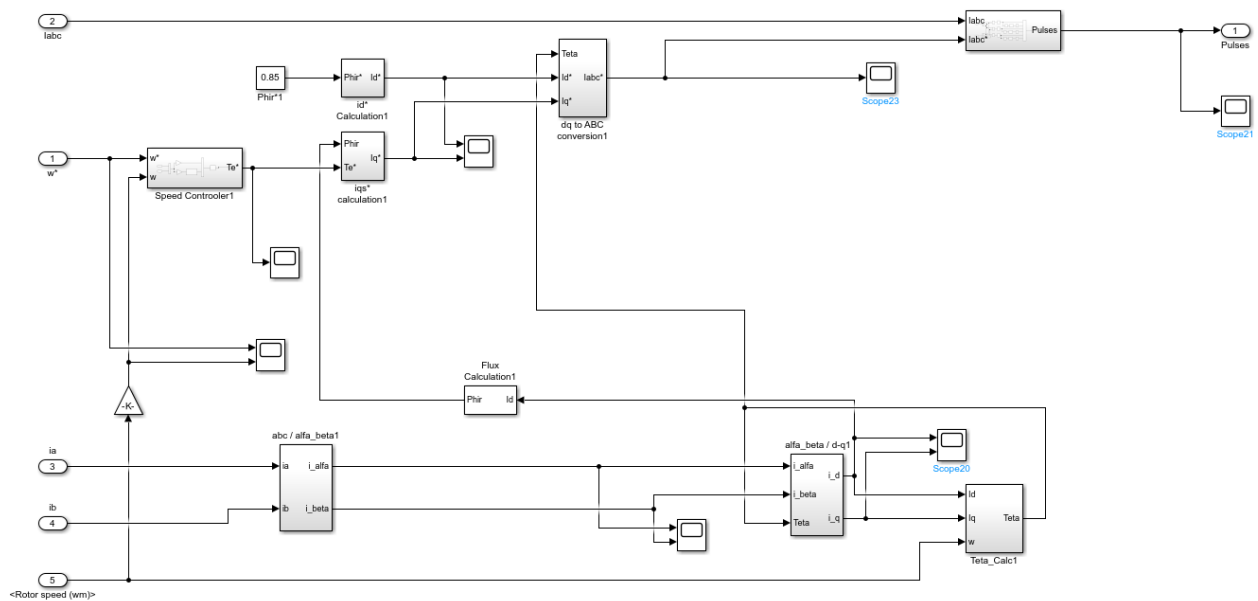
3.2. FOC Simulink modell

Az FOC (Field Oriented Control) szabályozás implementálásakor a cél az volt, hogy megvizsgáljuk annak sebességét és pontosságát a skalár szabályozáshoz képest. A modell felépítésekor az összes vezérlőelemet egy alrendszerbe integráltam, hogy jobban elkülönüljön a hardver résztől, mint például az inverter és a motor. Ezáltal a komplexitása is csökkent, és könnyebben átláthatóvá vált.



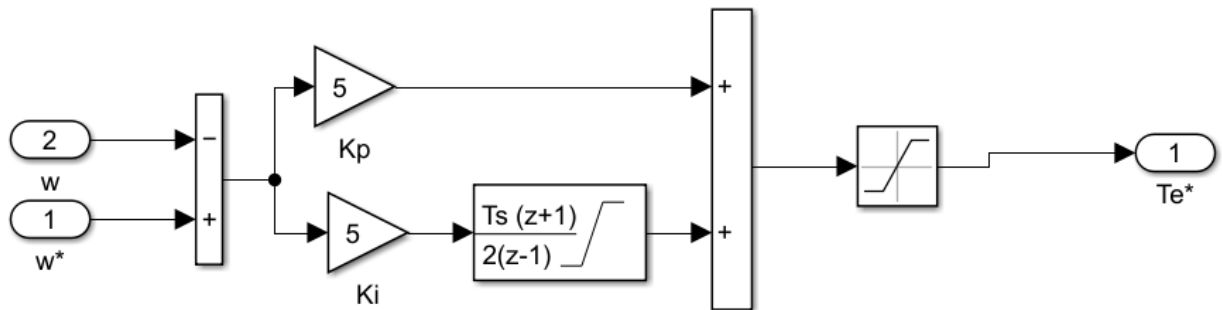
3.2.1 ábra Teljes modell

Az FOC (Field Oriented Control) szabályozás alkalmazása során több visszacsatolást igényel mind a motor, mind az inverter oldalról. Szükség van a motor fordulatszámának visszacsatolására, valamint a motor áramainak mérésére is. Az inverter oldaláról pedig két áramkomponens (i_a , i_b) mérésére van szükség a koordináta transzformációk számításához. Ezáltal a rendszer pontosabb és hatékonyabb működése érhető el.



3.2.2 ábra A szabályozó modellje

A két áramat transzformációk során alakítjuk át i_{α} és i_{β} formába, amit később felhasználunk az i_d és i_q meghatározásához. Ehhez azonban szükség van a koordináta-rendszer elfordulási szögére (theta), amelyet az előző áramok és a motor szögsebessége (wm) határoz meg.

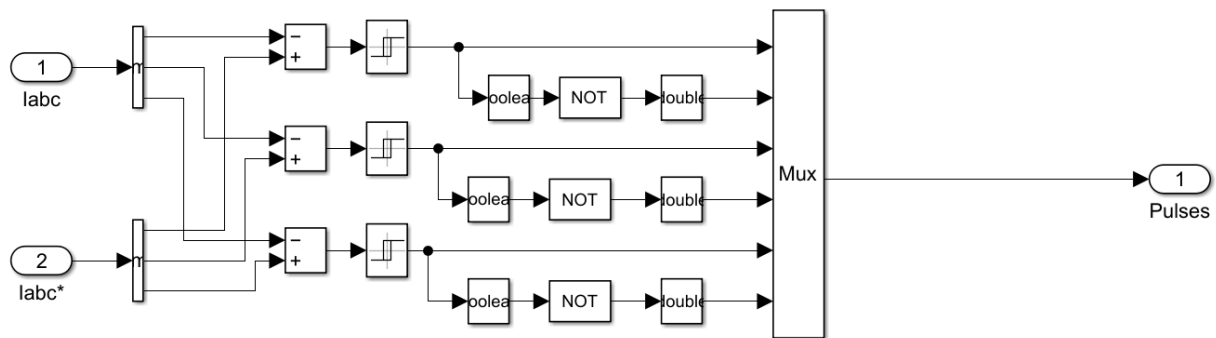


3.2.3 ábra Sebesség PI szabályozása

A tervezett és a tényleges sebesség közötti eltérést kihasználva egy PI szabályzót alkalmazunk, ami a nyomatéknak felel meg. Ezáltal korlátozzuk a nyomatékot -30 és 30 között.

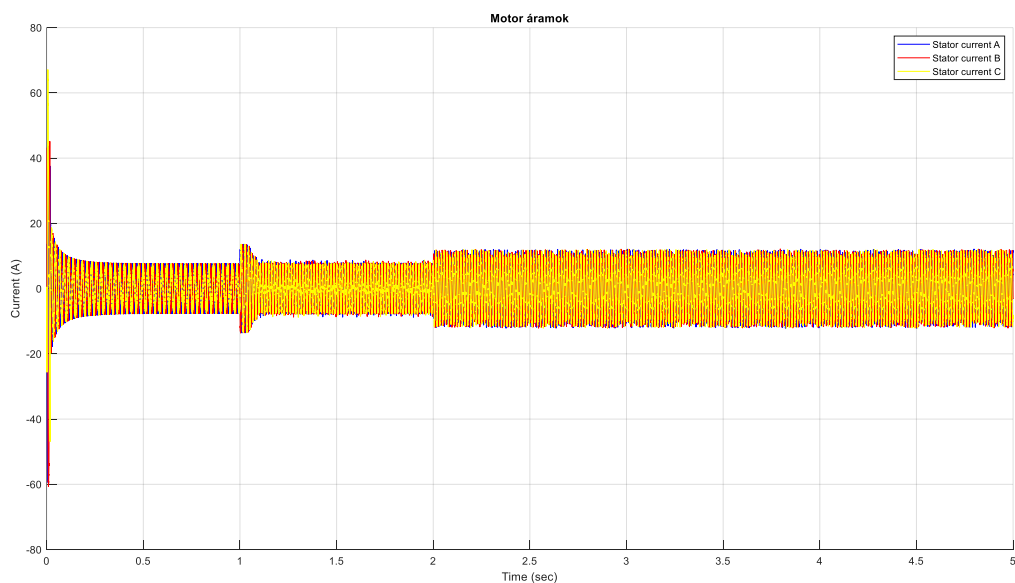
A villamos gépek esetén általában csak PI szabályzót alkalmaznak, és nem PID-t. Ennek oka részben a PID szabályozó differenciáló tagjának zajérzékenysége, ami instabilitási problémákat okozhat. Emellett nem szükséges a differenciáló tag jelenléte a kívánt szabályozás eléréséhez a villamos gépek esetében. Ezért a PI szabályozó általában hatékonyabb és

megbízhatóbb megoldást nyújt a villamos gépek szabályozására.



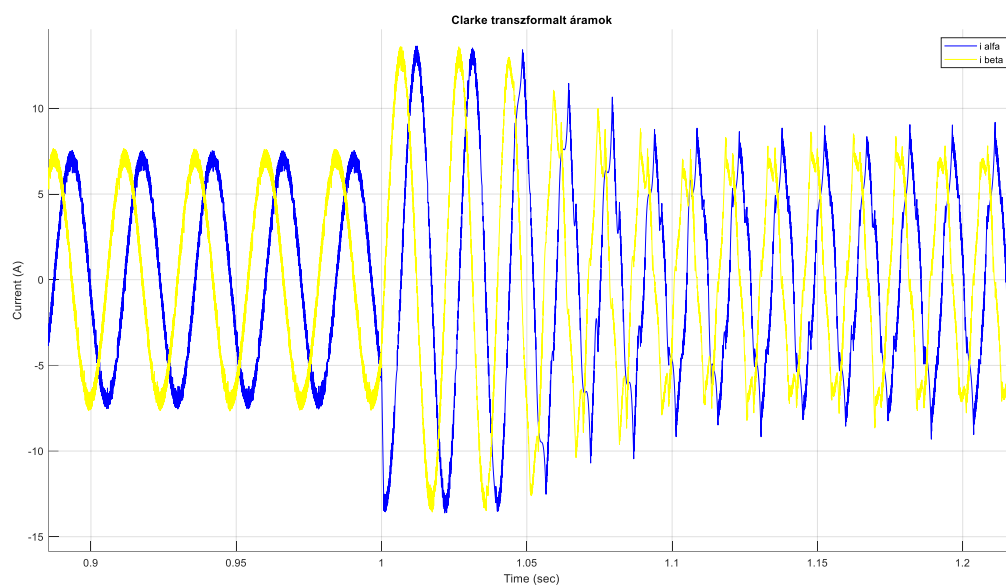
3.2.4 ábra Inverter vezérlőimpulzusait adó blokk

Az inverz transzformációk során visszaszámoljuk az i_d és i_q értékeket az i_a , i_b és i_c áramokká, melyeket az inverterben szeretnénk létrehozni a motornál. Ehhez szükséges kiszámítani a tranzisztorok kapcsolását. A kiszámolt áramokat összehasonlítjuk a valós aktuális áramokkal, majd 0 és 1 közötti értékekre skálázzuk, amelyek az ON/OFF állapotot jelzik. Ezen túlmenően, a skalár szabályozásnál megjelenő elv is érvényesül, miszerint az azonos síkban lévő tranzisztorok nem lehetnek egyszerre bekapcsolva, ezért tagadó logikával kapcsoljuk őket.



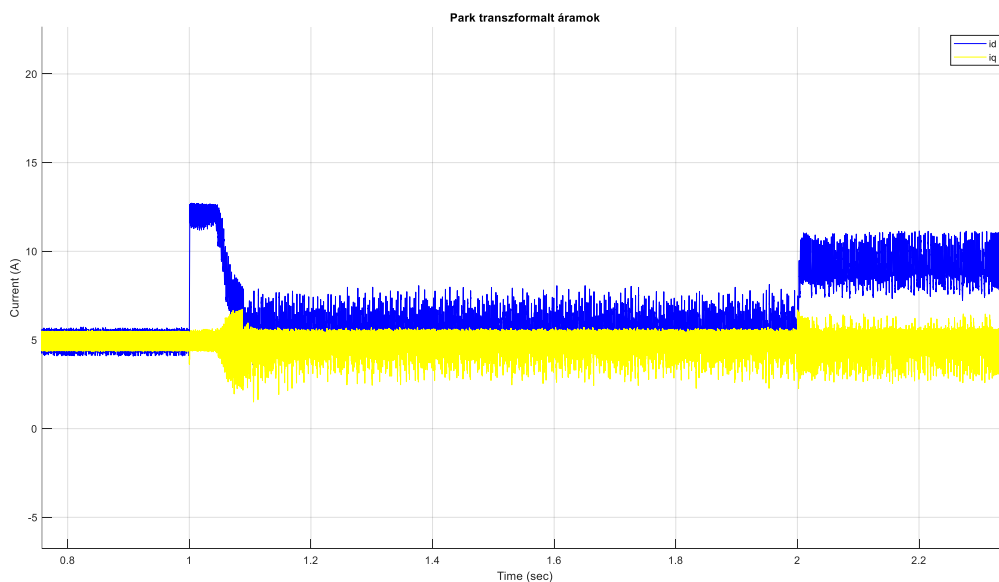
3.2.5 ábra Motor áramok

A Clark transzformáció célja, hogy a háromfázisú váltóáramokból kinyerjen két váltakozó áram komponens. Ez azért fontos, mert így könnyebben kezelhetővé válik a rendszer, és egyszerűbb lesz az elemzése és szabályozása.



3.2.6 ábra *Clark transzformáció eredménye a sebesség változás pillanatában*

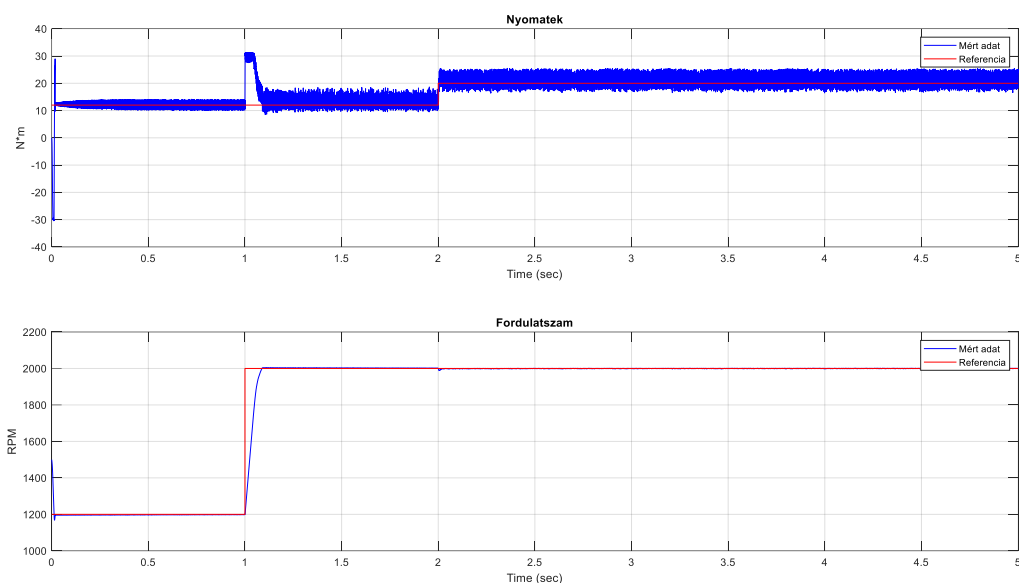
A Park transzformáció a Clark transzformáció során kapott eredményekre támaszkodik. Ennek segítségével két váltakozóáram-komponensből két egyenáramú komponenst számol ki, amelyet a koordináta-rendszer tengelyeinek forgatásával ér el. Ezért van szükség a theta szög számítására, mely meghatározza a koordináta-rendszer elfordulási szögét.



3.2.7 ábra *Park transzformáció eredménye 2 fázisú áramok (A)*

A motor teljesítményét és viselkedését a nyomaték és fordulatszám (RPM) paraméterek alapján állítjuk be, melyek hasonlóak a már ismert skálár szabályozásban használtakhoz. Kezdetben a fordulatszám 1200 RPM, majd 2 másodperc elteltével emelkedik 2000 RPM-re. A nyomaték elvárása kezdetben 12 Nm, majd szintén 2 másodperc múlva nő 20 Nm-re. Ezáltal a

motor kívánt teljesítményét és működését definiáljuk az idővel változó nyomaték- és fordulatszám-elvárások alapján.

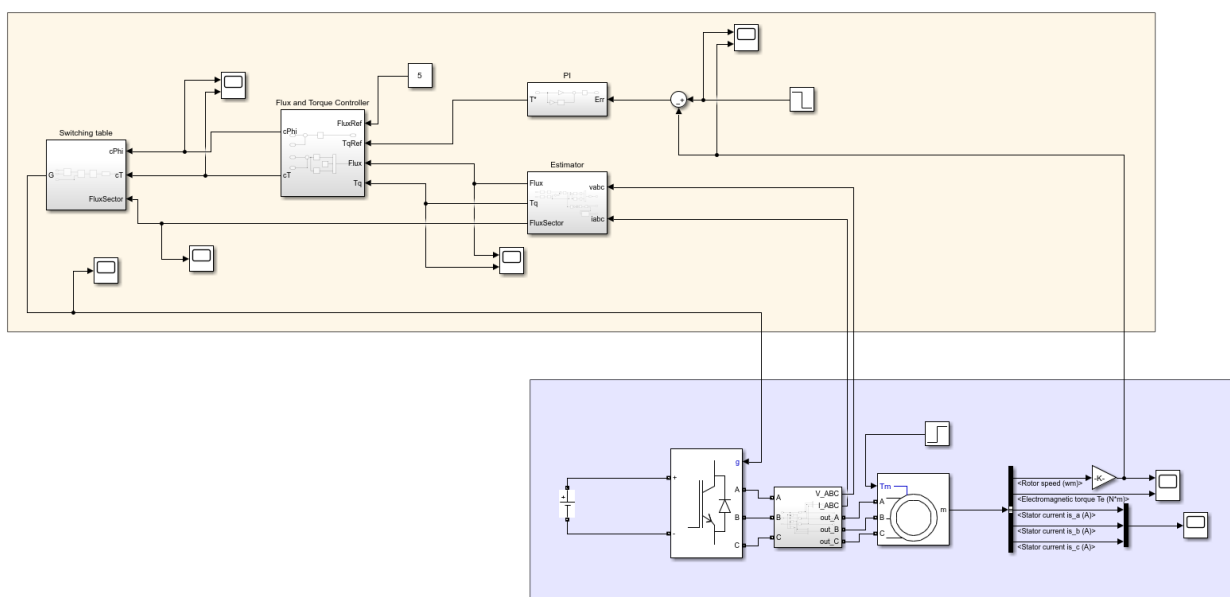


3.2.8 ábra Motor oldali mérések fordulatszám (fordulat/perc) és nyomaték (Nm) a referencia és a valós jelek viszonyában

Az előző ábrákon jól látszik (3.2.8 ábra), hogy a vektoriális szabályozás esetén a nyomaték és a fordulatszám sokkal gyorsabban eléri a kívánt értéket, mint a hagyományos skalár szabályozásnál (3.1.2.4 ábra). Emellett az áramingadozások és nyomaték lüktetések is jelentősen csökkennek a vektoriális szabályozás során a skalár szabályozáshoz képest (3.1.2.5 ábra és 3.2.5 ábra). Ez az eredmény mind az inverter energiafelhasználásában, mind pedig a motor hatékony működésében érzékelhető javulást jelent.

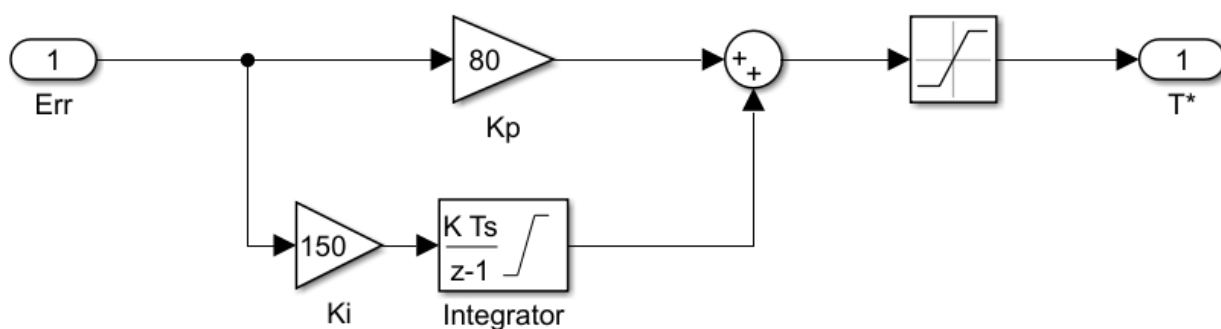
3.3. DTC Simulink modell

Az általam kidolgozott DTC modell létrehozása során az alapját a Matlab Direct Torque Control (DTC) blokkjának vettem. Ezt a blokkot részletesen elemeztem, hogy megérthessem annak vezérlési folyamatát és algoritmusát. A folyamat lépéseit egyenként áttanulmányozva mélyebben megértettem a rendszert, és láttam, hogy a különböző szabályozási változtatások hogyan befolyásolják azt.



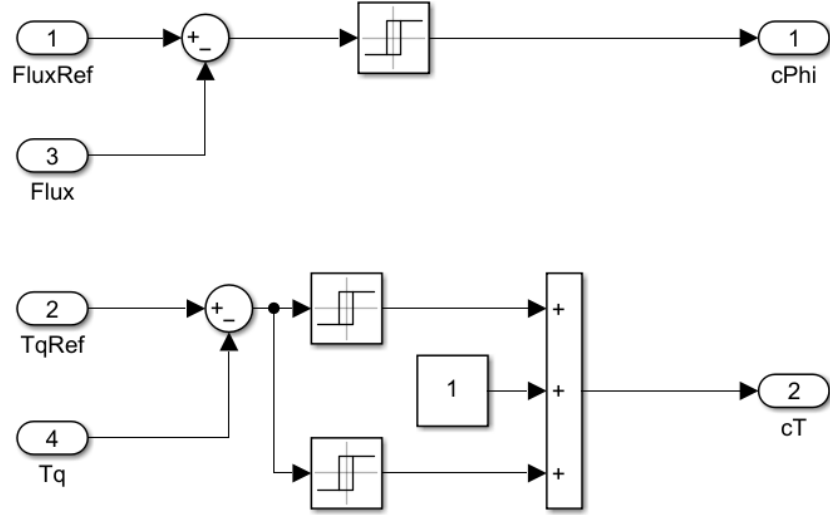
3.3.1 ábra Teljes DTC modell

A modell itt is két fő részből tevődik össze, hasonlóan az előzőekhez: a fizikai hardver oldalból és a vezérlési részből. A vezérlés négy fő blokkot foglal magában, az első pedig egy PI szabályozó. Ennek a szabályozónak az a feladata, hogy a sebesség referenciát vegye bemenetként, majd a szabályozás után az lesz a kimenetünk, ami a nyomaték referenciája lesz.



3.3.2 ábra DTC PI szabályzója

A PI szabályozó kimenetét továbbítottam a Fluxus és Nyomaték szabályzóhoz. Ebben a folyamatban a kimenetet két részre bontottam: egyrészt a becslő által számolt nyomatékkal, másrészt pedig egy általunk előre meghatározott fluxus referencia értékkel hasonlítottam össze. Mindkét összehasonlítás külön történt, így a nyomatékos és a fluxus szabályozás külön kezelhető maradt.



3.3.3 ábra Fluxus és nyomaték szabályozás

A becslés blokk egy olyan egység, amely kiszámítja a nyomatékot és a fluxust. Emellett még egy fluxus szegmens kiválasztó egységet is tartalmaz.

Kezdjük a becslés levezetését az állórész egyenleteivel, miután elvégeztük a koordináta-transzformációkat.

$$U_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} \quad (3.3.1)$$

$$U_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_s \cdot \frac{di_{qs}}{dt} \quad (3.3.2)$$

A $L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt}$ kifejezés a sztátor fluxus változását jelöli mind a d, mind a q tengelyen. Ennek megfelelően átírhatjuk a (3.3.1) és (3.3.2) egyenleteket a (3.3.3) és (3.3.4) kifejezések szerint.

$$U_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} \quad (3.3.3)$$

$$U_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} \quad (3.3.4)$$

A (3.3.3) és (3.3.4) egyenletek megoldása a Ψ_{ds} és Ψ_{qs} értékre az alábbi képleteket adja eredményül.

$$\Psi_{ds} = \int (U_{ds} - R_s \cdot i_{ds}) dt \quad (3.3.5)$$

$$\Psi_{qs} = \int (U_{qs} - R_s \cdot i_{qs}) dt \quad (3.3.6)$$

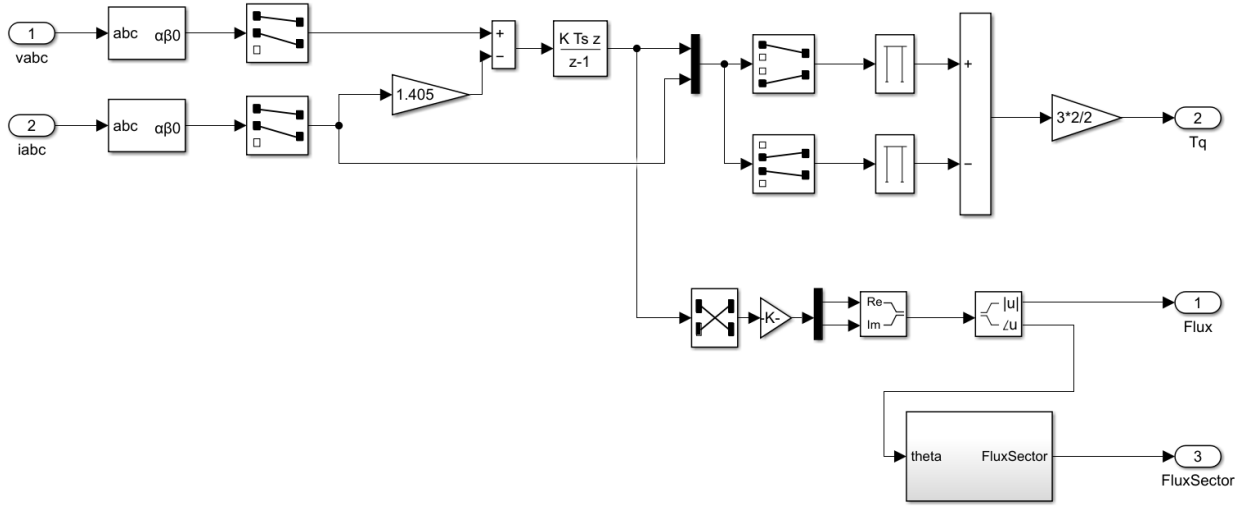
Ennek következtében a fluxust a (3.3.7) képlet alapján számolhatjuk, míg a nyomatékot a (3.3.8) képletből nyerjük.

$$\Psi_s = \Psi_{ds} + j \cdot \Psi_{qs} \quad (3.3.7)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (i_{qs} \cdot \Psi_{ds} - i_{ds} \cdot \Psi_{qs}) \quad (3.3.8)$$

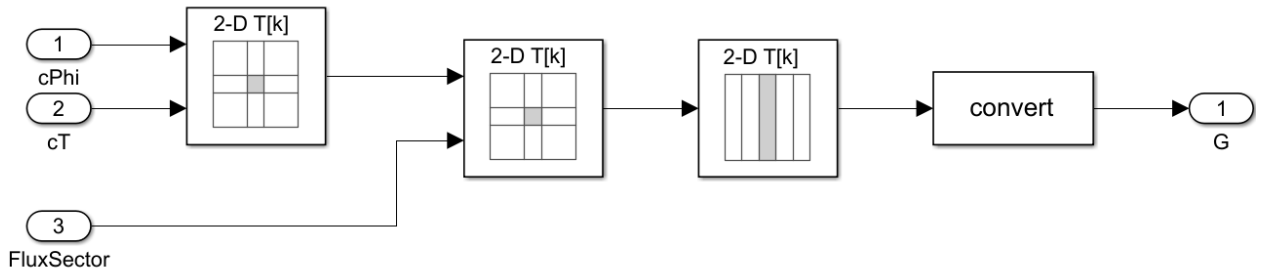
Ahol:

- Állórész d-q feszültség: U_{ds}, U_{qs}
- Állórész d-q áram: i_{ds}, i_{qs}
- Állórész d-q fluxus: Ψ_{ds}, Ψ_{qs}
- Elektromágneses nyomaték: T_e
- Pólusok száma: p



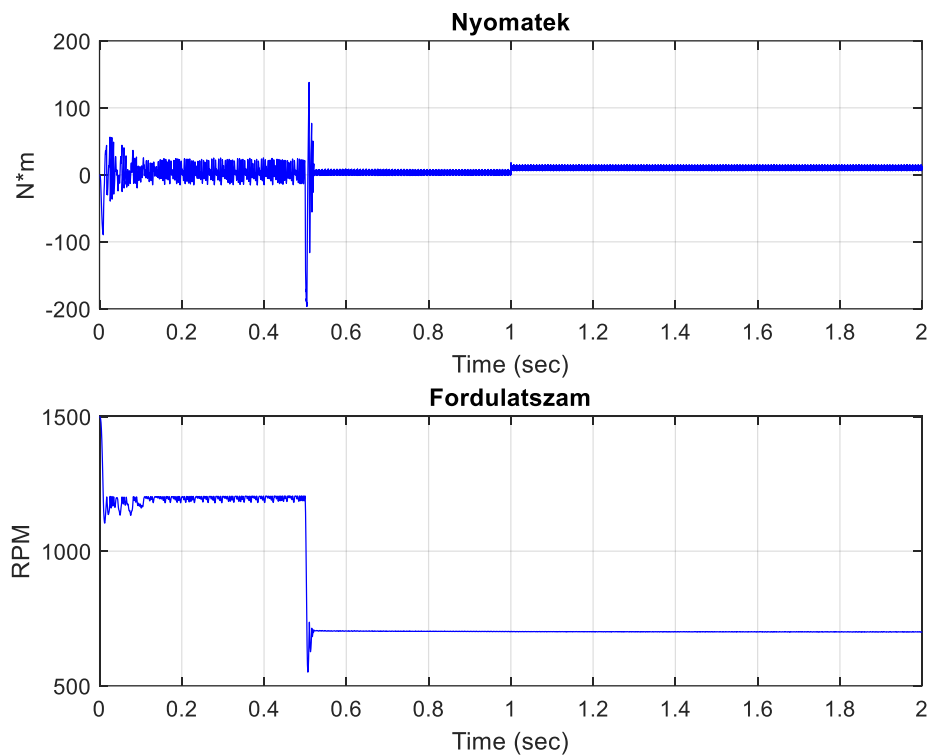
3.3.4 ábra Nyomaték és fluxus becslés

A frekvenciaváltó kapcsolási táblázatát, miután áttekintettük és beállítottuk a szabályzókat, mátrixokba mentjük. Ez a táblázat tartalmazza a kívánt kapcsolási értékeket, amelyeket később továbbítunk az inverternek, hogy a megfelelő vezérlést biztosítsuk.



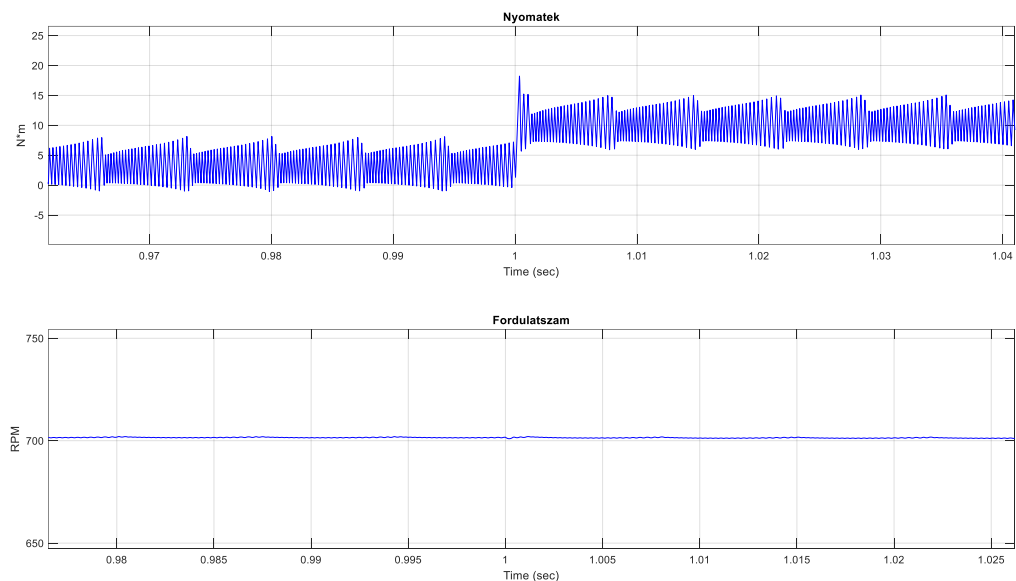
3.3.5 ábra Kapcsolási táblázat

A szimuláció során a kívánt értékek a fordulatszámnál kezdetben 1200 RPM-ről indultak, majd 0,5 másodperc elteltével 700 RPM-re csökkentek. Ezzel párhuzamosan a nyomaték előírt értéke 3 Nm-ről kezdetben, majd 1 másodperc elteltével 10 Nm-re ugrott.



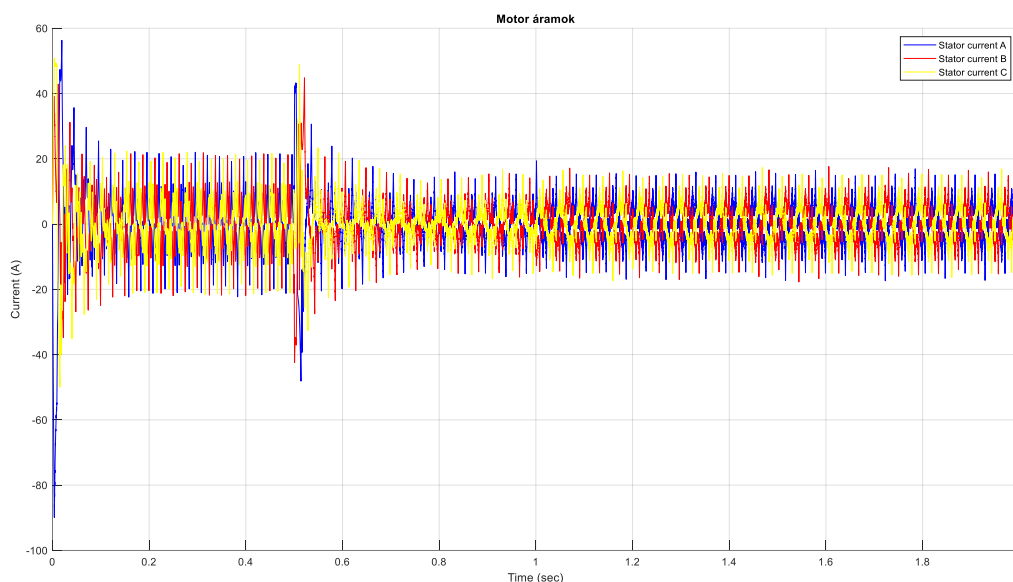
3.3.5 ábra *DTC nyomaték (Nm) és fordulatszám (fordulat/perc) eredményei*

Magas fordulatszámon és sebességváltás során jelentős lengéseket tapasztalunk a nyomatékon, ami tovább növekszik a sebességváltás hatására. Azonban alacsony fordulatszámon és fordított esetben, a nyomaték hirtelen változására a rendszer nem érzékeny: egy másodpercen belüli nyomatékugrás esetén a rendszerben észrevehető változások nem jelentkeznek.



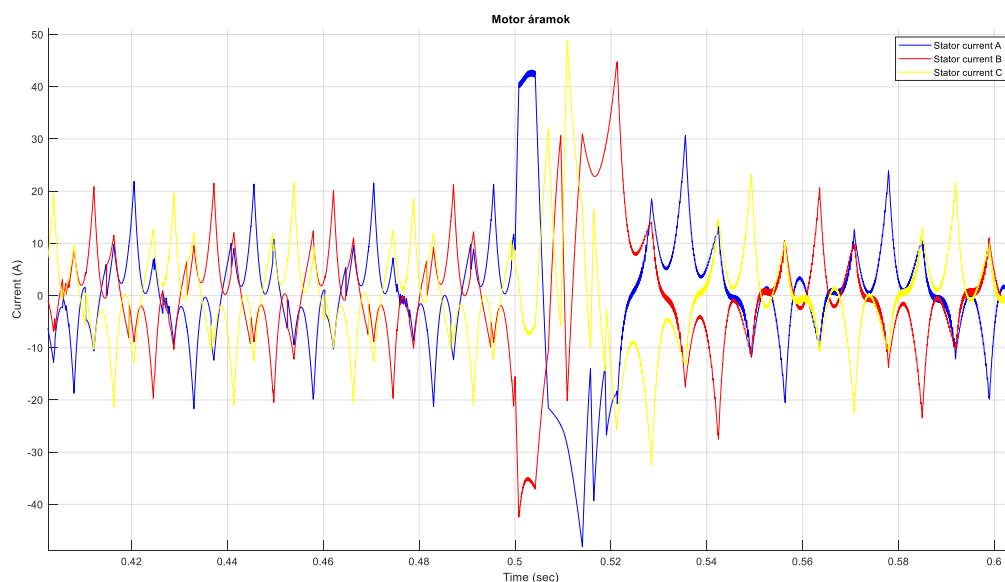
3.3.6 ábra *Előírt nyomaték változás során a nyomaték (Nm) és fordulatszám (fordulat/perc)*

Az előzőleg említett jelenség az áramokban is megfigyelhető. Amikor a fordulatszám változik, ez nyomon követhető az áramkomponensekben, míg a nyomatékugrás általában nem okoz lényeges változást.



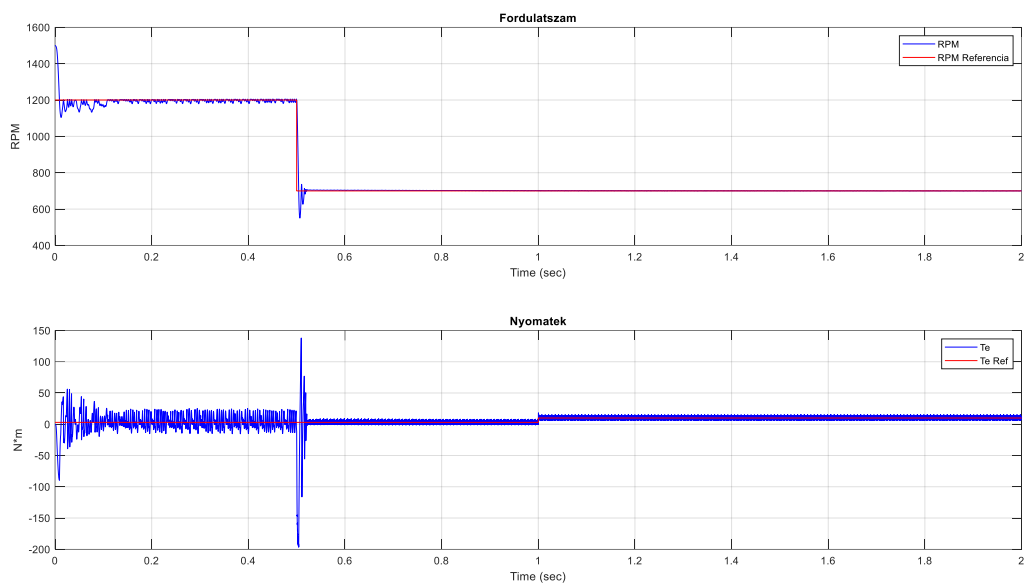
3.3.7 ábra DTC vezérlésnél a motor áramok (A)

Fontos megjegyezni, hogy az ilyenkor megjelenő áramok nem követik a szinuszos jellegű mintát, amit általában az FOC szabályozás során látunk (lásd a 3.2.5-ös ábrát).



3.3.8 ábra DTC során a motor áramok a fordulatszám változás pillanatában

A fordulatszám hibája hasonló mintázatot mutat, függetlenül attól, hogy magas vagy alacsony fordulatszámon vagyunk. Ugyanígy, a nyomatékhiba jellege is hasonló, de a kilengések sokkal nagyobbak.

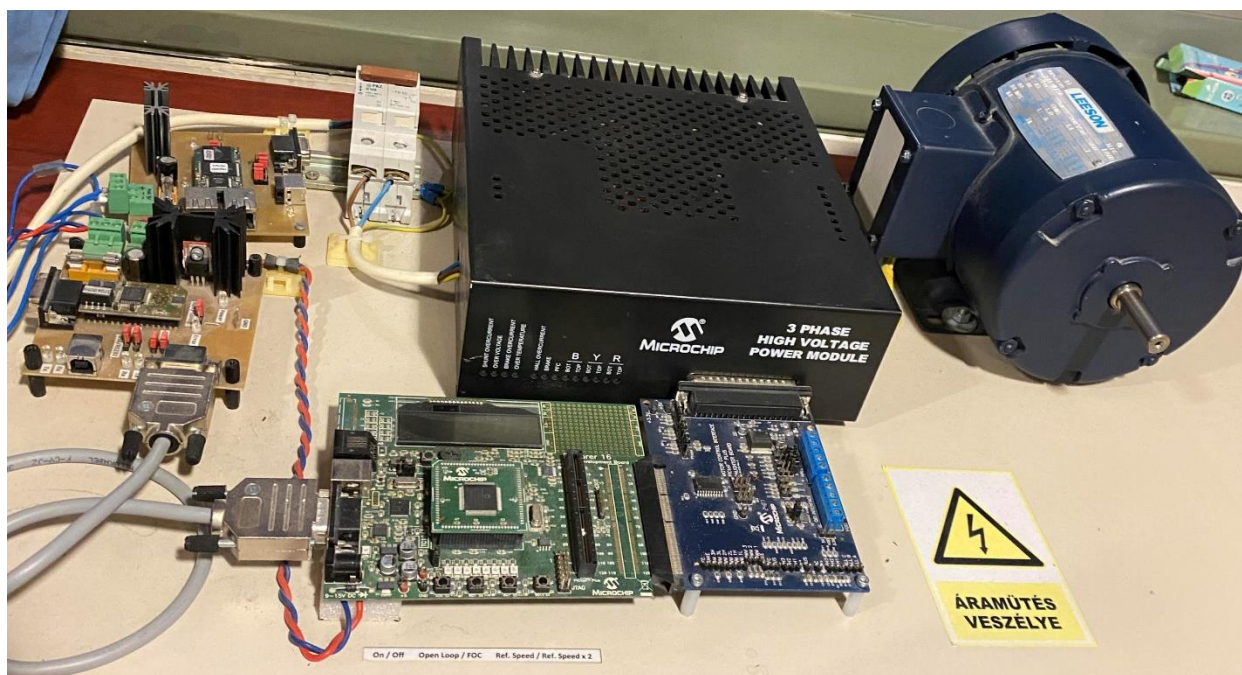


3.3.9 ábra DTC hiba a referencia jelhez viszonyítva

4. Labor stand felépítése

A labor stand felépítésében öt fontos elem vesz részt:

1. Aszinkron motor
2. Teljesítményelektronikai rész (inverter)
3. Mérő hídpanel
4. Vezérlő elektronika dsPIC-el
5. ProfiBUS illesztő kártya



4.1 kép Labor stand

4.1. Aszinkron motor

Ez a motor egy LEESON C4T34FB5B modellszámú kalickás aszinkron motor, mely 1/3HP teljesítményű és 3450 fordulat/perc fordulatszámmal rendelkezik. A motor háromfázisú, működési frekvenciája 60 Hz, és a feszültsége 208-230/460V.



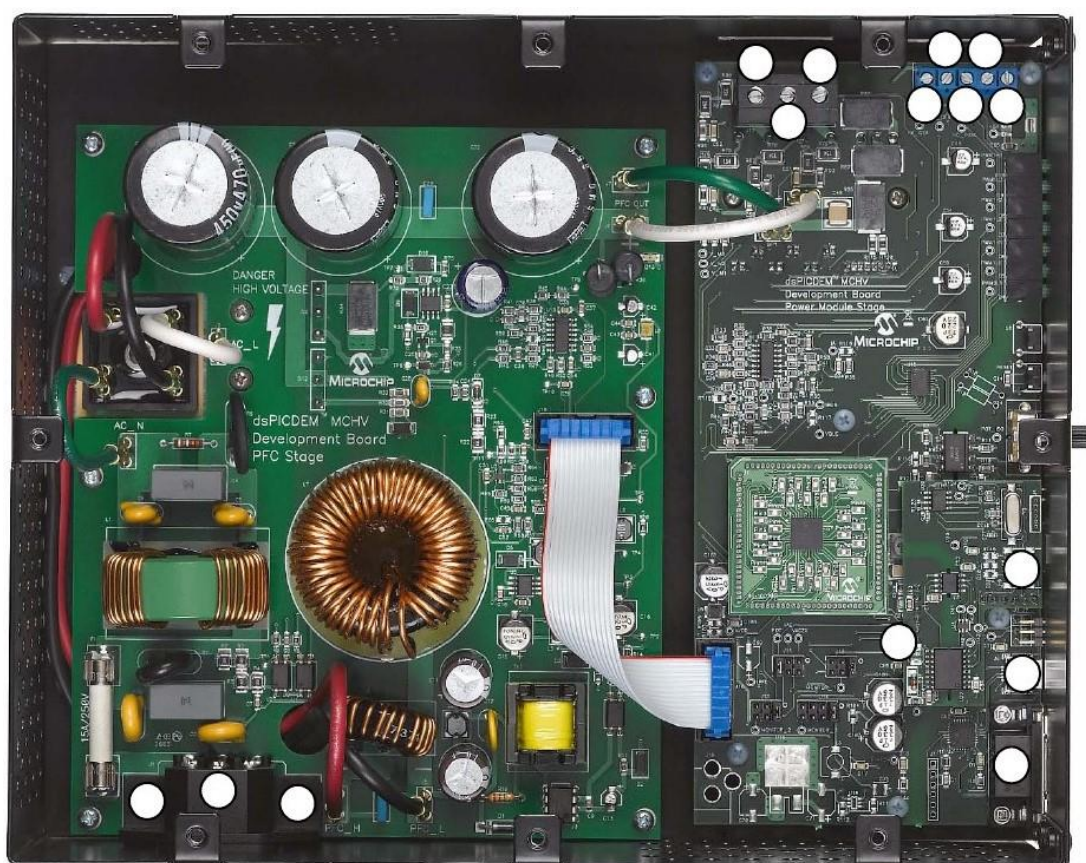
4.1.1 ábra *Indukciós motor*

4.2. Teljesítményelektronikai rész

A Microchip dsPICDEM MC1H 3-Phase High Voltage Power Module egy kiváló rendszer, mely a dsPIC mikrovezérlő segítségével gyorsan kiértékeli és fejleszti a különféle motorvezérlési alkalmazásokat. A rendszer tervezésekor a Microchip kiváló minőségű analóg komponenseket használt, és egy PIC mikrovezérlőt integráltak az izolált feszültségvisszajelzés biztosítására.

A fő elem egy 2,5A (RMS) folyamatos kimeneti áramú inverter, mely akár 0,8 kVA kimenetet képes biztosítani 208V-tól 230V-ig egyfázisú bemeneti feszültség esetén. Ez a rendszer tökéletes választás egy 0,55 kW (0,75 HP) névleges 3 fázisú indukciós motor vagy egy kisebb névleges teljesítményű ipari szervomotor vezérlésére.

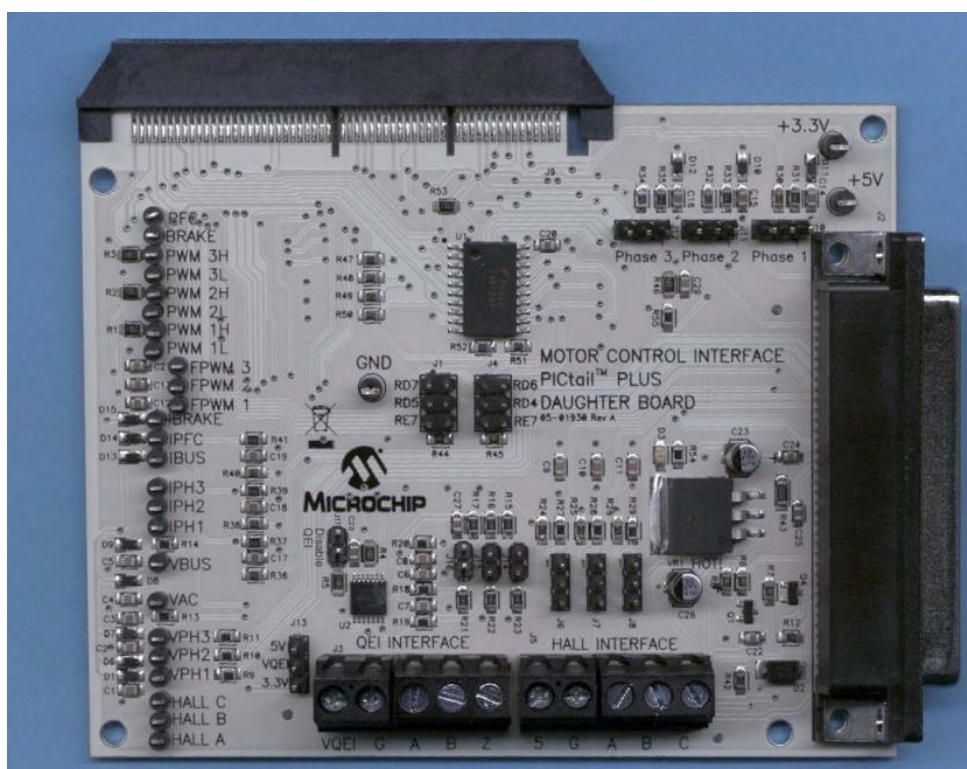
A rendszer továbbá képes más típusú motorokat és elektromos terheléseket is vezérelni, amennyiben nem lépik túl a maximális teljesítménykorlátot, különösen induktív terheléseknél. Ezenkívül az egyfázisú terheléseket 1 vagy 2 inverter kimenettel lehet irányítani. A rendszer egészen 265V AC feszültségig képes működni, de 208V alatti feszültségnél csökkenteni kell a kimeneti teljesítményt az inverter kimeneti és az AC bemeneti szakasz áramkorlátjai miatt.



4.2.1 ábra *Inverter belső felépítés*

4.3. Mérő hídpanel

A Motor Control Interface PICtail Plus Daughter Board egy olyan hídpanel, ami lehetővé teszi az Explorer 16 fejlesztőpanel és a 3 fázisú energiamodulok közötti kapcsolatot. A panel táplálást kap az Explorer 16 fejlesztőpanelről, és vezérlőjeleket küld a motorhoz. Ezen felül tesztpontokat is kínál az analóg jelek figyeléséhez. A panel különböző csatlakozókkal rendelkezik, beleértve a 120 tűs és 37 tűs D-típusú jelcsatlakozókat, valamint a Hall-érzékelő interfész csatlakozókat. A panel 9V-os tápfeszültséget kap, amit egy 5V-os feszültségszabályozó alakít át. A hardver komponensek közé tartozik egy 8-bites buffer/vonalvezérlő, kvadrátúra enkóder interfész és Hall-érzékelő interfész. Továbbá az alacsony átviteli szűrők segítségével a panel szűri a PWM jeleket. Emellett a panel lehetőséget biztosít a hibák visszaállítására és különböző feszültség- és áramvisszajelzések figyelésére is.

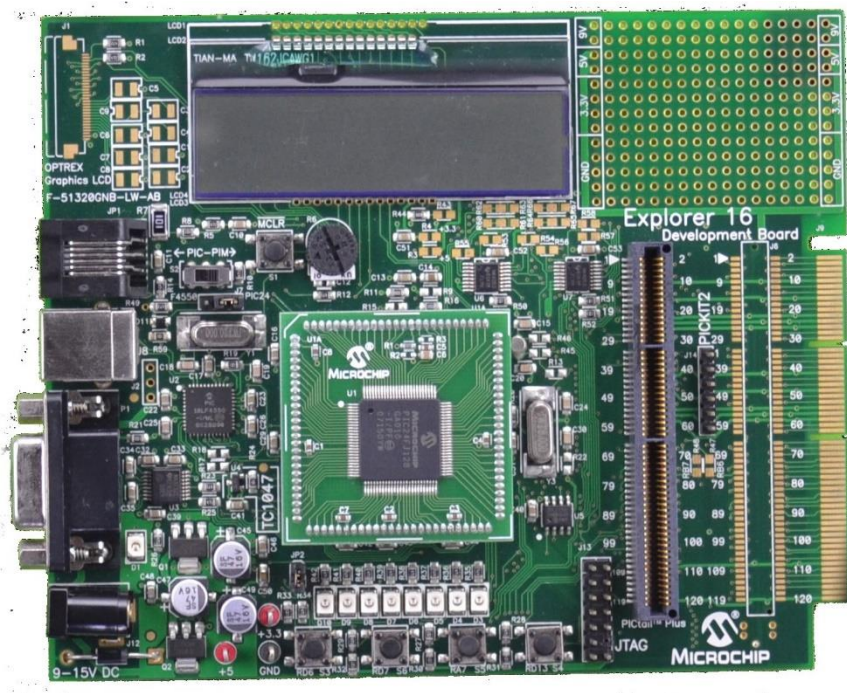


4.3.1 ábra Mérő panel

4.4. Vezérlő elektronika dsPIC-el

A dsPIC33FJXXXMCX06/X08/X10 család erőteljes, 16-bites digitális jelvezérlőket kínál, melyek különböző láb- és programmemória méretekkel, valamint RAM méretekkel rendelkeznek. Ezek a jellemzők ideálissá teszik ezt a családot olyan alkalmazásokhoz, amelyek gyors, ismétlődő számításokra és vezérlésre épülnek. A dsPIC33FJXXXMC eszközök pin-kompatibilisek a PIC24H és a dsPIC30F családdal, ami lehetővé teszi az alkalmazások egyszerű migrációját az igényeknek megfelelően. Ezek az eszközök erőteljes 16-bites architektúrát alkalmaznak, mely egyesíti a mikrovezérlő (MCU) és a digitális jelprocesszor (DSP) funkcióit. Kiválóan használhatók például a DSP motorvezérléshez, hardveres osztási műveletek támogatásához, valamint széles körű matematikai feldolgozási feladatokhoz. Rugalmas megszakításkezelési és DMA funkciók teszik lehetővé az adatok hatékony átvitelét a perifériák között.

Az Explorer 16 fejlesztői kártya alacsony költségű, moduláris rendszer, mely teljes emulációt és hibakeresési lehetőségeket kínál a Microchip 16 és 32 bites mikrovezérlőihez. A kártya könnyen bővíthető moduláris interfészekkel, és tartalmazza az alapvető funkciókat, mint például RS-232 port, LCD kijelző és LED-ek. A demóprogramok előre lettek programozva, így azonnal használhatóak.



4.4.1 ábra Vezérlő panel dsPIC-el

4.5. ProfiBUS illesztő kártya

Laboratóriumi állványunkban az illesztő kártyaként alkalmazott UNIGATE IC egy teljes Single Chip PROFIBUS DP megoldást nyújt. Ennek segítségével a PLC-ből könnyedén tudjuk irányítani a motor vezérlőt, létrehozva ezzel a PROFIBUS kommunikációt. Ez azért fontos, mert lehetővé teszi számunkra, hogy a PLC-ből pontosan beállítsuk és vezéreljük a motor működéséhez szükséges paramétereket, így biztosítva az általunk kívánt működését és teljesítményt.



4.5.1 ábra Illesztő kártya

5. Labor stand üzembe helyezés és kísérleti eredmények

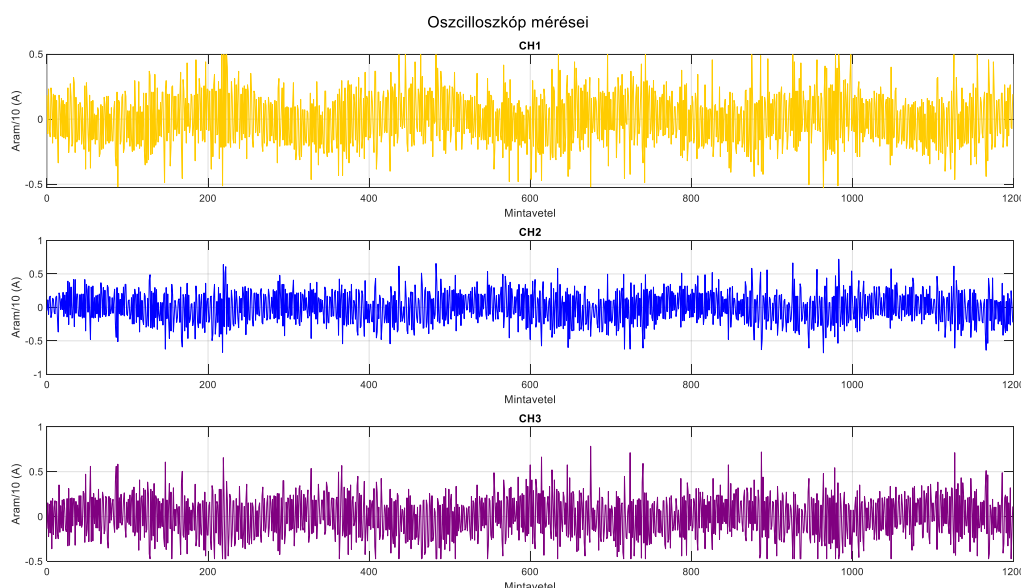
5.1. Üzembe helyezési lépések

Az első üzembe helyezés során a korábbi specifikációkat vettük alapul, melyek szerint az alacsony sebesség 500 RPM, míg a magas sebesség ennek kétszerese, vagyis 1000 RPM volt. A mérés során ezen értékeket használtuk referencia gyanánt. A mérőkártya három Hall-szenzorral rendelkezik, amelyek segítségével a három fázisú áramokat mérjük az egyes pontokon.

A méréseket az oszcilloszkóp segítségével rögzítettük, és a kapott adatokat kimentettük kép formátumban, valamint .csv formátumban is. Ezeket az adatokat Matlab-ban dolgoztam fel, ahol szűrési eljárást alkalmaztam, hogy a mérési eredmények tisztábbak és átláthatóbbak legyenek. A szűrésnek köszönhetően részletesebben és pontosabban tudtam elemezni az adatokat.

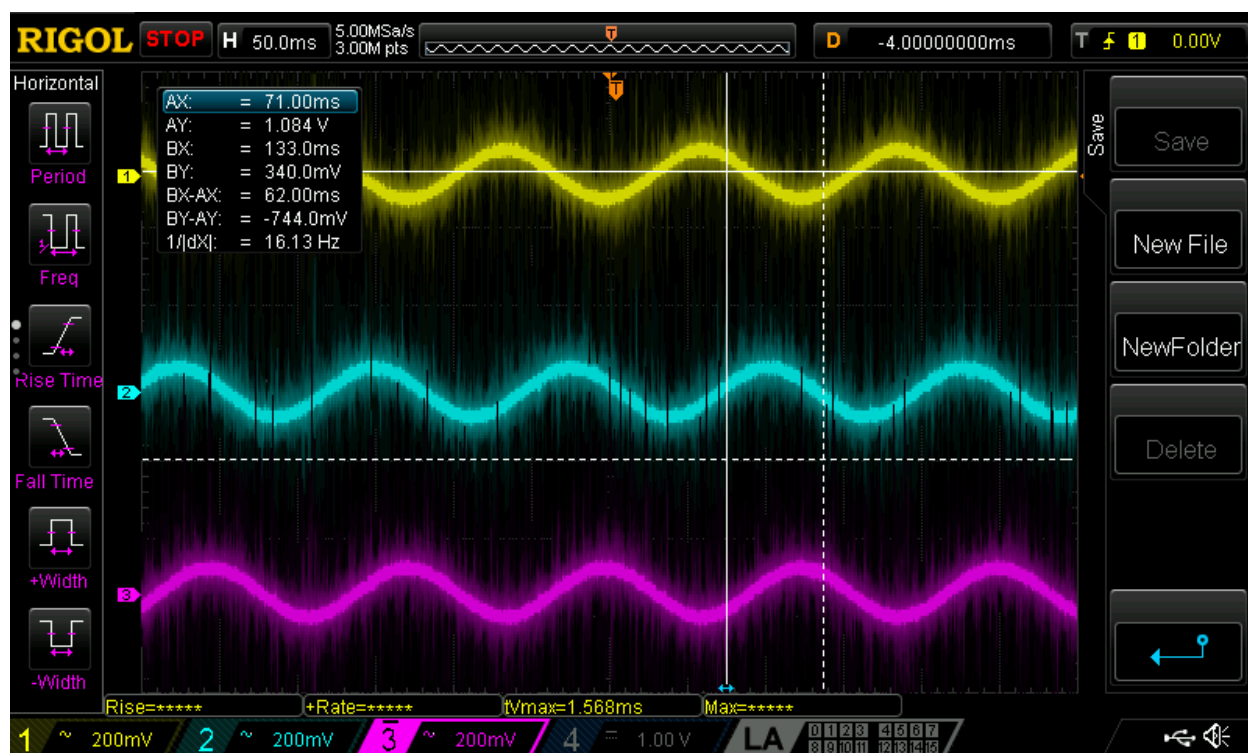
5.2. Kísérleti eredmények, mérések

Az első fázisban a skalár vezérlést teszteltem alacsony sebességű üzemmódban. Az adatok tisztább és pontosabb elemzése érdekében egy alul-áteresztő szűrőt alkalmaztam a jelek szűrésére. A választásom egy elsőrendű szűrőre esett, mivel tapasztalataim szerint a nagyobb fokszámú szűrők esetén túl nagy jel torzulást észleltem. A szűrés segítségével pontosabb és kevésbé zavaros adatokhoz jutottam, ami lehetővé tette a skalár vezérlés hatékonyabb tesztelését alacsony sebességen.

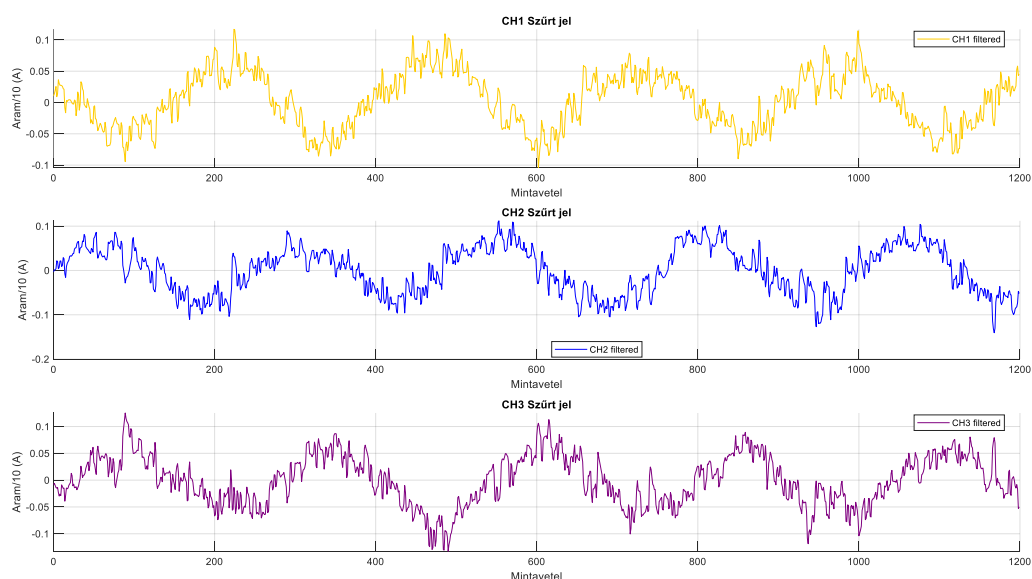


5.2.1 ábra Skalár szabályozás alacsony fordulatszámon

A 5.2.1 ábrán az adatok megjelenítését az oszcilloszkóp kijelzőjén látott módon rendeztem el. A célom az volt, hogy az ábrán szereplő információk könnyen értelmezhetők legyenek, és megfeleljenek az eredeti mérési eredményeknek. Így az ábrázolás segítségével könnyen áttekinthetővé válik a mérés során kapott adatok struktúrája és jellege.

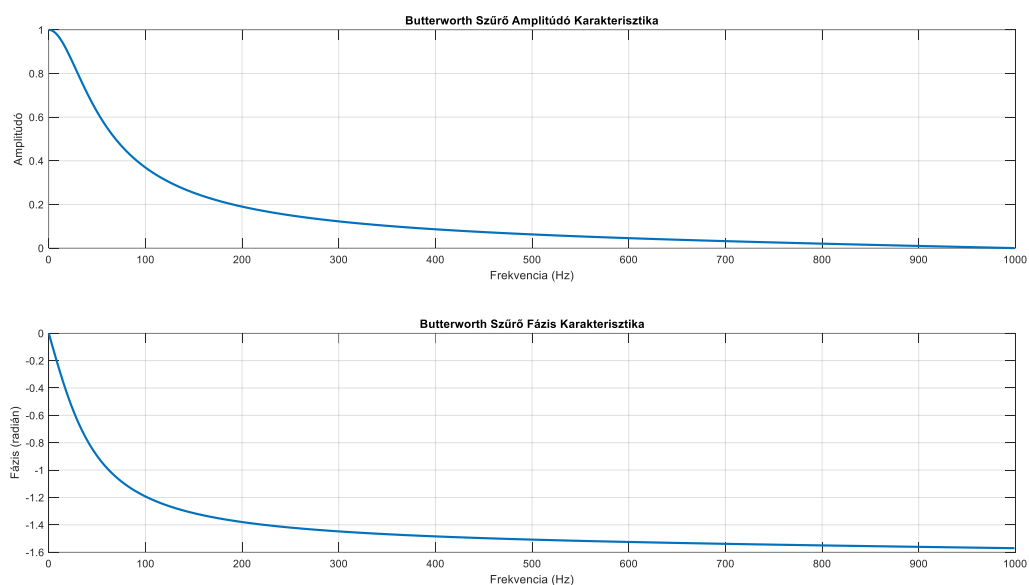


5.2.2 ábra Oszcilloszkóp skalár szabályzás alacsony frekvencia



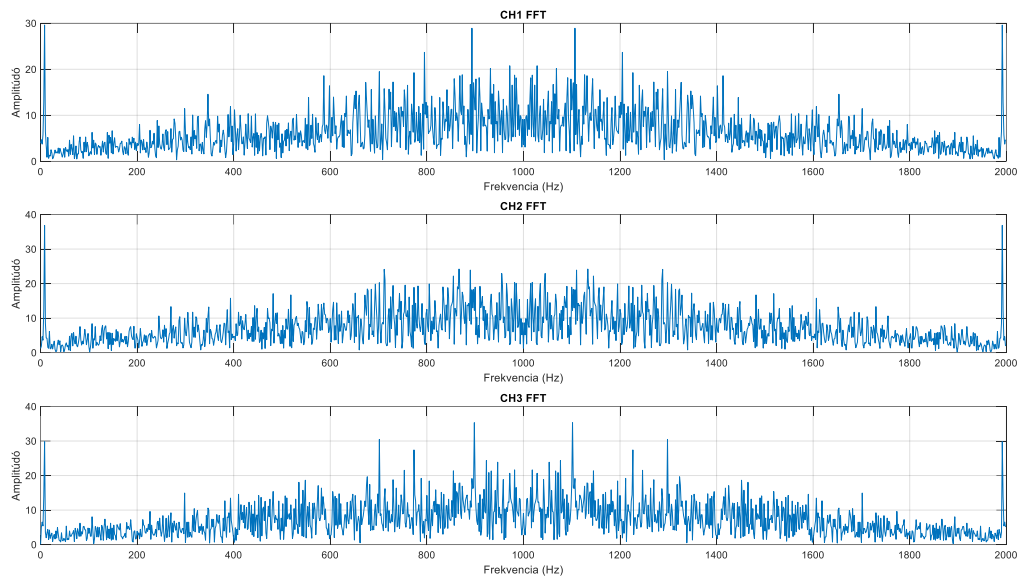
5.2.3 ábra Skalár, alacsony frekvencia, szűrt jelek

A szűrés utáni jelek nagyszerűen tükrözik az oszcilloszkóp által mutatott eredményeket. A szűrés során egy Butterworth aluláteresztő szűrőt alkalmaztam 40 Hz-es vágási frekvenciával. A mintavételi frekvencia 2 kHz, és egy ábrán látható mérésen 1200 mintavétel látható. Fontos megjegyezni, hogy a szűrő rendje elsőrendű volt, így minimalizáltuk a jel torzulását, ami kritikus fontosságú volt az eredmények pontosságához.



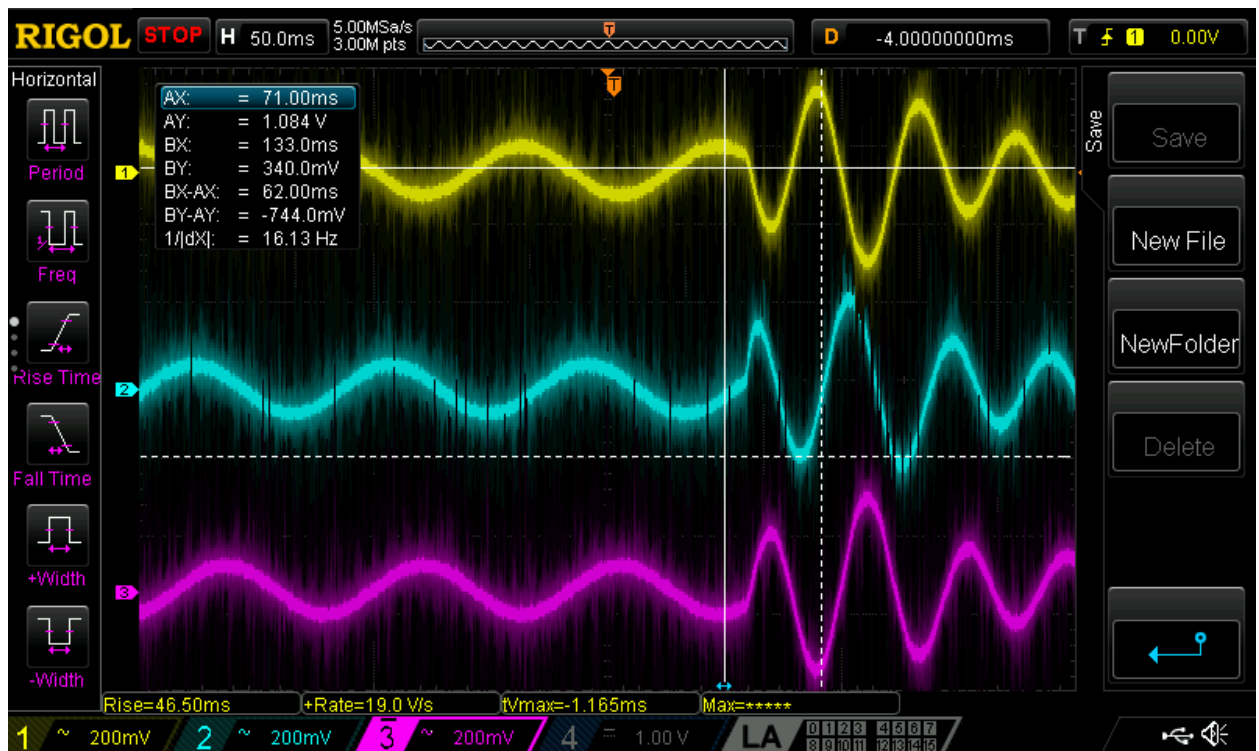
5.2.4 ábra Szűrő karakterisztika

A Fourier-transzformáció segítségével kinyerjük a mért jelek legfőbb komponenséből a rotor forgási sebességét. Ez a komponens jelzi számunkra a legjelentősebb rezgéseket vagy mozgásokat a rendszerben. A frekvencia visszaszámításával megállapíthatjuk, hogy az első érték a 500 RPM-es előírt sebességet mutatja, míg később a magasabb érték a kétszerese, azaz 1000 RPM. Ez a módszer lehetővé teszi számunkra, hogy pontosan kövessük és értelmezzük a rotor mozgását, ami kulcsfontosságú az adott rendszer működésének megértéséhez és optimalizálásához.

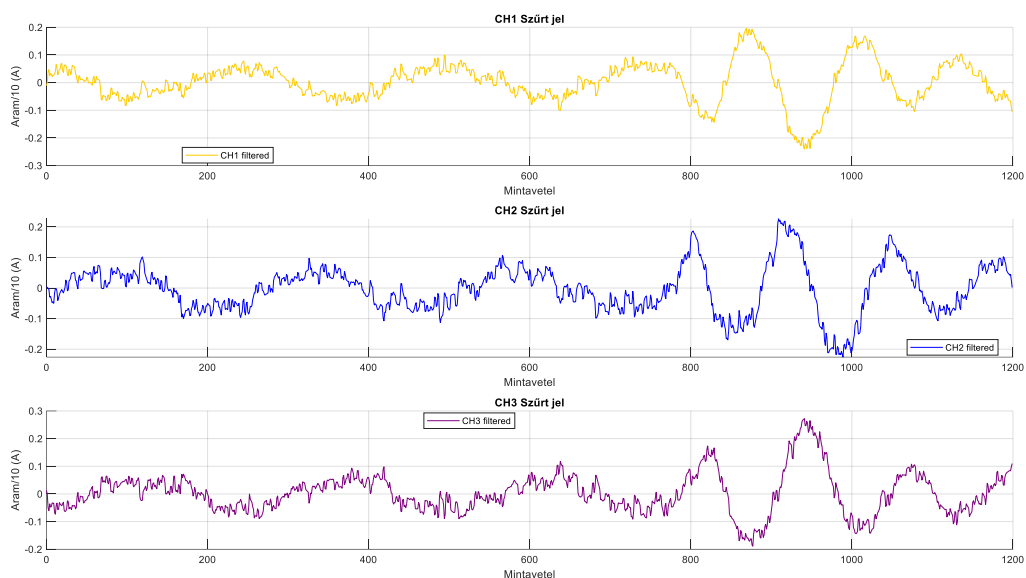


5.2.5 ábra Mért jelek Fourier transzformáltja

A következő fázisban arra koncentrálnunk, hogy hogyan tükröződik a sebesség változása az áramok viselkedésében. Ez a megközelítés lehetővé teszi számunkra, hogy átfogóbb képet kapjunk a rendszer dinamikájáról.

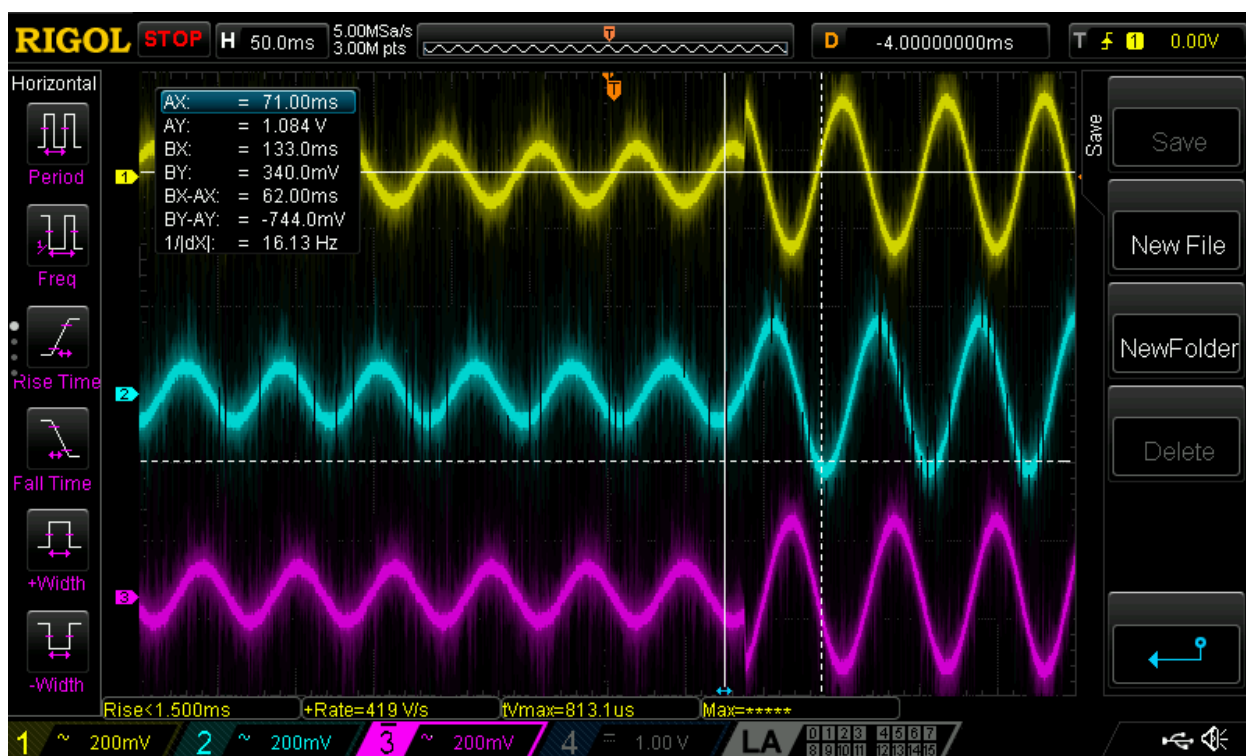


5.2.6 kép Skálár vezérlés alacsony sebességről nagyra oszcilloszkópon

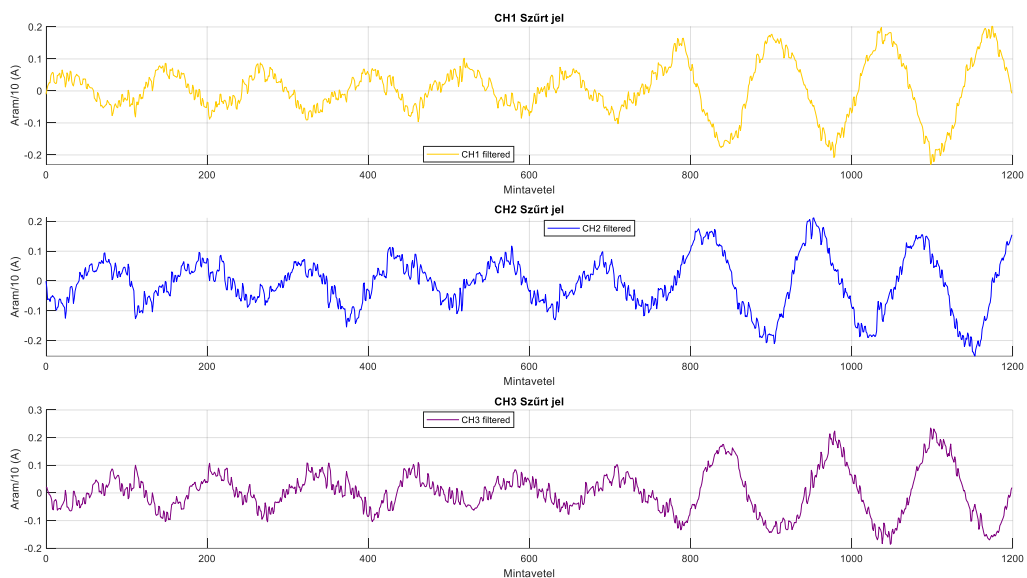


5.2.7 ábra Szűrt jelek skalár vezérlés sebességváltással

A fenti két ábrán jól látható, hogy a sebességváltás pillanatában egy markáns kilengés figyelhető meg. Ezt követően pedig megfigyelhető egy magasabb frekvenciára átkapcsolódó jel.

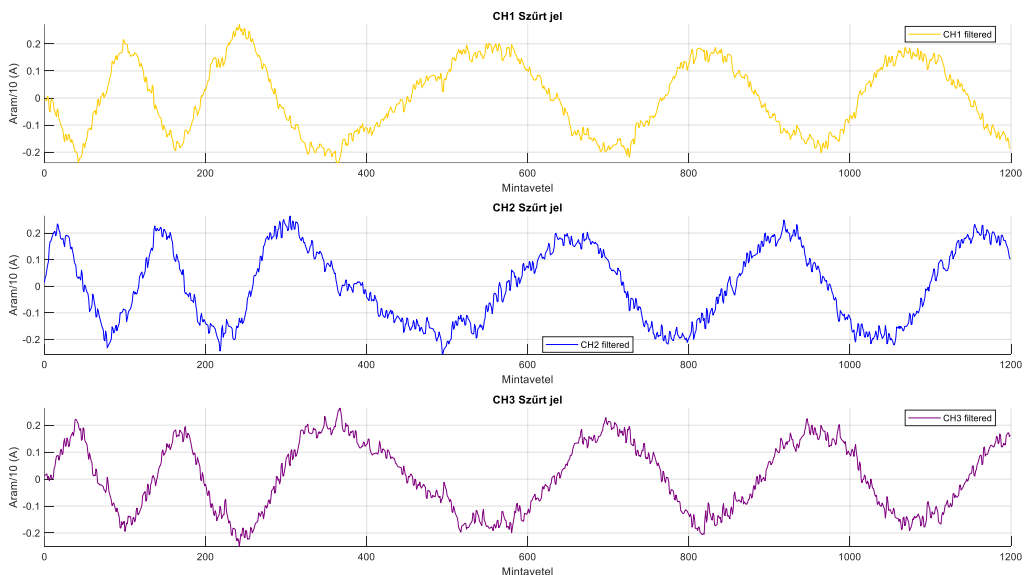


5.2.8 kép Skalár vezérlésről áttérés vektor vezérlésre nagy sebességen



5.2.9 ábra Szűrt jelek skalárról vektorra nagy sebességen

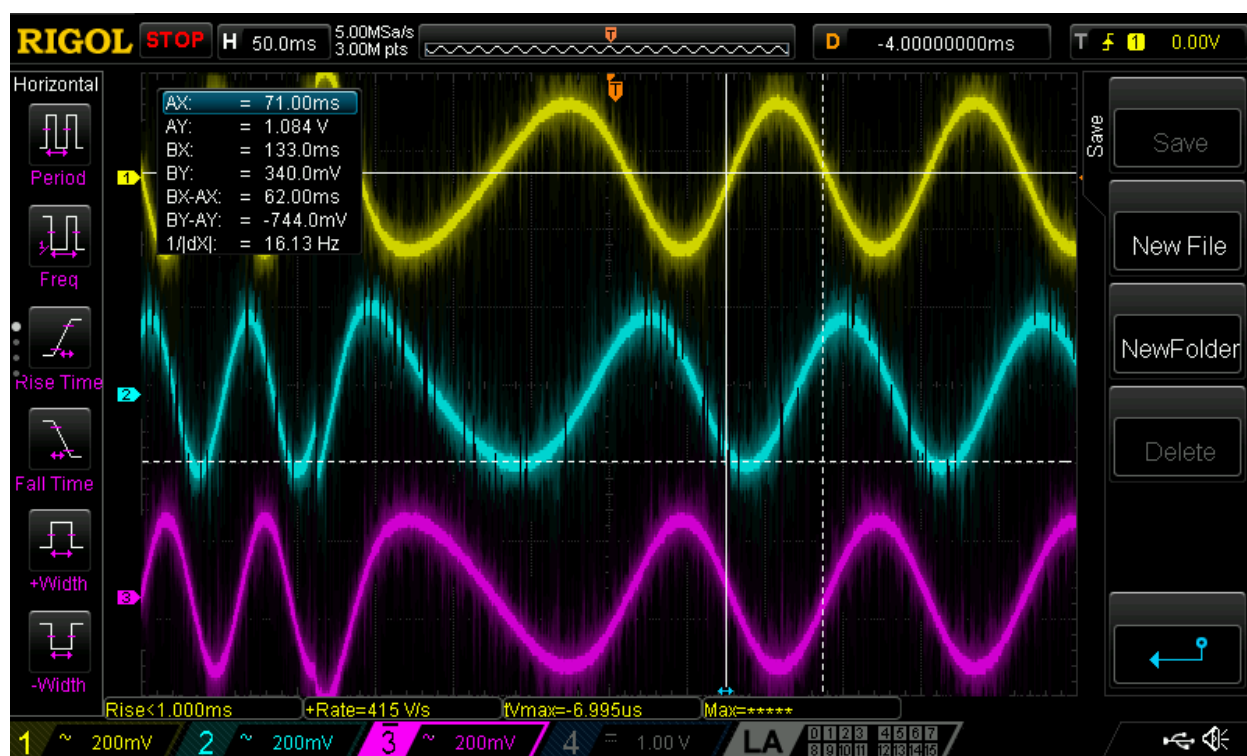
Amikor a vezérlést módosítjuk, észrevehető, hogy az áramok amplitúdója jelentősen megnő. Ez a jelenség azt mutatja, hogy a motor nagyobb teljesítményre képes, hiszen képes nagyobb nyomatékot kifejteni az ilyenkor megnövekedett áramok révén. Ennek eredményeként javul a motor teljesítménye és hatékonysága, ami kulcsfontosságú lehet az alkalmazásokban való hatékony működéshez és a kívánt eredmények eléréséhez.



5.2.10 ábra FOC magas sebességről alacsonyra

Az FOC (Field Oriented Control) vezérlés során bekövetkező sebességváltozás érdekes megfigyelést nyújt: amikor a sebesség 1000 RPM-ről 500-ra csökken, egy hosszú elnyúlást tapasztalhatunk a jelben. Ugyanakkor az áramok amplitúdója változatlan marad, csak a

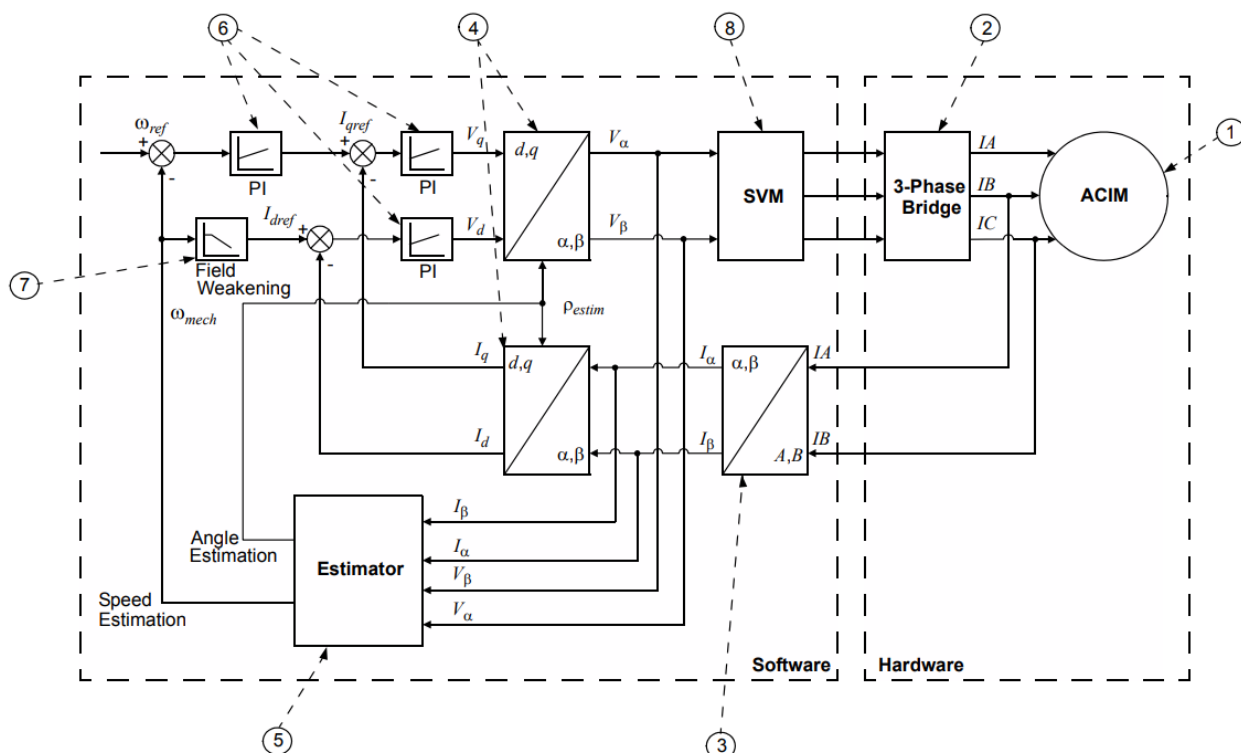
frekvencia csökken. Ez a jelenség azt mutatja, hogy az áramok "megőrzik" erejüket és általuk a motor még mindig képes a terhelés kezelésére. Ez a sima, szinte zökkenőmentes átmenet figyelemre méltó, mivel a motor stabil marad és hatékonyan működik a sebességváltozás ellenére. Ez a megfigyelés egyértelműen mutatja az FOC vezérlés előnyeit és a rendszer stabil, kiszámítható viselkedését változó körülmények között.



5.2.10 ábra Vektor vezérlés magas sebességről alacsonyra

6. Mikrochip szenzormentes FOC megvalósítás

A labor standon a gyártó által előre programozott vezérlési módszerek állnak rendelkezésre, ezek közül a legkülönlegesebb a szenzor mentes mező orientált szabályozás (Sensorless FOC). Ehhez a szabályozási körhöz csak két fázis áramot kell mérjünk és becsljük a sebességet és az elfordulás szögét. [4]



6.1 ábra Szenzormentes FOC szabályozás diagramja

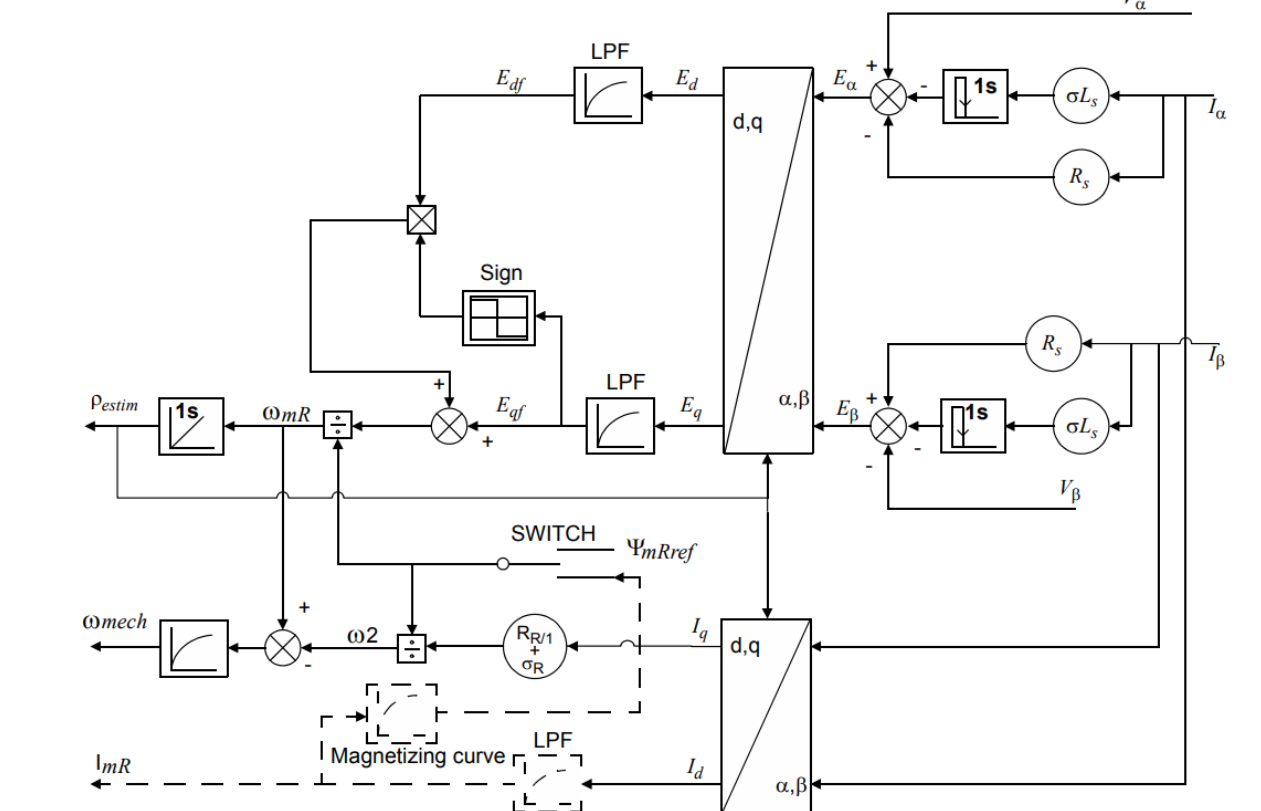
Hardverblokkok:

1. ACIM indukciós motor
2. 3 fázisú híd – egyenirányító, inverter, adatgyűjtő és védelmi áramkör

Szoftverblokkok (amelyeket dsPIC eszköz futtat):

3. Clarke előre transzformációs blokk
4. Park előre és inverz transzformációs blokk
5. Szög- és sebességbecslő blokk
6. PI vezérlő blokk
7. Mezőgyengítő blokk
8. SVM blokk

Az ábrán látható szög- és sebességbecslő blokk nagyon fontos a vezérlő egységben. Segít abban, hogy a rendszer megbecsülje a motor forgatónyomatékát és elfordulását anélkül, hogy külön



A mezőgyengítésnél, ha a motorsebesség meghaladja a nominális értéket, a rotor fluxus

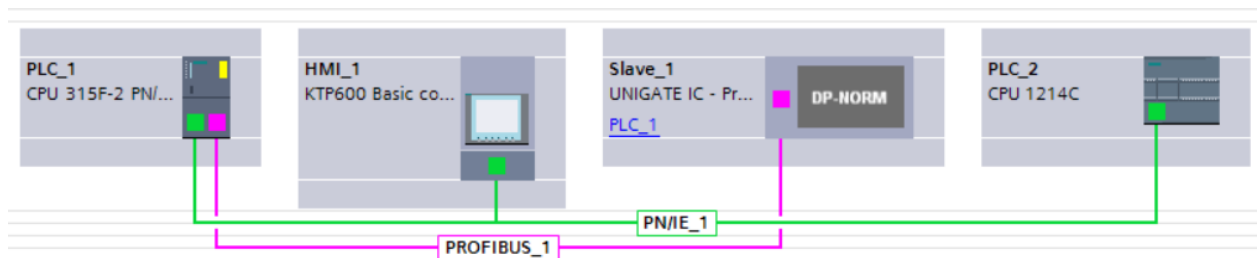
Az SVM (Space Vector Modulation) blokk a Clarke-transzformáció blokk által generált

A fő előnyei az SVM-nek a szinusz PWM-hez képest:

- Mivel a modul bemenete egy vektor, amely statikus keretben van meghatározva, ez lehetővé teszi a 3-fázisú szinuszos hullámok vezérlését csak egy mennyiséggel, ezáltal csökkentve a számítási teljesítmény igényét.

6.1. PLC kommunikáció és mérések

A PLC-vel történő kommunikáció fontos szerepet játszott abban, hogy képesek legyünk új előírt értékeket átadni a motorvezérlőnek. Ezáltal lehetővé vált, hogy az előírt értékeket dinamikusan módosítsuk a működés során. A PLC-ről hasonló értékeket küldtünk a motorvezérlő felé, mint amit előzetesen a Simulink-ben szimuláltam. Például, ha a szimuláció során 1200 RPM-es értékről áttértünk 2000 RPM-re, akkor ezeket az értékeket a PLC-n keresztül továbbítottuk a motorvezérlőnek. Ezáltal lehetőségünk nyílt arra, hogy összehasonlítsuk a saját készítésű modellek eredményeit a Microchip által megvalósított működéssel.



6.1.1 ábra TIA Portal eszközök kapcsolása

Üzenet küldés menete és összetétele:

1. A kommunikáció során UART konfigurációt alkalmazunk.

- Baud ráta: 19200
- Adatbitek: 8
- Paritás: nincs
- Stop bitek: 1
- Hardver- és szoftver kézfogás nincs

2. Az üzenetek felépítése:

- Kezdő karakter: '['
- Záró karakter: ']'

3. Az üzenetek tartalma, amelyeket a 3 fázisú motorvezérlőnek küldünk:

- '1': Motor indítása – mindig 'Nyílt hurok' módban indul (üzenet: "[1]")
- '0': Motor leállítása (üzenet: "[0]")
- 'o': Mód - Nyílt hurok (üzenet: "[o]")
- 'c': Mód - Mezőorientált vezérlés (üzenet: "[c]")
- 'd': A meghatározott sebesség kétszeresére növelése (hivatkozás x 2) (üzenet: "[d]")
- 'n': Normál sebesség (hivatkozás) (üzenet: "[n]")
- 's': Megadott sebesség beállítása (hivatkozás max. = 3400 RPM)

Az eredmények mérése és a jelek feldolgozása és szűrése hasonló módon történt, mint ahogyan azt az ötödik fejezetben tettük. Ez azt jelenti, hogy ugyanazokat a módszereket és eljárásokat alkalmaztuk a mérések végrehajtására és az adatok kezelésére, amelyek már korábban beváltak és hatékonyaknak bizonyultak.

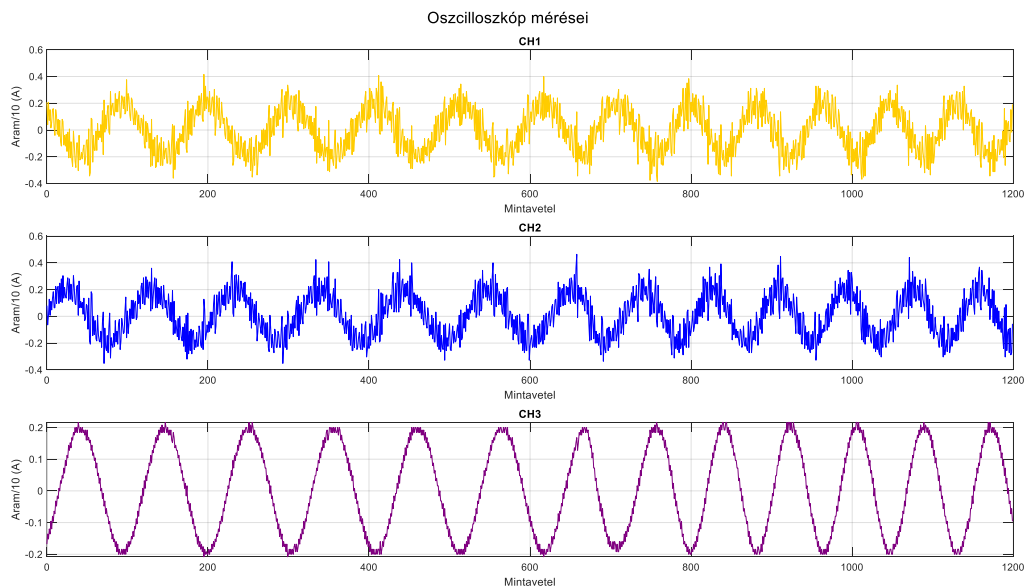


6.1.2 ábra PLC stand és Profibus kommunikációs egység kapcsolása az előírt értékek küldéséhez

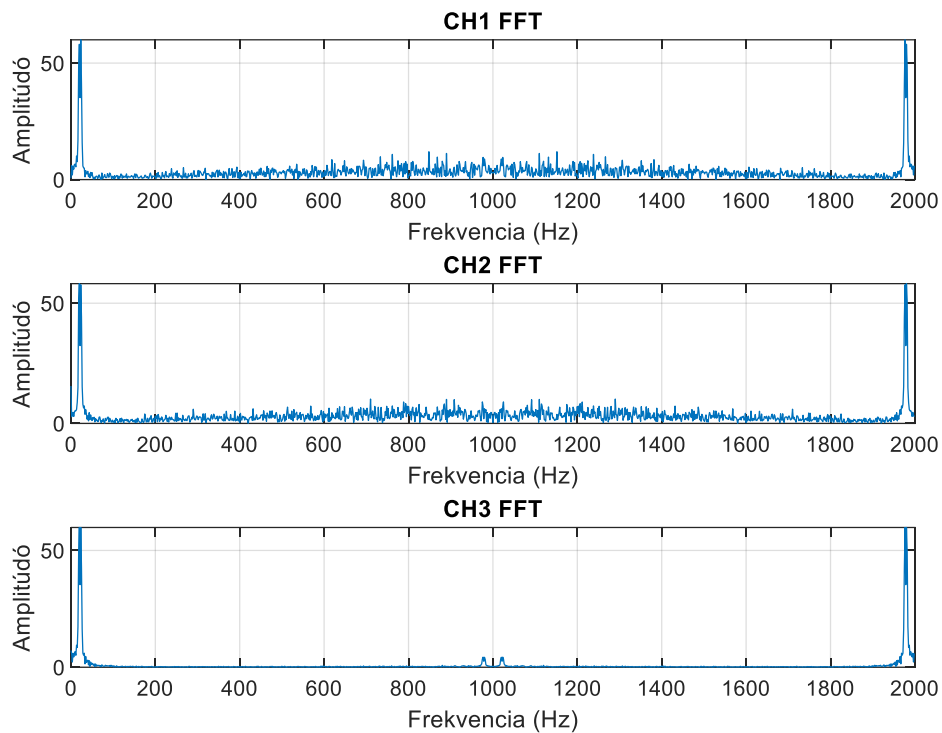


6.1.3 ábra Skalár szabályozás sebesség ugrás

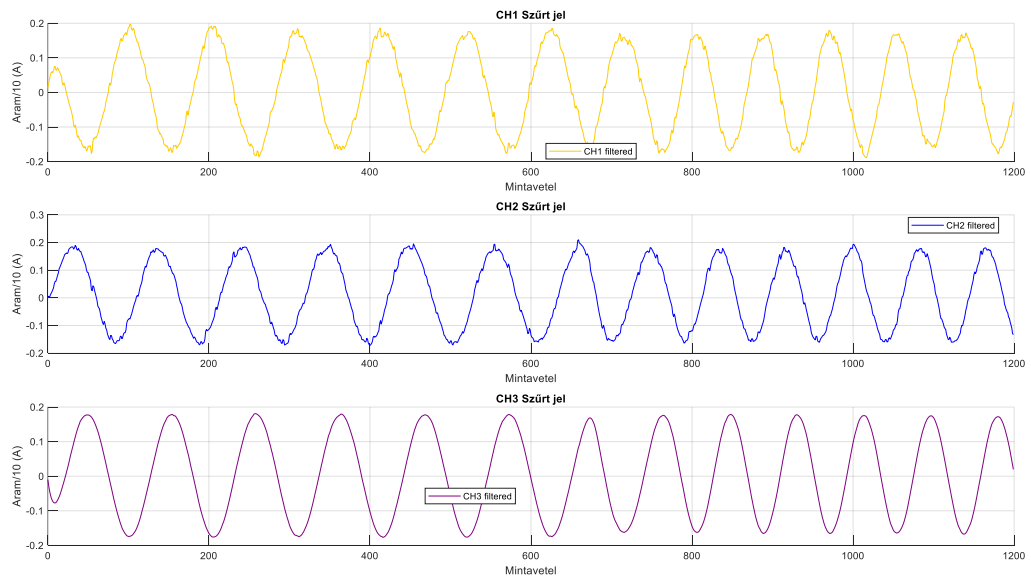
Az első lépésben a skalár (U/f) szabályozást mértük, és itt nem észleltünk jelentős változásokat. Lehetséges, hogy beépítettek egy simítást az adatok közé, hogy ne legyenek hirtelen nagy ugrások az értékek között.



6.1.4 ábra A beolvasott értékek

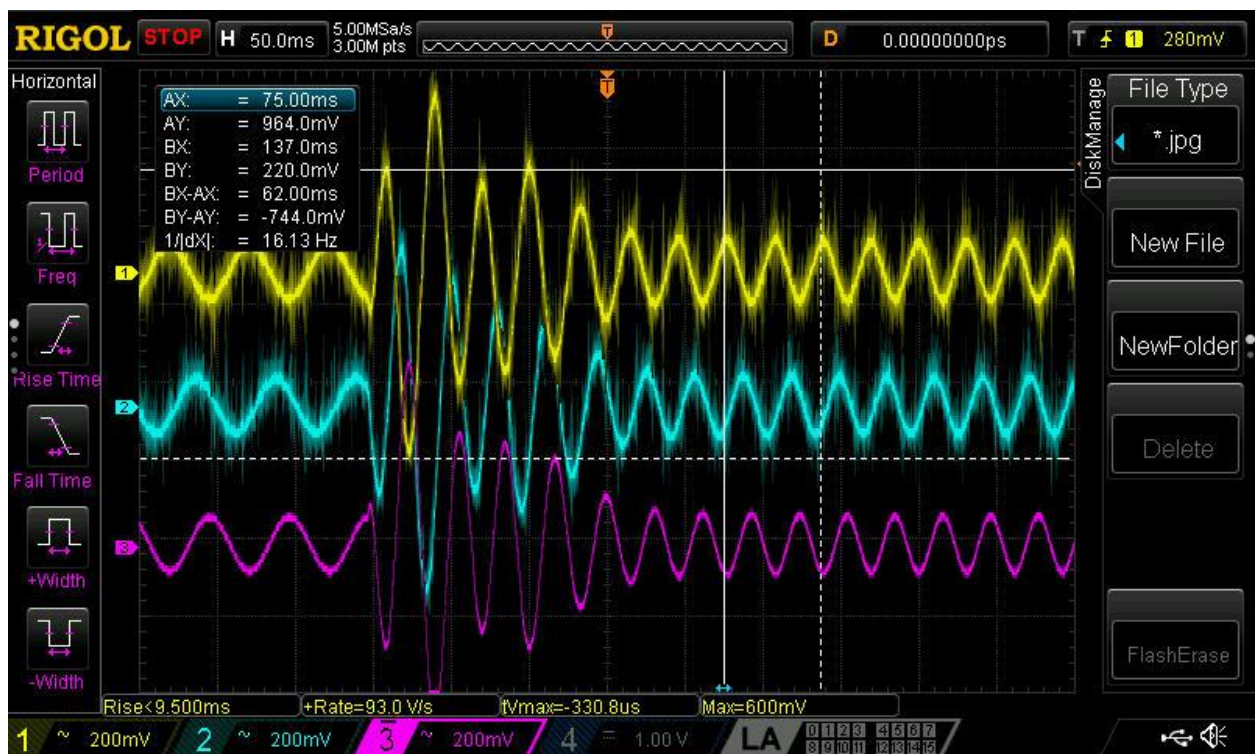


6.1.5 ábra A jelek Fourier transzformáltja

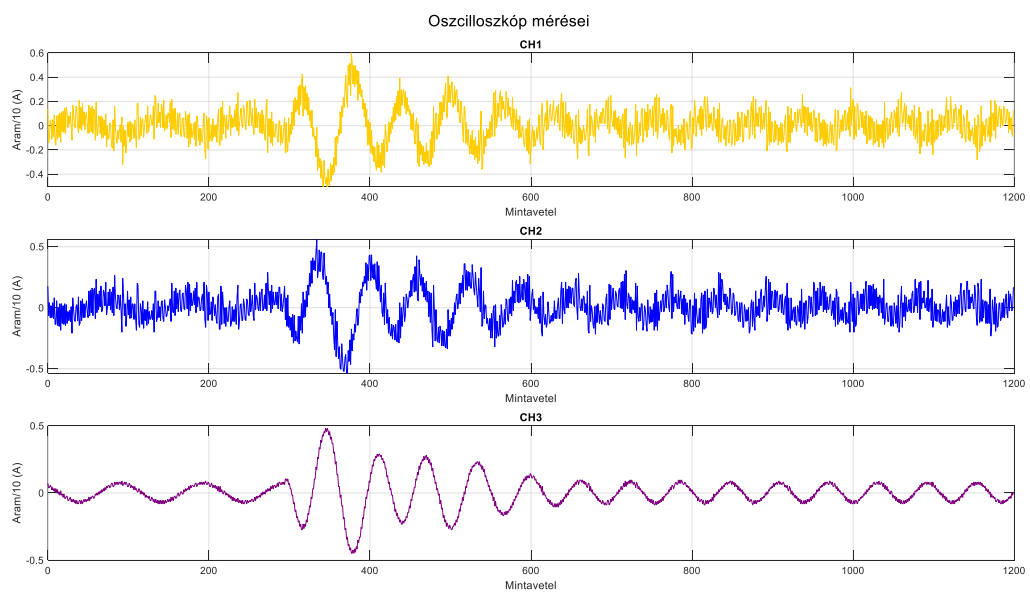


6.1.6 ábra A jelek szűrés után

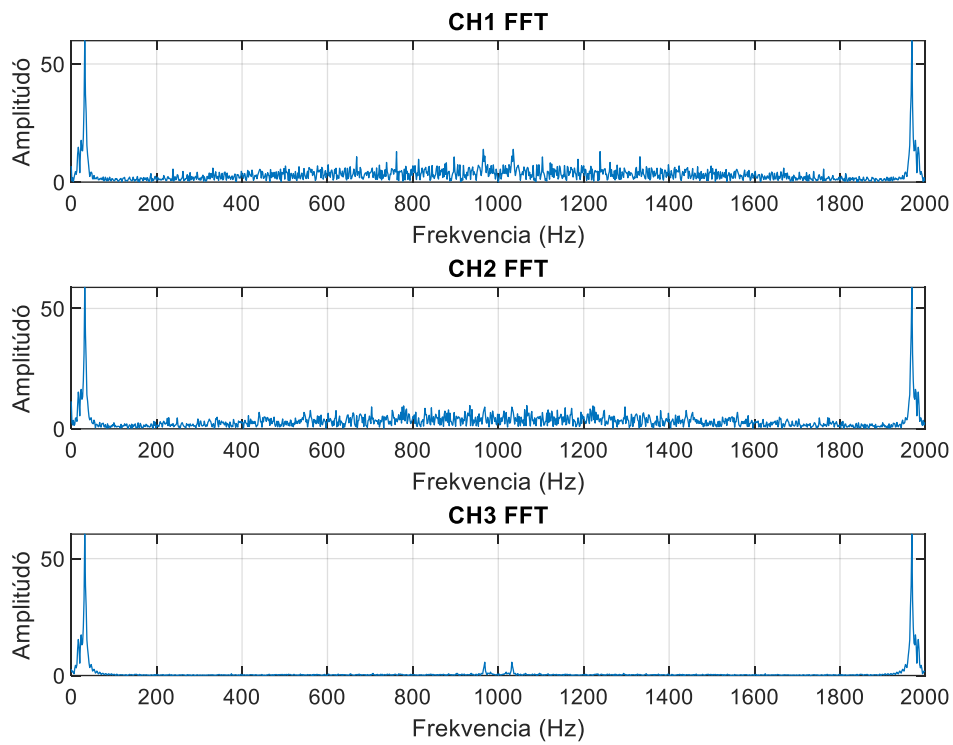
A második mérés során a vektor (FOC) szabályozást alkalmaztuk. Ebben az esetben nem volt észrevehető simított átmenet, ezért a váltás pillanatában minimális oszcillációt tapasztaltunk. Ez azt jelzi, hogy a rendszer reagálása érzékeny a vezérlési változásokra, és a kisebb ingadozások is észrevehetőek a mérések során.



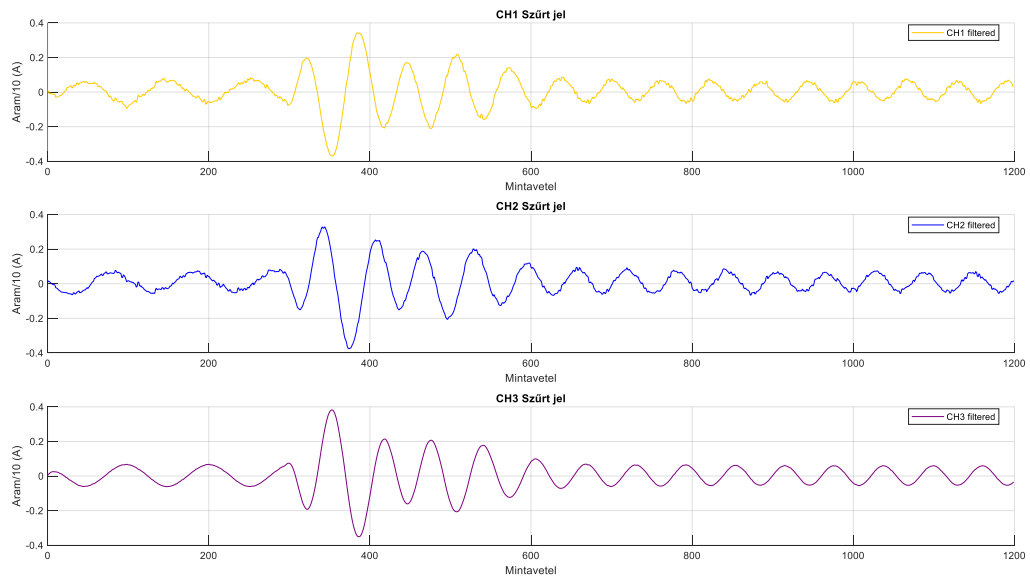
6.1.7 ábra FOC sebesség ugrás labor standon



6.1.8 ábra FOC sebességugrás jeleinek beolvasása



6.1.9 ábra FOC sebességugrás FFT



6.1.10 ábra FOC sebességugrás szűrt jelek

7. Következtetések

A szimulációs eredmények és a Microchip által megvalósított standon szabályozások összehasonlításával arra a következtetésre jutunk, hogy az FOC (mezőorientált vezérlés) szabályozás nyújtja a legjobb eredményeket. Bár a skalár és a direkt nyomaték szabályozás is hatékony lehet, az FOC rendszerként közelebb áll az elméleti tökéletességhez.

A digitális jelfeldolgozó processzorok (DSP-k) elterjedésével a szenzormentes FOC gyakorlatilag megvalósíthatóvá vált, ami lehetővé teszi a költségek hatékony kezelését anélkül, hogy meghaladná a hagyományos DTC költségeit. Ez a megközelítés előnyös, mivel a szenzorok nélküli FOC lehetővé teszi a rendszer egyszerűsítését és megbízhatóságának növelését, miközben megfelelő teljesítményt és hatékonyságot biztosít. Ennek köszönhetően az FOC jelentős előnyöket kínál az ipari alkalmazásokban és a motorvezérlés területén.

7.1. Továbbfejlesztési lehetőségek

A szabályozási technikák fejlesztésének számos útját felvillantva rámutathatunk, hogy a klasszikus PI szabályzók helyett alkalmazhatnánk adaptív és robosztus szabályzókat, sőt akár modell prediktív (MPC) szabályzókat is. Ezek a megközelítések lehetővé teszik a szabályozás finomhangolását és alkalmazkodását a változó körülményekhez, javítva ezzel a rendszer teljesítményét és megbízhatóságát. Emellett a PI szabályzók helyettesítésére gyakran alkalmazzák a Fuzzy szabályzást, amely nem növeli jelentősen a rendszer bonyolultságát, mégis hatékony megoldást nyújthat.

Az eltérő szabályozási struktúrák vizsgálatát érdemes lenne kiterjeszteni az állandó mágneses szinkron motorok (PMSM) vezérlésére is. Ez lehetővé tenné a kalickás indukciós motor (IM) és a PMSM hatékonyságának összehasonlítását, ami fontos lehet a különböző alkalmazások és iparágak számára.

A modern elektromos autók térnyerésével egyre növekvő igény mutatkozik az olyan megoldások iránt, ahol az elektromos motor viselkedése közelít a belsőégésű motorokéra. Ennek megvalósítására érdemes lenne kipróbálni a modellreferencián alapuló szabályozást is, ami lehetővé teszi az elektromos motor viselkedésének pontosabb modellezését és irányítását az autó vezetési tulajdonságainak javítása érdekében. Ez a megközelítés ígéretes lehet az autóiiparban és az elektromos járművek területén, ahol a teljesítmény, hatékonyság és vezetési élmény kulcsfontosságú tényezők.

8. Irodalomjegyzék

- [1] ROSS, Dave; THEYS, John; BOWLING, Steve. Using the dsPIC30F for Vector Control of an ACIM. Microchip Technologies, 2004.
- [2] Kutasi Dénes Nimród – Reglarea predictivă a convertoarelor electronice de putere, Globe Edit, 2018, ISBN: 978-613-8-24165-2.
- [3] ABU-RUB, Haitham; IQBAL, Atif; GUZINSKI, Jaroslaw. High performance control of AC drives with Matlab/Simulink. John Wiley & Sons, 2021.
- [4] CHELES, Mihai; SAMMOUD, H. Sensorless field oriented control (foc) of an ac induction motor (acim). Microchip Technology Inc, 2008.
- [5] AVR494: AC Induction Motor Control Using the constant V/f Principle and a Natural PWM Algorithm
- [6] JANNATI, Mohammad, et al. A review on variable speed control techniques for efficient control of single-phase induction motors: evolution, classification, comparison. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2017, 75: 1306-1319.
- [7] INCZE, Ioan I.; IMECS, Maria; SZABÓ, Csaba. SIMPLE VOLTAGE–HERTZ CONTROL WITH CURRENT FEEDBACK OF THE INDUCTION MACHINE. Proc. of 2004 IEEE-TTTC AQTR 2004–THETA, 2004, 14: 389-394.
- [8] SZABÓ, Csaba; IMECS, Maria; INCZE, Ioan Iov. VOLT-HERTZ CONTROL OF THE SYNCHRONOUS MOTOR WITH RAMP EXCITING VOLTAGE. 2006.
- [9] MAHSAHIRUN, Siti Nursyuhada, et al. Fundamental elements of constant volt/hertz induction motor drives based on dSPACE DS1104 controller. Int J Pow Elec & Dri Syst ISSN, 2020, 2088.8694: 1671.
- [10] HINKKANEN, Marko, et al. On the stability of volts-per-hertz control for induction motors. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 10.2: 1609-1618
- [11] ZHANG, Zhe; BAZZI, Ali M. Robust sensorless scalar control of induction motor drives with torque capability enhancement at low speeds. In: 2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC). IEEE, 2019. p. 1706-1710.
- [12] AVR494: AC Induction Motor Control Using the constant V/f Principle and a Natural PWM Algorithm

- [13] KUTASI, Nimrod; KELEMEN, Andras; IMECS, Maria. Vector control of induction motor drives with model based predictive current controller. In: 2008 IEEE International Conference on Computational Cybernetics. IEEE, 2008. p. 21-26.
- [14] FINKEN, Thomas; FELDEN, Matthias; HAMEYER, Kay. Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles. In: 2008 18th International Conference on Electrical Machines. IEEE, 2008. p. 1-5.