

Széchenyi István Egyetem
Gépészmérnöki, Informatikai és
Villamosmérnöki Kar

SZAKDOLGOZAT

Klock Gábor
Villamosmérnöki BSc szak

2019

[Gerincen:] Klock Gábor, 2019

SZAKDOLGOZAT

Energiahatékony jármű villamos motorvezérlő áramkörének tervezése.

Klock Gábor

**Villamosmérnöki BSc szak
Automatizálási specializáció**

Győr, 2019

Feladat-kiíró lap szakdolgozathoz

Hallgató adatai

Név: Klock Gábor

Szak: Villamosmérnöki BSc

Specializáció: Automatizálás

Neptun-kód: RRBM1N

Tagozat: Nappali

A szakdolgozat adatai

Kezdő tanév és félév: 2015/16 1. félév

Nyelv: Magyar

Típus: Nyilvános

Energiahatékony jármű villamos motorvezérlő áramkörének tervezése.

Feladatok részletezése:

- 1) Megvizsgálom a PMS motorok szabályozásához szükséges szabályozókörök felépítését, szimulációjának menetét.

Megvizsgálom az inverterek esetén a szabályozáshoz szükséges fizikai mennyiségek mérési lehetőségeit és azok kivitelezhetőségét.

Összehasonlító elemzést végzek a feladat megoldására alkalmas mikrovezérlőkből a feladat számára optimális kivitelezés érdekében.

Megvizsgálom az autóiparban használatos kommunikációs protokollok felépítését és a működésükkel kapcsolatban támasztott követelményeket.

Megvizsgálom az inverterekben használatos végfokok méretezésének módját és az azokban lévő félvezetők védelmének megoldásait az induktív terhelés visszahatásai és esetleges rövidzárlat ellen.

- 2) A SZEenergy Team új autójában az átalakított hajtásrendszer szükségessé tette az új motormeghajtó áramkör tervezését. A meglévő motormeghajtó már nem képes kiszolgálni az új, megnövekedett áramigényű hajtásrendszert, ezért elengedhetetlen egy magas hatásfokú, funkcionalitásban az új rendszer igényeit kielégítő rendszer tervezése.

- 3) Az elektromos jármű motorvezérlőjének tervezési menete:

- Végfok méretezése, hűtésének megoldása.
- Teljes kapcsolás elvi felépítése, blokkvázlata.
- Inverter huzalozási rajza.
- Csatlakozások kiválasztása, méretezése.

- Inverter nyomtatott áramköri terveinek elkészítése.
- Matematikai modell megalkotása a villamos motor szabályozásához.
- Szabályozási kör szimulációjának elvégzése.

Belső konzulens adatai

Név: Szeli Zoltán

Tanszék: Automatizálási tanszék

Beosztás: Egyetemi tanársegéd

Külső konzulens adatai

Név:

Munkahely:

Beosztás:

Győr, 2018.12.07.

belső konzulens

külső konzulens

*Automatizálási tanszék
Dr. Ballagi Áron*

Nyilatkozat

Alulírott, Klock Gábor (RRBM1N), Villamosmérnöki, BSc szakos hallgató kijelentem, hogy az energiahatékony jármű villamos motorvezérlő áramkörének tervezése című szakdolgozat feladat kidolgozása a saját munkám, abban csak a megjelölt forrásokat, és a megjelölt mértékben használtam fel, az idézés szabályainak megfelelően, a hivatkozások pontos megjelölésével.

Eredményeim saját munkán, számításokon, kutatáson, valós méréseken alapulnak, és a legjobb tudásom szerint hitelesek.

dátum

hallgató aláírása

Kivonat

Energiahatékony jármű villamos motorvezérlő áramkörének tervezése.

Szakdolgozatomban egy állandómágneses szinkron motor vezérlését megvalósító áramkör tervezésének menetét mutatom be. A dolgozatomban nagyobb hangsúlyt fektetek a fizikai elemek méretezésére és a matematikai modellek felhasználási módjára.

Irodalomkutatásban ismertetem az állandómágneses szinkron motorok (későbbiekben PMSM) tulajdonságait, felépítését, valamint vezérlésével kapcsolatos összefüggéseket, amikkel dolgozatom elkészítése közben szembesültem.

Ismertetem a mezőorientált szabályozás alapelveit és a hozzá kapcsolódó transzformációk és szabályozás ismérveit.

Bemutatom az alkalmazott interfész technológiákat, mint például a CAN kommunikációs protokoll kiépítését, az üzenetek felépítését és széleskörű autóiipari alkalmazásának okait.

A motor vezérléséhez és pozíciójának szabályozásához szükséges mérőeszközöket, mint például inkrementális jeladó és hall szenzorok tulajdonságait ismertetem.

Továbbiakban ismertetem az önálló munkámat a motorvezérlő megalkotásában, nagy hangsúlyt fektetve a sematikus rajzok megalkotására LTSpice szimulációs környezet alapján. A sematikus rajzokat szegmentálva külön mutatom be. Először is készítettem egy vázlatot a vezérlő fő egységeiről és azok alapján egyesével mutatom be az alkotó elemeket. Végül bemutatom a komponensek összeállítását egy vezetékek rendszerben.

Végezetül bemutatom a motor szabályozásához szükséges modellek grafikus megvalósítását az irodalomkutatásom alapján talált összefüggésekből.

Abstract

Design of motor controller circuit for energy efficient vehicle.

In my thesis I present the design process of a permanent magnet synchronous motor control circuit. In my dissertation, I put more emphasis on the size of physical elements and how mathematical models are used. In my research I describe the structure, characteristics and the control of permanent magnet synchronous motors (later PMSM), which I faced during the writing of my thesis.

I describe the principles of field-oriented regulation and the related transformations and regulations.

I present the used interface technologies such as the structure of the CAN communications message and its widespread automotive applications.

I describe the necessary measuring tools for motor control and positioning, such as incremental sensor and the properties of hall sensors.

Furthermore, I present my independent work on creating a motor controller with a strong emphasis on creating a schematic drawing based on the LTSpice simulation environment. Schematic drawings are segmented separately. At first, I made a sketch of the main units of the controller, and I describe each unit individually. Finally, I present the assembly of components in a control system.

Finally, I present the graphical realization of the required models for the regulation of the motor, according to my research.

Tartalomjegyzék

1. Bevezető	1
2. Állandómágnese szinkron motor (PMSM)	2
2.1 Szinkron motorok felépítése	2
2.2 Működési elve	4
2.3 Matematikai modellek, számítások szinkron gépekhez	6
2.3.1 Clark transzformáció	7
2.3.2 Park transzformáció	7
2.3.3 Az egyenletek formája forgó koordináta-rendszerben	8
2.4 Mezőorientált szabályozás	9
3. Érzékelők	10
3.1 Hall szenzor	10
3.2 Optikai elven működő inkrementális forgó jeladó	11
4. Autó iparban használt buszrendszerek	12
4.1 CAN (Controlled Area Network)	13
5. Motorvezérlő fő egységei, blokkvázlata.	16
6. Háromfázisú félhidas teljesítmény kimenet	18
7. Áramerősség mérő rendszer	21
8. Pozíció mérő rendszer	25
8.1 Inkrementális jeladó átalakító	25
8.2 Hall szenzor jelének átalakítása schmitt-trigger felhasználásával	26
9. CAN Transceiver.....	28
10. Mikrokontroller és környezete	29
11. Tápegység	32
12. Modulok sematikus összeállítása	38
13. Matematikai modell alkotása	39
13.1 Clark és park transzformációk	39
13.2 Feszültség egyenletekből készített modellek	40
13.3 FOC modell megalkotása.....	43
13.4 FOC szimuláció.....	45
14. Összefoglaló.....	47
Irodalomjegyzék	48
Ábrajegyzék.....	49
Mellékletek	I

1. Bevezető

Napjainkban egyre nagyobb teret hódít meg a járműipari felhasználásban az elektromos autók fejlesztése. Számos területen folytatnak ezzel kapcsolatos kutatásokat, hogy a villamos hajtásrendszerek hatásfokát és ezzel a hatótávot a végletekig növelhessék.

A kutatások fő tendenciáját a környezetvédelem és a költséghatékonyság teszi ki. Ez a fajta technológia lehetővé teszi a megújuló energiaforrások felhasználását, így nem kimerítve a Föld nem megújuló nyersanyag készletét.

A nyersolaj kitermelésének nehézségei napjainkban már számottevő mértékeket öltenek. Az olaj bányászata már, olyan szinten kedvezőtlen, hogy az olajkutakat a tengerfenéktől számítva, több kilométer mélyre is lefúrnak a nyersanyagok kinyerése érdekében.

Ezekre az irányelvekre alapozva világszerte több versenycsapat alakult meg és vetik össze tudásukat a Shell Eco-Maratonon, hogy ki tudja a legkevesebb energia felhasználásával a legnagyobb távolságot megtenni.

A Széchenyi István Egyetemen működő versenycsapat a SZEenergy Team már közel 15 éve foglalkozik elektromos autók fejlesztésével. Kezdetben a versenyszabályzatnak megfelelően megújuló energiaforrásból szerzett erőforrás, napelemes rendszer segítségével valósult meg. A legújabb szabályzatok azonban teljesen más elveket követnek, így napelemes rendszer felhasználása nélkül egyetlen akkumulátor töltéssel működtetve versenyezhetnek egymással a csapatok. A verseny során egyetlen egységnyi energiát mérnek, ami jelen esetben 1kWh. Ez alapján figyelik a jármű hatótávolságát.

A verseny lényege az autó hatásfokára és nem a megtermelt energia optimális felhasználására specializálódott. A csapatoknak az ideális karosszéria megalkotására, a precíz futómű beállításokra és a lehető legjobb intenzitású elektronikai rendszer tervezésére kell összpontosítani.

Dolgozatom célja a hajtás vezérlőrendszerének fogyasztását csökkenteni azáltal, hogy a meghajtó áramkör tervezését a perifériák figyelembevételével optimális arányokat állítsak be az alkatrészek fizikális megvalósításában.

2. Állandómágneses szinkron motor (PMSM)

A modern járművek hajtásrendszerének egy népszerű eleme az állandómágneses szinkron motorok. Alkalmazásuk azért terjedt el, mert a velük elérhető teljesítménysűrűség és hatásfok jóval nagyobb, mint bármelyik másik motortípus. A nagy teljesítménysűrűségnek köszönhetően a motor tervezett mérete is jelentősen kevesebb, mint egy belsőégésű motor esetén. Kialakításukat tekintve a kopó alkatrészek száma csak a motor esetén a csapágyazás számára csökken le. Ennek köszönhetően a karbantartási és üzemeltetési problémák is rendkívül kedvezőek egy hagyományos belsőégésű motorhoz képest. Leegyszerűsödik továbbá a motor hűtésével kapcsolatos problémák, valamint a megfelelő hőmérsékleten való alkalmazása esetén a várható élettartam is jóval kedvezőbb. [1]

Alkalmazásának egy jelentős előnye a belsőégésű motorokkal szemben, az alacsony fordulatszámon nagy nyomaték leadása, ugyanis egy PMSM esetében akár már nulla fordulaton is rendelkezésre áll a motor által leadható maximális nyomaték. [1]

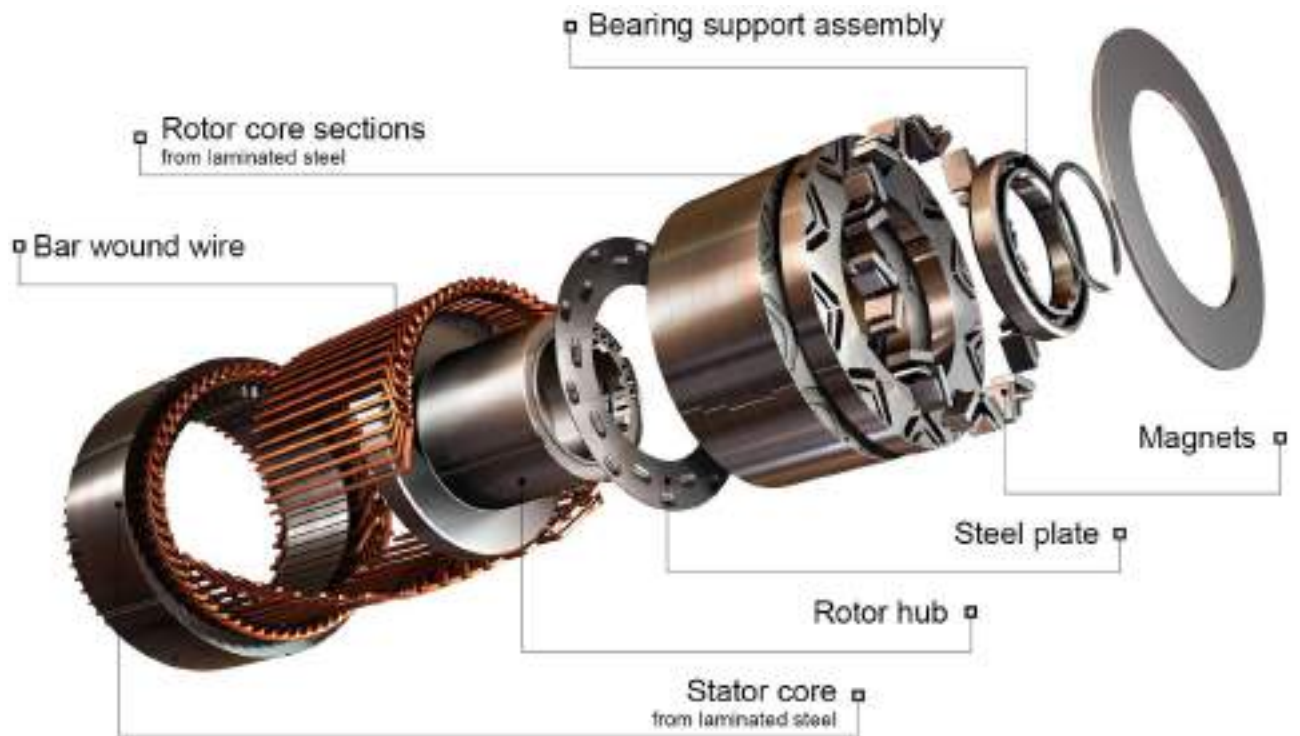
Hátrányuk, hogy a nem megfelelő hőmérsékleten használt állandómágneses szinkron gép forgórészeibe épített mágnesek elveszítik mágneses tulajdonságaikat, ezért egy nem megfelelő hőmérsékleti tartományban használt PMSM hatásfoka folyamatosan romlik. Az ilyen módon lemágnesezett motort újra fel kell mágnesezni ahhoz, hogy újra használhatóvá váljon.

Alkalmazásának egy jelentős hátránya, hogy a vezérlése bonyolult szabályozási algoritmusok alkalmazását követelik. [1][4]

2.1 Szinkron motorok felépítése

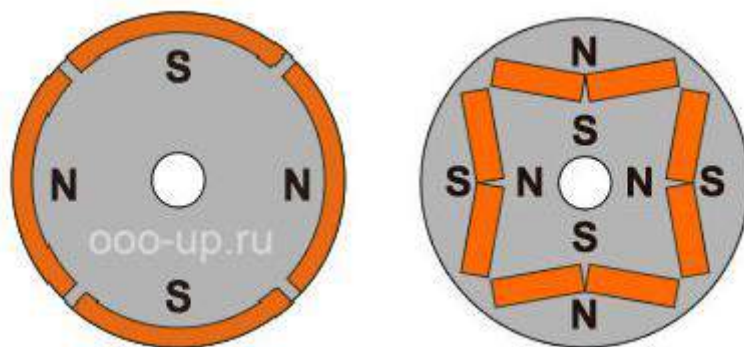
A hagyományos gerjesztett forgórészű és az állandó mágneses forgórészű gépek állórészének felépítése egyforma. Három egymástól 120 fokban eltolt tekercselést tartalmaz. A tekercselés póluspárjainak számával egy aszinkron géphez hasonlóan változtatható a szinkron fordulatszám. Ez a gép tekercselésekor beállított paraméter, amit változtatni csak a gép átépítésével lehet, menet közben nincs lehetőség. Állórész tekercseket egy lemezelt kialakítású vastest hornyaiban, szigeteléssel elválasztva helyezik el. A lemezelés kialakítása azért fontos mert így a vasvesztések, ami az örvényáramok kialakulásából és a hiszterézis veszteségből adódnak, így csökkenthetők. A lemezeket

egymástól vékony szigetelő lakkal válasszák el. [2]



1. ábra. PMSM belső felépítése

Legtöbb esetben egy PMSM motornál az állandómágneseket a forgórészben helyezik el. Forgórészben elhelyezett mágnesek orientációja attól függ, hogy az L_d és az L_q irányú induktivitások értékét egymáshoz képest, hogyan akarják méretezni. Két fő csoportot különböztethetünk meg. Az első amikor a mágneseket a rotor palástján helyezik el köríves formában. A másik fajta, amikor a mágneseket a rotor vastestébe süllyesztve helyezik el. [2][4] Lásd 2. ábra.



2. ábra. Körívben és süllyesztve elhelyezett mágnesek

Manapság elsősorban ritkaföldfém alapú mágneseket használnak és azok közül is nagy népszerűségnek örvendenek a Nd-Fe-B (Neodímium-Vas-Bór) alapú mágnesek. Alkalmazásuk oka,

hogy a koercitív terük (H_{re}) 3-4 szerese és a remanens indukció (B_r) értéke is 20-30%-kal jobb. Alkalmazásuk hátránya, hogy a magas üzemi hőmérsékletre igen érzékenyek. Egy bizonyos pont felett a remanens indukció értéke véglegesen csökkenhet majd eltűnhet. Ezt a pontot Curie-pontnak nevezik. Szokásos értéke 250-300 °C körüli. A mágneseket lehűlés után egy erre kifejlesztett eszközzel újra felmágnesezhetők, de ezt általában csak kiszerelemmel lehet megoldani. Lemágneseződést okozhatja továbbá nagyobb értékű jellemzően zárlati áram is. [2][4]

2.2 Működési elve

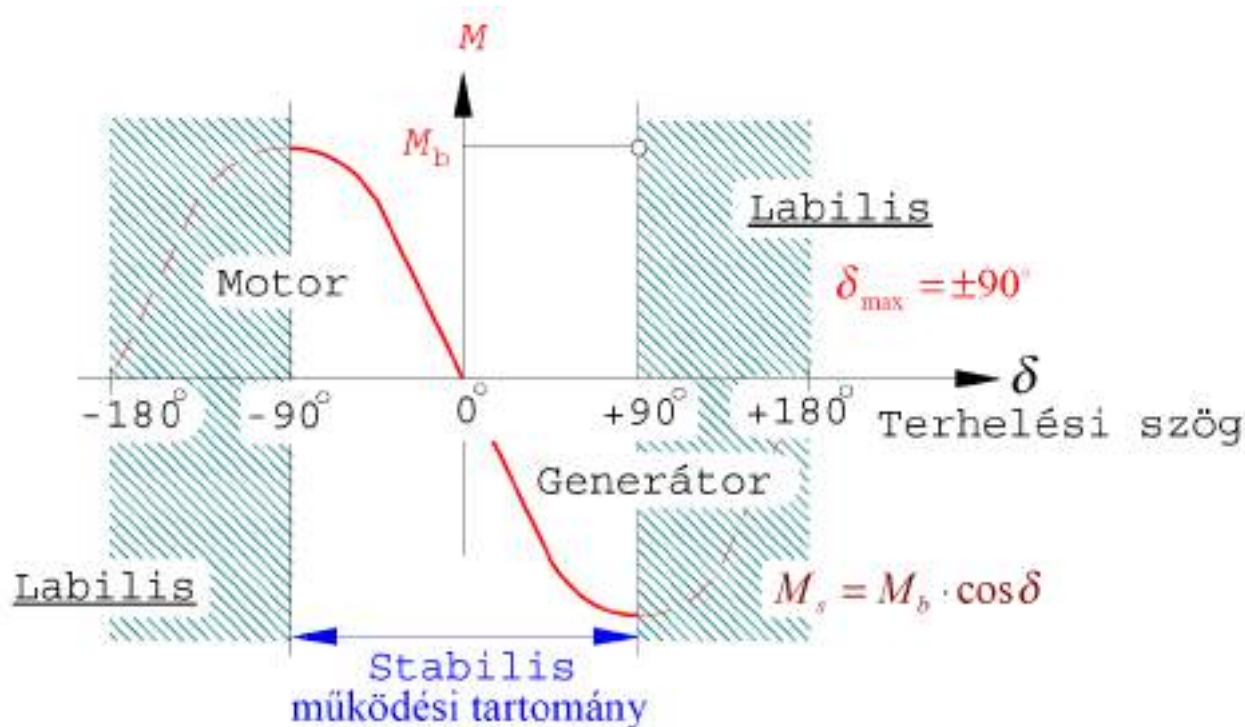
A motor nyomatékát az állórészben kialakuló forgó mágneses mező és a forgórészben található állandómágnesek indukció mezőjének kölcsönhatásából alakul ki. A három egymástól 120 fokban eltolt tekercselés és a három fázisú megáramlásból kialakuló váltakozó áramok hatására az állórészben forgó mágneses mező alakul ki. Ez a forgó mágneses mező adja a szinkron fordulatszámot, amit a forgórész állandó mágneses indukció mezője folyamatosan követ, de egy aszinkron motorral ellentétben folyamatosan szinkron fordulatszámon lemaradás nélkül forog. [2]

$$n_0 = \frac{60 \cdot f}{N} \quad (1)$$

Az n_0 szinkron fordulatszám, az f az állórészre kapcsolt feszültség frekvenciája és az N a motor póluspárjainak száma. Ebből látszik, hogy a szinkron motor fordulatszámát legegyszerűbben a rákapcsolt feszültség frekvenciájával lehet. A forgórész egy bizonyos szögeltéréssel de ugyan ezen a frekvencián forog. Az állórész forgó mágneses mezőjének és a forgórész mágneses mezőjének szögeltérése alapján meghatározható, hogy milyen üzemben dolgozik és az a munkapont mennyire stabil. A 3. ábrán látható, hogy stabil működési tartománya egy szinkron gépnek -90° és $+90^\circ$ közötti szögeltérés esetén stabil a működés. 0° és -90° tartományban motor üzemben dolgozik, míg 0° és $+90^\circ$ generátoros üzemben. Ezeken a tartományokon kívül a gép nem képes üzemszerűen működni. [2]

Indításkor gondoskodni kell arról, hogy az állórész és a forgórész közötti szögeltérés ne legyen nagyobb mint 90° , ezért a motor üzemeltetéséhez pozíció érzékelők szükségesek. A szinkron motorok az aszinkron motoroktól eltérően nem képesek segédberendezések nélkül elindulni. [2]

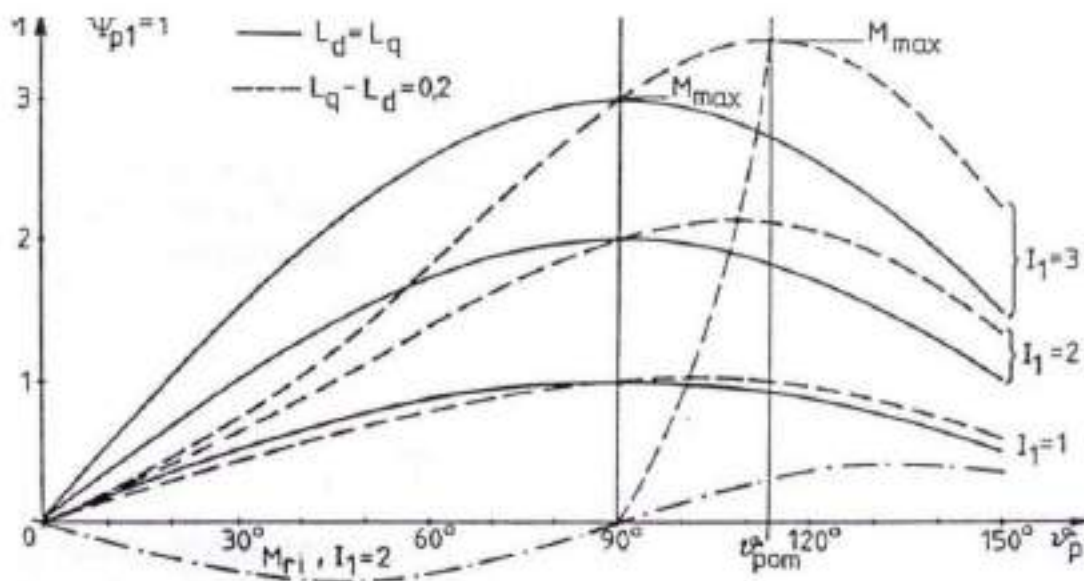
A 3. ábrán látható jelleggörbe egy olyan szinkron géphez tartozik, ahol L_d és L_q induktivitások megegyeznek.



3. ábra. Szinkron motor működési tartományai

Eltérő L_d és L_q értékek esetén a motorban létrejön egy úgynevezett reluktancia nyomaték, ami módosítja a gép maximális nyomatékának értékét és a stabilitási tartományt. A 4. ábrán egy $L_q > L_d$ eset látható, amikor a reluktancia nyomaték kitolja a működési tartomány határát. [2]

Fordított esetben az eredő nyomaték maximuma a 0° -hoz közelebb kerül és így a stabilitási tartomány is csökken. [2]

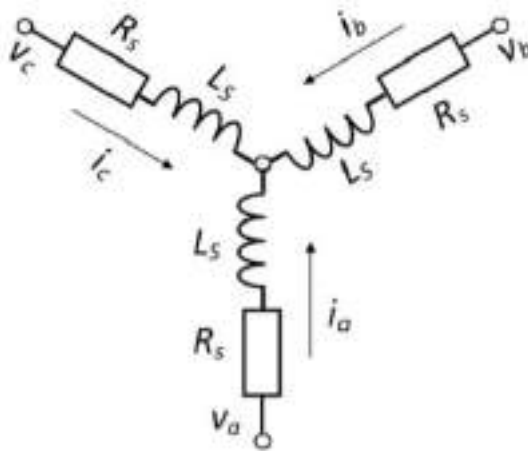


4. ábra. Reluktancia nyomaték

2.3 Matematikai modellek, számítások szinkron gépekhez

A villamos gépek irányítására használt modellezés az ún. csatolt körös modell. Ez a modell a gép fázisonkénti feszültségeit írja le, úgy hogy magába foglalja a tekercsek áramait, ohmos ellenállását, ön és kölcsönös induktivitásokat, valamint a forgórész mágnesének fluxusváltozásaiból származtatható indukciókat is. [3]

Az állórész villamos modelljének megalkotására az 5. ábrán látható kapcsolás szolgált alapul.



5. ábra. Állórész villamos modellje.

Villamos modell alapja egy csillag kapcsolásban elrendezett háromfázisú hálózat. A csatolt körös modellben ezt az elrendezést kiegészítve a forgórész mágnesek hatásaival, az alábbi egyenletekhez vezet. [3]

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & L_m & L_m \\ L_m & L_s & L_m \\ L_m & L_m & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} - \omega_e \cdot \Psi \cdot \begin{bmatrix} \sin(\varphi_e) \\ \sin\left(\varphi_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\varphi_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2)$$

ahol az u_a , u_b , u_c az egyes fázisfeszültségek, az i_a , i_b , i_c az egyes fázisáramok, az R_s a fázisok ellenállása, az L_s tekercseként az egyes fázisok öninduktivitása, ω_e a forgórész szögsebessége (φ_e értékéből számítva), φ_e a forgórész szöghelyzete az állórészhez viszonyítva, Ψ pedig az állandómágnesek fluxusa. Képletekből látható, hogy az egyszerűsítés kedvéért az egyes fázistekercsek ellenállása, ön- és kölcsönös indukciója, valamint az állandómágnesek fluxusa

szimmetrikus állórészű, hengeres elrendezésű gépet feltételez. [3]

A 2. képletek három egymástól 120°-ban eltérő forgó vektort eredményeznek, amik alapján nehéz lenne egy szabályozási kör tervezése, ezért két féle koordináta transzformáció (Clark és Park) elvégzése szükséges. [3]

2.3.1 Clark transzformáció

A meglévő háromfázisú mátrixot szorozva a Clark transzformációs mátrixszal, két ω_e szögsebességgel forgó fázisvektort eredményez, amik egymástól 90° fáziseltéréssel helyezkednek el. α fázis egybeesik a transzformáció előtti a fázisvektorral, β fázis pedig 90°-al eltolva helyezkedik el.

A Clark transzformációs mátrix a 3. egyenletben látható.[3]

$$C = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

2.3.2 Park transzformáció

Clark Transzformáció elvégzése után, a kapott egyenletek még mindig nehezen kezelhetőek ugyanis két szinuszosan váltakozó vektor az eredménye, emiatt a Park transzformáció alkalmazása válik szükségessé. Alkalmazásának előnye, hogy az eddigi forgó vektorokat egy megegyező szögsebességű forgó koordináta rendszerben értelmezzük. Az így kapott egyenleteket egy adott időpillanatban vizsgálva két konstans vektort kapunk eredményül. [3]

Park transzformáció a 4. egyenletben látható, ahol φ_e a motor forgórészének pillanatnyi szöghelyzete az állórészhez viszonyítva.

$$P = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_e) & \sin(\varphi_e) & 0 \\ -\sin(\varphi_e) & \cos(\varphi_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

A két koordináta transzformációkat és az inverz transzformációkat az alábbi képletekkel végezhetők el. [3]

$$i_{d,q,0} = P \cdot C \cdot i_{a,b,c} \quad (5)$$

$$u_{d,q,0} = P \cdot C \cdot u_{a,b,c} \quad (6)$$

$$i_{a,b,c} = C^{-1} \cdot P^{-1} \cdot i_{d,q,0} \quad (7)$$

$$u_{a,b,c} = C^{-1} \cdot P^{-1} \cdot u_{d,q,0} \quad (8)$$

2.3.3 Az egyenletek formája forgó koordináta-rendszerben

A (2) egyenletrendszerre végzett koordináta-transzformáció elvégzése után a forgó koordináta-rendszerben az alábbi képletekre módosul. [3]

$$L_d \cdot \frac{di_d}{dt} = -R_s \cdot i_d + N \cdot \omega \cdot i_q \cdot L_q + u_d \quad (9)$$

$$L_q \cdot \frac{di_q}{dt} = -R_s \cdot i_q + N \cdot \omega \cdot (i_d \cdot L_d + \Psi) + u_q \quad (10)$$

$$L_0 \cdot \frac{di_0}{dt} = -R_s \cdot i_0 + u_0 \quad (11)$$

Az áramok meghatározása után és L_d , L_q induktivitások ismeretében kiszámítható a forgórészre ható nyomaték értéke az alábbi (12) képlet felhasználásával. [3]

$$M = \frac{3}{2} \cdot N \cdot (\Psi \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) \quad (12)$$

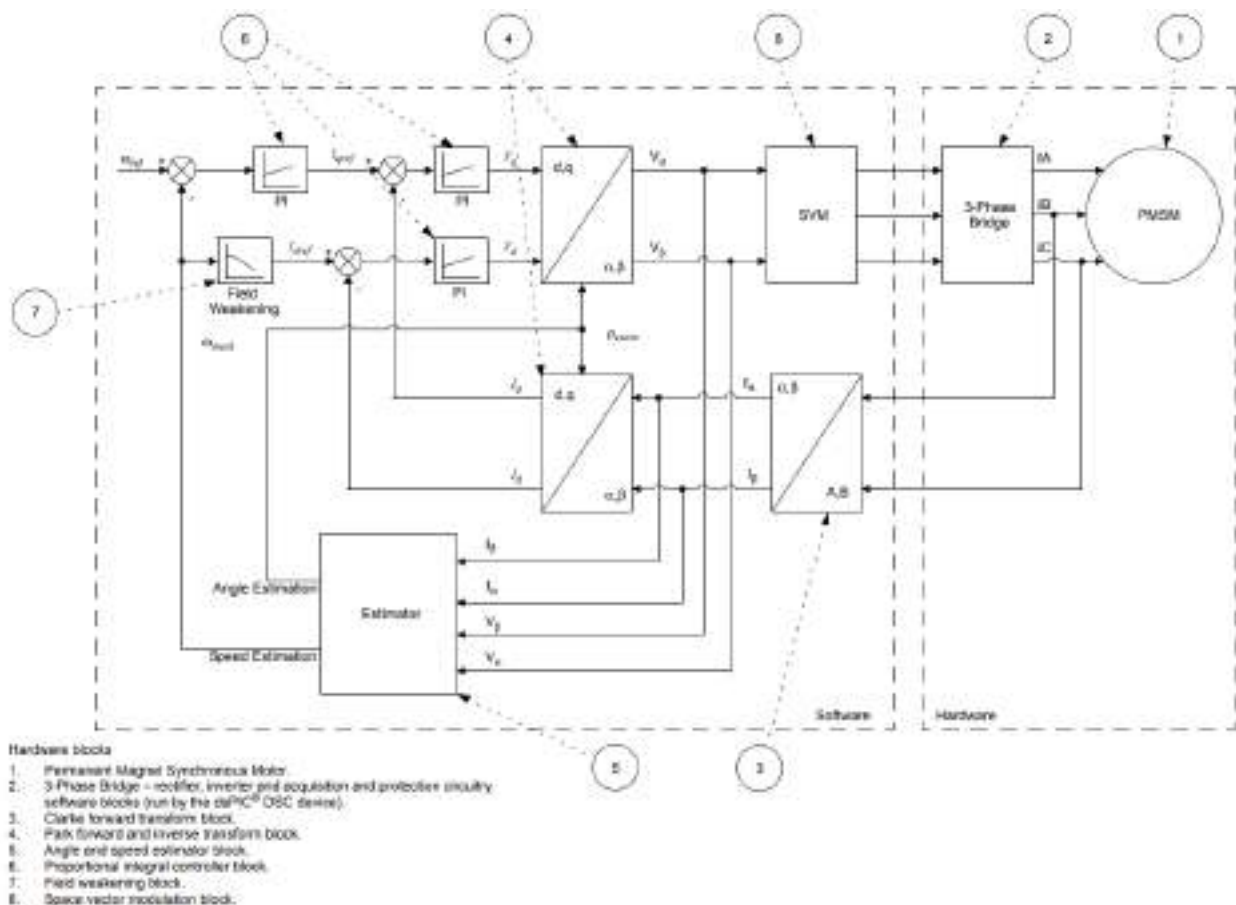
Látható, hogy a szinkron gép nyomatékát erősen befolyásolja az N póluspárok száma, valamint az i_q irányú áramkomponens. A képletből látható, hogy ha L_d egyenlő L_q értékével, akkor a nyomaték szabályozás csak i_q áramtól függ, i_d komponens nem befolyásolja a nyomaték értékét. [3]

2.4 Mezőorientált szabályozás

Mezőorientált szabályozás alkalmazásakor a már bemutatott koordináta-transzformációk elvégzése után kapott egyenletek i_d és i_q fázisáramát használjuk szabályozás elvégzéséhez. A szabályzás közvetve a motor forgó koordinátarendszerének meghatározott, kötött komponensein keresztül hajt végre sebesség és nyomaték szabályozást. [3][5]

Ezzel a módszerrel az áramreferenciákat egyenáramhoz hasonló vezérlőjelekkel szabályozható, így a hagyományos PI vagy PID szabályozás megvalósítható. Szabályozás megalkotása során azonban alkalmazni kell pozíció, illetve sebesség érzékelőket. A PI, PID szabályozók megalkotásához csak a lineáris komponensekre lehet szabályozót készíteni. A nem lineáris komponenseket ilyenkor külön kell választani és nem kell figyelembe venni. [3][5]

Az FOC (mezőorientált szabályozás) elvi blokkvázlata a 6. ábrán látható.



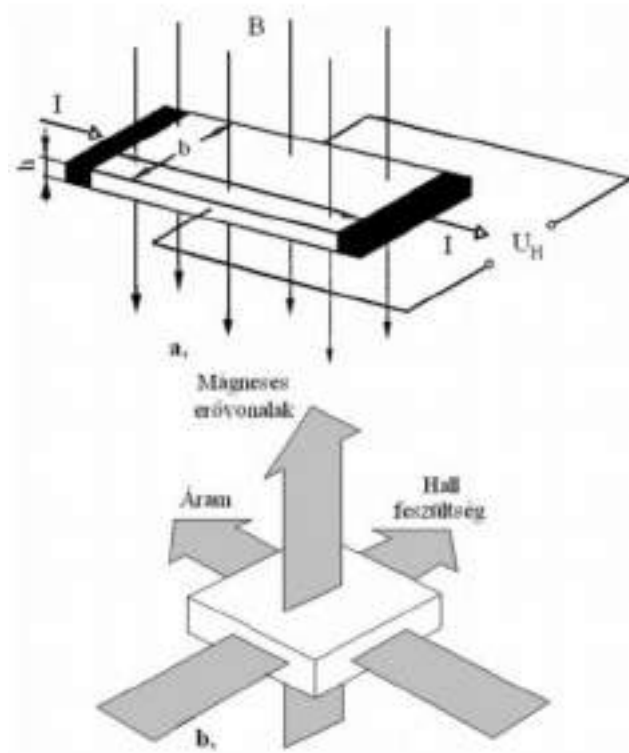
6. ábra. FOC elvi felépítése

3. Érzékelők

Mérendő fizikai, kémiai, fizikai-kémiai mennyiségek feldolgozására a leghatékonyabb megoldás, ha villamos jelek formájában történik a mennyiség feldolgozása, ugyanis ebben a formában sokkal kezelhetőbb, biztonságosabb és gyorsabb a mérendő mennyiség értelmezése. Azokat az eszközöket, amelyek valamilyen fizikai mennyiséget alakítanak át egy másik típusú mennyiséggé, azokat jelátalakítóknak (szenzoroknak) nevezzük. Az átalakítandó jel formája egy mérendő mennyiség és az átalakítás során egy másik dimenziójú mennyiséget kapunk, akkor mérőátalakítókról beszélünk.[6]

3.1 Hall szenzor

Hall elemes átalakítók feltalálását Edwin Herbert Hall amerikai fizikusnak köszönhető, aki 1879-ben észlelte a róla elnevezett jelenséget. Egy vezető hasábon átfolytatott áram és a hasábot merőlegesen metsző $\mathbf{B}$ indukcióvonalak kölcsönhatásából adódó jelenség a Hall-effektus. A két mennyiség kölcsönhatása folyamán a vezető hasáb szélei között feszültség különbség lép fel és mértéke függ az indukció mértékétől. Ez a jelenség azzal magyarázható, hogy a vezetett áram hosszirányú elektronmozgását, illetve lyukvezetés szempontjából a lyukak mozgását befolyásolja a mágneses indukció mértéke. [6]



7. ábra. Hall elem elvi működése

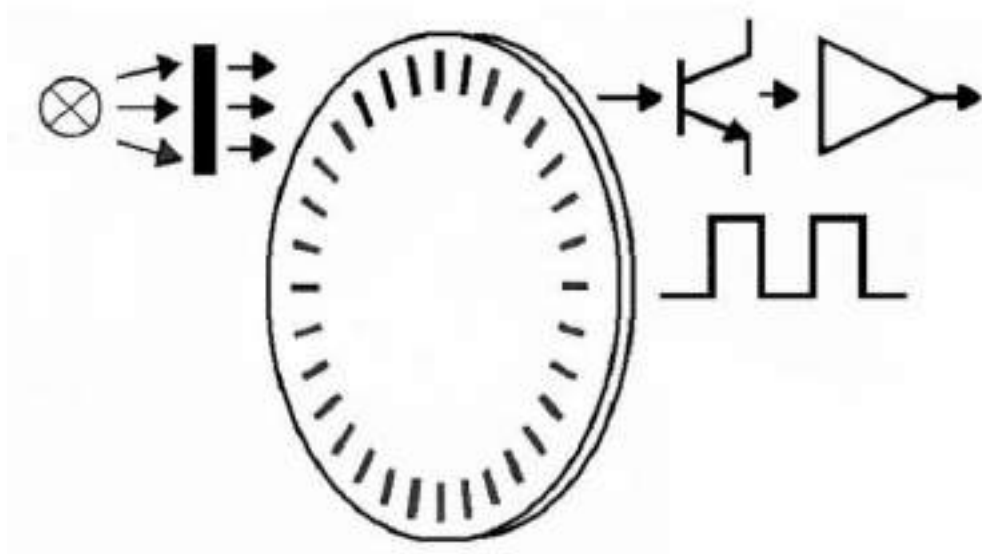
3.2 Optikai elven működő inkrementális forgó jeladó

Inkrementális jeladók belső felépítése szerint áll egy fényforrásból (általában LED), egy forgó tárcsából, ami sugár irányban barázdált szerkezetű és egy fényérzékeny szenzorból. A fényforrásból érkező fény áthalad a forgó tárcsa sugárirányban barázdált rései között megvilágítva ezzel a fényérzékeny szenzort. Elmozduláskor a barázdák kitakarják a szenzor, ezzel észlelhetővé válik az elmozdulás. A kimeneti jelformáló berendezés a fényérzékeny jeladóból érkező jeleket négyszögjelre formálja. A forgó jeladó felbontása attól függ, hogy a tárcsán elhelyezett barázdák száma mekkora, így az elfordulásból kialakuló jel frekvenciája a tárcsa felbontásából és a tárcsa forgási sebességétől függ. Egy napjainkban elkészített kémiai eljárással létrehozott tárcsán akár tízezerszeres felbontás is lehetséges, ez azt jelenti, hogy akár $0,036^\circ$ -os felbontás is elérhető. [6]

Ahhoz, hogy egy inkrementális forgó jeladóval ne csak az elfordulás mértékét, hanem annak irányát is lehessen detektálni, szükséges több csatorna kiépítése. Napjainkban gyártott inkrementális jeladók többsége ezen az elven működik. A jeladó A és B csatornája között 90° -os fáziseltérés detektálható, attól függően, hogy melyik csatorna jele észlelhető hamarabb. [6]

Gyakran előfordul egy olyan csatorna kiépítése, ami a teljes körül fordulásokat számát hivatott

mutatni, valamint minden csatorna jelének inverzét is kivezetik az ipari zavarvédelem érdekében. [6]



8. ábra. Inkrementális jeladó

4. Autó iparban használt buszrendszerek

Napjainkban az autóiparban egyre szélesebb körben jelentkeznek a megszokott vezérlési és biztonsági rendszerek mellett a kényelmi funkciókat betöltő eszközök is. Megfigyelhető, hogy a perifériák számának és bonyolultságának növelésével a gépjárműben elhelyezett vezetérendszer bonyolultsága is egyre nőtt. Ezt kiküszöbölve fejlesztették ki a manapság egyre szélesebb körben alkalmazott busz hálózattokat, amik a perifériákhoz való kábelezés mértékét hivatottak csökkenteni. Lényege, hogy a járműben található perifériák egy közös vezetéken vannak összekötve és azon kommunikálnak egymással. Az esetleges meghibásodáskor általában csak egy egység esik ki a körből, így a többi periféria hiba nélkül funkcionálhat tovább. [7]

Autóiparban használt protokollok ismertebb típusai a CAN (Controlled Area Network), LIN (Local Interconnect Network), valamint a Flexray. Jelenleg a leginkább kiforrott és legszélesebb körben használt protokoll a CAN, amelyet 1983-ban fejlesztettek ki és napjainkig nagy népszerűségnek örvend. Átviteli sebességét tekintve azonban a mai technológiákat nem minden esetben képes kiszolgálni. Gyakran előfordul, hogy egy járművön belül több különálló hálózat is kiépítésre kerül. [7]

A nagyobb átviteli sebesség érdekében jelent meg a FlexRay, amely 2008-ban jelent meg

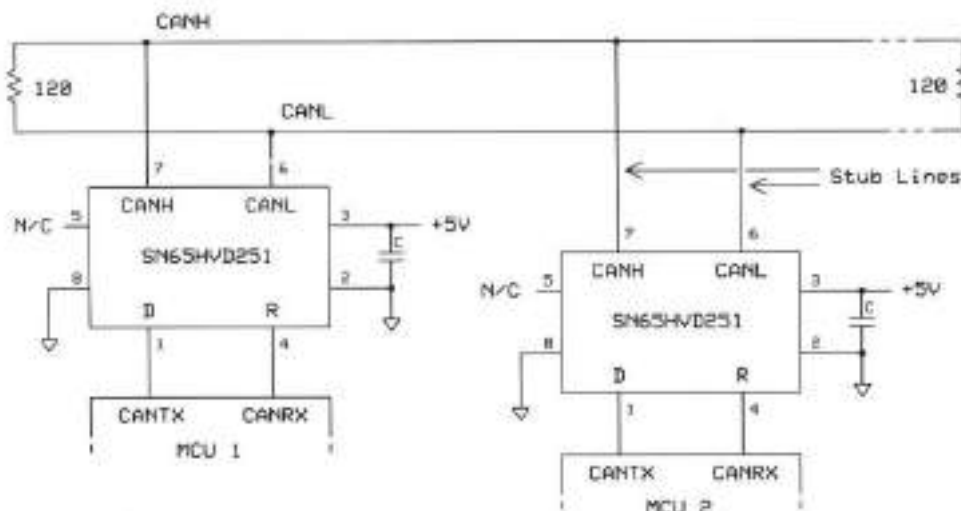
elsőnek gyártásban és a CAN hálózat 1Mbit/s-os átviteli sebességéhez képest 10Mbit/s-os átvitel elérhető. Hátránya, hogy kiépítése költséges ezért nem minden esetben jobb megoldás. [7]

4.1 CAN (Controlled Area Network)

A CAN rendszer megalkotását a Bosch cég 1983-ban alkotta meg az autóiparban alkalmazott kommunikáció szabványosítására. Eredetileg autóipari felhasználásra szánt szabvány később elterjedt egyéb ipari alkalmazásokban is mint például háztartási gépek elektronikai egységeként. Kiválóan alkalmas, olyan környezetekben, ahol az elektromágneses zaj mértéke magas, valamint alkalmas valós idejű rendszerek működésében és intelligens érzékelők hálózati alkalmazására. [7]

Felépítését tekintve a CAN egy kétvezetékes aszimmetrikus busz topológiájú rendszer, amire az egyes perifériák soros vonalon kapcsolódnak. Vezetékek kialakítása szerint minden esetben sodrott érpárú és felhasználási körülményeket tekintve tartalmazhat árnyékolást is. A vonalra minden eszköz egy úgynevezett CAN transceiver áramkörrel kapcsolódik, ami illeszti az eszközt a busz szabvány szerinti differenciális jeleire, továbbá gondoskodik az esetleges ütközések elkerüléséről. [7]

CAN fizikai felépítését a 9. ábrán látható.



9. ábra. CAN busz felépítése

A busz felépítésénél gondoskodni kell impedancia illesztésről, amit a vezetékrendszer két végén lévő 120Ω-os ellenállás beépítésével valósítható meg. A perifériák a két lezárás közötti vezetékszakaszon csatlakozhatnak a buszra. Az átviteli sebességet befolyásolja a vezetékezés és az adóvevő áramkörök válaszideje. Átviteli sebesség maximuma 1Mbit/s lehet 30m-es vezetékszakaszig. Az átviteli eljárás fizikai paraméterezése az ISO11898-as szabványban van definiálva. A maximális

kábelhossz egy CAN hálózat esetén 1000m, ahol az átviteli sebesség már csak 62,5kbit/s. [7]

A CAN üzenet, mint ahogy az más soros átviteli rendszer esetén is, keretrendszer felépítésű és benne a bitsorozatok mezőkre tagoltak, funkcionalitás szerint. A busz alaphelyzetben magas szinten (1) van, amit a kezdeményező periféria alacsony (0) szintre húz. A szintváltásra a többi eszköz elkezd figyelni a vonalat, valamint megkezdik a szinkronizálási folyamatokat az adó egységgel. A szinkronizálás már a START bit lefutó élére elindul, de szükséges lehet az üzenet tartama alatt is folyamatos szinkronizálásra. [7]

Esetleges ütközések elkerülése végett a CAN protokoll tartalmaz egy prioritási mezőt (Arbitrációs mező), amiben definiálva van az üzenet fontossága. A döntési bitmező értéke minél kisebb, annál nagyobb a buszhasználati jog. A CAN protokoll nem tartalmaz külön címezési bitmezőt, ezért az egyes szereplők minden üzenet tartalmát rögzítik és csak a beérkezett üzenet nyugtázásakor vizsgálják meg az üzenet valódi címzettjét. A valódi címzett száma is az arbitrációs mező 11-29 darab bitjében van kódolva indirekt formában. Az arbitrációs bitmezőt egy RTR (Remote Transmission Request) bit zárja, ami adattovábbítás esetén alacsony (0) értékű, míg adatkérelem esetén magas (1).

A döntési bitmezőt követő 6 bit az ellenőrző (Control) biteknek van fenntartva. Ez a bitmező tartalmazza a rendszer kódokat, valamint az adatmező tartalmából képzett összegkódokat. Az adatmező hosszának megadásához elegendő 4 bit érték, mivel 0-8 byte között változhat egy CAN adatmező kitöltése. A fennmaradó 2 bit közül az első az IDE, ami meghatározza, hogy a standard CAN2.0A 11 bites arbitrációs mezőjű, vagy a kiterjesztett CAN2.0B kiterjesztett 29 bites arbitrációs mezőjű CAN van használatban. A második bit egy fejlesztésre fenntartott r0 bit, ami későbbiekben bírhat majd jelentőséggel. Jelenleg domináns, azaz alacsony (0) értéket mutat. Az ellenőrző bitmező hibafelismerési funkciót lát el, ugyanis minden résztvevő összehasonlítja az adatmező hosszával és esetleges eltérés esetén észlelhetik a hibás adatküldést. [7]

Ellenőrző mezőt követlen követő 0-64 bit az adatmező (Data bits) követi, amelynek hossza maximum 8 byte, de azon belül nincs meghatározva, hogy mekkora lehet az adat hossza. Egy adatkérési művelet esetén az adatmező 0 byte, míg egy adatküldés 0-tól eltérő, de maximum 8 byte hosszú lehet. Ezek alapján belátható, hogy egy üzenet küldési ideje eltérő lehet üzenetenként. A tapasztalatok azt mutatják, hogy egy üzenet hossza általában 2-4 byte hosszú. [7]

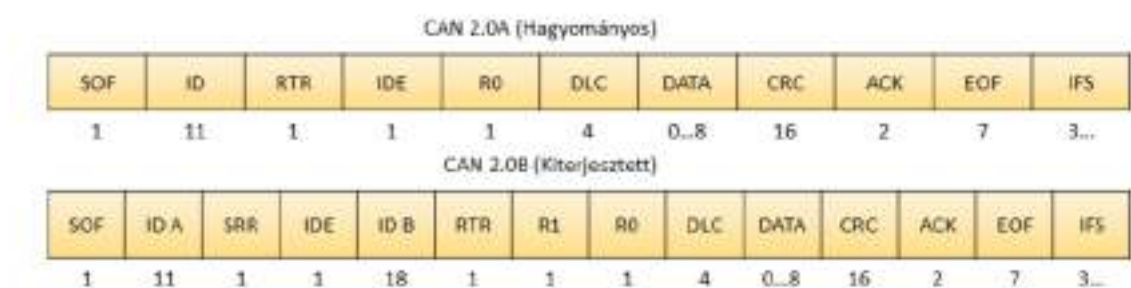
A következő 15+1 mező szolgál a ciklikus redundancia (Cyclic Redundancy Check) vizsgálatához, amit minden esetben az adó hozza létre az üzenet bitmezői alapján hibajelzési céllal. Vevőnek össze kell hasonlítani a kapott üzenettel és egyenlőtlenség esetén jeleznie kell a hibás adatátvitelt.[7]

Mint a legtöbb soros kommunikációs protokoll esetén, itt is szükséges egy nyugtázó (Acknowledgement) üzenet, amivel a vevő jelzi az adónak, hogy az üzenet megérkezett. A nyugtázó

üzenet 1+1 bitből épül fel és a vevő ebben az üzenetben nem csak azt jelzi, hogy megérkezett az adatcsomag, hanem választ ad a sikeres átvitelről is. Sikertelen átvitel esetén az adó ezt érzékeli és megpróbálkozik az üzenet újbóli elküldésével. [7]

Az üzenetet egy EOF (End of Frame) bit jelzi. A vevő ebből az üzenetből észleli, hogy véget ért az üzenet. Az üzenet vége jelzést követően legalább három bitidőnyi szünet szükséges, hogy az üzenet eltárolásra és feldolgozásra kerüljön. Ezt az időt a következő üzenet átvitelének indításáig feltétlen meg kell várni, amit egy szünet (Interframe Space) mező biztosít. [7]

Egy standard és egy kiterjesztett CAN üzenet felépítése látható a 10. ábrán.

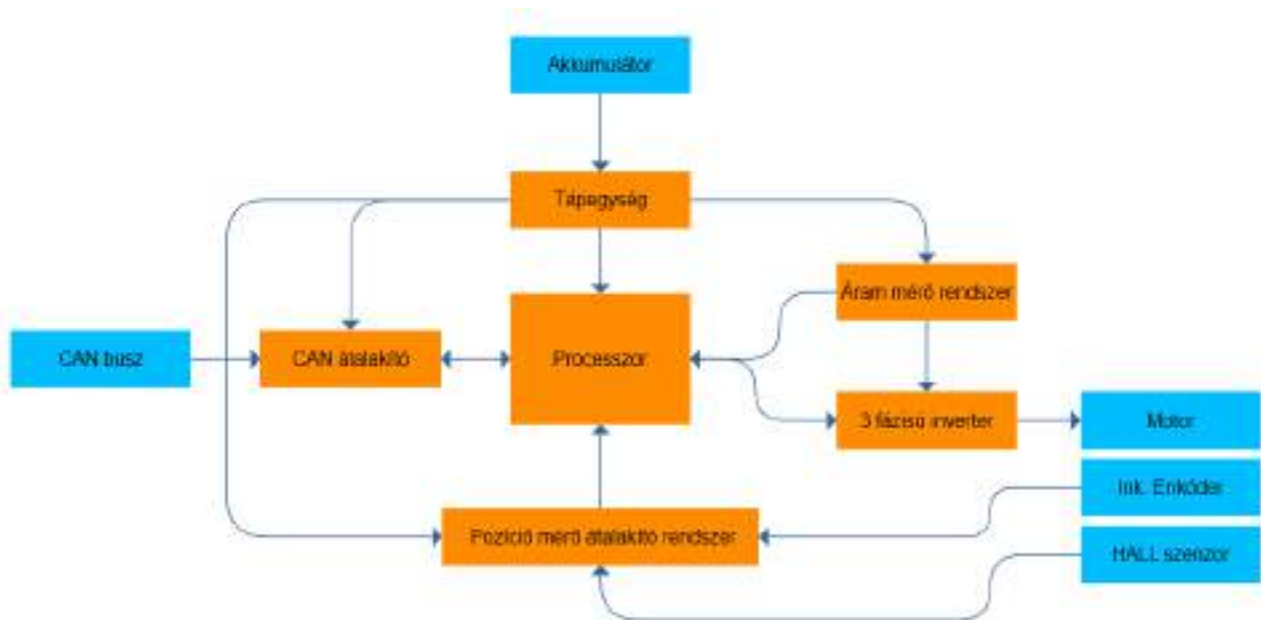


10. ábra. CAN üzenet felépítése

5. Motorvezérlő fő egységei, blokkvázlata.

A motorvezérlő hierarchikus felépítését a 11.ábra alapján készítettem el. Jól látható rajta az egyes elemek kapcsolata és az alárendeltségi szintek. Külön kiemelttem azokat az elemeket, amik nem része a vezérlő áramkörnek, de a megértés szempontjából nélkülözhetetlen az ábrán való feltüntetésük.

Az egyes csatlakozások és jelző berendezések helyzetét későbbiekben a komponensek ismertetésekor részletezem a kiválasztásuk szempontjaival együtt.



11. ábra. Motorvezérlő felépítése

Tervezés első fázisában megvizsgáltam csapatban jelenleg használt PMS motor típusát és annak fő jellemzőit. Ezek alapján először a kimeneti végfok méretezésével kezdtem, ami egy három fázisú félhidas elrendezésű áramkör. Megtervezésekor figyelembe vettem a motor fogyasztását és a verseny közben esetlegesen fellépő, ámbár szükséges névlegesnél nagyobb nyomatékok végett túlméretezéssel élve alkottam meg.

A motor nyomatékszabályozásához nélkülözhetetlen egy olyan három fázisú árammérő rendszer, amely folyamatos időben méri a motor aktuális fogyasztását és erről pontos adatokat szolgáltat a mikrokontrollernek. Értelmszerűen a megalkotásához ismerni kell a kimeneti inverter paramétereit ezért ennek tervezése közvetlen követte a kimeneti végfokot.

A szabályozó használatához nem csak a motor áramát, de a pontos pozícióját is ismerni kell. A pozíciók folyamatos detektálásához két szenzor típus használata szükséges. Az egyik egy inkrementális forgó jeladó a másik hall szenzorok. A motorvezérlő kikapcsolt állapotban nem képes az inkrementális jeladóról megállapítani a motor pozícióját, ezért szükséges két féle szenzor alkalmazása.

A hall szenzorok az indításkor lemérik a motor tengelyében elhelyezett állandómágnesek helyzetét, míg az inkrementális jeladó menet közben folyamatosan figyeli a motor tengelyének elmozdulását. A szenzorokat a motor belsőjében, illetve a tengelyre felszerelve a gyártó cég már elvégezte, ezért azokról gondoskodni nem kellett. A szenzorok megtáplálásáról gondoskodni kell és a vett jeleket illeszteni kell a mikrokontroller bemeneteire.

A CAN átalakító arról gondoskodik, hogy a mikrokontroller soros kommunikációs jeleit alakítsa át a buszrendszer differenciális jeleivé. Tartalmazza továbbá a CAN busz 120Ω végponti impedancia illesztését. Az esetleges változtatások esetén ezt az ellenállást ki lehet cserélni egy nagy értékű ellenállásra, ha más alkalmazásban lenne a busz használva.

A mikrokontroller kiválasztásánál fontos szempont volt, hogy rendelkezzen három olyan PWM kimenettel, ami kettős differenciális alakban formálja meg a vezérlő jelet, továbbá rendelkezzen a megfelelő számú ki- és bemenettel a perifériák használatára, vezérlésére. Rendelkezzen elegendő I/O bemenettel az inkrementális szenzor olvasásához és elegendő mennyiségű, felbontású analóg-digitális átalakítóval a hall szenzorok mérési eredményeinek detektálásához. Továbbá rendelkezzen a megfelelő interfész technológiával, ami jelen esetben a CAN2.0-s soros protokoll.

Választásom a Microchip Technology által gyártott PIC32MK családra esett, ami a 32 bites architektúrájú kimondottan motorvezérlésre és ipari vezérlőrendszerekre fejlesztett termékcsalád.

Minden egység igényel különálló megtáplálást a saját feszültség szintjének és fogyasztásának megfelelően. Erről gondoskodik a tápegység, amit úgy alkottam meg, hogy a közel maximális hatásfokon üzemeljenek a benne található konverterek. Ez úgy érhető el, hogy a konverter terhelését folyamatosan közel maximálisan ki kell használni, ugyanis a legtöbb DC/DC konverter hatásfoka ezeken a pontokon a legmagasabb.

6. Háromfázisú félhidas teljesítmény kimenet

A tervezés kiindulásakor megvizsgáltam a felhasznált motort, ami egy Allied motion quantum QB3403-as típusú három fázisú és hat pólusú állandómágneses szinkron motor. Adatlapja alapján ez a motortípus 16,7A névleges áramfelvétellel rendelkezik, de csúcserőben 91A-es terhelést is képes elviselni egy rövid ideig. Ezt figyelembe véve és az esetleges későbbi méretváltoztatási lehetőségekre nézve, olyan n- csatornás MOSFET típust választottam, ami ezeket az áramfelvételeket tudja. A vezetett veszteségek minimalizálására az $R_{ds(on)}$ ellenállása értékét a lehető legkisebbet választottam, valamint olyan típust kerestem, amivel a kapcsolási idő is a lehető leggyorsabb lehet, a kapcsolási veszteségek minimalizálására.

Választásom a Vishay Siliconix SUM70040E típusára esett, ami akár 120A-es áramot is képes elviselni 100V U_{DS} feszültség mellett. Vezetett ellenállása igen kicsi, tipikusan 3,2-3,5m Ω és a ki és bekapcsolási ideje is kedvező, tipikusan 15, illetve 55ns körüli. Természetesen ahhoz, hogy ezt a kapcsolási sebességet ki lehessen nyerni belőle, el kell látni úgynevezett Gate meghajtó áramkörrel. Ennek méretezéséhez ismerni kell, hogy mennyi töltést kell a MOSFET Gate bemenetére juttatni a teljes bekapcsoláshoz.

A tranzisztor Gate Charge karakterisztikájából kiolvasható, hogy 50 U_{DS} feszültség mellett 15V-os vezérlő feszültséggel 100nC töltést kell biztosítani a tranzisztor Gate bemenetére a teljes nyitáshoz. Ezek alapján a vezérlő áram a következők szerint alakul.

$$Q = I \cdot t \quad (13)$$

Ahol a Q a töltések száma t a bekapcsolási idő I pedig a szükséges vezérlő áram.

A motor gyors kapcsolása miatt keletkező feszültség tönkre teheti a tranzisztort ezért a bekapcsolási időt nagyobbra választottam, pontosabban 35ns-ra.

$$I = \frac{Q}{s} = \frac{100nC}{35ns} = 2,86A \quad (14)$$

A 14-es egyenlet alapján a Gate kör ellenállása a következők szerint alakult.

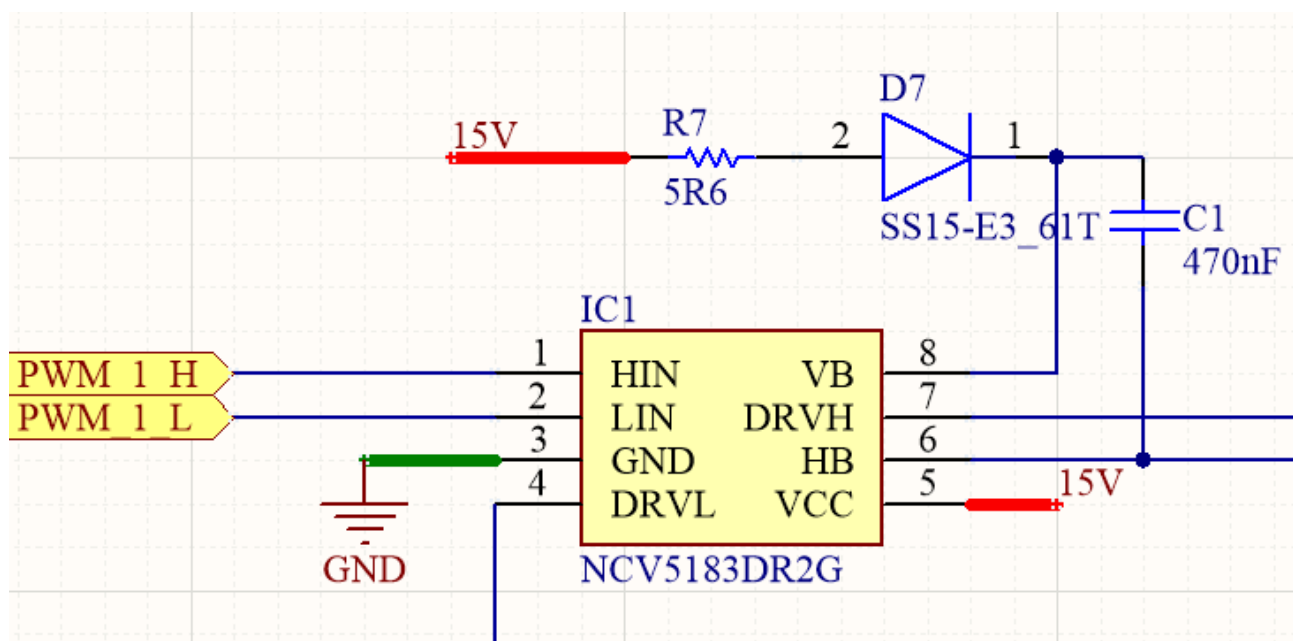
$$R = \frac{U}{I} = \frac{15V}{2,86A} = 5,24\Omega \quad (15)$$

Ebből az ellenállás értékéből kivonva a Gate hozzávezetési ellenállását, 2,24 Ω -os ellenállás beépítése szükséges. Mivel az eszköz ellenállása csak egy tipikus érték és minden darab esetén eltérő lehet ezért egy szabványos értékre kerekítve 2 Ω -os elemet választottam.

A Gate meghajtó áramkör kiválasztásakor figyelembe vettem, hogy 3A körüli áramot tudjon kapcsolni, képes legyen magas oldali vezérlésre, valamint tudja a mikrokontroller differenciális PWM vezérlőjeleit fogadni. Ezek alapján a választásom az ON Semiconductor NCV5183 típusú eszközére esett, mivel maximálisan 4,3A töltőáramot tud szolgáltatni.

Ennél az eszköznél a magas oldali tranzisztorok vezérléséhez külön úgynevezett bootstrap áramkör tervezése szükséges. Ez azért fontos mert a felső oldali tranzisztor Source kivezetése nem közvetlenül a tápegység negatív pontjához kapcsolódik és előfordulhat, hogy nullától különböző értéken van (lebegő pont).

Bekapcsoláshoz elő kell állítani az $U_{GS(th)}$ értéknél magasabb feszültség szintet. Erre szolgál a bootstrap áramkör, amit a 12. ábrán szemléltetek.



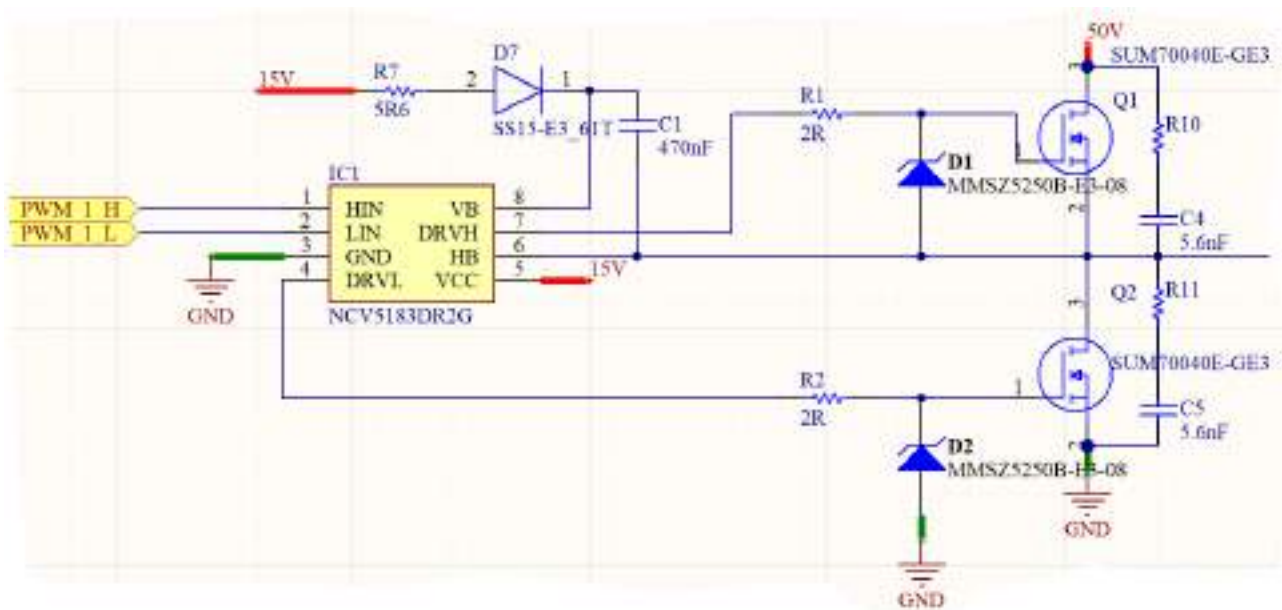
12. ábra. Bootstrap áramkörrel ellátott Gate vezérlő

A kapcsolás paraméterezésekor figyelembe vettem a tranzisztor bekapcsolásához szükséges 100nC töltés mennyiséget és ez alapján számítottam ki az egy bekapcsoláshoz szükséges kapacitást, ami a következők alapján alakul.

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{100nC}{15V} \approx 7nF \quad (16)$$

Azzal a céllal, hogy a kondenzátoron ne jelenjen meg jelentős feszültség esés, ezért ezt az értéket jóval a számított érték fölé méreteztem. A gyakorlatban 100nF-1uF tartományban szokás méretezni.

Kondenzátor töltő áramát kiürített állapotban a Gate meghajtó áram értékéhez igazítva 3A-re választottam. Ezzel biztosítva azt, hogy a bootstrap áramkörben található kondenzátor a bekapcsolástól számított tranziens idő elteltével mindig feltöltött állapotban legyen.



13. ábra. Félhidas áramkör sematikus ábrája

A 13. ábrán a teljes, egy fázisra vonatkozó félhidas áramkör sematikus rajza látható. A D1 és D2 diódákat a tranzisztor Gate bemenetének védelmére láttam el 20V-os Zener diódákkal, ugyanis a tranzisztor gyártói specifikációi alapján ez az a feszültség, amit a Gate maximum el tud viselni.

Az R10 és C4, valamint az R11 és C5 komponensek egy úgynevezett Snubber áramkört valósítanak meg. Pontos paraméterezésükhöz az elkészített kapcsolással való mérések során lehetséges.

A C4 és C5 értékére egy jó közelítést ad, ha a MOSFET kimeneti kapacitásának kétszeresénél nagyobbra választjuk. Az általam választott tranzisztor kimeneti kapacitása megközelítőleg 2025pF. Az R10 és R11 ellenállásoknak egy általános 1210-es tokozást építettem be.

Ezt a kimeneti jelet közvetlenül hozzákötöm a mikrokontroller ADC bemenetére. Így folyamatosan detektálható a fogyasztás értéke, amire későbbiekben szükség lesz a szabályozó működéséhez.

A 14. ábrából még az is tisztán látható, hogy két általános műveleti erősítővel készítettem egy pozitív és egy negatív félhullámú komparátort, amit a mikrokontroller I/O bemenetére kötve egy biztonsági áramerősség limitet jelezhetek a mikrokontrollernek. A mikrokontroller programozásánál ezt figyelembe kell venni úgy, mint egy magas szintű biztonsági rendszer az eszközök védelmére.

A komparátor kalibrálását az IN3.3 referencia feszültséggel és az R2, R3, valamint R4, R5 ellenállások változtatásával kalibrálhatók. Továbbá az IN3.3 referencia feszültséggel beállítható az AD8205-ös műveleti erősítő kimeneti feszültségtartománya.

A 15. ábrán látható a sőtellenálláson folyó áram (kék színnel) és az AD8205 kimeneti feszültsége. Jól látható, hogy a jelen kapcsolás egy fázist nem fordító (nem invertáló) kimenetet valósít meg. Ez azt jelenti, hogy a bemeneti jel és a kimeneti jel között nincs fáziseltérés.

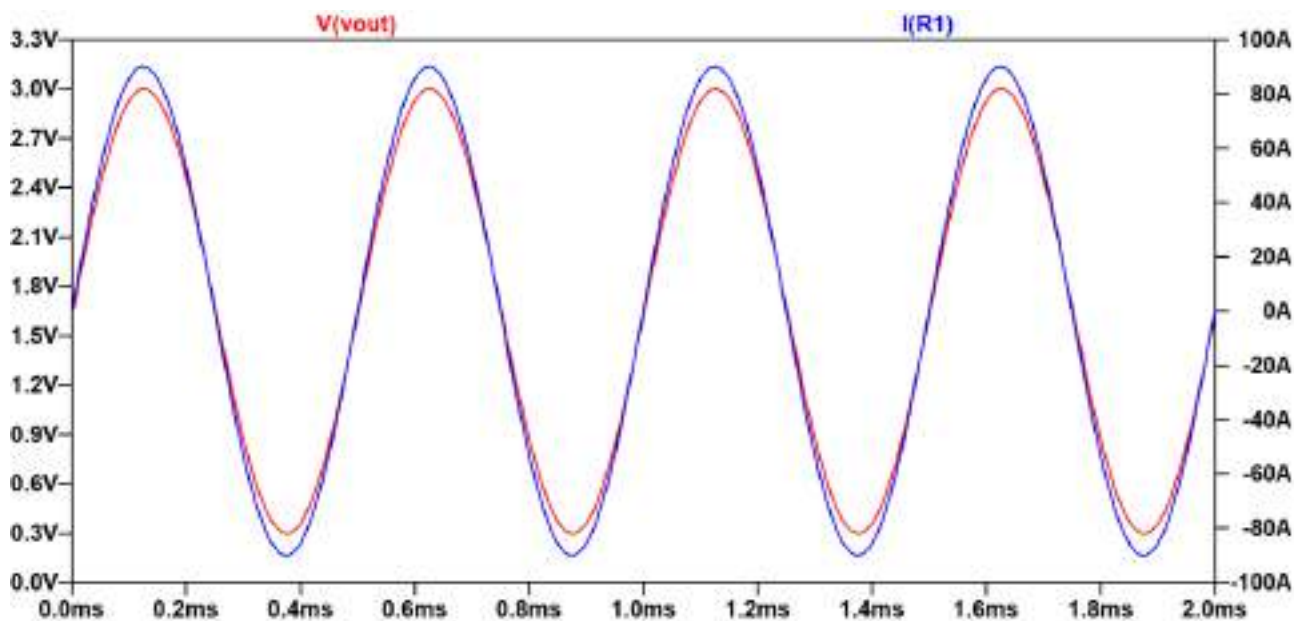
A bemeneti jel vizsgálófrekvenciáját 2kHz-re választottam, hogy megállapíthassam a komponensek válasz idejét.

A motor névleges fordulatszámából kiindulva, ami 1400 rpm és a póluspárok számából az alábbi képletekkel kiszámítottam a maximális frekvenciát.

$$n_0 = \frac{60 \cdot f}{N} \quad (18)$$

$$f = \frac{n_0 \cdot N}{60} = \frac{1500 \cdot 3}{60} = 75 \text{ Hz} \quad (19)$$

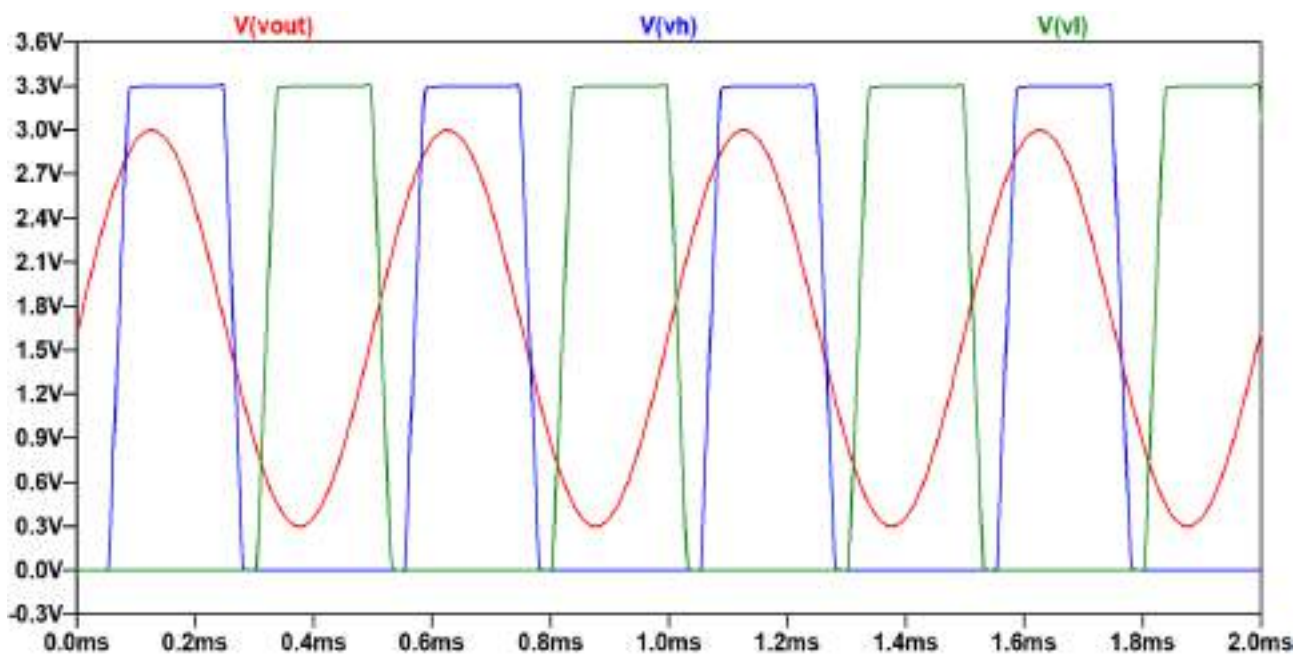
Látható, hogy a vizsgáló frekvencia jóval nagyobb, mint a tervezett eszköz valós frekvenciája, így megállapítható, hogy az eszköz alkalmas-e az alkalmazott frekvencián mérések elvégzésére.



15. ábra. Áramerősség mérő szimulációja

A 16. ábrán látható a komparátor áramkör kimenetei és a folyamatos jel kimenetének viszonya. A magasabb vizsgáló frekvencia miatt a komparátor áramkörök válasza $45\mu\text{s}$ -al késik a referencia jellel beállított jelszinthez képest, ami ezen a frekvencián már számottevő késésnek számít, de jól láthatóan a kimeneti jelalak még mindig alkalmas digitális jelként való használatra.

Az alkalmazott frekvencia tartományban a késés elhanyagolható mértékű.



16. ábra. Komparátor áramkörök és a folytonos jel kimeneteinek viszonya.

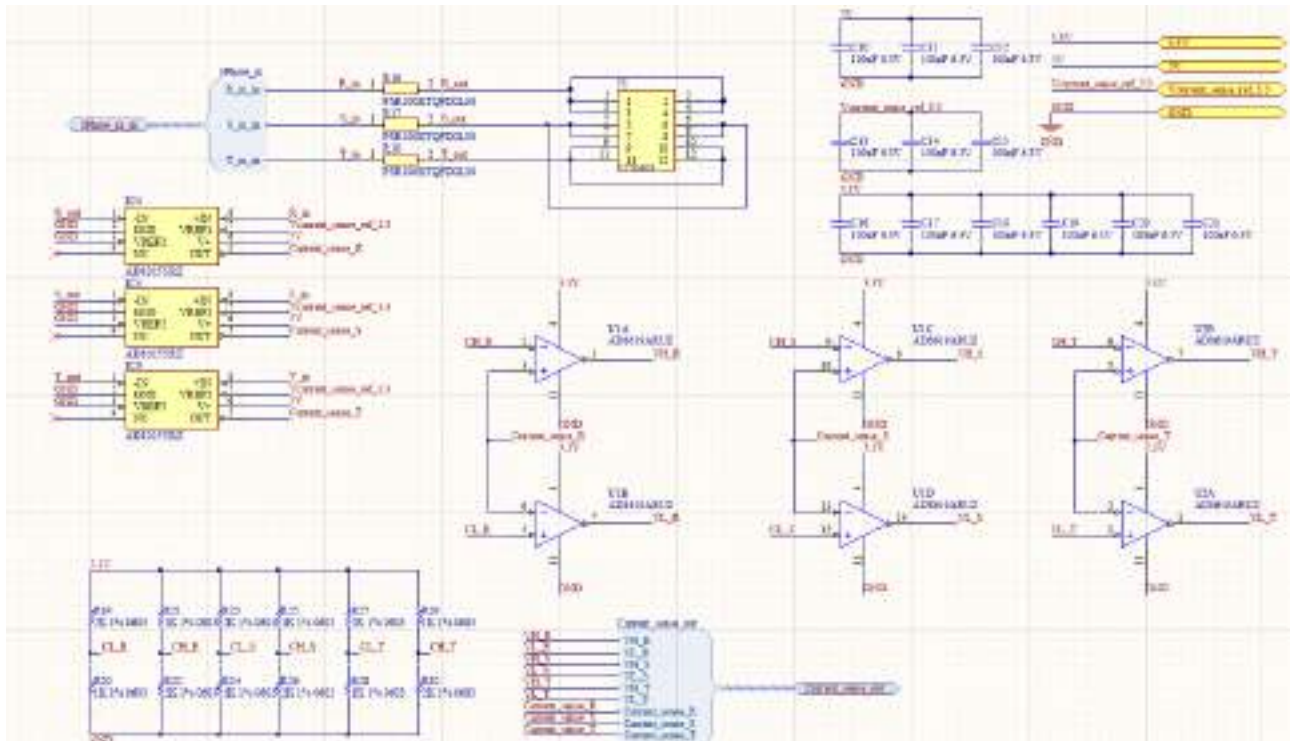
A sematikus rajz megalkotásakor a háromfázisú félhidas kimenet és a motor csatlakozásának vezetékezését megszakítva építettem be a három darab sönt ellenállást. A sönt ellenállás két végére illesztettem rá a nagy feszültségű műveleti erősítőket, mint ahogyan a szimulációs rajzon is szerepelt.

A komparátor műveleti erősítőkre találtam egy olyan változatot, ahol egy tokba integrálva 4 műveleti erősítő található, így megspórolva némi helyet és gyártási költséget a PCB megvalósításához.

Elhelyeztem a komparátorok referencia feszültségéhez szükséges ellenállásokat és a megáplálásokhoz szükséges gyártói specifikációk alapján javasolt 100nF értékű kondenzátorokat. Az ellenállások értéke nem egy precíziós beállításnak megfelelő, mivel ezek értékét a gyártás után kalibrációkkal a kellő áramlimitre kalkulálni szükséges.

A kimeneti csatlakozásnak egy a Phoenix Contact által gyártott három pólusú, 6-18AWG-s vezeték fogadására képes csavarmentes rögzítési lehetőséggel rendelkező csatlakozót választottam. Ez a csatlakozó típus kimondottan nyomtatott áramkörök alkalmazásában használt furatszerelt kialakítású eszköz, ami fázisonkénti négy, azaz tizenkét lábbal csatlakozik a nyomtatott áramkörre. Ez a fajta szerelési mód azért lényeges mert így az áramsűrűség lábanként lecsökkenthető.

A megalkotott sematikus rajz a 17. ábrán látható.



17. ábra. Háromfázisú árammérő sematikus rajza

8. Pozíció mérő rendszer

A pozíció meghatározására alkalmazott inkrementális jeladó és hall szenzorok olvasására alkalmas hálózatok kiépítését a meglévő motorvezérlő alapján rajzoltam meg és alkalmaztam az általam tervezett eszközben, mivel a jelenlegi mérési rendszer nem igényel nagyobb változtatásokat az előzőéhez képest.

8.1 Inkrementális jeladó átalakító

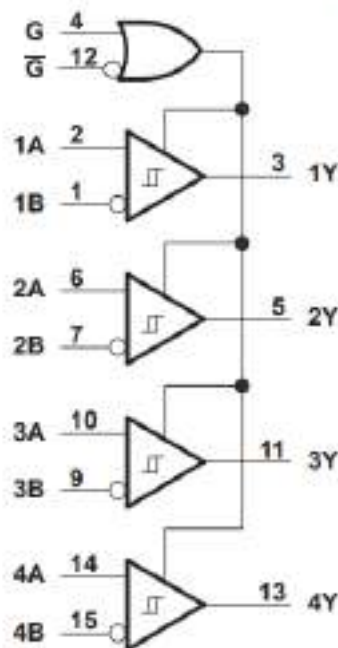
Az inkrementális jeladó olvasására a Texas Instruments AM26LV32E típusú termékét felhasználva valósítottam meg. Ez az eszköz egy RS-422-es szabványnak megfelelő vonalkezelést szolgáltat 32MHz-es maximális kapcsolási frekvenciáig és rendelkezik az eszköz védelmére kialakított belső ESD védő rendszerrel.

Az eszköz az irodalomkutatásban már ismertetett inkrementális jeladó hat kimeneti jelét átalakítja három különálló jellé, ami a mikrokontroller számára könnyebben értelmezhető azaz A, B, I bemeneti jelekre.

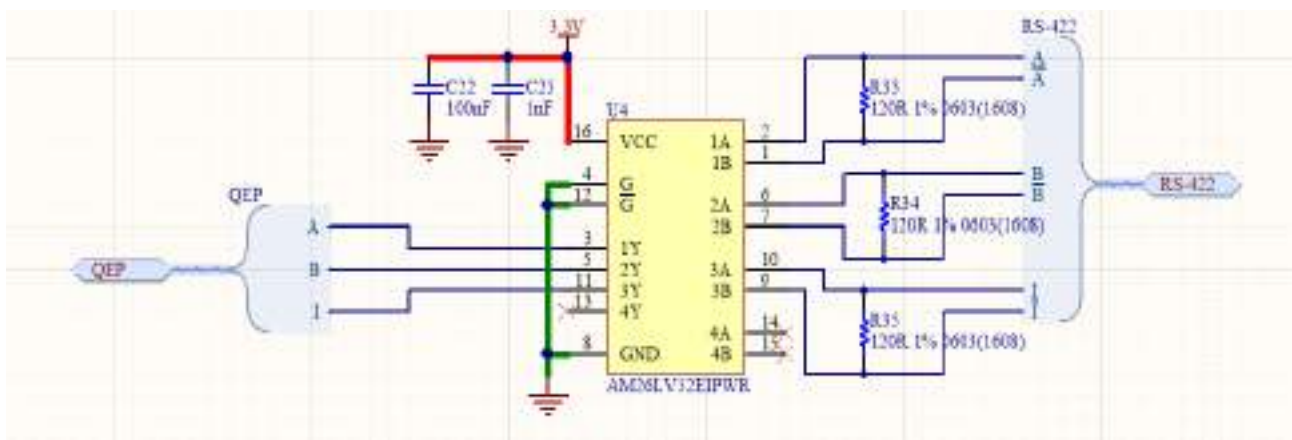
A vonal impedanciás illesztéséről jelen esetben is gondoskodni kell, ami a CAN vonalhoz hasonlóan 120 Ω -os ellenállásokkal történik.

Az inkrementális jeladó és az AM26LV32E átalakító megáplálásáról külön gondoskodni kellett, mivel az átalakító csak a jeladó olvasására alkalmas és az operatív feszültségszintjük is eltérő. Az átalakító működését a 18. ábráról leolvasható.

Logic Diagram (Positive Logic)



18. ábra. AM26LV32E átalakító belső felépítésének sémája

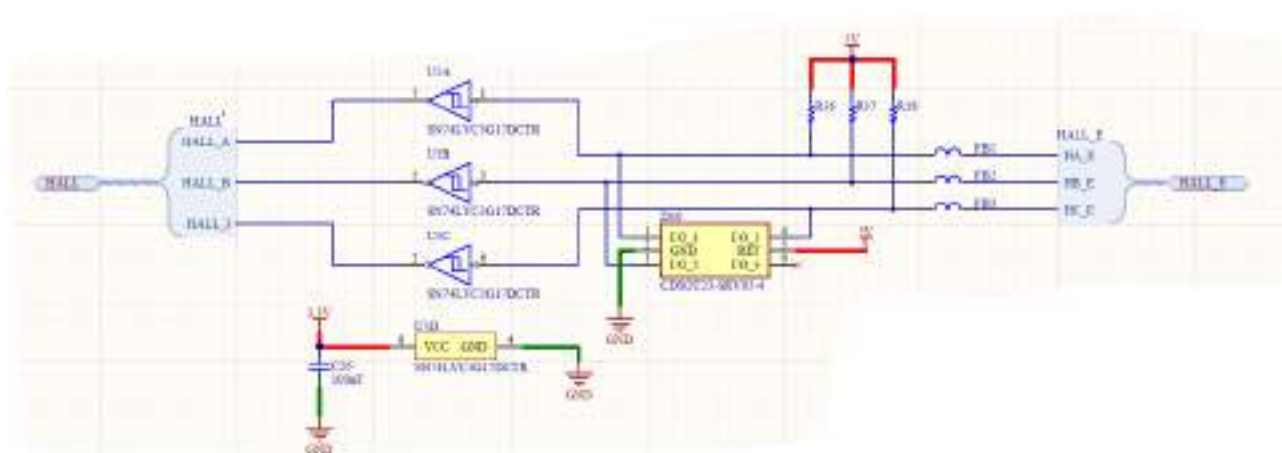


19. ábra. Inkrementális jeladó átalakító

8.2 Hall szenzor jelének átalakítása schmitt-trigger felhasználásával

A hall szenzor kimeneti jeleit egy schmitt-triggerrel alakítottam át digitális jellé, így nem szükséges analóg-digitális átalakítás elvégzése a mikrokontrolleren. A rotor pozíciója ezzel a módszerrel is hatékonyan beazonosítható és a programozás is egyszerűbbé válik.

Kimenete a mikrokontroller bemenetére igazítva 3,3V feszültségszintű.



20. ábra. Hall szenzor olvasása schmitt-triggerrel

Az inkrementális jeladó átalakítására szolgáló áramkörrel ellentétben, ez az átalakító nem rendelkezik ESD védelemmel ezért erről külön gondoskodni kell, amiről a D10-es egy tokba integrált TVS diódák gondoskodnak.

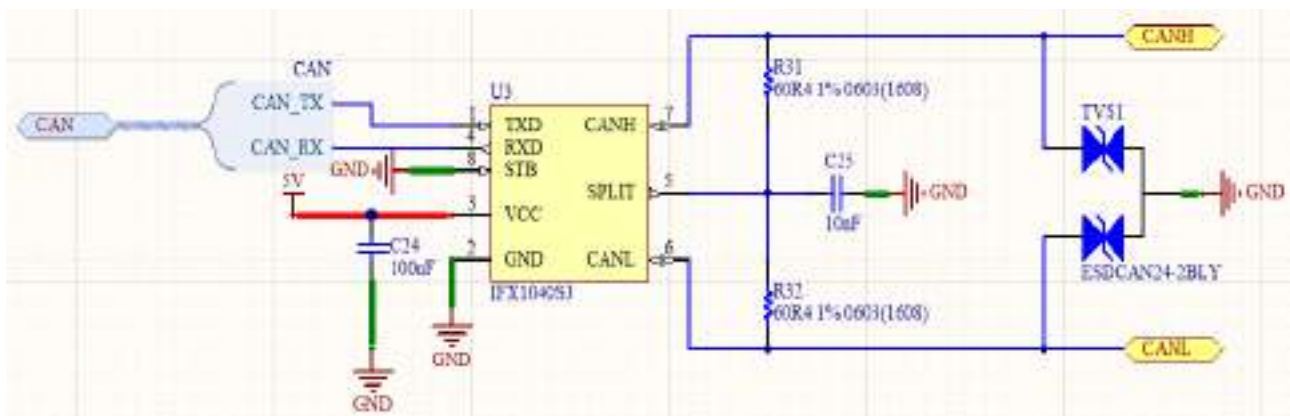
A hall szenzor felől érkező nagyfrekvenciás jelek szűrésére három ferritgyűrű beépítésével gondoskodtam, amik az FB1, FB2 és FB3 elemekkel ábrázoltam.

9. CAN Transceiver

A CAN adó-vevő áramkört az Infineon IFX1040-es termékére alapozva terveztem meg. Ez a termék alkalmas 3,3V és 5V-os logikai rendszerrel való kommunikációra. Képes 1 Mbaud adatátviteli sebességre és alacsonyabb fogyasztása miatt alkalmas eszköz az általam tervezett motorvezérlőbe való alkalmazásra.

A gyártói adatlap tartalmaz egy olyan specifikált környezetet, ami alapján megalkothattam az adó-vevő áramkörömet. Tervezést csak az ESD dióda kiválasztása és a jelen felhasználásban az alvó mód kivétele igényelt, ugyanis a folyamatos adatáramlás végett nem szükséges alvó mód beiktatása.

A CAN adó-vevő áramkör sematikus rajzát a 21. ábrán látható.



21. ábra. CAN adó-vevő áramkör

A gyártói leírást követve a hullám impedanciás illesztést, ami 120Ω , két 60Ω -os ellenállással valósítottam meg. A két ellenállás közé egy 10nF -os kondenzátor beépítését írja elő a gyártó, továbbá a kettéválasztott kimenetet össze kell kötni az eszköz SPLIT lábával.

Ezt a lábat a recesszív közös modulusú jel stabilitására használja az eszköz. Ezt egy vezérelt ellenállás osztó áramkörrel valósítja meg és stabilizálja a recesszív szintet a tápfeszültség felére.

Ha a motorvezérlő nem végponti felhasználásra kerül, akkor az R31 és R32-es ellenállásokat cserélni kell két $1,5\text{k}\Omega$ -os ellenállásra. Más paraméter változtatást ez a művelet nem igényel.

Az alvó mód (Standby Mode) kikapcsolására az STB lábat össze kell kötni a megtáplálás GND pontjával. Ettől eltérő alkalmazás esetén a STB láb vezérlését a mikrokontroller I/O kimenetével össze kell kötni és a programozásáról gondoskodni kell.

A mikrokontrollerrel való kommunikáció a CAN_TX és CAN_RX vonalakon keresztül

történik, míg a buszrendszerre való csatlakozás a CANH, illetve a CANL vonalakon.

A TVS1 dióda hasonlóan a hall szenzor olvasásához alkalmas eszköznél, ESD védelmet valósít meg, amit a CANH és CANL lábakon helyeztem el. Ez a fajta TVS dióda kimondottan CAN hálózatok védelmére kifejlesztett ESD eszköz.

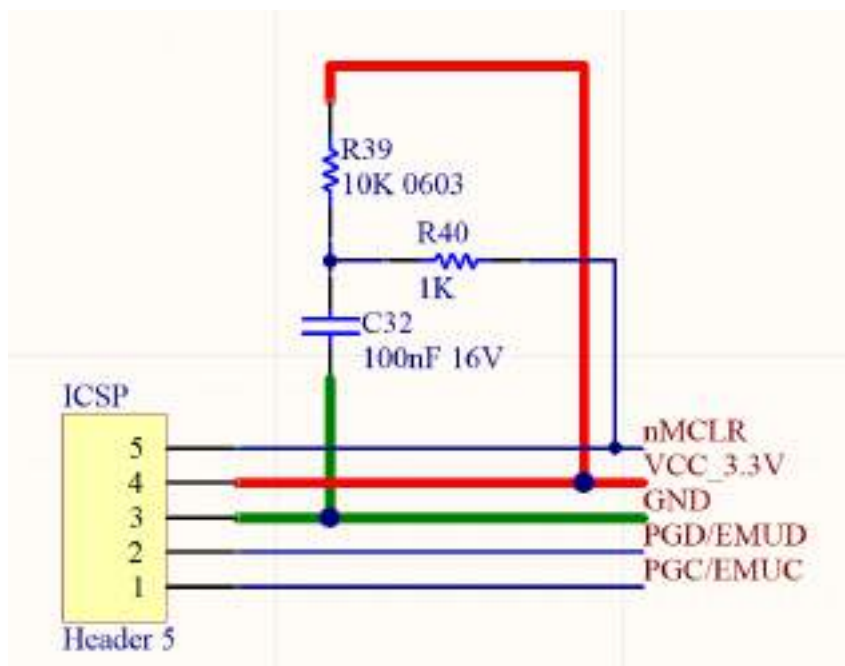
10. Mikrokontroller és környezete

A mikrokontroller a már fent említett PIC32MK családból választottam ki, név szerint a PIC32MK0512MCF064 típusú kontrollert, mivel ez a típus rendelkezik kellő mennyiségű kettős differenciális jelű PWM kimenettel (16 kimeneti láb). Rendelkezik továbbá CAN interfész technológiával a soros kommunikáció megvalósítására, valamint kellő mennyiségű I/O vezérlésű lábban (maximum 49 lábon) és ADC átalakítóval (27 bemenet).

A program memória mérete is kedvező 512kB méretű, ami a program méretének részletgazdag megírását lehetővé teszi. Rendelkezik 128kB SRAM memóriával és 4096Byte EEPROM adat memóriával, ami a program futása során használt és a soros vonalon érkező adatok mentésére alkalmas.

Kiválasztás során figyelembe vettem az alkalmazható maximális frekvenciát, ami ennél a típusnál 120MHz-ig tolható ki. Az előző motorvezérlőt alapul véve, ahol az oszcillátor 30MHz megállapítottam, hogy a jelen tervezés során választott egység alkalmas a feladatok végrehajtására. Természetesen a működési frekvenciát programozás és a tesztelés során minimalizálom, hogy a processzor fogyasztása, ami frekvencia függő minél kevesebb legyen. Oszcillátor belső felépítése lehetővé teszi, hogy akár 10-120MHz közötti tartományban széles választékkal beállítható legyen a működési frekvencia.

A program feltöltéséhez és a hibakereséshez alkalmazható és számomra hozzáférhető eszközök a PICkit3 és az ICD3 programozók/hibakeresők. Ezek arra szolgálnak, hogy az MPLABX IDE környezetben megírt programokat lefordítás után a számítógépről rátöltsék a mikrokontrollerre, valamint a program hibás futása esetén hibakeresésre alkalmazhatóak. A programozók áramkörének illesztéséről gondoskodó kapcsolást a gyártói specifikációk alapján alkottam meg, ami a 22. ábrán szemléltetett.

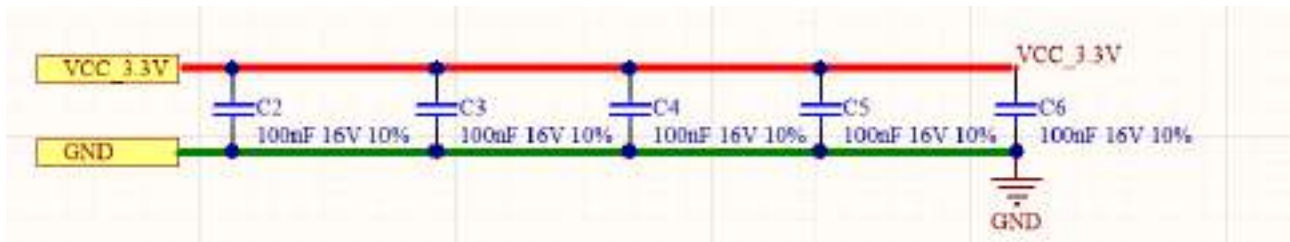


22. ábra. Programozók illesztése a mikrokontrollerhez.

Programozó csatlakoztatását egy általános 2,5mm lábtávolságú tűkesorral valósítottam meg, mivel ez a típusú csatlakozó beszerzése és beépítése kevés költséggel és problémával jár. A működés szempontjából ez a csatlakozó csak rövid ideig és hibátlan működés esetén elenyésző mennyiségben van használva, ezért élettartamra és terhelhetőségére nem fordítottam különösebb figyelmet.

A csatlakozásokat az nMCLR láb kivételével natívan összekötöttem, mivel ezekre a gyártó nem írt elő más kiegészítő elem beépítését. Az R39, R40 és C32-es elemek tervezését egyedül tokozás szempontjából kellett figyelembe vennem, mivel a többi lényeges értéket a gyártó előre meghatározta. Tokozást úgy választottam meg, hogy a motorvezérlő összeszerelésének művelete a csapat számára elérhető készülékekkel is elvégezhető legyen, így a tokozás minimális mérete 0402, ami 1mm szer 0,5mm-es alapterületű elemnek felel meg.

A mikrokontroller megáplálásáról a gyártó minden egyes V_{DD} és V_{SS} láb közé előír egy 100nF mértékű bemeneti szűrő kondenzátort, amivel biztosítható a mikrokontroller stabil működése. Erről a C2-C6 kondenzátorok gondoskodnak. A kondenzátorok elrendezését a sematikus rajzon szemléltetési céllal egymás mellett helyeztem el, de a nyomtatott áramkör megalkotásakor minden egyes megáplálás közvetlen közelében el kell helyezni egyet, minél szorosabban a mikrokontrollerhez. A kondenzátorok sematikus elrendezését a 23. ábrán látható.



Az általam használt tervező szoftver, név szerint Altium Designer egyik sajátossága, hogy a nyomtatott áramköri részek szegmentálhatók és ezáltal az egyes részek külön szerkeszthetők. Az egyes szegmensek közötti vezetékeztést az úgynevezett Place Portokkal lehetséges megvalósítani. Azért, hogy a sematikus séma minél átláthatóbb legyen a programban lehetőség van a vezetékek összevonására (Harness) és a vezetékek elnevezésével (Net Label), nem szükséges teljes huzalozott rajz készítése. Az egyes perifériák a processzorral való összeköttetését a 24. ábrán látható.

11. Tápegység

A tápellátásért felelős egység megtervezésekor először figyelembe vettem az egyes komponensek fogyasztását és ezek alapján három féle buck konvertert választottam ki, ügyelve arra, hogy a hatásfokuk és az üresjáratú fogyasztásuk is minél kevesebb legyen. Tapasztalatok alapján a perifériák fogyasztásának eltérése a gyártói specifikációtól, szükségessé teszik a nagyobb méretű konverterek kiválasztását, amit a tervezés során figyelembe vettem.

A perifériák fogyasztását a gyártók az eszközök leírásában a felhasználásnak megfelelően mellékelik, így ez a művelet külön méréseket nem igényel. A fogyasztásokat táblázat segítségével szemléltetem az egyes eszközökről.

1. táblázat. Egységek fogyasztása

Tápfeszültség	Megnevezés	Típus	Fogyasztás
3,3V	Mikrokontroller	PIC32MK0512MCF064	200mA
	Általános műveleti erősítő (6db)	AD8619ARU2	10mA
	Műveleti erősítő referencia feszültség (3db)	AD8205YR2	10mA
	Ink. Jeladó átalakító	AM26LV32EIPWR	10mA
	Schmitt-trigger	SN74LVC3G17DCTR	30mA
15V	Gate meghajtó (3db)	NCV5183DR2G	4,5A
5V	Műveleti erősítő (3db)	AD8205YR2	5mA
	CAN adó-vevő	IFX1040SJ	200mA

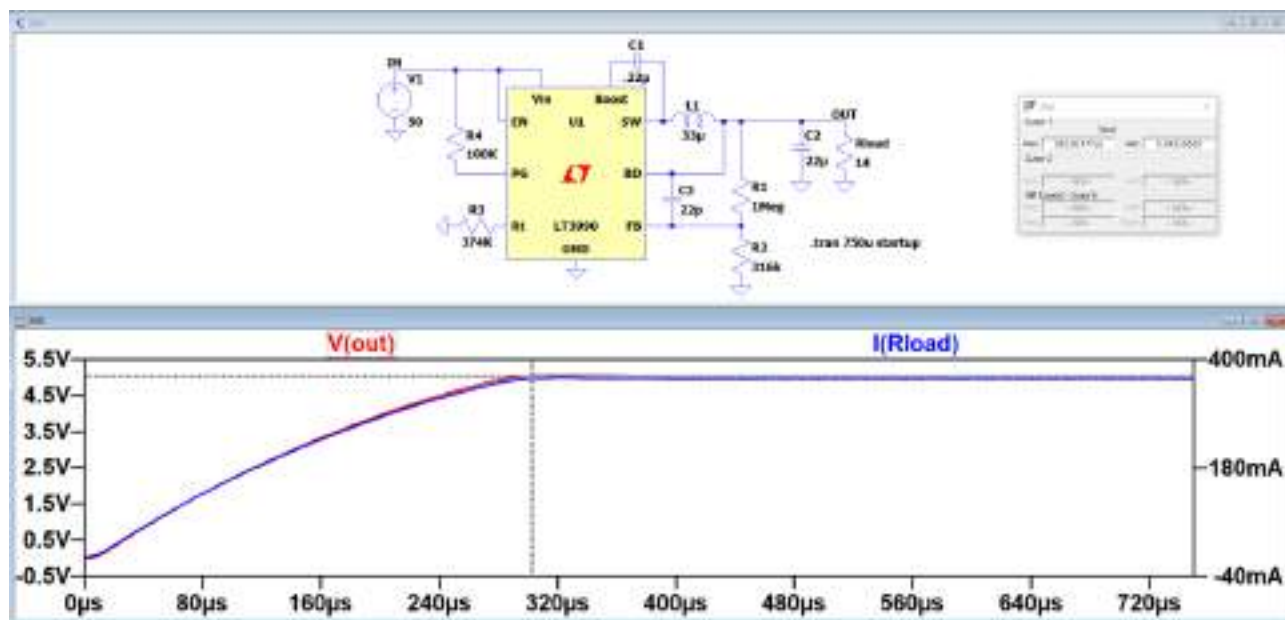
A táblázatban szereplő adatokat a katalógusban szereplő leírások alapján, felfelé kerekítve adtam meg. A konverterek kiválasztásakor a nagyobb terhelhetőségű, de a találati listában a legalacsonyabb fogyasztású elemeket választottam ki.

Választásom a 3,3V, illetve 5V kimenetű tápegység esetén azonosan az Analog Device LT3990-es termékére esett, ami 350mA terhelhetőségű és 100mA feletti kimeneti áram esetén már jó hatásfokkal rendelkező konverter típus.

A 15V kimeneti feszültségű maximálisan 8A-es terhelhetőségű konverter szintén az Analog Device termékcsaládjából választottam, név szerint az LT8645-ös típusút.

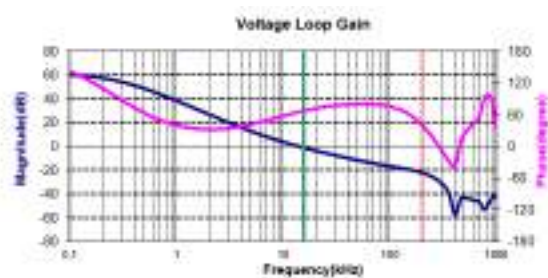
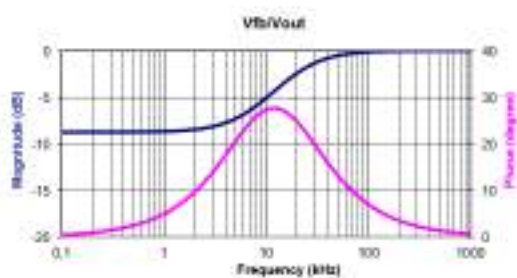
A tervezés során először is elkészítettem mind a három konverter szimulációs modelljét és az alapján beállítottam az egyes komponenseket. A 3,3V és az 5V kimenetű konverterek beállítása, mivel hasonló terhelő áramok mellett üzemelnek és a kimeneti feszültségükben sincs nagy eltérés, ezért csak a visszacsatoló ágban lévő feszültségosztó tervezésében tér el egymástól a két komponens környezete.

A gyártói specifikációban a 3,3V, illetve 5V kimenetű esetekre tartalmaz előre elkészített környezeti beállításokat, így ezeknél az elemeknél csak a rajtuk átfolyó áramok és a disszipáció alapján kellett külön szimulációt végezni és méretezni a valós elemeket.



25. ábra. 5V kimenetű Buck konverter

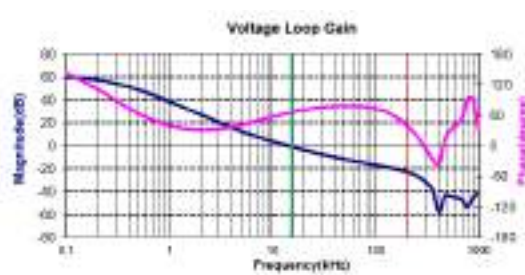
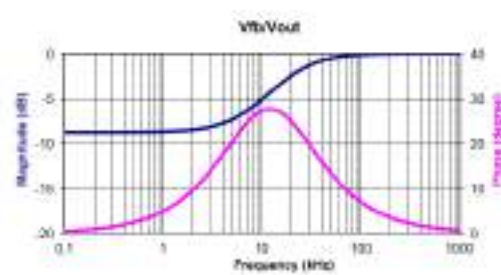
A 25. ábrán az 5V kimenetű feszültség csökkentő konverter tranziens szimulációja látható. A gyártói beállítások mellett a kimeneti feszültsége 5,042V-os szintre áll be 300µs tranziens idő elteltével.



26. ábra. 5V konverter amplitúdó és fázis menete

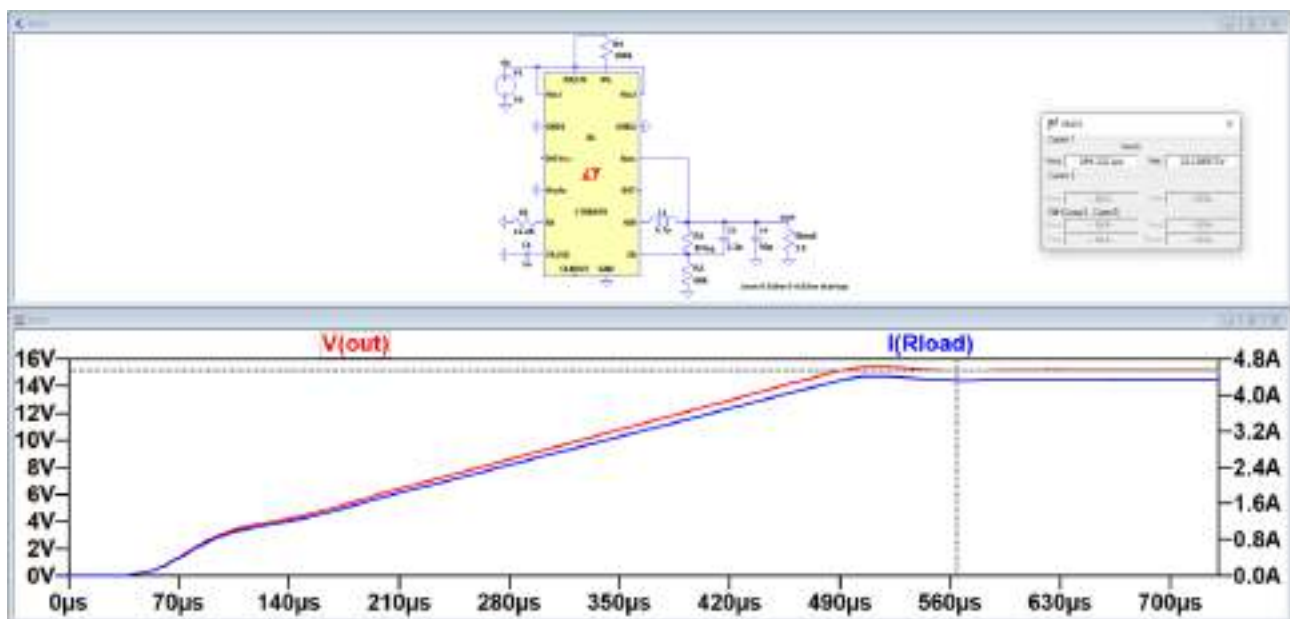
A 3,3V kimenetű konverter szimulációját a dolgozatomban nem szemléltetem, mivel a jelleggörbéje és a kapcsolása jelentősen nem tér el az előbb bemutatásra került 5V kimenetű tápegységtől.

Kimenete 230 μ s tranziens idő elteltével 3,312V feszültségszintre áll be. A két kapcsolás között csak az R2-es ellenállás beállításában van különbség, ami a visszacsatolás feszültségosztását képező egyik eszköz.

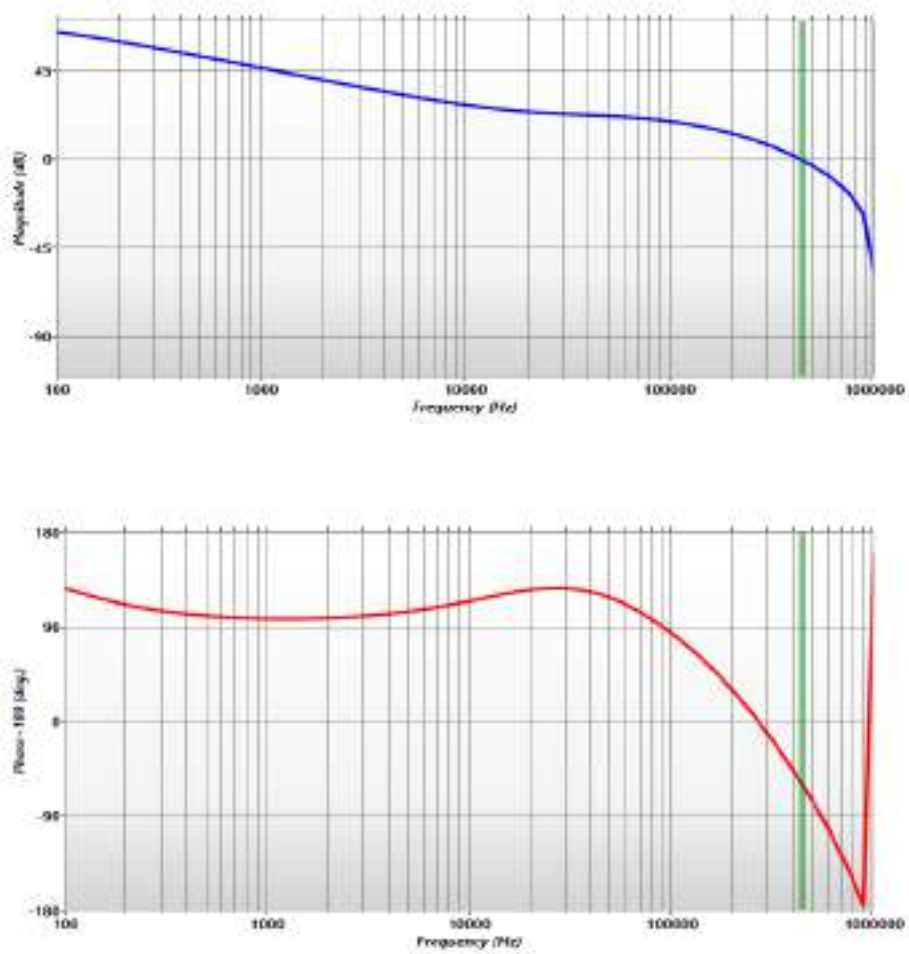


27. ábra. 3,3V konverter amplitúdó és fázis menete

A 15V kimenetű tápegységet 4,5A-es terhelőáram mellett vizsgáltam és annak függvényében terveztem meg a környezeti elemeket. A 28. ábrán látható, hogy a nagy kimeneti áramok miatt a tranziens viselkedése jóval nagyobb, mint az 5V és a 3,3V kimenetű konverterek esetében, de még így is 600 μ s alatt beáll a stacionárius (állandósult) állapot.



28. ábra. 15V kimenetű Buck konverter



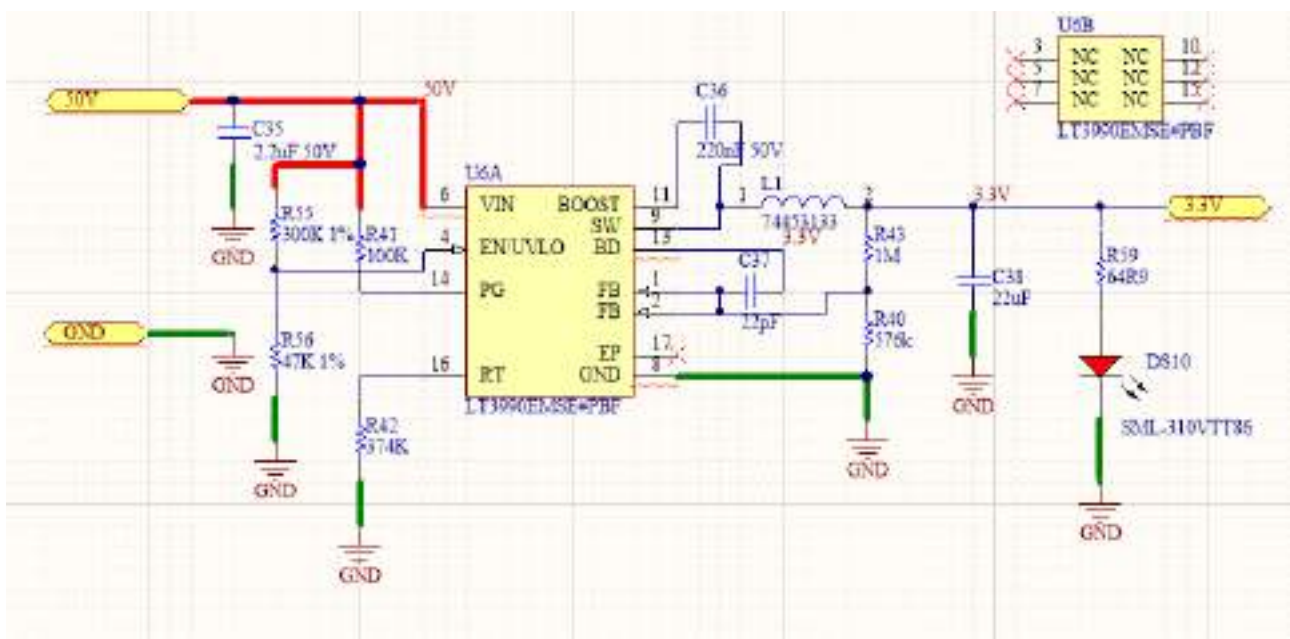
29. ábra. 15V feszültségű konverter amplitúdó és fázis menete.

A szimulációk alapján elkészítettem a három konverter sematikus rajzát, amit kiegészítettem az engedélyező bemeneti láb kapcsolásának környezetével, és egy visszajelző modullal, ami a tápegység helyes működéséről ad információt a jövőbeli hibadetektálásra.

A 3,3V és 5V kimenetű konverterek engedélyező lábát 10V feszültségre állítottam, a 15V kimenetű eszközt pedig 20V feszültségűre. Ez azért lényeges, hogy a vizsgálatok során szegmentálva tesztelhetővé váljanak az eszközök és az alacsonyabb feszültség szinten működő alkatrészek helyes program szerinti futását vizsgálni lehessen.

A kiválasztott elemek teljesítményét és a rajtuk eső feszültséget a szimuláció alapján megállapítva határoztam meg és kiválasztottam a megfelelő tokozást. Mint az előzőekben is a kisteljesítményű ellenállás elemek 0402-es tokozásban kerültek beépítésre.

A kondenzátorok tokozásának kiválasztásakor ügyeltem arra, hogy az alkalmazott környezetben a rajtuk eső feszültség és a kapacitás értékük alapján a legkisebb méretűt használjam fel, így is csökkentve a nyomtatott áramkör várható méretén.

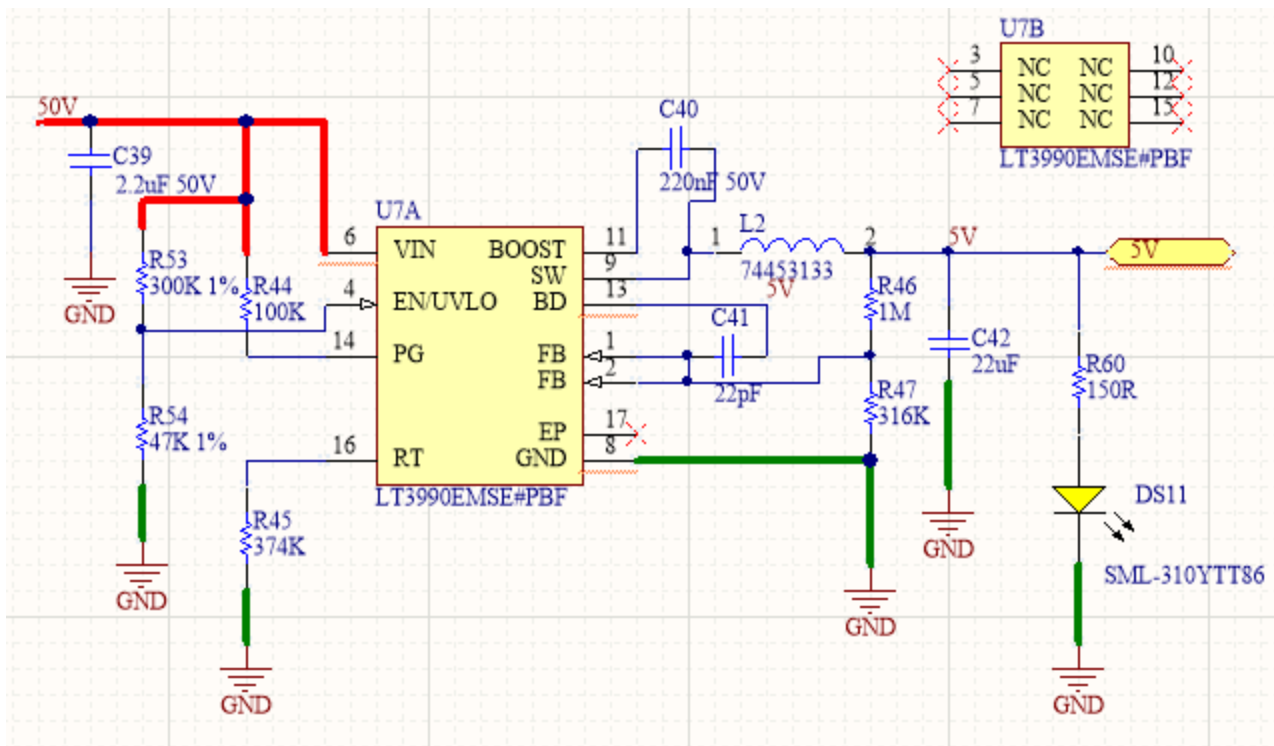


30. ábra. 3,3V kimenetű konverter

A 30. és 31. ábra szemlélteti a 3,3V-os és 5V-os konverterek kapcsolási rajzát. Látható, hogy az eltérés mindössze két elemben mutatkozik meg. Az egyik a már említett visszacsatoló ágba található R40-es és R47-es ellenállások, míg a másik a működést szemléltető LED-ek áramát beállító R59 és R60-as ellenállások.

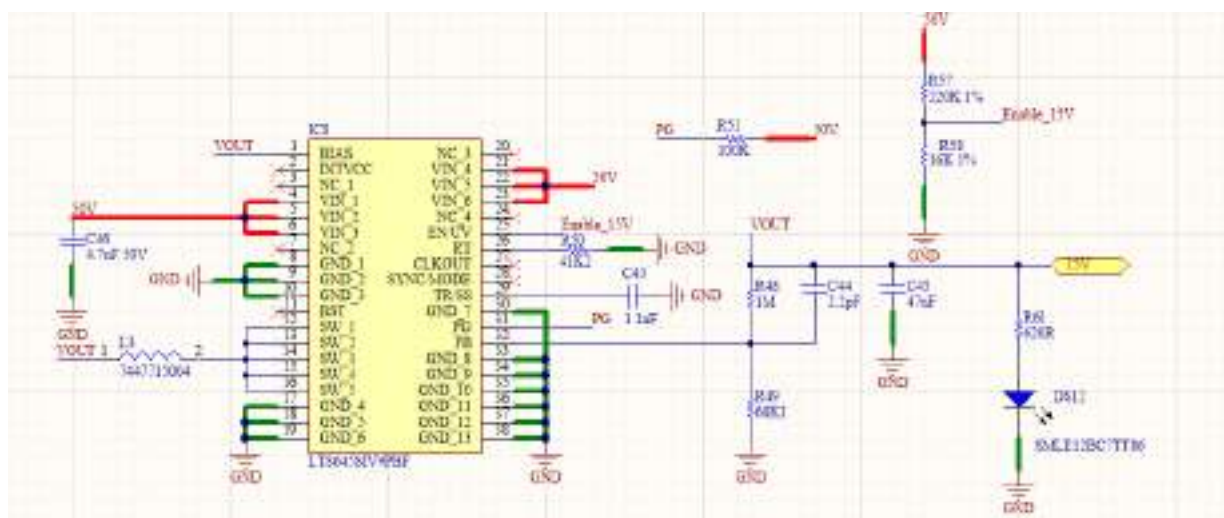
Ez a konverter típus továbbá rendelkezik hat olyan lábbal, amik tokozáson szerepelnek, de nincs kiemelt funkciójuk. A bekötés szempontjából ezek a lábak szükségtelenek, de a tervező program

helyes lefutása érdekében meg kell adni, hogy csatlakoztatásuk nem szükséges.



31. ábra. 5V kimenetű konverter

A 15V kimenetű konverter esetén a nagy áramú igénybevétel miatt az L3 inductivitás mérete az előző két esethez képest jóval nagyobb, valamint a kondenzátorokon eső feszültség és kapacitás érték is számottevő. Emiatt a fizikális méretek a nyomtatott áramköri rajzon kimagasló eltérést fognak mutatni a többihez képest. Ezzel a fizikális tervezé során számolni kell.



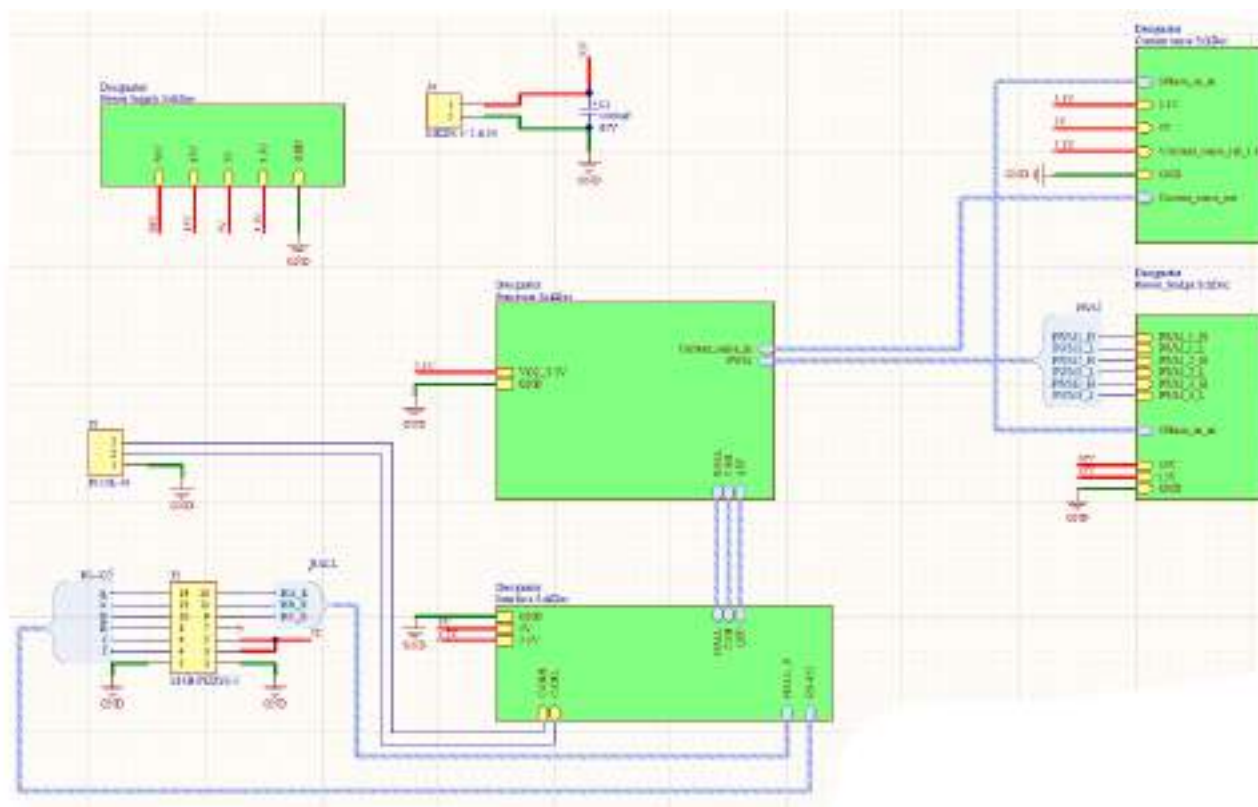
32. ábra. 15V kimenetű konverter

12. Modulok sematikus összeállítása

A funkció alapján szegmentál tervezés során elkészítettem az egyes elemek sematikus ábráit, de az összeköttetésükről való gondoskodás nélkülözhetetlen az áramkör PCB modelljének elkészítéséhez. Ezért egy fő ábrában összefoglaltam az egyes elemek be és kimeneti, valamint a megtaáplálásukért felelős vezetékvezés rajzolatát.

Gondoskodtam a fennmaradó csatlakozások feltűntetéséről is, ami a jelvezetékek esetében az előző hajtásvezérlő rendszertől nem tér el, mivel kompatibilisnek kell lennie a jármű meglévő rendszerével.

Az összeállításról a 33. ábra alapján értelmezhető.



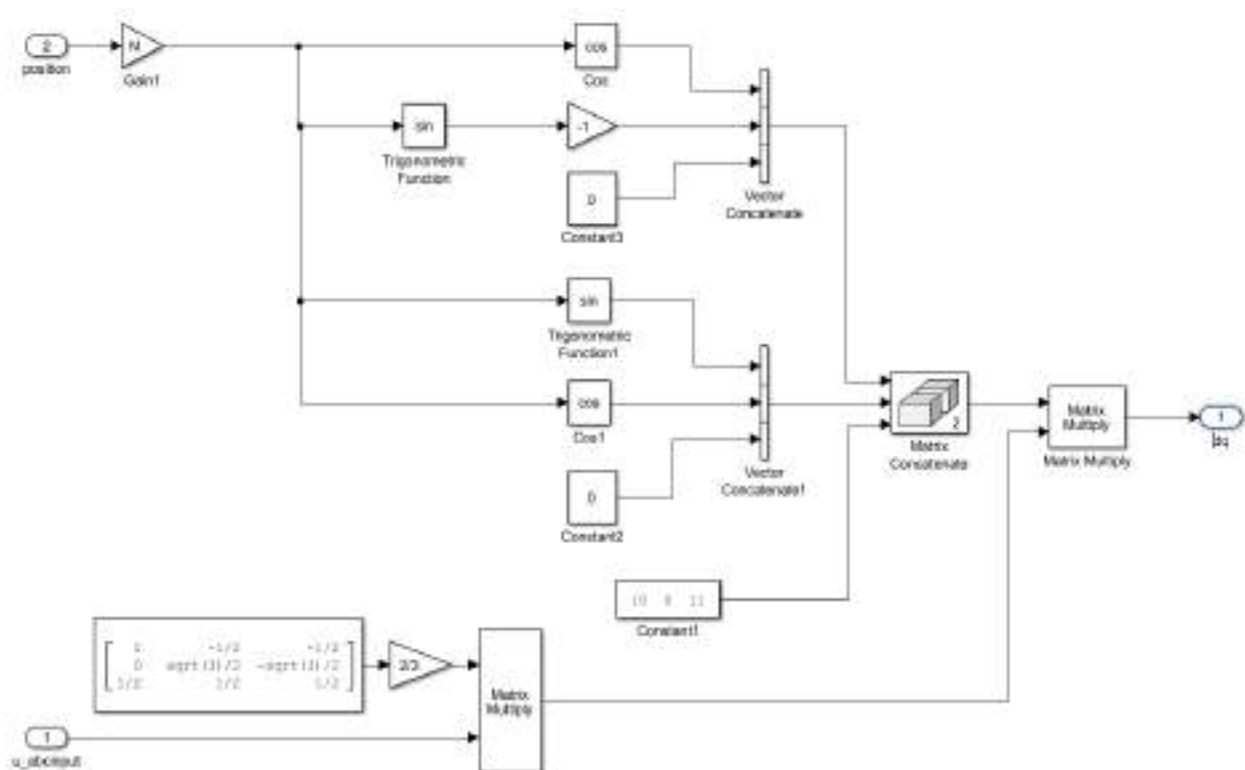
33. ábra. Összeállított sematikus modell

13. Matematikai modell alkotása

A matematikai modell alkotását funkció blokkonként szegmentálva az egyes műveleteket külön végeztem el. A modellt egy erre a célra fejlesztett szimulációs és modell tervező programmal valósítottam meg, ahol az egyes matematikai műveleteket nem szükséges programozással elvégezni, hanem egy grafikus felületen tervezhető. Ez a módszer segíti a megértést és átláthatóbbá teszi a matematikai rendszer összeállítását, továbbá a szoftver lehetővé teszi, hogy a megalkotott modellekből C nyelvű programkódot lehessen generálni, ami átültethető a beágyazott rendszerek környezetére.

13.1 Clark és park transzformációk

A 3. és 4. képlet alapján egy funkció blokkban megalkottam a Clark és Park transzformációk matematikai modelljét, amit az alábbi ábrán mutatok be.



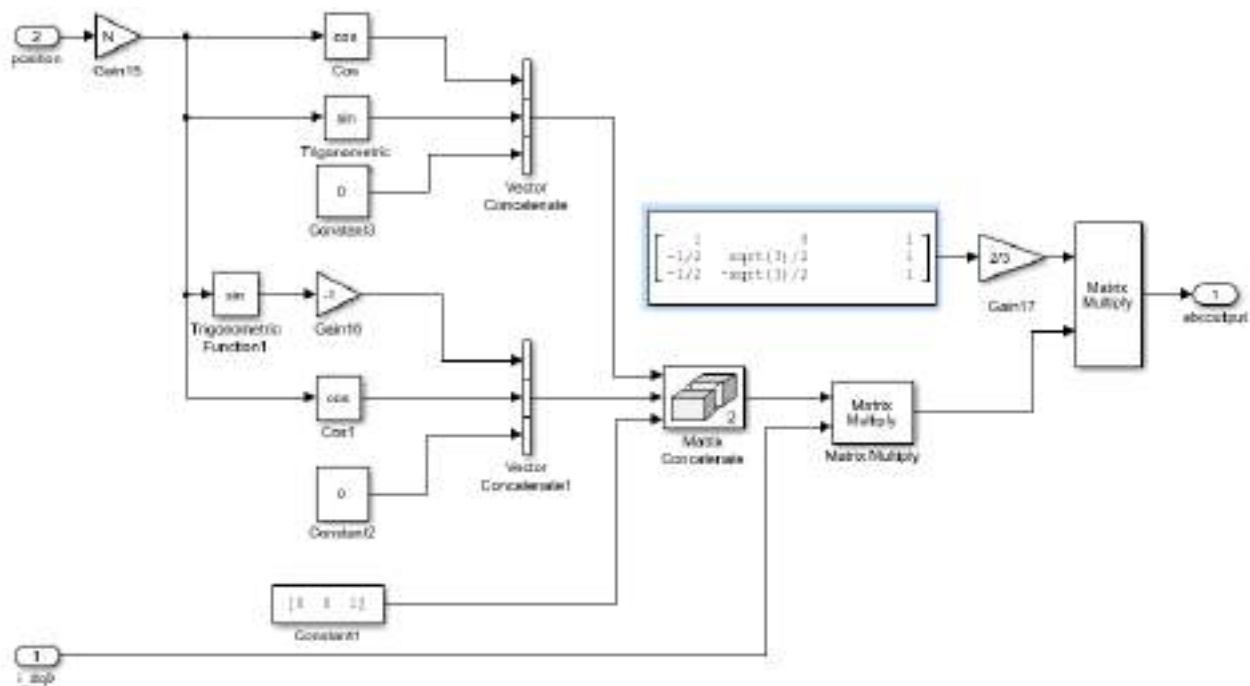
34. ábra. Clark és Park transzformáció

A Clark transzformáció, mivel csak konstans értékeket tartalmaz így megalkotása egyszerű konstans mátrix beépítésével végeztem el. A Clark transzformációs az ábra bal alsó sarkában látható mátrix művelet.

A Park transzformáció, mivel trigonometrikus matematikai műveleteket tartalmaz így a mátrix felépítése viszonylag bonyolultabb. Az alkotóelemeit egyenként speciális műveleti eszközökkel külön kellett beépíteni a mátrixba és csak utána végezhető vele eljárás. Erre a célra szolgál az ábrán látható vektor és mátrix összeillesztő blokkok.

Ez az egység két bemenettel és egy kimenettel rendelkezik. Bemenetként szükséges megadni a motor aktuális pozícióját és a motoron mért feszültségértékeket. Kimenetre átalakítja a három fázisú vektorokat két egymással 90°-os szöget bezáró d és q irányú vektorokra, amit már az irodalomkutatásomban is taglalt forgó derékszögű koordináta rendszerben értelmezve, folyamatos konstans értéket mutatnak.

A számítások és a szabályozás elvégzése után szükséges egy inverz művelet is, amit a 35. ábrán szemléltetek.

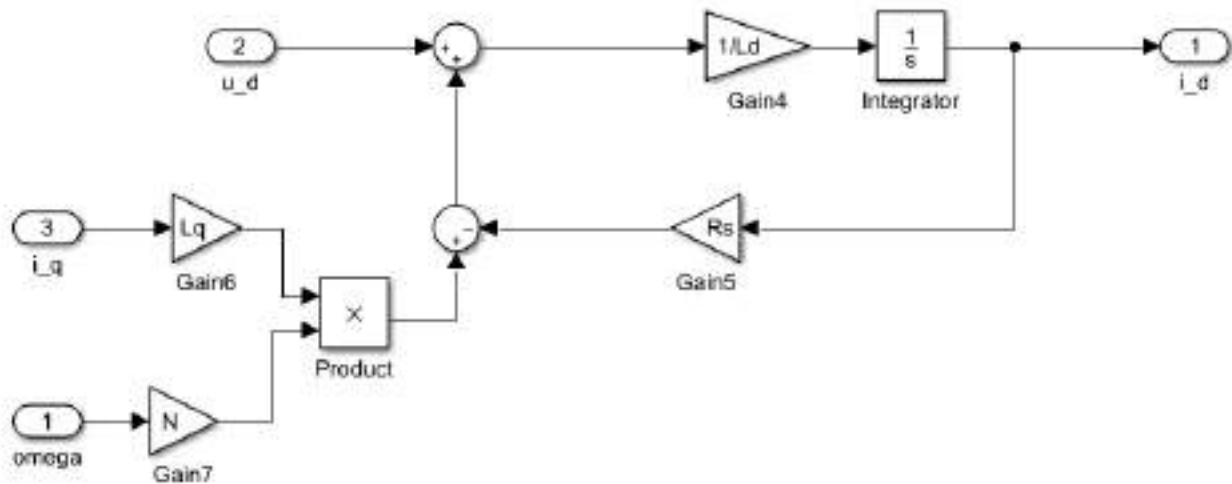


35. ábra. Inverz Clark és Park transzformáció

13.2 Feszültségegyenletekből készített modellek

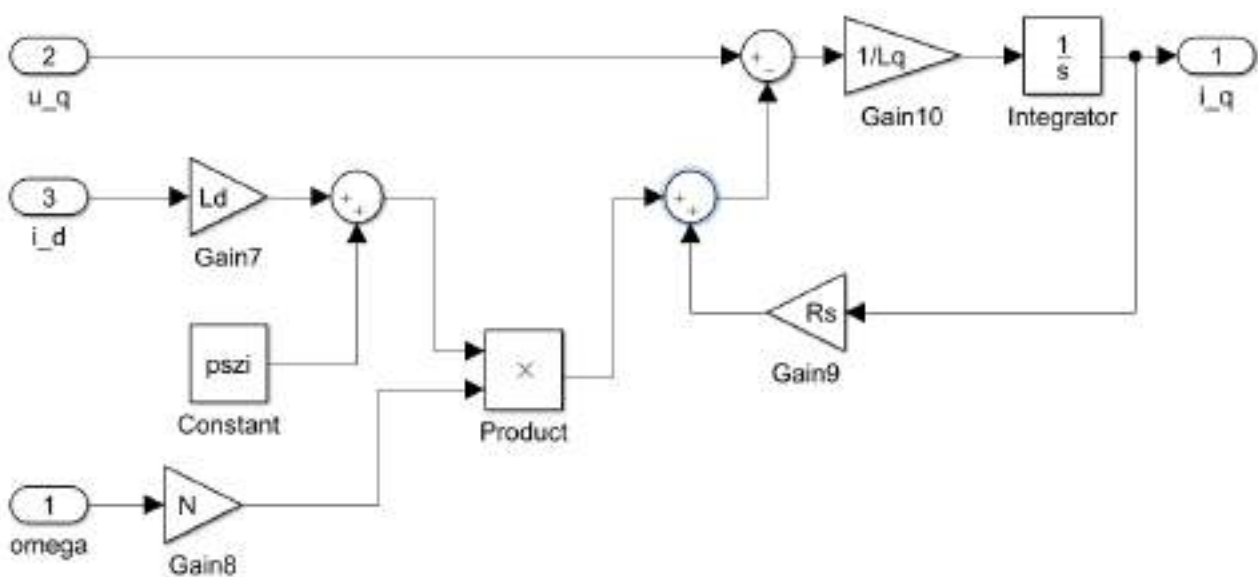
A fordulatszám és a nyomaték szabályozásához szükséges a motor i_{dq0} áram vektorjainak

meghatározására, ezért készítette a 9, 10, 11-es képletek alapján olyan modelleket, amik az $\mathbf{u}_{dq0}$ vektorok alapján képezi az $\mathbf{i}_{dq0}$ vektorokat. A 9. számítási képlet alapján az i_d áram megalkotásához a 36. ábra szemlélteti a hozzá kapcsolódó modellem elrendezését.



36. ábra. i_d áram egyenletéből alkotott modell

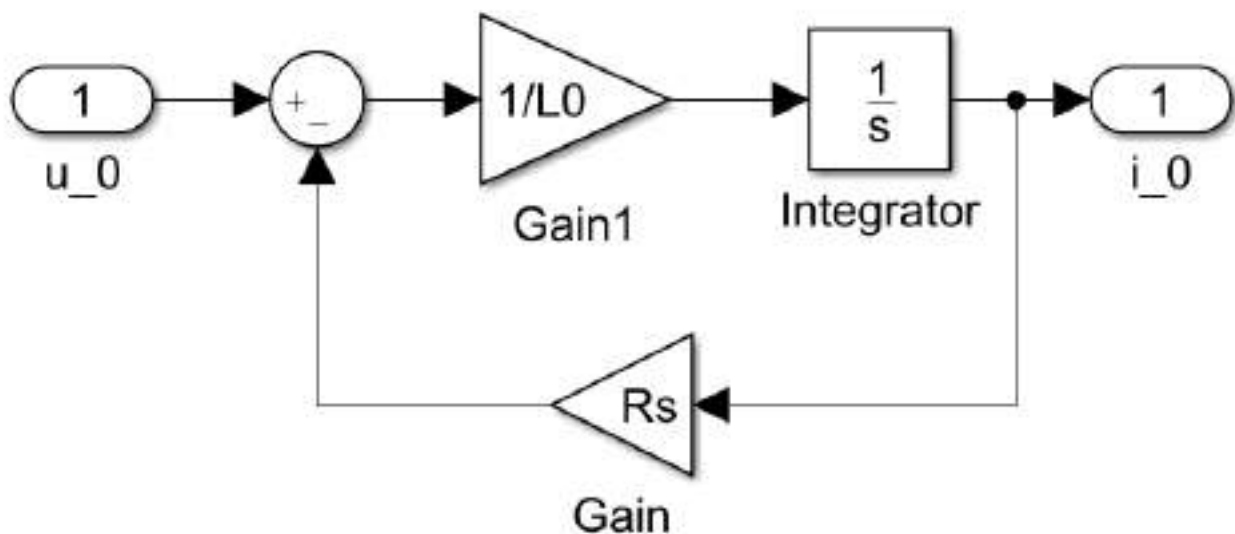
Ugyan ezeket az elveket követve alkottam meg az i_q áramvektor kimenetű modellt is. Ez a két vektor szükséges a nyomaték számításról készített modellem bemenetéhez. A modellben feltüntetett mennyiségeket itt nem részletezem, ugyanis a dolgozatom elején ezekről már leírást adtam. A 37. ábrán az i_q áramvektor elrendezést mutatom be.



37. ábra. i_q áramvektor modellje

A 36. és 37. ábrán látható, hogy mindkét vektor kiszámítása során szükséges nem csak a szögsebesség és a megfelelő feszültségvektorok bemenete, hanem az i_d vektor esetén az i_q vektorra és az i_q kiszámításához is szükséges az i_d vektor bemenete.

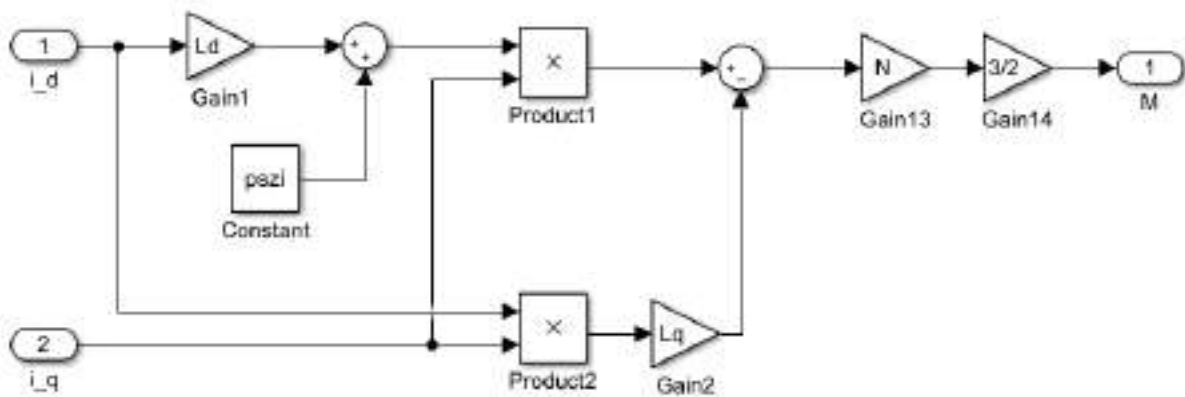
A szabályozó működéséhez ugyan nem szükséges i_0 megalkotása, de a szabályozás végezetével a három fázisú áramvektorokra való visszaalakításhoz alkalmazható. Ezért a dolgozatomban 38. ábráján ismertettem ennek felépítését a 11. képlet alapján.



38. ábra. i_0 vektor modellje

A feszültség egyenletekből számított áramvektorok alapján már képezhető egy olyan funkció blokk, ami kiszámítja a motor nyomatékának viszonyát az elektromos paraméterek alapján. A motor nyomatéka a 12. számítási képlet alapján valósítottam meg.

A motor villamos nyomatékának alakulása a 39. ábrán látható.

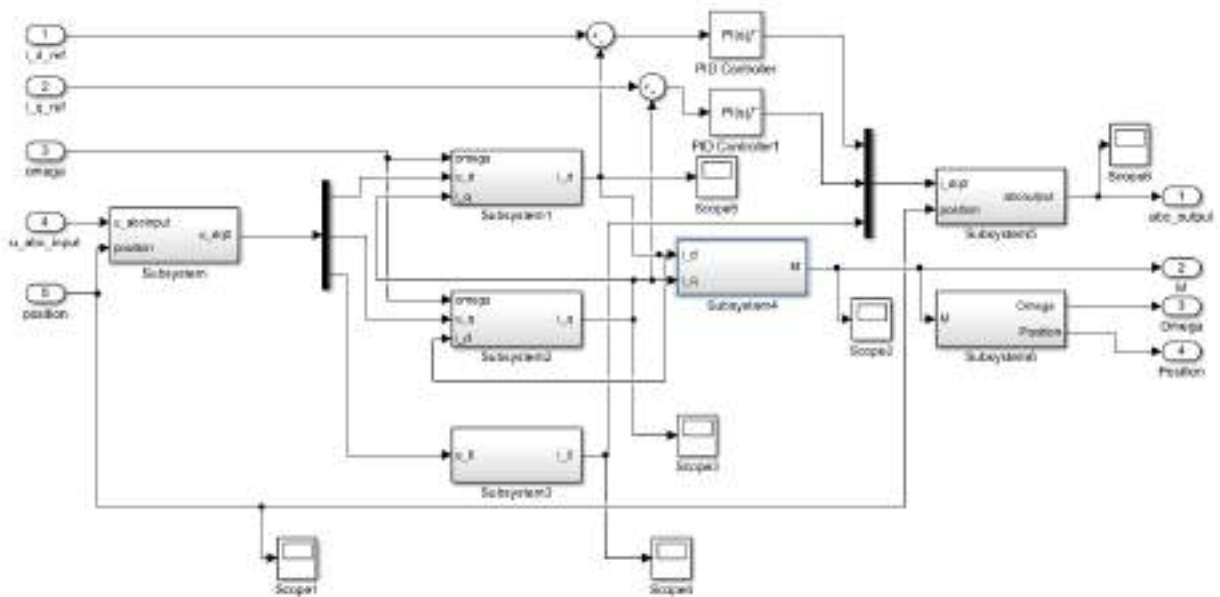


39. ábra. Motor villamos nyomatéka

13.3 FOC modell megalkotása

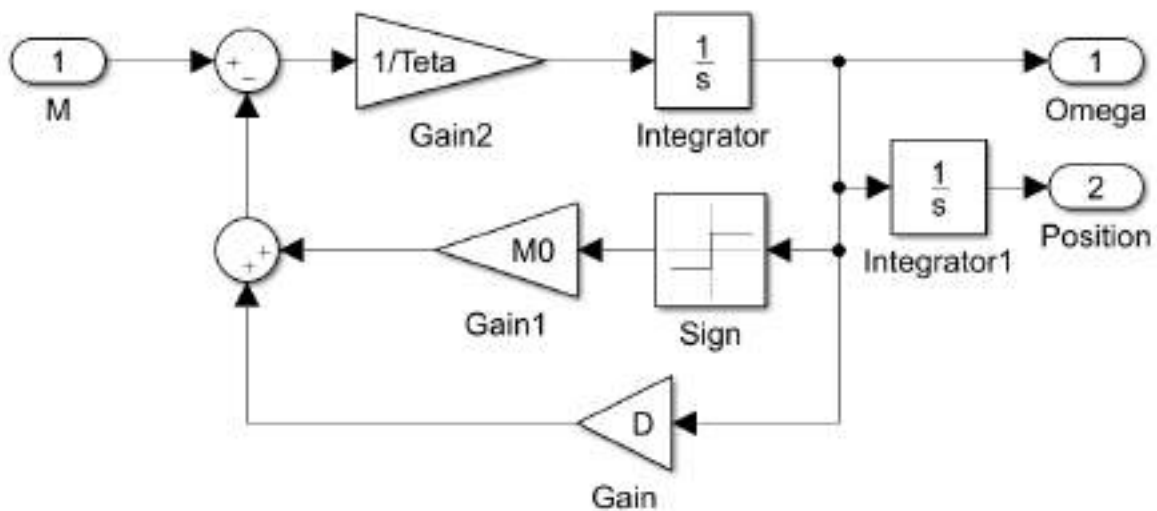
A mezőorientált szabályozás megalkotásakor figyelembe vettem a szabályozáshoz szükséges bemeneteket és az előzőekben ismertett matematikai modellek hierarchikus felépítését. A szabályozó kimenetét képezi a motor villamos nyomatékának alakulása, valamint a háromfázisú áramvektorok. Bemeneteit a referencia jelek és a szögsebesség, valamint a pozíció érzékelőkről kapott információk alkotják. Az i_d és i_q referencia áramértékeket a motorvezérlő CAN üzenetben kapja a MyRIO egységről, a szögsebességet, valamint a pozíciót a motorvezérlőre csatlakoztatott inkrementális jeladó és a hall szenzorokkal állapítja meg.

A mezőorientált szabályozás felépítése a 40. ábrán látható.



40. ábra. FOC modellje

A fordulatszám és a pozíció kiszámítására készítettem egy kalkulátort, ami a motor mechanikai modelljét felhasználva visszaadja a szimulációhoz szükséges pozíció referenciákat, figyelembe véve a motor tehetetlenségi nyomatékát és egy beállított terhelő nyomaték értéket amire vizsgálunk. A mechanikai modell felépítése a 41. ábrán látható.



41. ábra. Mechanikai modell

13.4 FOC szimuláció

A motor paramétereit, mivel a meglévő elem méréseinél problémák adódtak az egyes jellemzők megállapításával kapcsolatban, ezért egy olyan motortípus adatai alapján állítottam be a szimulációt, amelynek ismertek ezen paramétereit. A későbbiekre tekintettel a konstansok felvételét a lehető legegyszerűbb módon, egy fájlban határoztam meg. Az adatok a következő táblázatban mellékelve megtalálhatóak.

2. táblázat. Motor adatai

Paraméterek	Érték
L_d	250 μ H
L_q	250 μ H
L_0	160 μ H
N	6
R_s	0,0130 Ω
ψ	0,03T
D	0,01
Θ	0,005
M_0	0Nm

Ezek alapján a rendszer egységugrásra adott feszültség vektorjai a következő 42. ábrán látható. A szabályozók hangolását egy sztemerd beállítás szerint állítottam be, ami könnyedén átalakítható, ha más motor paramétereit adjuk meg. Ezáltal egy olyan szabályozási modellt alkottam, ami gyorsan átalakítható más PMS motor paramétereire igazítva.

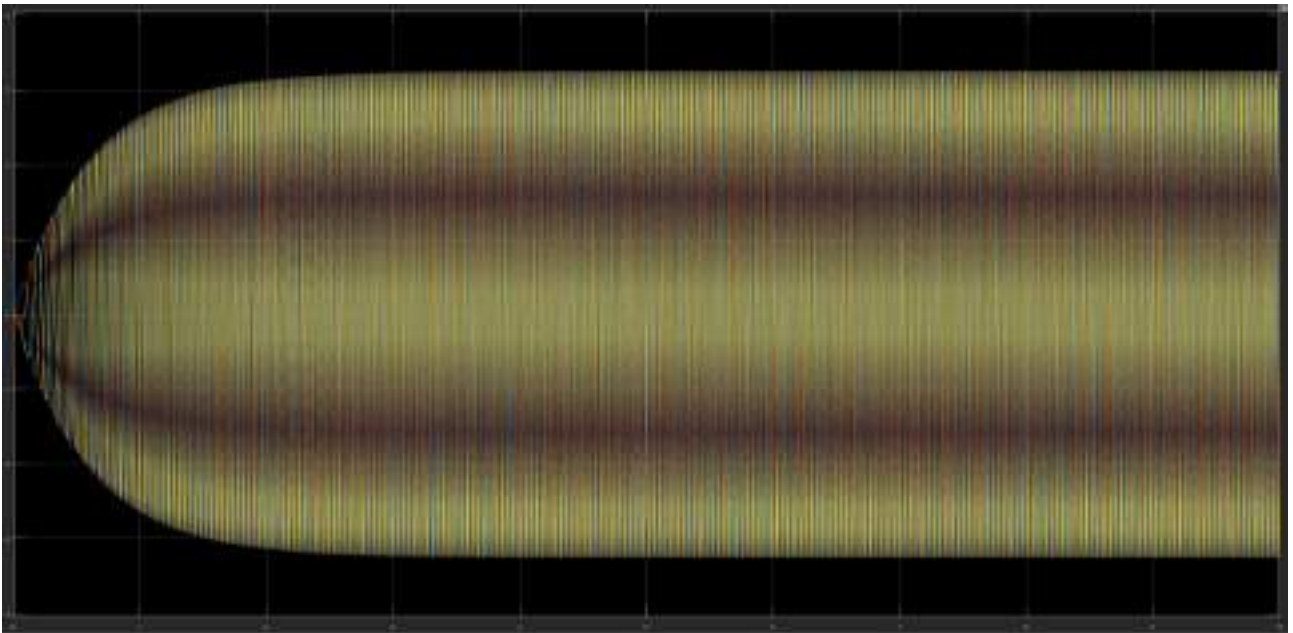
Paraméterezéskor, mivel az i_d áramerősség nem játszik szerepet a hengeres forgórészű motor nyomatékszabályozásában, ezért az egységugrás jelet csak i_q áramvektorra állítottam be. A hengeres forgórészű kialakítás az L_d és L_q induktivitások egyezéséből megállapítható.

A PI szabályozó hangolására az alábbi összefüggések állnak rendelkezésre.

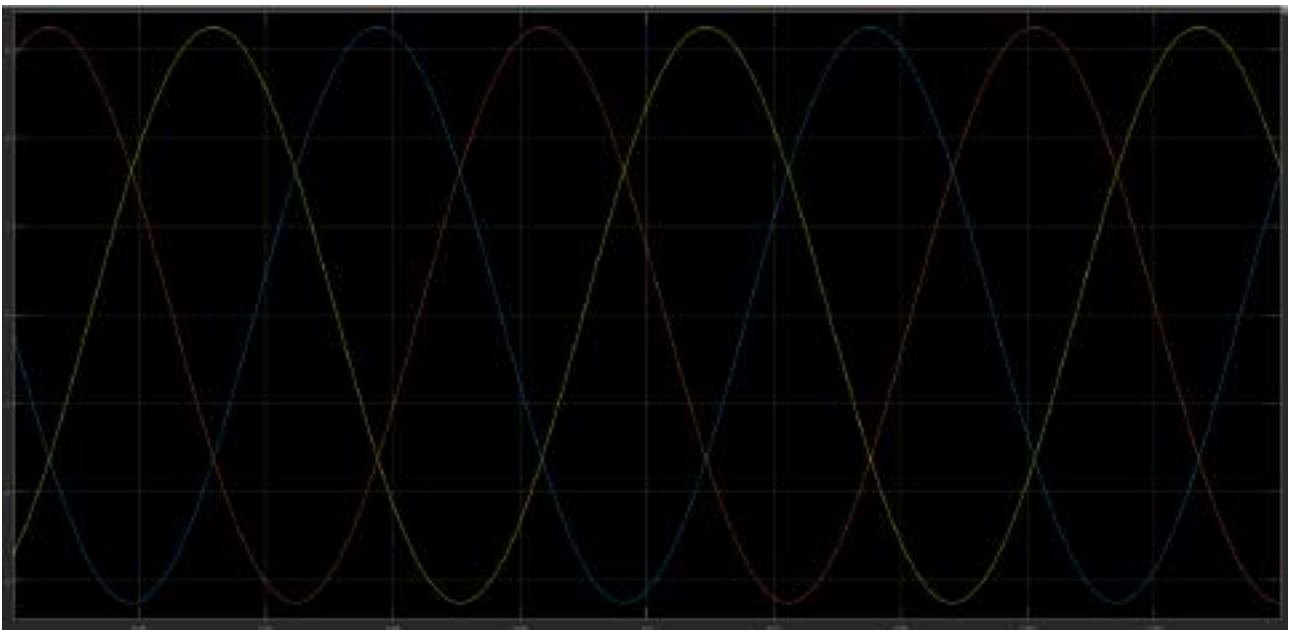
$$W_d(s) = \frac{i_d(s)}{u_d(s)} = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{L_q}{R_s} \cdot s} \quad (20)$$

$$W_q(s) = \frac{i_q(s)}{u_q(s)} = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{L_q}{R_s} \cdot s} \quad (21)$$

A 20. és 21. egyenletek alapján meghatározható a PI szabályozó hangolásához szükséges pólusok értéke.



42. ábra. 3 fázisú vektorok i_q egységugrásra adott válasza



43. ábra. Az előző ábra egy szeletének nagyított képe

14. Összefoglaló

A dolgozatomban egységeiben bemutattam az általam megalkotott hajtásvezérlő sematikus ábráit, és annak környezetét, amit a Széchenyi István Egyetemen működő versenycsapat a SZE Energy Team legújabb konstrukciójú autójának a hajtásért felelős vezérlő egysége lehet.

Részleteztem a kiválasztott eszközök funkcióit és méretezésének okait, valamint elvégeztem az ezekkel kapcsolatos szimulációk összeállítását. A kapott szimulációs eredmények alapján katalógusokból kiválasztottam a megfelelő környezeti elemeket és a kapcsolás működési szempontjából a kellő pozícióban, a kellő bekötéssel helyeztem el.

Ismertettem és megalkottam a motorvezérlő jövőbeni szoftverének alapját képező matematikai modelleket és azok összeillesztését.

Jövőbeni fejlesztési lehetőségek között van a motorvezérlő PCB rajzának véglegesítése és a szoftveres modell C kóddá való átalakítása.

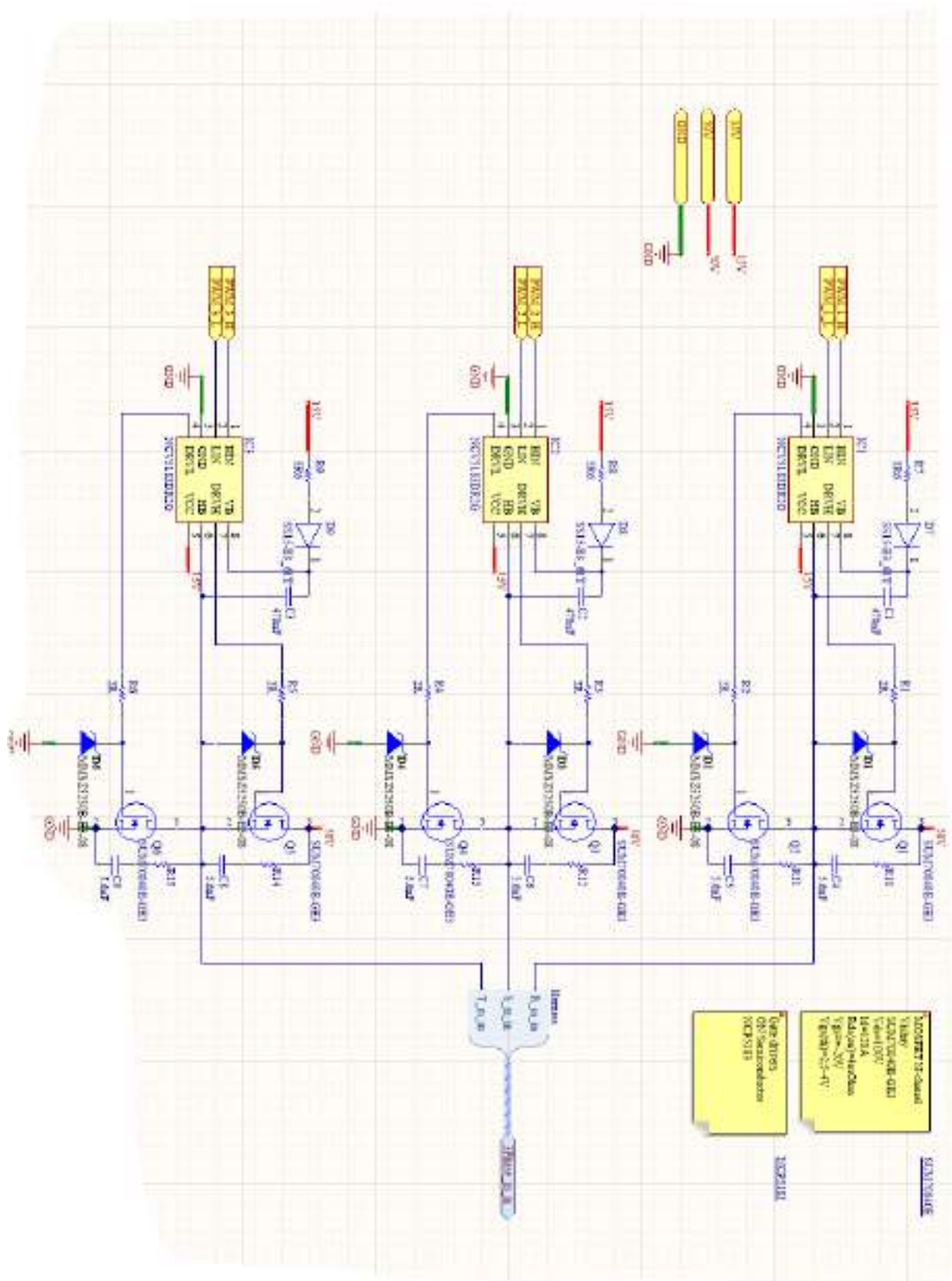
Irodalomjegyzék

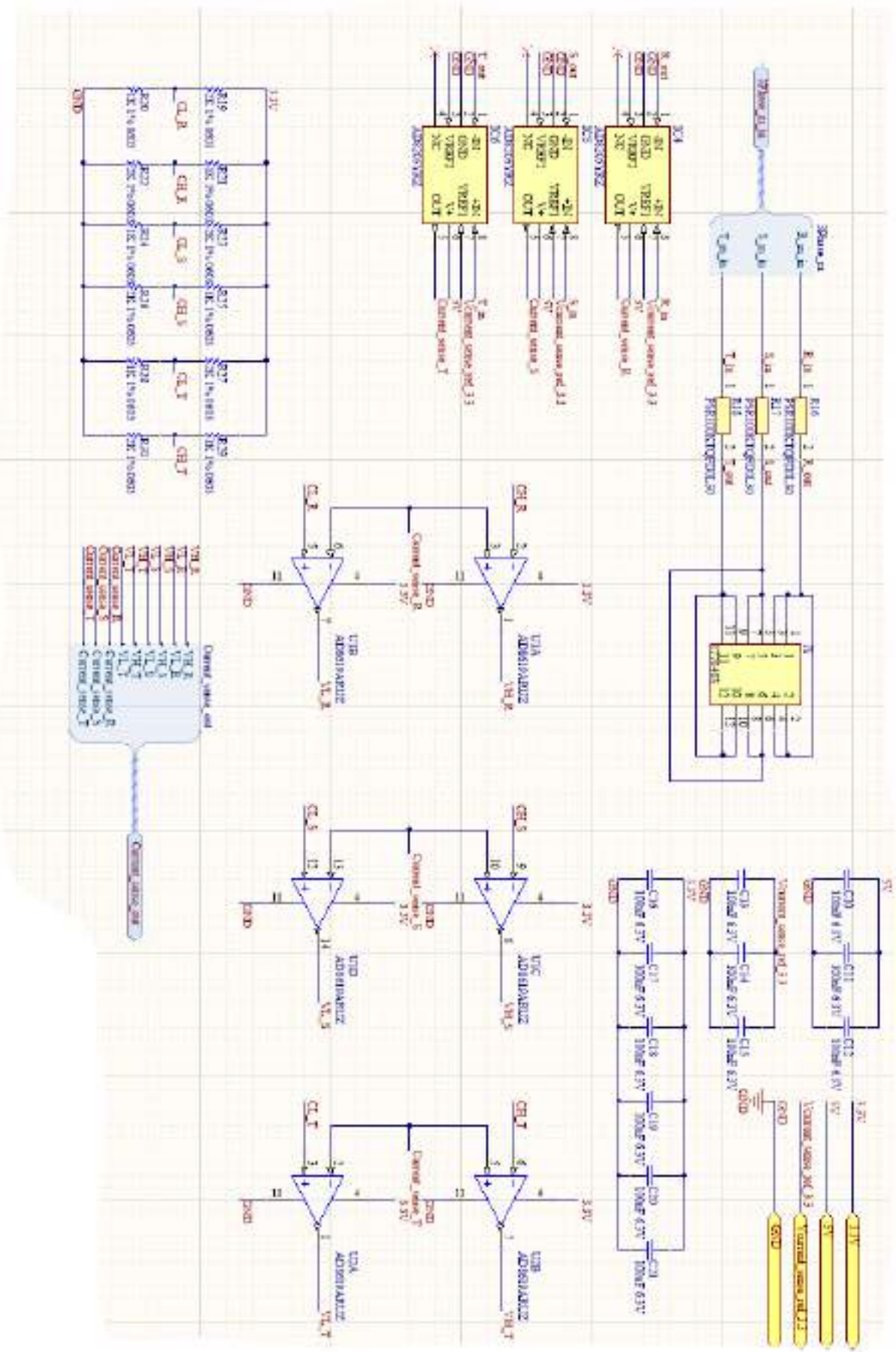
- [1] Kiss Dávid, Veréb Szabolcs, Dr. Varjasi, István: Formula Student versenyautó teljesítményátalakítójának tervezése:
BME, Automatizálási és alkalmazott Informatikai Tanszék TMDK dolgozat, 2014
- [2] Dr. Szénásy István: Villamos hajtások: Egyenáramú állandómágneses motorok és hajtástechnikai alkalmazásaik. Szinkron- és aszinkron motoros járműhajtások.
„Digitális könyv”: Széchenyi István Egyetem, Győr, 2011
- [3] Kuslits Márton: Állandómágneses szinkrongépek modellalapú irányításfejlesztése
Publio Kiadó Kft, Győr, 2016
- [4] Engineering Solutions: Permanent magnet synchronous motor
<https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/pmsm/>
(utolsó látogatás: 2019. november 26)
- [5] Microchip Technology Inc.: Sensorless Field Oriented Control (FOC) for a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) Using a PLL Estimator and Field Weakening (FW)
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/Appnotes/01292A.pdf>
(utolsó látogatás: 2019. november 26)
- [6] Dr. Oláh Ferenc, Dr. Rózsa Gábor: Automatikai építőelemek
UNIVERSITAS-GYŐR Nonprofit Kft., Győr, 2008
- [7] KJIT BME jegyzet: Járműipari hálózatok
http://www.kjit.bme.hu/images/stories/targyak/jarmufedelzeti_rendszerek/jrmipari_hlzatok.pdf
(utolsó látogatás: 2019. november 27)

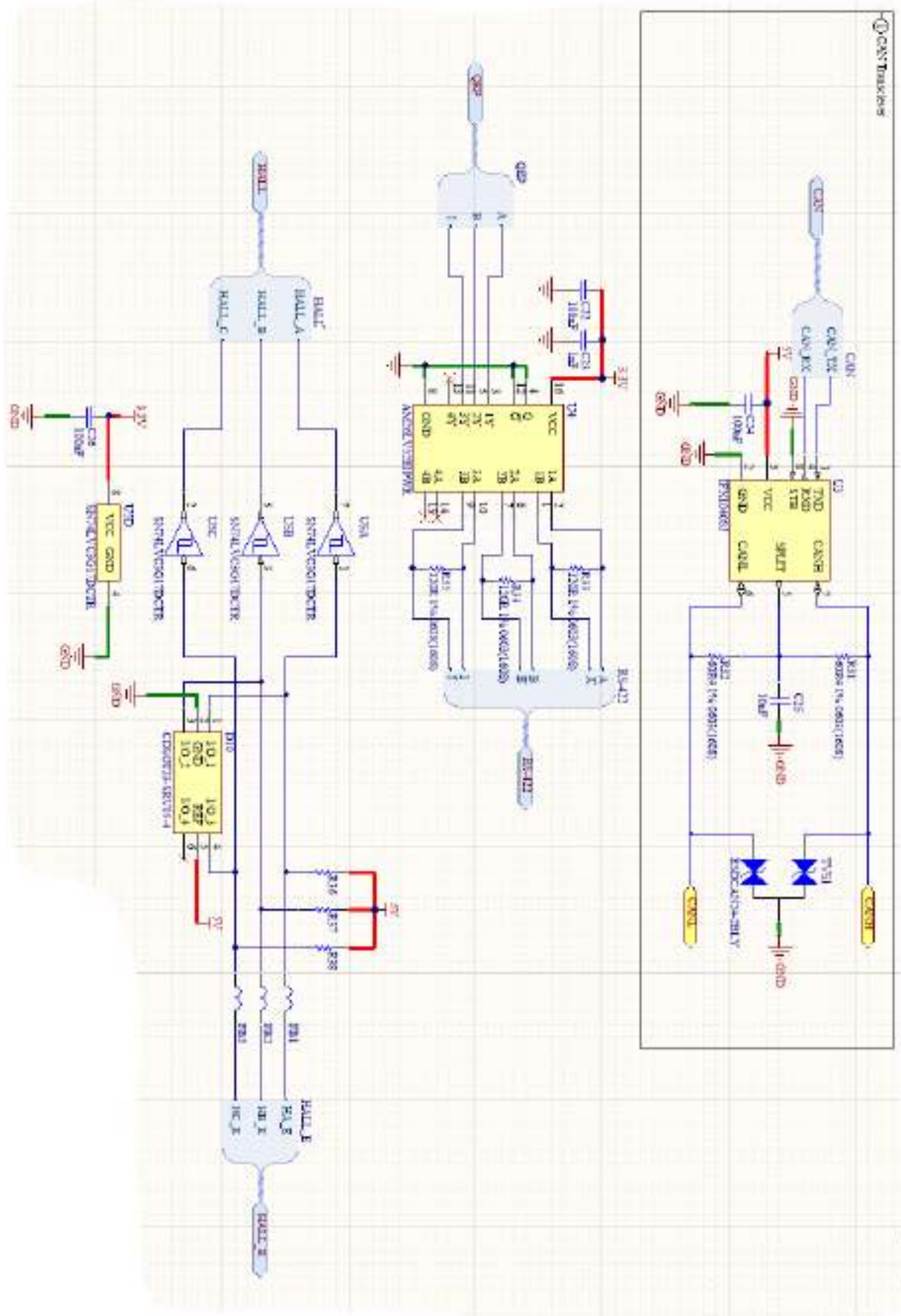
Ábrajegyzék

- [A1] <https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/pmsm/>
(utolsó látogatás dátuma: 2019 november 21.)
- [A2] <https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/pmsm/>
(utolsó látogatás dátuma: 2019 november 21.)
- [A3] <https://tudasbazis.sulinet.hu/hu/szakkepzes/gepeszet/gepeszeti-szakismeretek-1/szinkron-motoros-hajtasok/szinkronmotorok-nyomateka-terhelesi-szoge-stabilitasa>
(utolsó látogatás dátuma: 2019 november 22.)
- [A4] Dr. Szénásy István: Villamos hajtások: Egyenáramú állandómágneses motorok és hajtástechnikai alkalmazásaik. Szinkron- és aszinkron motoros járműhajtások. „Digitális könyv”: Széchenyi István Egyetem, Győr, 2011
- [A5] Kuslits Márton: Állandómágneses szinkrongépek modellalapú irányításfejlesztése
Publio Kiadó Kft, Győr, 2016
- [A6] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/Appnotes/01292A.pdf>
(utolsó látogatás: 2019. november 26)
- [A7] Dr. Oláh Ferenc, Dr. Rózsa Gábor: Automatikai építőelemek
UNIVERSITAS-GYŐR Nonprofit Kft., Győr, 2008
- [A8] Dr. Oláh Ferenc, Dr. Rózsa Gábor: Automatikai építőelemek
UNIVERSITAS-GYŐR Nonprofit Kft., Győr, 2008
- [A9] https://www.nutsvolts.com/magazine/article/December2016_CAN-Bus-Basics-Propeller-MCU
(utolsó látogatás: 2019. november 27)
- [A10] http://moodle.autolab.uni-pannon.hu/Mecha_tananyag/autoipari_beagyazott_rendszerek/ch04.html
(utolsó látogatás: 2019. november 27)
- [A11] <https://www.components-store.com/datasheets/35/AM26LV32EIDR.pdf>
(utolsó látogatás: 2019. november 30)

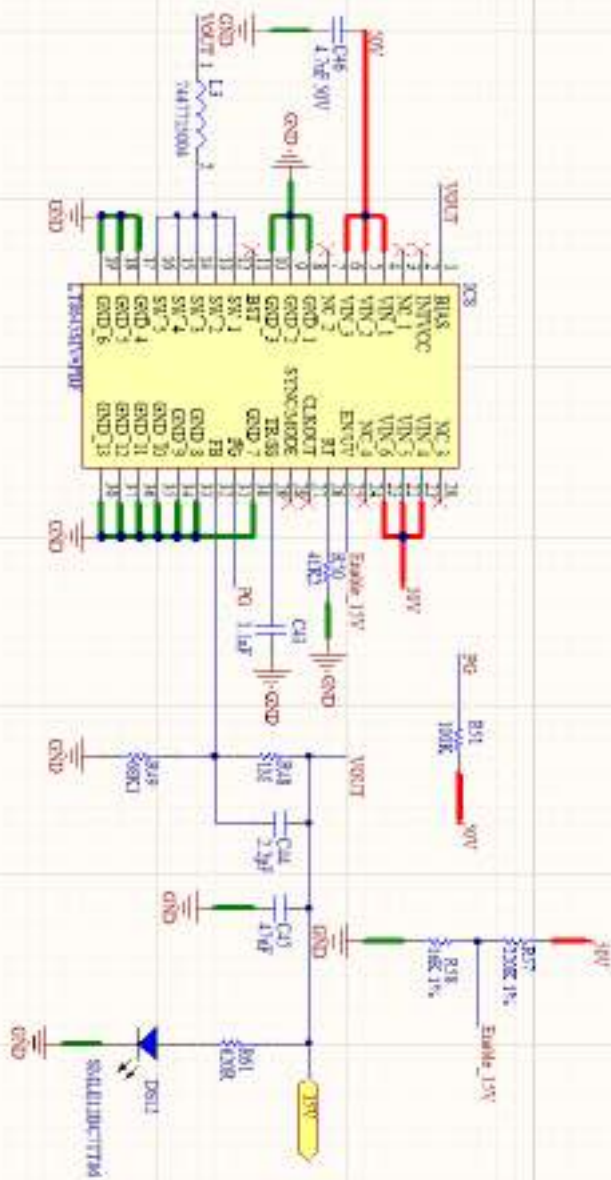
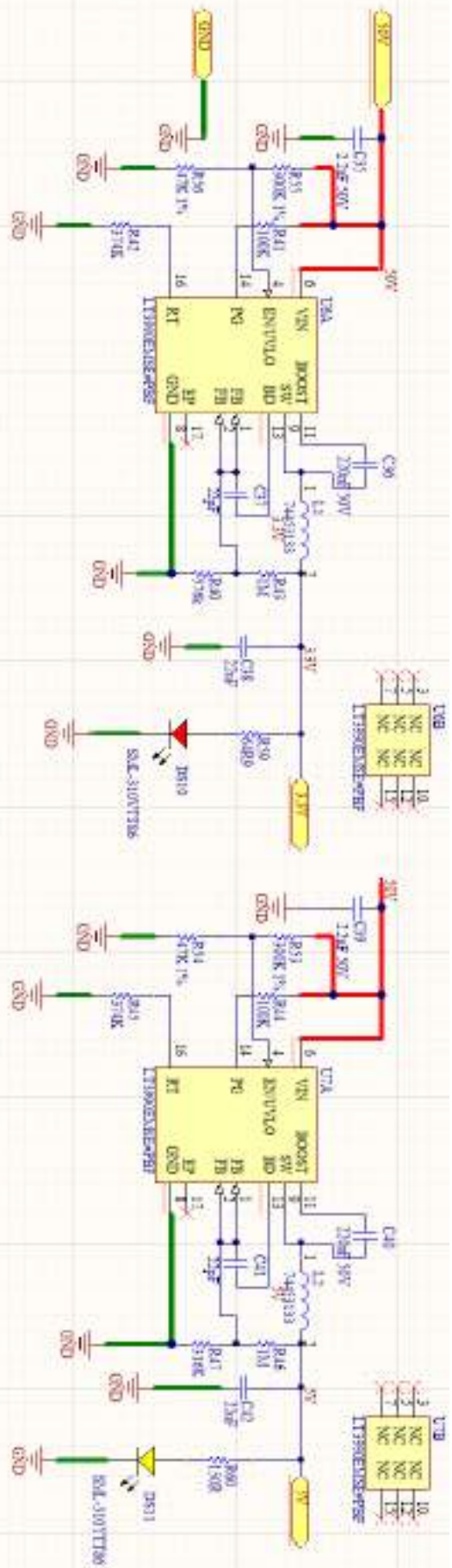
Mellékletek











Brushless Servo Motors

Quantum NEMA 34 Series Brushless Servo Motors

SPECIFICATIONS

Model No.		QB03400			QB03401		
Winding Voltage	V	24	40	130	24	40	130
Stall Torque (continuous) ⁽¹⁾	oz-in	118	125	122	221	218	210
	Nm	0.83	0.88	0.86	1.56	1.54	1.48
Rated Power ⁽¹⁾	W	148	226	385	199	273	503
Rated Torque ⁽¹⁾	oz-in	112	115	79	211	203	155
	Nm	0.79	0.81	0.56	1.49	1.43	1.10
Rated Speed	RPM	1790	2650	6600	1275	1825	4390
Peak Torque	oz-in	605	605	605	1374	1374	1374
	Nm	4.27	4.27	4.27	9.7	9.7	9.7
Rated Phase Current	A	10.6	9.0	4.4	13.6	10.6	6.1
Peak Current	A	46	38	28	74	59	37
Torque Constant ($\pm 10\%$)	oz-in/A	13.2	15.8	22.2	18.5	23.1	37.0
	Nm/A	0.093	0.112	0.157	0.131	0.163	0.261
Voltage Constant ($\pm 10\%$)	V/kRPM	9.76	11.7	16.4	13.7	17.1	27.4
	V/rad/s	0.093	0.112	0.157	0.131	0.163	0.261
Cogging Torque (max.)	oz-in	3.5			5.0		
	Nm	0.0025			0.035		
Rotor Inertia	oz-in-s ²	7.63E-03			1.52E-02		
	kg-m ²	5.4E-05			1.1E-04		
Motor Constant	oz-in/ $\sqrt{W}$	20.6	21.8	21.3	34.7	34.1	32.9
	Nm/ $\sqrt{W}$	0.15	0.15	0.15	0.24	0.24	0.23
Elect. Time Constant	ms	1.81	2.02	1.97	2.42	2.35	2.18
Mech. Time Constant	ms	2.34	2.10	2.21	1.65	1.70	1.83
Thermal Resistance ⁽¹⁾	°C/W	1.87			1.51		
Terminal Resistance ($\pm 12\%$)	Ohm	0.41	0.53	1.09	0.29	0.46	1.26
Terminal Inductance ($\pm 30\%$)	mH	0.74	1.07	2.15	0.69	1.08	2.76
Motor Weight ($\pm 8\%$)	lb	3.5	3.6	3.6	5.2	5.2	5.1
	kg	1.61	1.62	1.61	2.36	2.34	2.30
Model No.		QB03402			QB03403		
Winding Voltage	V	24	40	130	24	40	130
Stall Torque (continuous) ⁽¹⁾	oz-in	335	320	337	448	453	415
	Nm	2.37	2.26	2.38	3.16	3.20	2.93
Rated Power ⁽¹⁾	W	246	334	699	281	441	897
Rated Torque ⁽¹⁾	oz-in	320	300	266	432	428	288
	Nm	2.26	2.12	1.88	3.05	3.03	2.03
Rated Speed	RPM	1040	1500	3550	878	1391	4213
Peak Torque	oz-in	2071	2071	2071	2760	2760	2760
	Nm	14.6	14.6	14.6	19.5	19.5	19.5
Rated Phase Current	A	17.1	13.1	8.2	20.2	16.7	9.7
Peak Current	A	91	74	46	100	91	72
Torque Constant ($\pm 10\%$)	oz-in/A	22.7	28.0	44.6	26.8	30.3	38.5
	Nm/A	0.160	0.197	0.315	0.189	0.514	0.272
Voltage Constant ($\pm 10\%$)	V/kRPM	16.8	20.7	32.9	19.8	22.4	28.4
	V/rad/s	0.160	0.197	0.315	0.189	0.514	0.272
Cogging Torque (max.)	oz-in	6.5			7.9		
	Nm	0.046			0.056		
Rotor Inertia	oz-in-s ²	2.27E-02			3.02E-02		
	kg-m ²	1.6E-04			2.1E-04		
Motor Constant	oz-in/ $\sqrt{W}$	45.8	43.8	46.0	54.7	55.4	50.7
	Nm/ $\sqrt{W}$	0.32	0.31	0.32	0.39	0.39	0.39
Elect. Time Constant	ms	2.80	2.56	2.83	2.81	2.58	2.41
Mech. Time Constant	ms	1.42	1.55	1.40	1.32	1.29	1.54
Thermal Resistance ⁽¹⁾	°C/W	1.15			0.92		
Terminal Resistance ($\pm 12\%$)	Ohm	0.25	0.41	0.94	0.24	0.30	0.58
Terminal Inductance ($\pm 30\%$)	mH	0.69	1.05	2.66	0.67	0.77	1.39
Motor Weight ($\pm 8\%$)	lb	6.8	6.7	6.7	8.4	8.4	8.3
	kg	3.10	3.05	3.06	3.83	3.83	3.75



PIC32MK0512MCF064 ☆

High Performance 32-Bit MCU with FPU & DSP

Status: In Production

Features:

- 120MHz MIPS32 microArch MCU Core
- Floating Point Unit for single and double precision math
- 7x 12-bit 3.75MSPS ADC. Comes up to 27 analog inputs
- Four Op amps
- Single FS USB2.0
- Four CAN2.0 Modules

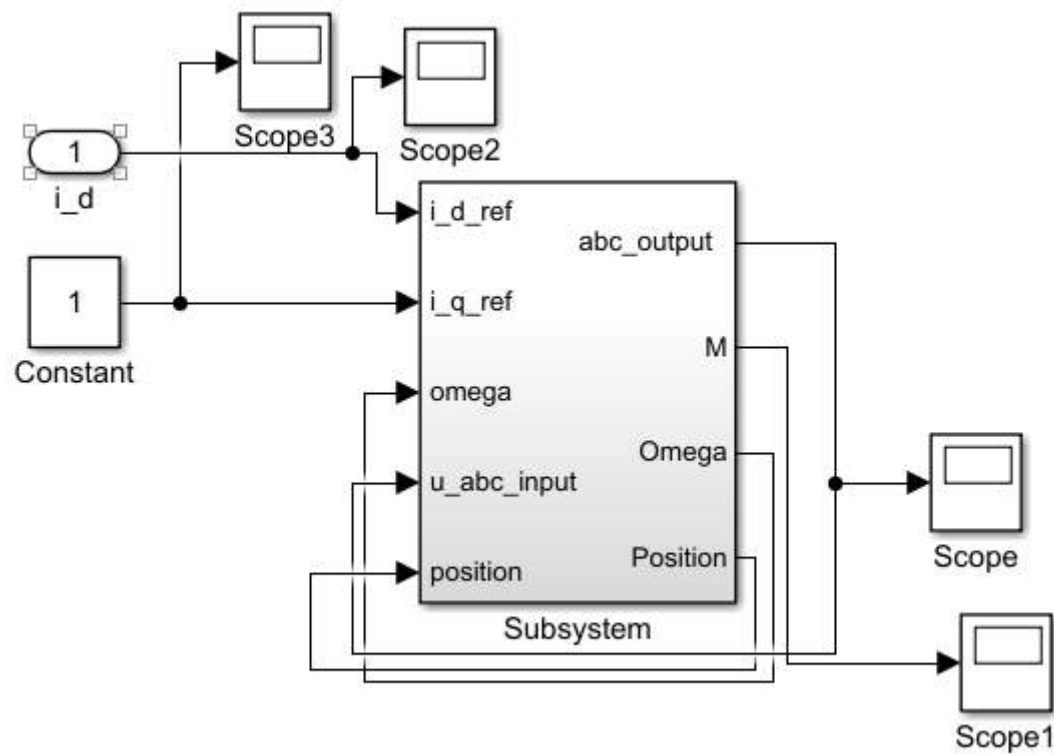
Parametrics

Name	Value
Part Family	PIC32MKMC
Max CPU Speed MHz	120
Program Memory Size (KB)	512
SRAM (KB)	128
Data EEPROM/HCF (Bytes)	4096
Temperature Range (C)	-40 to 125
Operating Voltage Range (V)	2.2 to 3.6
Direct Memory Access Channels	21
SPI	6
Number of Op Amps	4
CODEC Interface (I2S,AC97)	Yes
Peripheral Pin Select / Pin Muxing	Yes
CTMU test	Yes
Number of USB Modules	1
USB Interface	Full Speed
Number of CAN modules	4
Type of CAN module	CAN
ADC Input	27
Max ADC Resolution (Bits)	12
Max ADC Sampling Rate (ksps)	3750
Number of DACs	3
Input Capture	16
Standalone Output Compare/Standard PWM	16
Motor Control PWM Channels	16
Max 16-bit Digital Timers	14
Parallel Port	EPMP
Number of Comparators	5
Internal Oscillator	8Mhz
Hardware RTCC/RTC	Yes
Max I/O Pins	49
Pincount	64
Quadrature Encoder Interface	6

Additional Features

- 120Mhz MIPS32 microAptiv MCU Core
- Floating Point Unit for single and double precision math
- MicroMIPS Mode for 40% smaller code size
- Four 64-bit Accumulators
- Single Cycle MAC supporting saturating and fractional math
- 256KB Dual Panel Flash with Live Update support
- 4KB EEPROM
- 7x 12-bit 3.75MSPS ADC Cores up to 27 analog inputs
- Four Op amps
- Five analog comparators
- Up to three 12-bit DACs
- Eight PWM pairs
- Six additional Single-Ended PWM modules
- Dead Time for rising and falling edges
- Dead-Time Compensation
- 8 ns PWM Resolution
- Clock Chopping for High-Frequency Operation
- PWM Support for:
 - DC/DC, AC/DC, inverters, PFC, lighting
 - BLDC, PMSM, ACIM, SRM motors
- Choice of six Fault and Current Limit Inputs
- Flexible Trigger Configuration for ADC Triggering
- Up to 6 Quadrature Encoder Interface (QEI) Modules
- 16 Output Compare
- 16 Input Capture

- RTCC
- Single FS USB2.0
- Four CAN2.0 Modules
- Up to six UART Modules (up to 25Mbps) with LIN and IrDA support
- Up to six SPI/I2S modules
- Peripheral Pin Select (PPS) to enable remappable pin functions
- AEC-Q100 REVG (Grade 1 -40°C to +125°C) (planned)
- Class B Safety Library, IEC 60730 (planned)
- Back-up internal oscillator
- Programmable High/Low-Voltage Detect module
- Clock monitor with Back-up Internal Oscillator
- Global register locking
- In-circuit and in-application programming
- 2-wire or 4-wire MIPS® Enhanced JTAG interface
- Unlimited software and 12 complex breakpoints
- IEEE 1149.2-compatible (JTAG) boundary scan
- Non-intrusive hardware-based instruction trace
- MPLAB X Integrated Development Environment (IDE)
- MPLAB® Harmony Integrated Software Framework
- USB, Graphics, and mTouch™ middleware
- MFi, Android™, and Bluetooth® audio frameworks
- RTOS Kernels: Express Logic ThreadX, FreeRTOS™, OPENRTOS®, Micrium® µC/OS™, and SEGGER
- Mathworks Matlab® Blockset
- SCILAB X2C Open Source Rapid Prototyping Tools



```

1 - clear all;
2
3 - Ld = 1.6*10^-4;
4 - Lq = 2.5*10^-4;
5 - Lq = 2.5*10^-4;
6 - R = 4;
7 - Rs = 0.0135;
8 - Teta = 0.005;
9 - S = 0.01;
10 - H0 = 0;
11 - i_d = 2*10^-4;
12 - beta1 = 0.03;
13
14
15 - % [-] a PI szabályozók integrációs erőssége
16 - Kp = Lq/Rs*Ld; % [-] a PI szabályozók arányos tagja
17
18

```

Name ▲	Value
 D	0.0100
 I	50
 i_d	2.0000e-04
 L0	1.6000e-04
 Ld	2.5000e-04
 Lq	2.5000e-04
 M0	0
 N	6
 P	0.9615
 pszi	0.0300
 Rs	0.0130
 Teta	0.0050
 tout	1000x1 double