

BUDAPESTI MŰSZAKI ÉS GAZDASÁGTUDOMÁNYI EGYETEM

AUTOMATIZÁLÁSI ÉS ALKALMAZOTT INFORMATIKAI
TANSZÉK

TDK DOLGOZAT

Formula Student versenyautó teljesítmény-átalakítójának tervezése

Szerző:

KISS Dávid
VERÉB Szabolcs

Konzulens:

DR. VARJASI István

2014. október 22.



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Tartalomjegyzék

Kivonat	4
Abstract	5
1. Bevezetés	6
1.1. Formula Student	7
1.2. A PMSM motorok	7
1.3. A motorvezérlő elektronika	10
2. Az inverter főköre	12
2.1. Termikus viselkedés	13
2.1.1. Félhíd veszteségei	13
2.1.2. A számítások célja	15
2.1.3. Termikus impedancia	15
2.1.4. Dióda modell	17
2.1.5. Párhuzamosított diódák modellje	20
2.2. A főkör fizikai kialakítása	20
2.2.1. DC sínezés kialakítása	22
2.2.2. Parazita induktivitás szimulációja	24
2.3. Az IGBT meghajtó elektronika	27
2.3.1. Felépítés	28
2.3.2. Rövidzárlat elleni védelem	32
2.3.3. Deszaturációs védelem	32
2.3.4. Alacsony gate feszültség elleni védelem	33
2.3.5. További védelmek	33
2.4. A főkör tesztje	35
2.4.1. Félhíd tesztje	35
2.4.2. 3 félhíd tesztje	36
3. A vezérlő elektronika és a szoftver	39
3.1. A mikrovezérlő	39
3.2. A hardware további elemei	40
3.3. A szoftver	42
4. Összefoglalás	46
5. Köszönetnyilvánítás	47
Irodalomjegyzék	48

Ábrák jegyzéke

1.	Az FREC-01	8
2.	A csapat által jelenleg használt motor karakterisztikája.	8
3.	A PMSM motork vázlatos belső felépítése	9
4.	A YASA750 típusú PMSM motor	9
5.	A motorvezérlő elektronikánk blokkvázlata	10
6.	A három fázisú inverterek általános felépítése	12
7.	Félhíd	14
8.	Kapcsolási áram- és feszültség alakok	14
9.	Félvezető elemek néhány paramétere	15
10.	Foster-modell	16
11.	MATLAB Simulink termikus modell	17
12.	A dióda karakterisztikája	18
13.	Dióda modell Simulinkben	19
14.	Dióda hőmérséklete az idő függvényében	19
15.	Párhuzamos diódák modellje	20
16.	Párhuzamos diódák hőmérséklete az idő függvényében	21
17.	A teljesítményelektronikai elemek elrendezése	21
18.	Párhuzamos diódák modellje	22
19.	Parazita induktivitás hatása	23
20.	Snubber kondenzátor (WIMA 2.2 μ F 400VDC MKP10)	23
21.	DC sín kialakítása	24
22.	Importálás COMSOL Multiphysics szoftverbe	25
23.	Induktivitás értékek	26
24.	Árameloszlás	27
25.	Az ISO5500 IC blokkvázlata	28
26.	A meghajtó fokozat teljes késleltetésének mérése	29
27.	A meghajtó áramkör kimeneti fokozata	30
28.	A differenciális PWM jelek bemeneti fokozata	30
29.	A PWM jel torzulása kapcsoláskor	31
30.	Az U_{CE} feszültség az U_{GE} feszültség függvényében	33
31.	Az IGBT-k gate feszültsége	34
32.	Az elkészült IGBT meghajtó elektronika	34
33.	Snubber kondenzátor nélkül a kimeneti feszültség (CH2) és a kiemeneti áram (CH1, 10mV/A)	35
34.	Snubber kondenzátorral a kimeneti feszültség (CH2) és a kiemeneti áram (CH1, 10mV/A)	36
35.	A teszteléshez összeállított főkör	37
36.	Kimeneti jelek háromfázisú terhelésnél	38
37.	A TI F28M36x processzor belső felépítése	41
38.	Android alapú telemetria szoftver	42

39.	A d és q irányú komponensek	43
40.	Az háromfázisú rendszer transzformációi	44
41.	A mező orientált vezérlés hatásvázlata	45

Kivonat

Napjainkban egyre nagyobb teret nyernek a tisztán elektromos, vagy hibrid hajtásláncú járművek. Néhány éve még elszórtan hallhattunk egy két prototípus felől, manapság pedig mindenkit ámulatba ejt a Tesla Modell S, mint úttörő elektromos autó, illetve a nagy gyártók is sorra jelentkeznek a különböző elektromos típusokkal. Mi sem mutatja jobban az elektromos autók létjogosultságát, minthogy 2010-ben rendezték az első olyan Formula Student versenyt, ahol elektromos autók is rajthoz álltak még külön kategóriában, 2014-ben pedig már egy kategóriában indulva, elektromos autó nyerte a versenyt. Persze a királykategóriában is követik a világ eseményeit, a dolgozat beadása idején már elindult az első FIA (Fédération Internationale de l'Automobile) FormulaE szezon, azaz az első hivatalos elektromos autós verseny.

Nagy teljesítménysűrűségük miatt az elektromos meghajtású járművekben jelenleg többnyire PMSM (Permanent Magnet Synchronous Machine) motorokat használnak. Az ilyen típusú motorok karakterisztikája ráadásul még sokkal kedvezőbb is járműdinamikai szempontból, mint az eddig jól bevált belső égésű motorok. Mivel ezek a motorok háromfázisú táplálást igényelnek, azonban hordozható formában csak egyenfeszültséget tudunk tárolni, szükség van egy teljesítmény átalakító elektronikára, ezt nevezzük motorvezérlő elektronikának. Természetesen ez a probléma nem új keletű, több megoldás is rendelkezésre áll már az iparban. A kérdés azonban az, hogy ezek a motorvezérlők rendelkeznek-e kellően kicsi időállandóval, azaz építhető-e rájuk megfelelő menettulajdonságokat biztosító vezérlés, akár közúti, akár versenycélokra. Egészen más igényeket támaszt ugyanis a járművek e csoportja, mint mondjuk pl. a hajók, ahol már szintén bevált az elektromos hajtás. Itt azonban akár másodperc nagyságrendű időállandók is megengedhetők. Gondoljunk bele, hogy mi történne, ha az autónk menetstabilizáló elektronikája 1 Hz frekvenciával tudna beavatkozni, illetve, ha például levesszük a gázzal a lábunk, még egy másodpercig nem változna a kerekeken ébredő nyomaték.

Jelen dolgozat egy a fenti követelményeknek megfelelő motorvezérlő elektronika hardveres és szoftveres megvalósítását tárgyalja. A tárgyalás során kitérek a hardver koncepcionális kérdéseire, kiemelve az alacsony tömeg és a robosztus konstrukció fontosságát, illetve a megvalósítás nehézségeire, illetve a szabályzó kör felépítésre, illetve a holtidő csökkentésének eszközeire.

Abstract

Electric or hybrid vehicle drivetrains have recently gained importance. A few years ago only a few prototypes existed, which we have barely heard of. Today, the Tesla Model S electric car amazes everyone and many major manufacturers have their own electric cars. The evolution of the Formula Student competition well illustrates this growth: while electric racecars competed in a separate category in 2010, 2014 brought a direct competition of combustion and electric drivetrains on the racetrack, and an electric car managed to win the race. As of writing this paper, the first FIA (Fédération Internationale de l'Automobile) FormulaE season has already started, illustrating the interest of the top-class automotive competition.

Most of this segment uses PMSM (Permanent Magnet Synchronous Machine) technology due to its high power density. Moreover, the characteristics of this type of engine align much better with vehicle dynamics than their internal combustion counterpart. These drivetrains need three-phase power supply, therefore a power converter should be applied to convert the power source that is predominantly DC. This is not a new problem, of course; several motor control solutions have already been developed by the industry. The question is whether these motor controllers have sufficiently quick dynamics; in other words, are they capable of providing proper handling characteristic for road and racing purposes. This group of vehicles poses a significantly different set of requirements compared to those for example for ships, which have proven to be driven by an electric drivetrain efficiently. Ships can tolerate the delays of the drivetrain even up to the order of seconds. However, what if stability control electronics could only assist the driver with a one second delay? That would mean, for example, a situation when the throttle is released but the torque is only withdrawn a second later.

In this paper we introduce the hardware and software implementation of a design fulfilling the requirements described above for an engine control unit. The list of discussed topics includes conceptual hardware-level decisions, the emphasis on reduced weight, a robust design and its difficulties, a control loop structure and the means of reducing lag.

1. Bevezetés

Korunk pezsgő témája a fenntartható energiagazdálkodás. Ez a filozófia a közlekedésben az elektromos és hibrid járművek formájában jelenik meg. Bár a társadalom még kissé szkeptikusan áll a kérdéshez, a fő dilemma, hogy valóban gazdaságosabbak-e az elektromos autók, illetve teljes életciklusukra vetítve valóban kisebb-e a környezetszennyezés, ugyanis az akkumulátor gyártása és üzemből való kivonása sem környezetbarát folyamat. Egy ilyen autó hajtáslánca azonban 90 % körüli hatásfokkal működik, szemben a belső égésű motorok 30-40 %-ával. Ha az üzemeltetéshez szükséges energiát fosszilis tüzelőanyagokra épülő erőművekben állítják elő, akkor is javítani tudunk a hatásfokon, hiszen a modern erőművek a keletkező hulladékhőt is képesek felhasználni, pl. távfűtő hálózatok üzemeltetésére. Így itt ugyan azt az üzemanyagot már 50-60 % hatásfokkal használják fel, tehát majdnem duplájára nő a hatékonyság.

Egyre több és több elektromos autó jelenik meg a piacon, a folyamat egyre gyorsul. Köszönhető ez Európai Unió szabályozásoknak, a különböző adókedvezményeknek, az úttörő cégeknek (pl. Tesla), illetve a motorsportban is megjelent már az elektromos vagy hibrid hajtás. Az első ilyen kategória a TTXGP volt, 2008-ban, ez egy elektromos motoroknak kiírt versenysorozat, mely azóta is tart és egyre nagyobb sikernek örvend. A négykerékűek világában is elindult a változás folyamata: az endurance bajnokságban már néhány éve hibrid rendszerű autókat használnak, sőt a boxutcában nem is használhatják a belső égésű motort. Aki követi az autóversenyzés csúcsának számító kategóriát, a Formula1-et, az tudja, hogy 2014-ben már itt is hibrid rendszerű autók állnak rajthoz a versenyzők. 2014-ben pedig már egy külön sorozat is indult, tisztán elektromos autók számára, FormulaE néven. Érdekesség és a kategória komolyságát mutatja, hogy az itt induló autók vezetésére feljogosító licenccel csak a Formula1-es autók vezetéséhez szükséges pilótaengedély képvisel magasabb kategóriát.

A Formula Studentben is elindult az elektromos autók fejlesztése, 2010-ben. Ezekben az években még csak tapasztalatokat gyűjtöttünk egyetemünk csapatával. Az idők folyamán sokat megtanultunk az ilyen autók működéséről és felépítéséről, a hivatalos szabályzat is sokat csiszolódott az évek során. Az első autónk tömege 400 kg felett volt, ebből 2014-re sikerült több mint 200 kg-t lefaragni. Az idei évad végére azonban világhosszá vált, hogy a költségvetésünkbe nem fér bele olyan motorvezérlő elektronika, amely motorsport célokot szolgál. A jelenleg használt Piktronik motorvezérlőket két év alatt sem sikerült tökéletesen a szolgálatunkba állítani, nagyon sok probléma volt velük, legfőképpen a szabályozással, bár nagyon sokat egyeztettünk a gyártóval is, nem jutottunk előrébb. A legnagyobb probléma a szabályozás, illetve a beavatkozás gyorsasága volt, egy versenyautó üzemeltetéséhez igen jó dinamika szükséges, itt azonban a gyártói tanács az volt, hogy maximum 100 ms-enként adjunk új nyomaték alapjelet, ami meglehetősen kevés. A többesszám használata sem véletlen, két független vezérlő elektronikát kellett használni a két motorhoz, amely a hátsó kerekeket hajtja. Megfogalmazódott tehát az igény egy saját fejlesztésű elektronika elkészítésére, amely megfelel az alábbi követelményeknek:

- Két motor meghajtására alkalmas konstrukció
- Minimális tömeg és térfogat, ahogy egy versenyautó minden alkatrészétől elvárt

- Maximálisan gyors szabályzó kör, 1 kHz nagyságrendű beavatkozási lehetőség
- Elegendő számítási kapacitás biztosítása magasabb rendű szabályzóknak
- Megbízhatóság és robusztusság

A projektet igen részletes piac és irodalomkutatással kezdtük, hogy elkerülhessük azokat a hibákat, amiket már mások elkövettek, illetve tanuljunk a már létező megoldásokból, kiválasszuk a nekünk leginkább optimálisabb lehetőségeket, ezekből építkezve pedig a saját ötleteinket is felhasználva megalkothassuk azt a berendezést, amely leginkább a mi céljainkat szolgálja. A téma szerteágazósága miatt az irodalom kutatás folyamatát és eredményeit külön nem részletezzük, az egyes részegységek tárgyalásánál hivatkozunk a felhasznált irodalomra. Ennek oka, hogy a saját eredményeinket is be szeretnénk mutatni, a dolgozat terjedelmének kordában tartása mellett.

1.1. Formula Student

A Formula Student a mérnök hallgatók számára megrendezett nemzetközi verseny. Az egyetemi csapatok feladata, hogy évente építsenek egy közepes méretű formaautót, majd azt versenyeztessék az egyes eseményeken. Amerikában rendezték az első ilyen versenyt, azzal a céllal, hogy a az egyetemről frissen kikerülő mérnökök a gyakorlatban mélyíthessék tudásukat, illetve olyan kompetenciákat is elsajátítsanak, amelyekre az iskolapadban nincs lehetőség. A mérnöki teljesítmény mellett ugyanolyan, vagy még nagyobb hangsúlyt kell fektetni a csapatmunkára és a menedzsmentre, hiszen a csapatoknak maguknak kell előteremteni az éves költségvetésüket, de szerencsére a nagy autóipari gyártók szívesen támogatják a leendő mérnököket, ugyanis a saját jövőjükbe fektetnek be.

Európában az Egyesült Királyságban rendeztek először ilyen versenyt, Silverstone-ban, így emelve tovább a rendezvény fényét. Azóta több más helyszín is feliratkozott a rendezők sorában: Hockenheim, Torino, Ausztria, illetve 2010-től Győrben is van verseny, FS Hungary névvel, a gönyüi kikötőben.

Magyarországon először a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetemen alakult egy csapat 2007-ben, azzal a céllal, hogy részt vegyen a Formula Student versenyen. Azóta épített öt belső égésű motoros és három elektromos autót. Az csapat által először épített, az 1.. ábrán látható elektromos hajtású autó szolgál tesztkörnyezetként a mi motorvezérlőnkhez.

1.2. A PMSM motorok

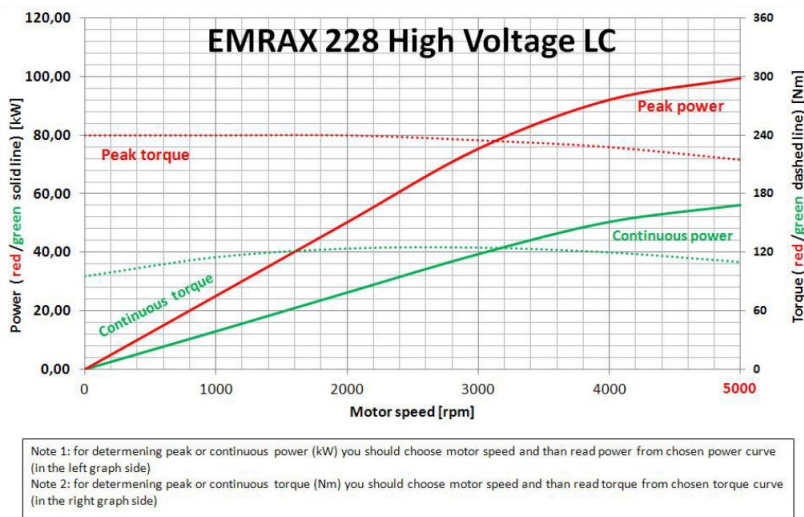
Az elektromos forgógépek közül a modern elektromos meghajtású járművekben leginkább a PMSM¹ motorok terjedtek el. Ennek oka, hogy nagy a teljesítménysűrűségük, rendkívül kompakt kialakításúak (pl. axiális fluxusú gépek), és a kopó alkatrészek hiánya miatt kicsi a karbantartásigényük. Egy állandó mágneses forgórészből, és az azt körülvevő, az általában három fázisú tekercsrendszert tartalmazó állórészből állnak. Ez a kialakítás lehetővé

¹Permanent Magnet Synchronous Motor



1. ábra. Az FREC-01

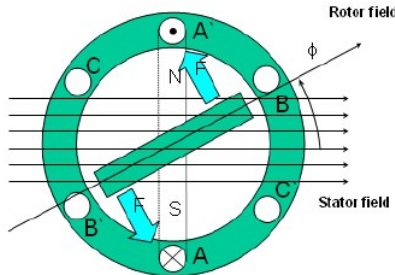
teszi, hogy a forgórész inerciája alacsony legyen, illetve a keletkező hő is könnyen elvezethető az állórész hűtésével. A konstrukció további előnye, hogy a fordulatszám és az áram, azaz a leadott nyomaték egymástól függetlenül szabályozható. Hátránya viszont, hogy a motor precíz és gyors szabályozásához bonyolult, nagy számításigényű algoritmusokra van szükség. Karakterisztikáját tekintve azonban tagadhatatlanul alkalmasabb járműhajtásra, mint bár-



2. ábra. A csapat által jelenleg használt motor karakterisztikája.

milyen belső égésű motor. Ennek oka, hogy nem szükséges alapjárat biztosítása, így nem szükséges pl. tengelykapcsoló berendezés beépítése az autóba. Ráadás képpen, már 0 fordulatszámról rendelkezésre áll a maximális nyomaték, ennek a tulajdonságnak köszönhetően sokkal intenzívebben és gazdaságosabban gyorsítható egy ilyen autó, mint belső égésű mo-

toros vetélytársa, ahol várni kell a nyomaték felépülésére. Szintén tagadhatatlan előnye a konstrukciónak, hogy egyetlen egy mozgó alkatrészt tartalmaz, a forgórészt. Ezzel szemben egy átlagos belső égésű motor több mint ezer mozgó, és ezáltal kopó alkatrészből áll össze, ehhez képest a PMSM motorok gyakorlatilag gondozás mentesnek mondhatóak. Mivel a for-



3. ábra. A PMSM motorok vázlatos belső felépítése

górész állandó mágneses, nem kell külső gerjesztéssel mágneses teret létrehozni, nem kellene szénkefék a motorba, így egyszerűbb a konstrukció, illetve elektromos szempontból is kedvező a kialakítás, kevesebb zajjal jár az üzemeltetés. Mivel a mágneses tér erősen kötött a rotorhoz, az orientációjából következtethetünk a rotor pozíciójára, így *sensorless* vezérlés is lehetségessé válik, a fázisáramok mérésével meghatározható a rotorpozíció. Jobb dinamikus tulajdonságai vannak azonban a pozíció-jeladós vezérléseknek, egy versenyautó pedig gyakran kerülhet olyan helyzetbe, hogy a vezérléstől függetlenül hirtelen megváltozik a kerekek sebessége, pl. a csökkent tapadás miatt kipörög a kerék. Ezért mi az utóbbi, szenzoros vezérlést választottuk.

Az ilyen típusú motorok nagyon nagy fejlődésen mentek keresztül az elmúlt évtizedben. Jelenleg az egyik csúcstartó az oxfordi egyetemen fejlesztett YASA típusú tárcsamotor. Kialakítását tekintve is igen szokatlan a vékony, tányérszerű forma, amely az axiális fluxusú konstrukció következménye. [2] [1]



4. ábra. A YASA750 típusú PMSM motor

A 1.. táblázatban láthatóak a motor főbb paramétereit. Fontos megjegyezni, hogy villamos

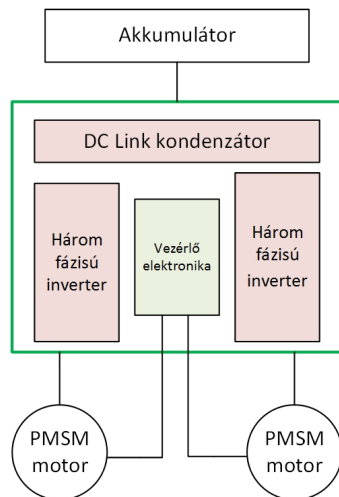
gépek esetében kétféle teljesítményről beszélünk, az egyik a csúcs, amely paramétereiket nem lehet hosszú ideig fenntartani, de elektromos szempontból a motor kibírja a terhelést, a hűtés hatékonyságától függ, hogy mennyi ideig. A névleges paraméterekkel való üzemeltetés gyakorlatilag nem jár jelentős hőfejlődéssel, tetszőlegesen ideig fenntartható ez az üzemi állapot. A 4. táblázatban láthatóak a fenti motor főbb paraméterei. Viszonyítási alapként jegyeznénk meg, hogy a LaFerrari, a Ferrai csúcsmodellje 660 Nm nyomatékkal rendelkezik.

Maximális nyomaték	790 Nm
Névleges nyomaték	400 Nm
Csúcsteljesítmény (750V feszültséggel)	200 kW
Névleges teljesítmény	75 kW
Maximális fordulatszám	3250 1/min
Hatásfok	>95%

1. táblázat. A YASA motor főbb paraméterei

1.3. A motorvezérlő elektronika

A PMSM motorok vezérléséhez három fázisú táplálásra van szükség. Az autón akkumulátorokban tárolt egyenfeszültségű táplálás áll a rendelkezésünkre. Ennek következménye, hogy szükség van egy teljesítményátalakító berendezésre, amely az egyenáramú forrásból előállítja a váltakozó áramú kimenetet.



5. ábra. A motorvezérlő elektronikánk blokkvázlata

amelyeket közösiíteni lehet, nem kell kétszer beépíteni. Az így nyert, moduláris felépítés

Természetesen a probléma nem új keletű, több megoldás is létezik már az iparban, azonban ezek többnyire nem úgy lettek kialakítva, hogy egy autóba beépíthetők legyenek. Általában az ilyen elektronikák egy motor meghajtására képesek, azonban mi egy olyan autót kívánunk vele üzemeltetni, aminek a két hátsó kereke hajtott, két egymástól független PMSM motorral. Ez által a két kerék fordulatszámát és nyomatékát külön tudjuk szabályozni, a klasszikus mechanikus differenciálművet szoftveres megoldásokkal tudjuk helyettesíteni, valamint a beavatkozási idő is nagyságrendekkel gyorsabb, mint a mechanikus esetben. Az autó kialakítása miatt tehát előnyösebb olyan konstrukciót választani, amely önmagában két motor meghajtására képes, így azokat az elemeket, amelyeket közösiíteni lehet, nem kell kétszer beépíteni. Az így nyert, moduláris felépítés

könnyen skálázható is, vagyis átalakítható egy motoros vezérlővé az egyik inverter modul eltávolításával, illetve négy kerék hajtásos esetben szintén felhasználható.

A 5. ábrán látható blokkvázlatban két különböző színnel vannak megjelölve a motorvezérlő belső elemeit. A piros színnel jelölt elemek a teljesítményelektronikai elemek, a zöld pedig a szabályzó, kis feszültségű elektronika. Ezt a felosztást követi a dolgozat következő két fejezete, melyekben részletesen szó esik a fenti hardware elemekről.

A motor szabályozásának gyorsasága érdekében bonyolult vezérlési struktúrát kell alkalmazni. Ez a mai mikrovezérlők számítási kapacitásával nem okoz problémát

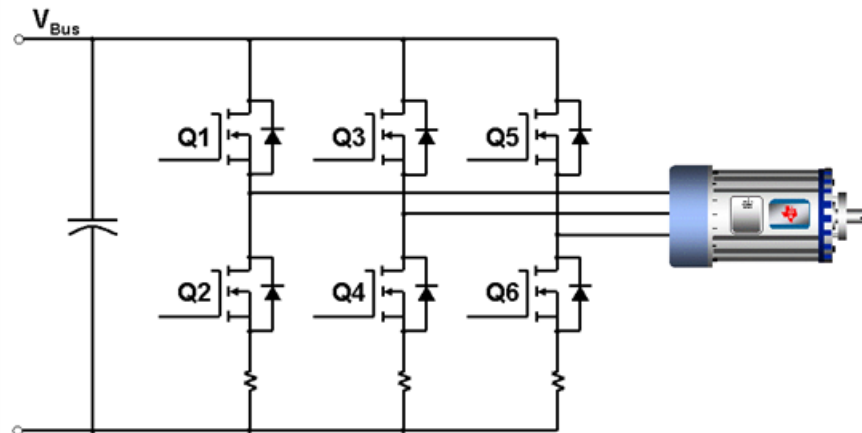
2. Az inverter főköre

A főkör alatt a DC sít, a DC link kondenzátort, a félvezető elemeket, az IGBT meghajtókat és a motorhoz vezető kivezetéseket értjük, vagyis mindent, ami nagyfeszültségű részekkel érintkezik. A motorvezérlő egység tömegének jelentős részét a főkör adja. Teljesíteni kell a kis térfogat igényét, amely növeli a teljesítménysűrűséget, megnehezítve a hűtési folyamatot. Nagy áram megszakításakor keletkező elektromágneses zavarokat minimalizálni kell, hogy más részegység működését ne zavarja meg.

Mivel a meghajtandó motor három fázisú állandómágneses szinkrongép, ezért a klasszikusnak mondható félhidas topológiát választottuk az egyszerűsége, a kis számú félvezető igénye és a rendelkezésre álló félvezető eszközök miatt.

A topológia a következőképpen működik. A csillag kapcsolású motor minden fázisára két kapcsolóelem és két dióda jut. A kapcsolóelemek segítségével a motor fázistekercsire feszültséget tudunk kényszeríteni, ezzel induktív terhelésről lévén szó, az áramot tudjuk befolyásolni. A diódák az induktív áram folytonosságát biztosítják, ellenkező esetben a nagy árammeredekség miatt indukálódó feszültség tönkre tenné a kapcsolóelemeket. A motor fázisait vagy a pozitív, vagy a negatív DC sínre kapcsolhatjuk. A motor csillagpontja lebeg, vagyis a három fázis aktuális feszültség állapotai határozzák meg. Megfelelő vezérléssel a motor fázisárama szinuszoszá tehető.

A DC link kondenzátorra a gyors kapcsolások miatt van szükség, így mentesítjük az akkumulátort, és a hozzá vezető kábeleket a nagyfrekvenciás terheléstől, amely a kábel parazita induktivitásán nagy feszültségeket indukálna.



6. ábra. A három fázisú inverterek általános felépítése

2.1. Termikus viselkedés

2.1.1. Félhíd veszteségei

Félvezető elemek veszteségei alatt a villamos vezetési jelenségek által keltett hőenergiát értjük. A félhíd veszteségei két részre oszthatóak:

- vezetési veszteségek (P_{cond})
- kapcsolási veszteségek (P_{sw})

A vezetési veszteség Ez az összetevő akkor lép fel, ha már a kapcsolási jelenségek lezajlottak, azaz az IGBT teljesen kinyitott, a dióda a teljes áramot vezeti. Az IGBT esetében a kollektor-emitter maradékfeszültség és az átfolyó áram szorzata a vezetési veszteségi teljesítmény. A szaturációs feszültség (U_{CE}) függ az IGBT hőmérsékletétől, kollektor áramától, gate feszültségétől.

$$P_{sw}^{IGBT}(t) = U_{CE}(t) \cdot I_C(t) \quad U_{CE}(t) = f(U_{GE}, I_C, T_j)$$

A dióda vezetési vesztesége a nyitóirányú feszültségesés és a rajta átfolyó áram szorzata. A feszültségesés (U_F) függ a dióda hőmérsékletétől és a rajta átfolyó áramtól.

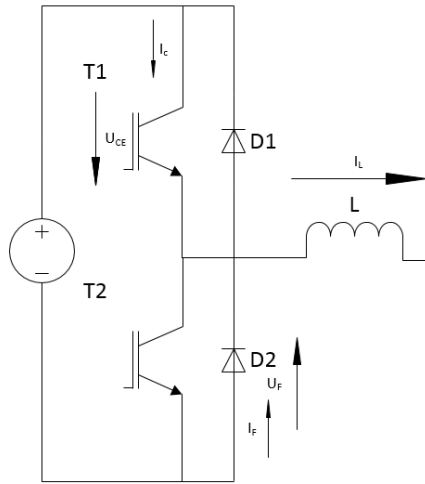
$$P_{sw}^D(t) = U_F(t) \cdot I_F(t) \quad U_F(t) = f(I_F, T_j)$$

Kapcsolási veszteség Mivel a félhíd induktív jellegű terhelést hajt meg, ezért a terhelőáram nem szakadhat meg átkapcsolás során. Ezt az IGBT-k párhuzamos diódái végzik el.

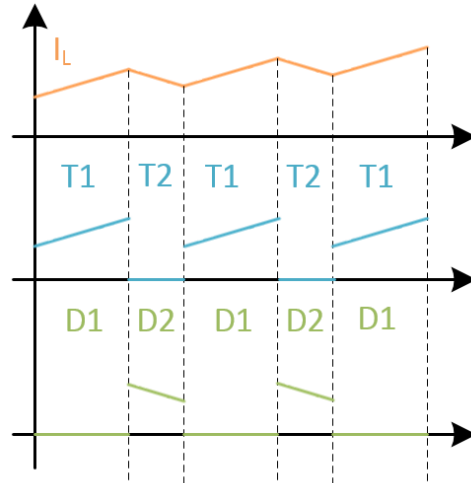
A 7. ábrán látható esetben az induktivitáson pozitív irányú áram folyik. Amikor a T_1 IGBT van bekapcsolva, akkor a terhelő áram rajta folyik keresztül. Miközben T_1 kikapcsol és T_2 bekapcsol az áram nem szakad meg, hanem D_2 diódán keresztül folyik tovább (a terhelésen az áramirány azonos marad), tehát a bekapcsolt T_2 IGBT-n nem folyik áram, csupán a terhelést kapcsolja a negatív DC sínre. Ugyanez játszódik le negatív áramirány esetén (I_L fordított irányú), csak akkor az áram vezetésében T_2 és D_1 vesznek részt. Szinuszos áram létrehozásához pozitív és negatív irányú áramra is szükség van.

A 8. ábrán látható a T_1 IGBT és D_2 dióda áram- és feszültségalakjai egy kapcsolási periódusban [4]. Vezetési veszteség az 2. és 6. szakaszban lépnek fel, míg az 1., 3., 4., 5. szakaszokban kapcsolási okok miatt keletkezik hő a félvezetőkben.

Az 1. szakaszban az IGBT kikapcsol, a dióda vezetni kezd. Az IGBT árama véges időn belül éri el a nullát, miközben az U_{CE} feszültsége véges időn belül eléri a DC sín feszültségét. Eközben a $P(t) = U(t) \cdot I(t)$ teljesítmény időfüggvény nem nulla, azaz hőveszteség keletkezik. A dióda és az IGBT áramának összege eközben változatlan, így a diódán is hasonló folyamat játszódik le, ami szintén hőfejlődéssel jár.

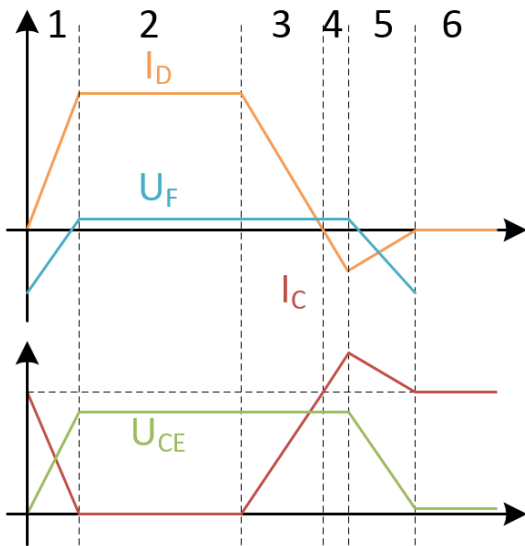


(a) Áram- és feszültségirányok



(b) Áramok

7. ábra. Félhíd



8. ábra. Kapcsolási áram- és feszültség alakok

A 3. szakaszban mindez fordítva játszódik le: az IGBT bekapcsol, áram kezd folyni rajta, ami csökkenti a dióda áramát, ám közben az IGBT U_{CE} feszültsége állandó marad (mivel a dióda még nyitott állapotban van). Emiatt az IGBT-n jelentős hő keletkezik (U_{CE} és I_C ekkor nagy értékek), míg a dióda viszonylag kis nyitófeszültsége miatt alacsony veszteségű.

A 4. szakasz a dióda bekapcsolása során tárolt töltések kiürítése miatt jön létre. Ekkor még az IGBT U_{CE} feszültsége nagy és 3. szakaszbeli áramához hozzáadódik a dióda kiürítési árama, így újra nagy lesz az IGBT-n keletkező hő. Eközben a dióda vesztesége továbbra is kis mértékű.

Az 5. szakaszban megindul a dióda felélézése és kikapcsolása. Az IGBT U_{CE} feszültsége csökkenni kezd és I_C árama beáll az állandósult értékre. Ekkor az IGBT vesztesége az 1. szakaszbeli értékhez közelítő.

Látható, hogy a dióda felélézése a dióda nem okoz jelentős veszteséget, ellenben az IGBT emiatt nagyobb hővel terhelt. Ezen okok miatt az iparban kifejlesztésre kerültek olyan diódák, melyeknek nagyon kicsi az ún. visszirányú feléléési idejük (t_{rr} "reverse recovery time", ,

FRED²) vagyis a dióda töltései gyorsan kiürülnek, ezzel csökkentve az IGBT-n fejlődő hő mennyiségét.

A fentiekből levonható a következtetés: a kapcsolási veszteségek az IGBT-n jelentősek, a diódán a vezetési veszteség a számottevő.

2.1.2. A számítások célja

Az egység tervezésének kezdetekor rendelkezésre álltak IGBT-k és diódák azonos tokozásban (9. ábra). Az első feladat volt kideríteni ezen elemek elégségességét. Az IGBT (IXGN200N60B3) maximális árama 200 A $110\text{ }^\circ\text{C}$ -on, ami a specifikációnak eleget tesz. A dióda (DSEI2x101-06A) esetén egy tokban kettő található, egyenként 96 A átlagos árammal terhelhetőek az adatlap szerint, ami kevésnek bizonyul. Azonban a diódák túlterhelhetőek, ha biztosítani tudjuk, hogy a chiphőmérséklet nem éri el a $150\text{ }^\circ\text{C}$ -t. Amennyiben egy dióda nem elégséges termikus szempontból, akkor az egy tokban levőket kell párhuzamosan kötni.

A feladat tehát becslést készíteni a dióda terhelhetőségére termikus szempontból valamint megvizsgálni mi történik, ha az egy tokban levő diódákat párhuzamosan kötjük és így használjuk a félhídban.

IGBT		Dióda	
U_{CEmax}	600 V	U_{Rmax}	600 V
$I_{C110^\circ\text{C}}$	200 A	I_{FAV}	96 A
$P_{diss.max.}$	830 W	$P_{dissmax}$	250 W
U_{CEsat}	$\leq 1.75\text{ V}$	U_F	$\leq 1.7\text{ V}$
R_{thJC}	$\leq 0.15\text{ K/W}$	R_{thJC}	$\leq 0.5\text{ K/W}$
		t_{rr}	$\leq 150\text{ ns}$



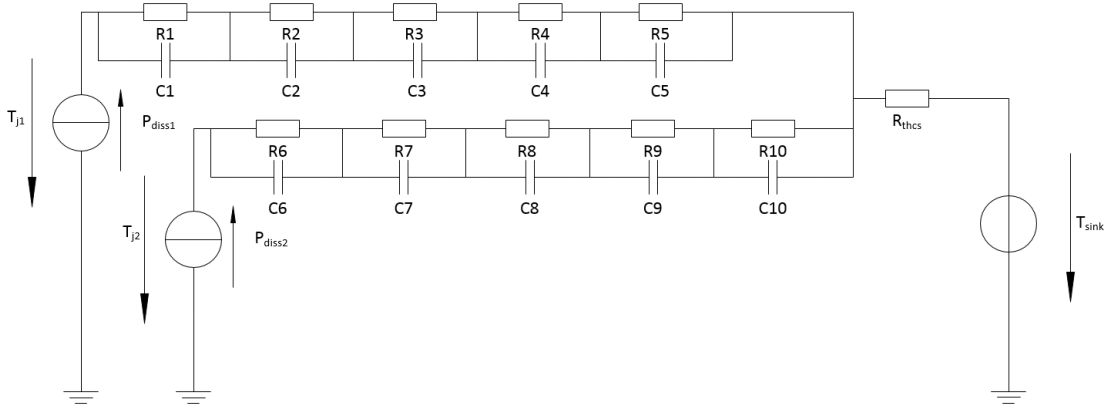
9. ábra. Félvezető elemek néhány paramétere

2.1.3. Termikus impedancia

Legelőször a hő terjedését kell modellezni a félvezetőkben. Erre az adatlapban található tranziens termikus impedanciát megadó adatokat használtuk fel. Az ott szereplő termikus ellenállás és időállandók az ún. Foster-modell vagy Pi-modell elemeit adják meg (10. ábra) [5].

A hőt áramforrásként, a hőellenállást ellenállásként, a hőkapacitást kapacitásként, a hőmérsékletet pedig feszültségforrásként képezzük le. A modell párhuzamos RC tagokkal írja le

²Fast Recovery Epitaxial Diodes



10. ábra. Foster-modell

a termikus viselkedést. Mivel egy tokban két félvezető elem van, ezért két hőforrás van jelen, melyekről két RC hálózat vezeti el a hőt egy közös hűtőfelületre, mely R_{thcs} (case-to-sink) hőellenállással kapcsolódik a hűtőbordához. A félvezetők hűtőfelülete szigetelt a tokon belül (alumínium-nitrid), így közte és a hűtőtöng között elhanyagolható a hőellenállás, csak az adatlapban megadott R_{thcs} értéket kell figyelembe venni. Mivel vízűtést alkalmazunk, ezért a hűtőbordát ideális hőelvezetőnek tételezzük fel, melynek állandó a hőmérséklete (T_{sink}).

A modell használatához fel kell írni az átviteli függvényét. Mivel MIMO rendszerről van szó (bemenetei P_{diss1} , P_{diss2} ; kimenetei T_{j1} , T_{j2}), ezért az átvitelt

$$\mathbf{W}(s) = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{bmatrix}$$

alakban keressük, ahol W_{11} az első bemenet-első kimenet közötti átvitel, W_{12} az első bemenet-második kimenet közötti, és így tovább.

Az RC tagok összevonhatóak

$$Z_1 = \sum_{i=1}^5 \frac{R_i}{1 + s * \tau_i} \quad Z_2 = \sum_{i=6}^{10} \frac{R_i}{1 + s * \tau_i}$$

alakúra. A hálózat gerjesztése (\mathbf{U}) és válasza (\mathbf{Y})

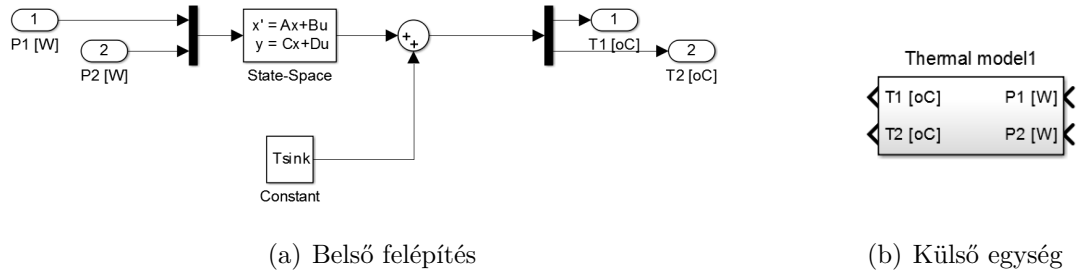
$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \end{bmatrix} \quad \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} T_{j1} - T_{sink} \\ T_{j2} - T_{sink} \end{bmatrix}$$

A válaszban szereplő hűtőtöng hőmérsékletet a későbbiekben hozzá kell adni a válaszhoz, mivel számunkra a T_j chiphőmérséklet értéke a fontos.

Az átviteli mátrix egyes elemeit a megfelelő források deaktivizálásával legegyszerűbb kiszámítani. Eredményül kapjuk:

$$\mathbf{W}(s) = \begin{bmatrix} Z_1 + R_{thjc} & R_{thjc} \\ R_{thjc} & Z_2 + R_{thjc} \end{bmatrix}$$

Ezután a MATLAB Simulink segítségével elkészíthető a termikus terjedést leíró modell, mely állapotterez leírásá alakítja a fent megadott átviteli függvényt. Előnye, hogy könnyen definiálható bármilyen kezdeti érték feltétel, így befolyásolható a szimuláció elkezdésekor a dióda kezdeti hőmérséklete, ezáltal vizsgálhatóvá válik az eltérő hőmérsékletű diódák viselkedése párhuzamos kötés esetén.

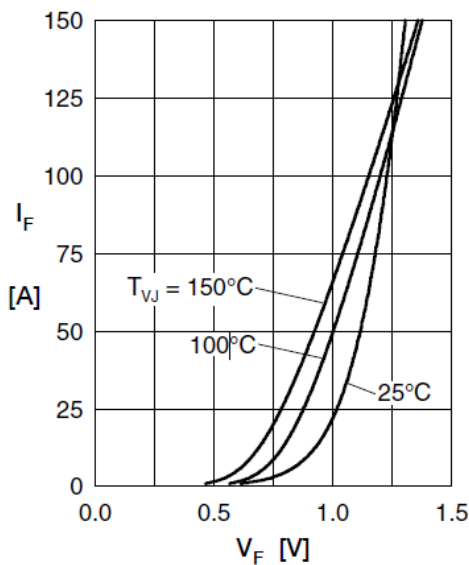


11. ábra. MATLAB Simulink termikus modell

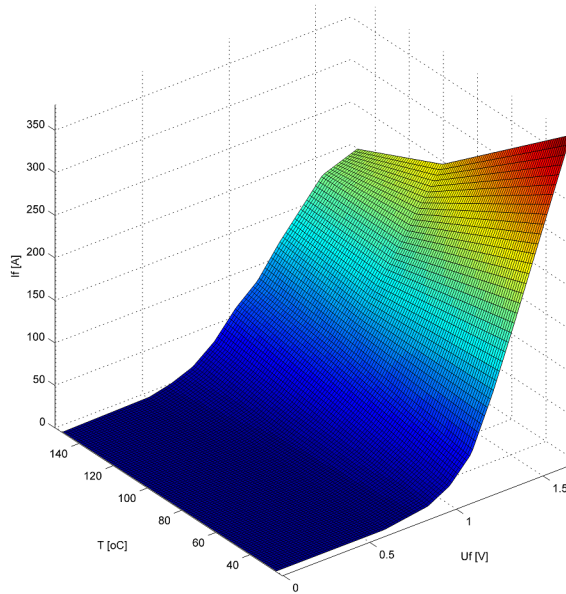
Abban az esetben, ha csak az egyik diódát szeretnénk figyelembe venni, egyszerűen a W_{11} elemet kell átviteli függvényként alkalmazni, hiszen ekkor a másik diódát figyelmen kívül hagyhatjuk.

2.1.4. Dióda modell

Először meg kell vizsgálni, hogy egy dióda használata esetén mekkora hőmérsékletű lesz az eszköz p-n átmenete. Ehhez felhasználtuk az előző bekezdésben megalkotott hőterjedést leíró egységet egy diódás esetben (csak a W_{11} átviteli függvényt). Mivel a dióda veszteségét jórészt a vezetési veszteség adja, ezért a kapcsoláskor keletkező hőt elhanyagoltuk.



(a) Adatlapban



(b) MATLAB környezetben

12. ábra. A dióda karakterisztikája

Szimulációs környezet összeállítása A vezetési veszteség a dióda nyitófeszültségének és áramának szorzata, azonban a nyitófeszültség áram és hőmérséklet függő. Emiatt a nyitófeszültséget meg kell határozni az aktuális áram és hőmérséklettől függően. Erre a dióda adatlapjában szereplő karakterisztikát és a Simulink Lookup table (továbbiakban LUT) segítségével.

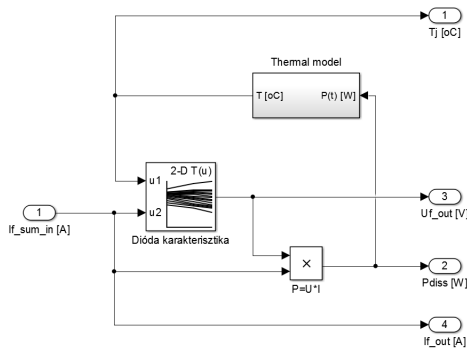
Először is numerikusan betápláltuk MATLAB környezetben az adatlapban megadott három hőmérsékletre vonatkozó karakterisztika görbéket, majd interpolációval három dimenziós ábrát képeztünk ellenőrzésként (12. ábra).

A Simulink modell a karakterisztikát a már említett LUT segítségével végzi el, mely interpolációval a megadott karakterisztika pontok segítségével az aktuális hőmérséklet ($u1$ bemenet) és aktuális áram ($u2$ bemenet) alapján meghatározza a dióda nyitófeszültségét (kimenet), melyet megszorozva az árammal kapjuk a dióda pillanatnyi veszteségi teljesítményét. Ezt a teljesítményt a termikus modell felhasználja a hőmérséklet kiszámítására. A modell bemenete a dióda árama, kimenetei a p-n átmenet hőmérséklete, a dióda nyitófeszültsége, a veszteségi teljesítmény és az árama.

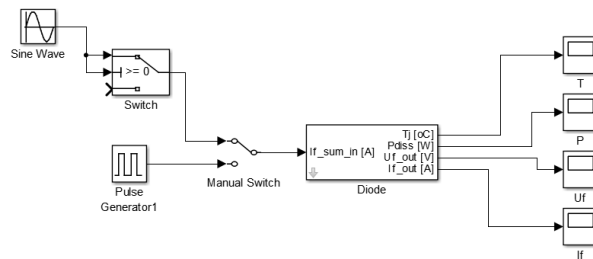
A szimulációt négyzög és szinuszos áram esetére vizsgáltuk meg.

Normál működés során az áram szinuszos, maximálisan 200 Hz frekvenciájú lehet (ez a motor maximális fordulatszámából és póluspárjainak számából következik) és maximálisan 200 A csúcsárammal rendelkezhet (motor terhelhetőségéből adódik). A dióda csak az egyik félperiódusban vezet, így csak a szinusz pozitív félperiódusában folyik rajta áram a modellben.

A négyzög áram szintén 200 A maximális értékkel rendelkezik, azonban frekvenciája a



(a) Belső felépítés

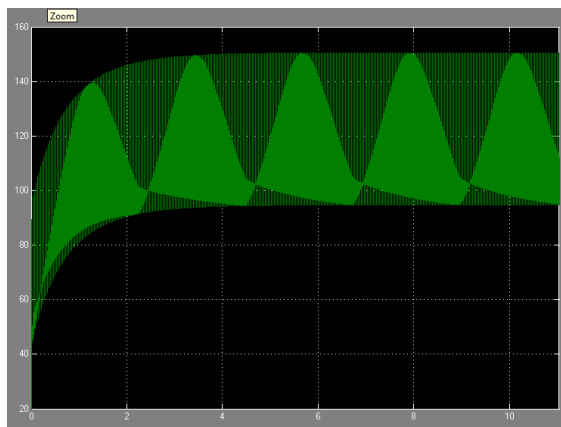


(b) Külső egység

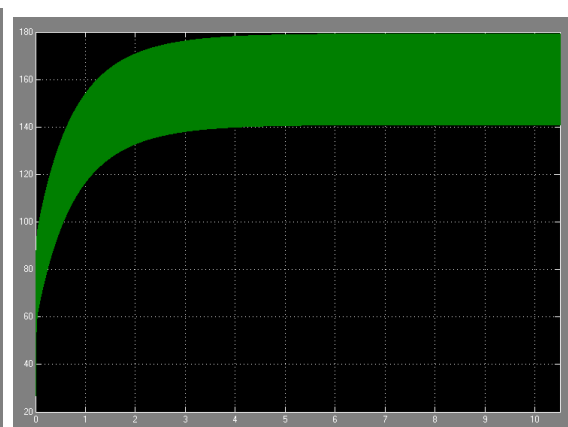
13. ábra. Dióda modell Simulinkben

tervezett kapcsolási frekvencia, azaz 20 kHz . Kitöltési tényezője 50% .

Szimuláció eredménye Elvégezve szinuszos és négyszög áramra a szimulációt a 14.ábrán látható hőmérséklet időfüggvényeket kaptuk. Szinuszos esetben az egyes szinusz csúcsokban pár másodperc után $20 \text{ }^\circ\text{C}$ kezdeti hőmérsékletéről indulva, $60 \text{ }^\circ\text{C}$ -os hűtőtöng hőmérséklet mellett a p-n átmenet eléri a $150 \text{ }^\circ\text{C}$ -os hőmérsékletet. Négyszög áram esetén $180 \text{ }^\circ\text{C}$ körül állandósul a hőmérséklete. Ebből következik, hogy egy dióda nem lesz elegendő, vagyis kettőt kell párhuzamosan kapcsolni.



(a) Szinuszos áram



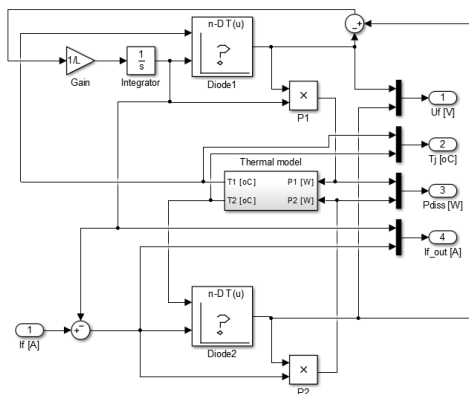
(b) Négyszög áram

14. ábra. Dióda hőmérséklete az idő függvényében

2.1.5. Párhuzamosított diódák modellje

Párhuzamosítás esetén fennáll annak a lehetősége, hogy az egyik dióda az eltérő hőmérséklete miatt nagyobb áramot vezet, emiatt tovább melegedik, ami miatt még nagyobb áramot vezet és így hőmegfűtással tönkremegy. A cél tehát megvizsgálni, hogy mi történik a párhuzamosan kötött diódákkal, ha eltérő hőmérsékletről indulva vezetnek.

Szimulációs környezet összeállítása Az egy diódás esthez hasonlóan jártunk el. Felhasználtuk a MIMO termikus modellt, valamint a diódák karakterisztikáját LUT segítségével vettük figyelembe.



15. ábra. Párhuzamos diódák modellje

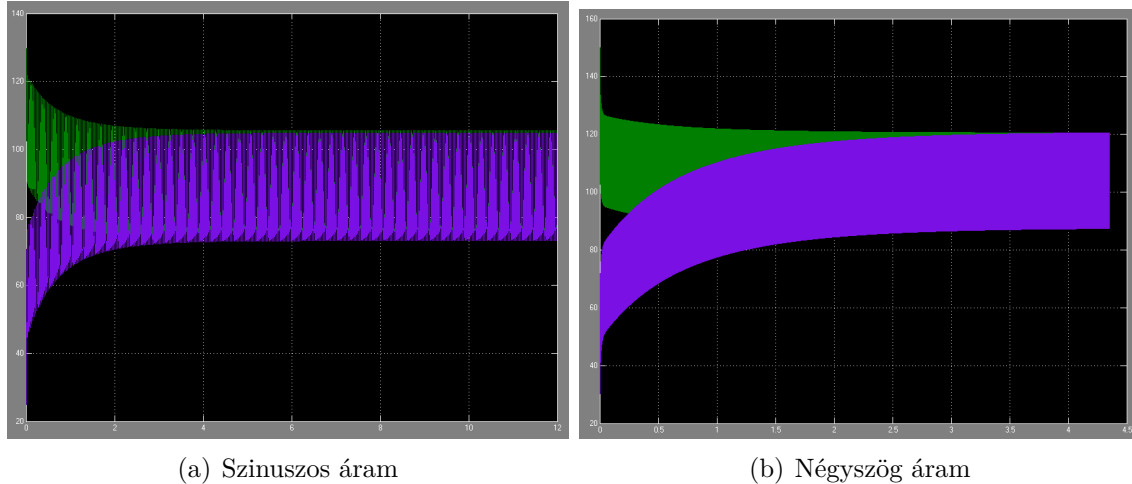
Módosítani kellett azonban a modell áramújtját, ugyanis a diódák árama úgy alakul ki, hogy a nyitófeszültségük egyenlő legyen. A két dióda áramának összege adja a teljes átfolyó áramot. Ahhoz, hogy algebrai hurok nélkül tudjuk szimulálni a diódákon folyó áramot, ezért egy kis időállandójú integrátort iktattunk be a modellbe, amely egy kis induktivitást reprezentál a két dióda között. Ezen induktivitás feszültsége (a két dióda nyitófeszültségének különbsége) határozza meg az egyik dióda áramát. Ennek a megoldásnak következtében kis időre az egyik dióda a teljes áramot vezeti, amely a négyszög árammal való szimulációkor figyelhető meg. Ez azonban nem zavarj a számítást, ugyanis ezzel csak növeljük a két dióda hőmérsékletének különbségét, így csak ront a feltételeken.

A szimuláció eredménye Lefuttatva a szinuszos és négyszög áramra a számításokat az 16. ábra szerinti hőmérséklet időfüggvényeket kaptuk. A zöld színnel ábrázolt dióda $120^\circ C$, a lilával ábrázolt $25^\circ C$ hőmérsékletről indult $60^\circ C$ -os hűtőtönk hőmérséklet mellett. Látható, hogy mindkét áramalak esetén a diódák hőmérséklete egy közös értékhez tart, tehát a párhuzamosítás nem eredményezi a dióda tönkremenetelét.

Ennek a jelenségnek az oka a dióda karakterisztikájában keresendő. Kis hőmérsékleten a dióda kisebb áramot képes vezetni, mint nagyobb hőmérsékleten, ugyanazon nyitófeszültség mellett. Azonban amint eléri a bejelölt pontot, azaz a kb. $125 A$ áramot a helyzet megfordul: a kisebb hőmérsékletű dióda nagyobb áramot tud vezetni. Ebből következik, hogy ha a dióda különböző hőmérsékleten mért karakterisztikái keresztezik egymást, akkor párhuzamosíthatók.

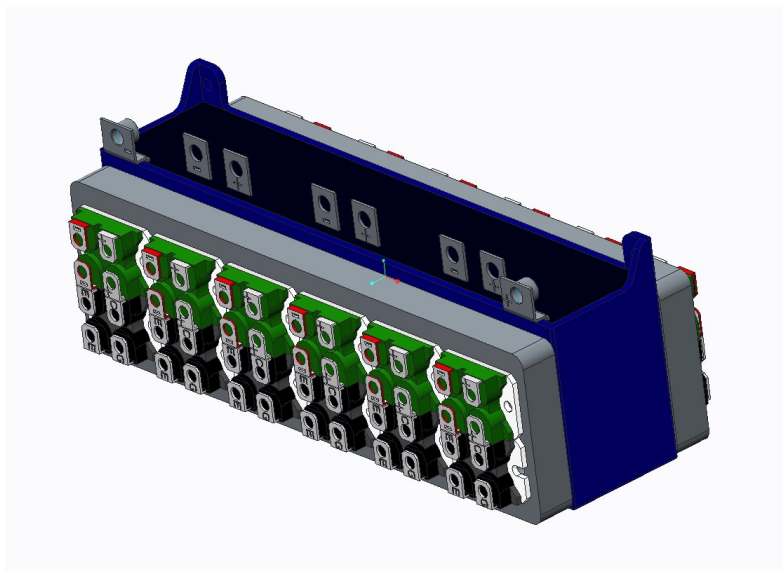
2.2. A főkör fizikai kialakítása

Az inverter kialakításánál az elsődleges szempont az volt, hogy olyan konstrukciót kívántunk létrehozni, ami kényelmesen és praktikusán beépíthető egy hátsó kerék hajtású autóba.



16. ábra. Párhuzamos diódák hőmérséklete az idő függvényében

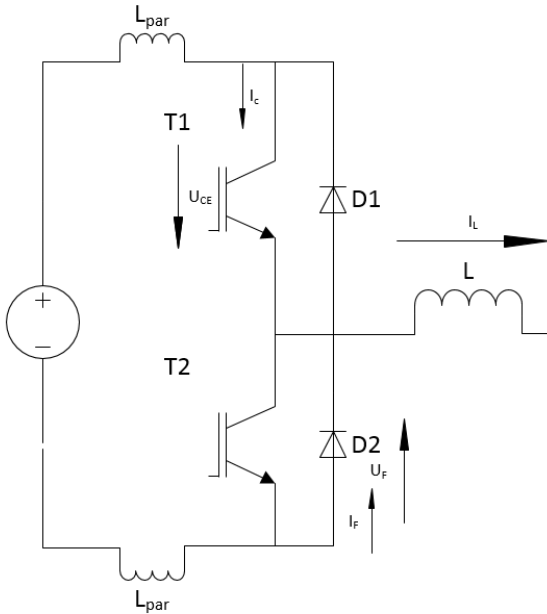
Ehhez szükséges a minimális méret és a kivezetések megfelelő elrendezése. A két motor kimenetét egymással szemben helyeztük el, így azok könnyedén beköthetőek. Cél volt továbbá a DC-Link kondenzátor tömegének és térfogatának minimálisra csökkentése. Ennek érdekében a hagyományosan használt nagy teljesítményű elektrolit kondenzátorokat egy EPCOS típusú fólia kondenzátorral helyettesítettük. A kondenzátornak további előnye, hogy az elektrolit kondenzátorok hagyományos, hengeres formájával szemben ez téglatest formájú, így gazdaságosabb a rendelkezésre álló tér kihasználtsága. A termikus szimulációból kiderült, hogy egy IGBT-vel két diódát kell párhuzamosan kapcsolni, tehát összesen 24 félvezető eszközt kell elrendeznünk. A fenti irányelvek mentén jutottunk a 17. ábrán látható topológiához.



17. ábra. A teljesítményelektronikai elemek elrendezése

Középen látható a DC-Link kondenzátor. A két oldalán találhatóak A nagy teljesítményű diódák, illetve az IGBT-k a vízhűtést biztosító alumínium tömbre szerelve.

2.2.1. DC sínezés kialakítása



18. ábra. Párhuzamos diódák modellje

séghez, így az kikapcsoló IGBT U_{CE} feszültsége 500 V lesz. A félvezetőink 600 V feszültségig üzemelnek, így nagy figyelmet kell fordítanunk a sínezés kialakítása során a parazita induktivitás minimalizálására.

A gyors áramváltozás az indukálódó feszültséggel EMC zavarokat okoz, melyek kerülendők egy ilyen kompakt berendezés felépítése során.

Az iparban ennek a jelenségnek az elkerülésére gyakran alkalmaznak ún. snubber kondenzátort, melyet közvetlenül a félvezető elemek kivezetésére kapcsolnak. Kapcsoláskor az indukálódó feszültség növekedésének sebességét korlátozzák, az induktivásban tárolt mágneses energiát nyeli el, miközben a rajta levő feszültség csak kis mértékben változik meg. A megoldás hátránya a helyigény és a tömegnövekedés illetve a DC sín feszültsége lengő lesz a parazita induktivitás és snubber kondenzátor által kialakított LC rezgőkör miatt.

Az főkör tesztelése során mi is ilyen megoldással csökkentettük az indukció hatását (19. ábra). A mérés során jól látható, hogy az indukció miatt kialakult 30 V -os feszültségtűske hogyan szűnik meg a kondenzátor bekötése után. A mi esetünkben azonban cél lenne olyan sínezés kialakítása, mely nem igényli a snubber kondenzátorok beépítését.

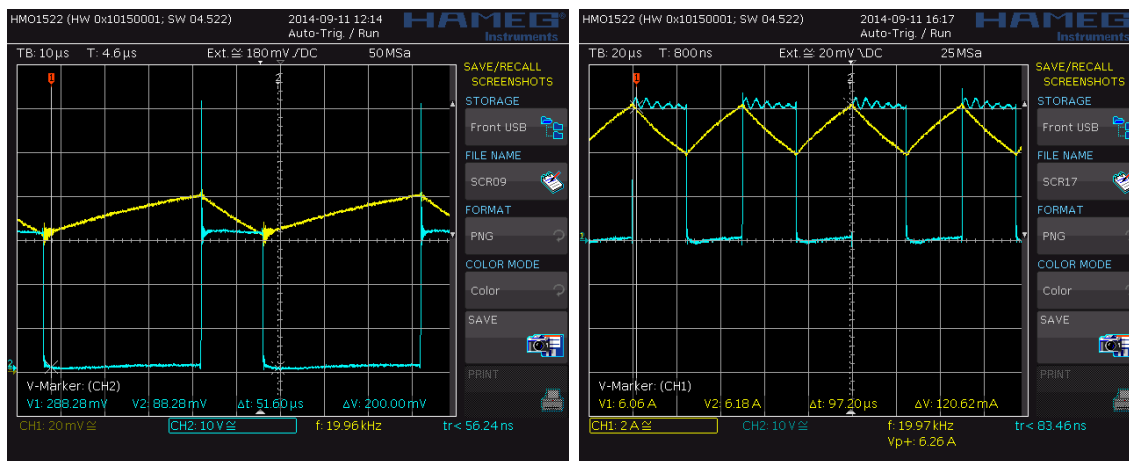
A 18. ábrán látható a félhíd DC sínezése során kialakuló parazita induktivitás a kondenzátor és a félvezető elemek között. Mivel a koncepciónkban a diódák és IGBT-k fizikailag közel helyezkednek el, ezért közöttük a parazita induktivitás elenyésző.

A sínezés miatt kialakuló parazita elem káros hatással van a motorvezérlő egység és a környező elektronikus áramkörök működésére.

Mivel azonos szinusz félperióduson belül a $T1 - D2$ vagy $T2 - D1$ páros vezet, ezért a sínezés induktivitásán az áram nagyon gyorsan változik, az árammeredekség $1 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}} = 10^9 \frac{\text{A}}{\text{s}}$ nagyságrendű. Ekkor az induktivitáson feszültség indukálódik.

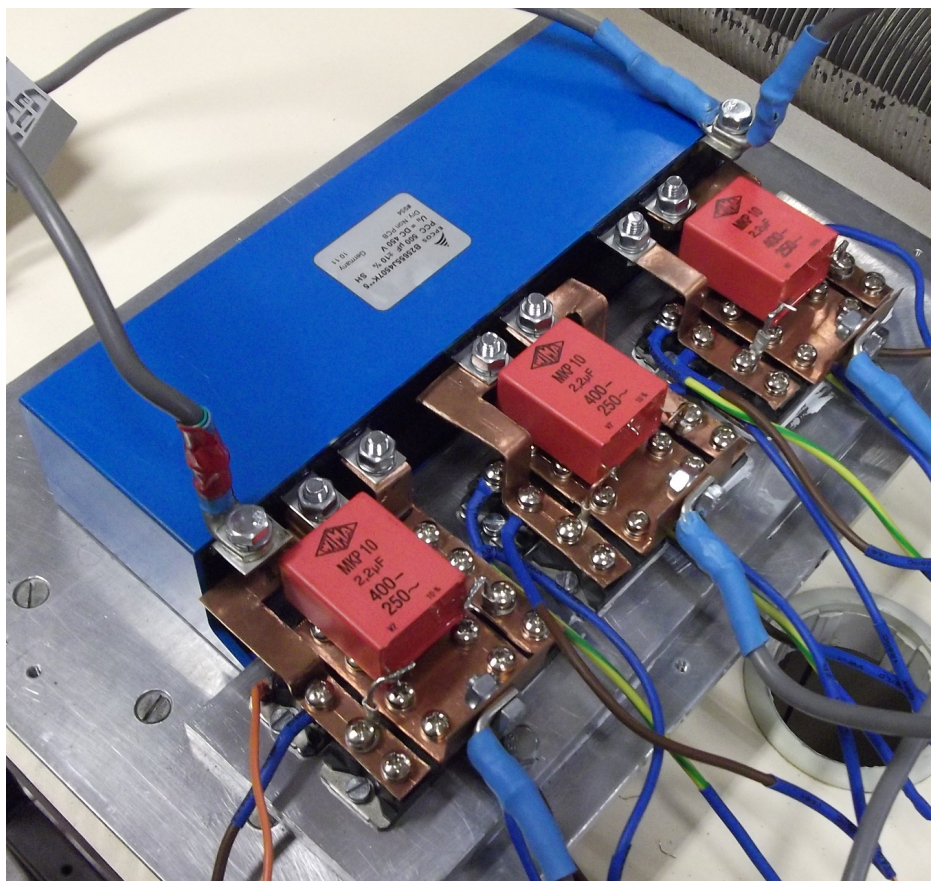
$$U_{ind} = L_{par} \cdot \frac{dI}{dt}$$

Az árammeredekség nagyságából következik, hogy $100\text{ nH} = 10^{-7}\text{ H}$ nagyságú induktivitás már 100 V nagyságú feszültséget indukál, mely hozzáadódik a DC tápfeszültséghez.



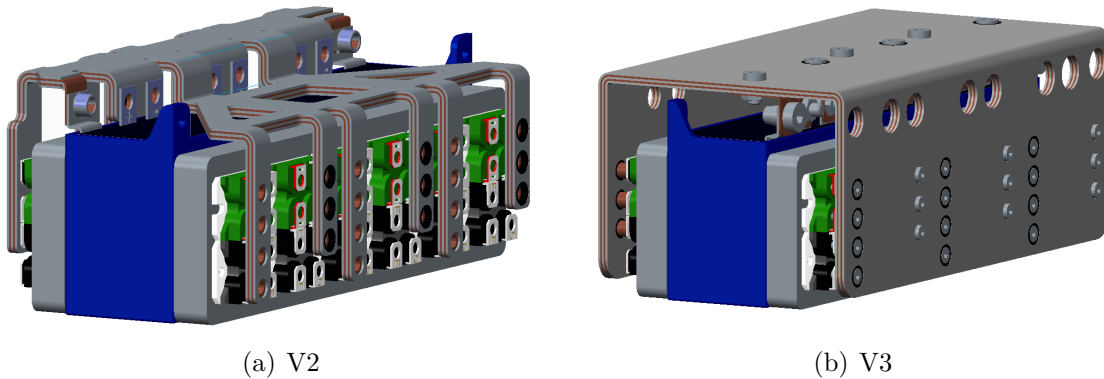
(a) T2 IGBT U_{CE} feszültsége (CH2) snubber kondenzátor nélkül (b) T2 IGBT U_{CE} feszültsége (CH2) snubber kondenzátorral

19. ábra. Parazita induktivitás hatása



20. ábra. Snubber kondenzátor (WIMA 2.2 μF 400VDC MKP10)

Ennek megfelelően hosszas töprengés után döntöttünk egy szendvics szerkezetű sínezés kialakítása mellett. Az ötletünk az volt, hogy ha a negatív és pozitív sít egymás felett vezetjük pár mm távolságban, akkor a két áramút közötti hurok kicsi lesz, ezáltal az induktivitás is lecsökken.



21. ábra. DC sín kialakítása

Azonban nem csak ez a cél, hanem a tömeg csökkentése, ezért két alapkoncepció között kellett választanunk. Az egyik megoldás teli réz lemezeket használ fel (V3), míg a másik egy könnyített verzió (V2), melyen kivágásokkal igyekeztünk csökkenteni a tömeget. Ahhoz, hogy eldönthessük melyik elrendezést válasszuk szimulációt kellett végezni a parazita induktivitás meghatározásához.

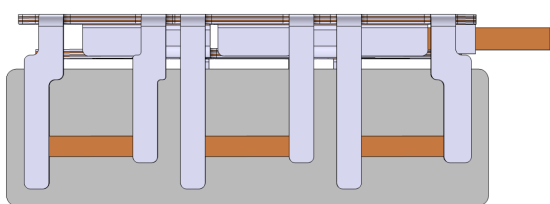
2.2.2. Parazita induktivitás szimulációja

Cél A szimuláció célja a két elrendezés összehasonlítása, azaz nincs szükség a végleges elrendezés pontos induktivitásának meghatározására, elegendő azonos szimulációs feltételeket biztosítani a két számítás során (pl. árambevezetések azonos helyen legyenek).

CAD geometria importálása A szimuláció elvégzésére a COMSOL Multiphysics szoftvert használtuk. A szimulációhoz jelentősen le kellett egyszerűsíteni a 3D CAD modellt. Eltávolításra kerültek az áramátvezető távtartók, szigetelő gyűrűk, a furatok, hiszen ezek csak bonyolítják a geometriát, amely a véges elem módszerrel dolgozó szimulációt lassítják. Töröltük még a kondenzátort és a félvezetőket, mivel ezek relatív permeabilitása 1 körüli, így levegővel is helyettesíthetőek mágneses szempontból.

Új elemek felvételére volt szükség: valamilyen úton áramot kellett bevezetni és a félvezetők által keltett hurkot zárni kellett. Erre egyszerű rézlemezeket használtunk fel, melyeket mindkét elrendezés esetén azonos helyen helyeztünk el, hogy az összehasonlítás releváns legyen.

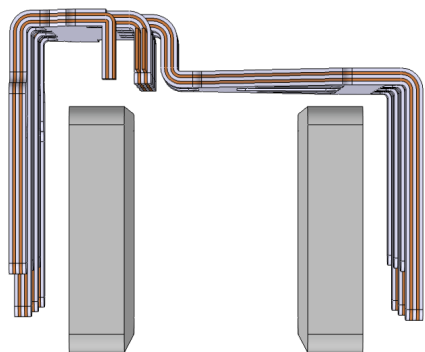
A szimulációs szoftverbe való importálás utáni állapotot mutatja a 22. ábra. Narancssárga szín jelöli a rézet (DC sín, áram bevezetők, félvezetőket helyettesítő lemezek), a hűtőtöng szürke színű.



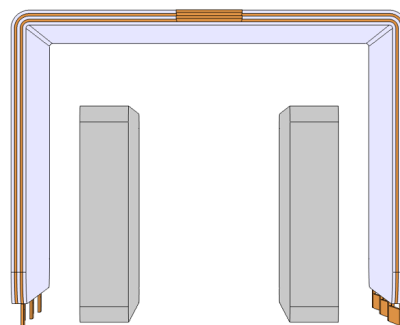
(a) V2



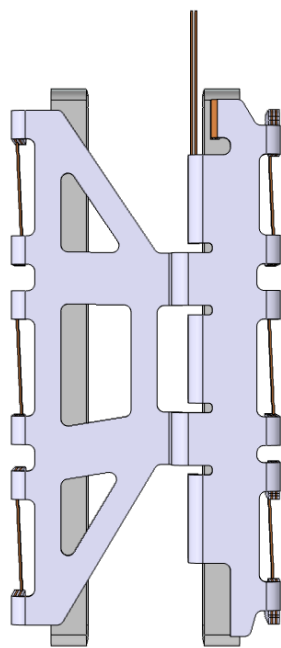
(b) V3



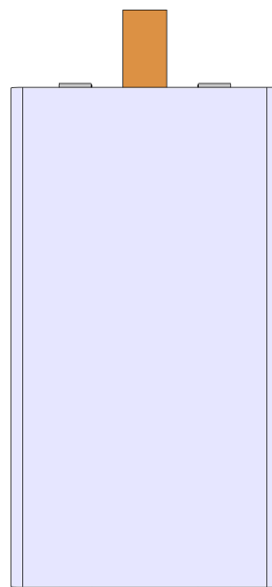
(c) V2



(d) V3



(e) V2



(f) V3

22. ábra. Importálás COMSOL Multiphysics szoftverbe

Szimuláció eredménye A 23. ábrán látható táblázat tartalmazza a számított induktivitás értékeket stacionárius esetben. A szimulációt elvégeztük minden félhídra (az "11,, jelentése jobb felső, a "22,, bal alsó) hűtőtönkkel és nélküle.

V3 - teli lemezes	Tönkkel	11	40,64 nH
		12	41,93 nH
		13	41,09 nH
		21	40,75 nH
		22	42,74 nH
		23	41,23 nH
		Tönk nélkül	11
12	41,18 nH		
13	40,37 nH		
21	40,01 nH		
22	42,00 nH		
23	40,46 nH		
V2 - könnyített	Tönkkel		11
		12	107,88 nH
		13	112,24 nH
		21	97,48 nH
		22	95,71 nH
		23	98,61 nH
		Tönk nélkül	11
12	105,43 nH		
13	110,98 nH		
21	95,87 nH		
22	93,31 nH		
23	96,44 nH		

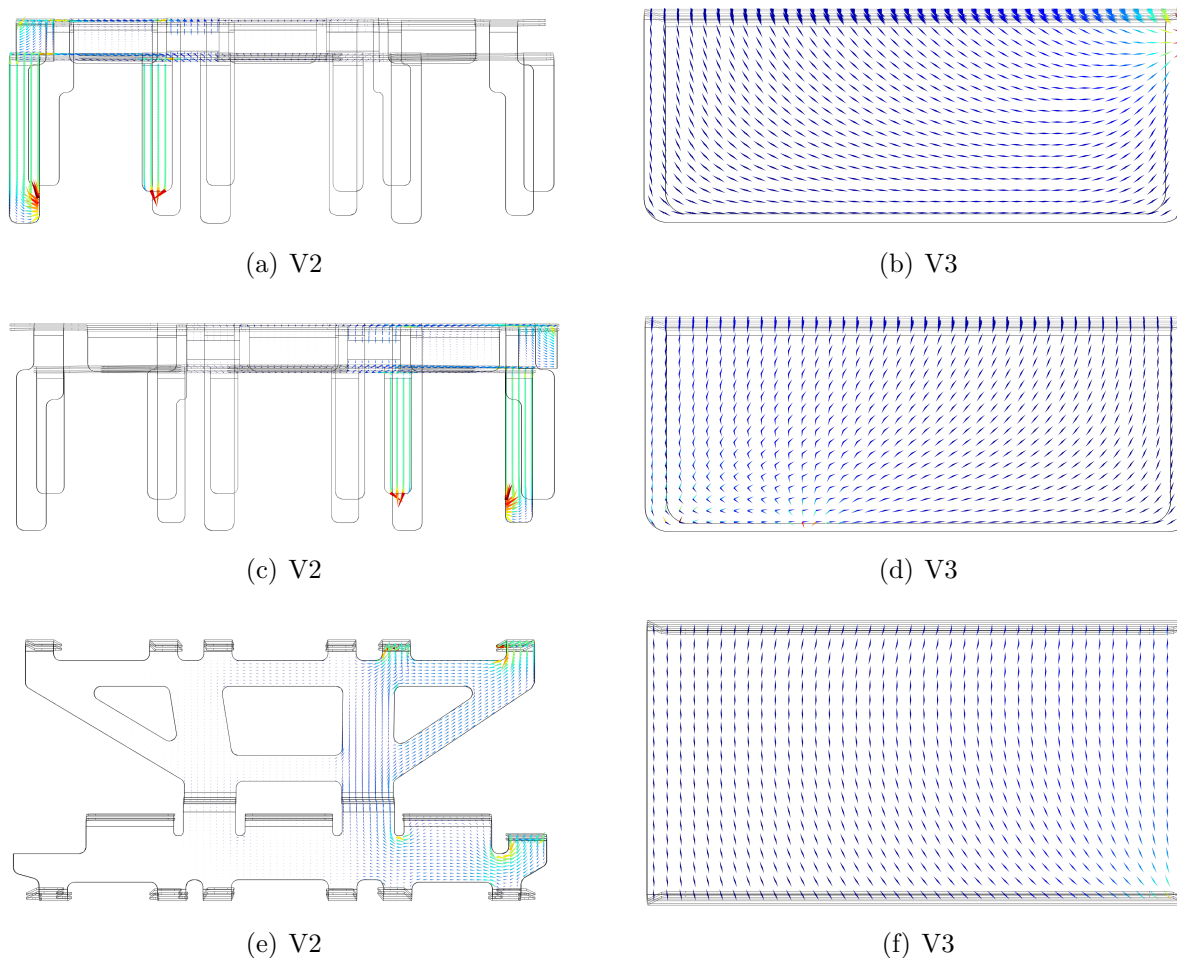
23. ábra. Induktivitás értékek

hogy az áramokat a két sínen egymáshoz minél közelebb kényszerítsük, ezzel garantálható az induktivitás kis értéken tartása. A mi esetünkben a V3 teli lemezes koncepciót kell megvalósítani.

Először az feltűnő, hogy a hűtőtönk jelenléte nem okoz változást az induktivitás értékében. Az is jól látható, hogy a különböző félhidak induktivitása csak pár %-al tér el egymástól. A V3 teli lemezes megoldása rendelkezik a kisebb induktivitással, kb. másfélszer kisebb mint a V2 könnyített változat.

Ennek oka az árameloszlásokon figyelhető meg. A lemezekben folyó áram eloszlása az 24. ábrán látható. Az áramsűrűség vektor irányát a nyilak mutatják, míg a nagyságát színek reprezentálják. Az egyes képeken mindkét lemez (negatív és pozitív sín) áramsűrűség vektorát látjuk. A V3 esetében a lemez nagy részén az áram pontosan ellentétes irányban folyik, azaz a vektorok párhuzamosak. Ekkor a közöttük levő hurok felületét, mely meghatározza a keletkező mágneses fluxust, csak a két lemez távolsága és a lemez hossza határozza meg. A V2 esetében a tömegcsökkentő kivágások miatt az áramsűrűség vektorok nem pontosan ellentétes irányúak, azaz nagyobb hurkot alkotnak, ezáltal megnövekszik az általuk keltett mágneses tér fluxusa, ami az induktivitás növekedéséhez vezet.

A sín kialakítás során arra kell ügyelni,



24. ábra. Árameloszlás

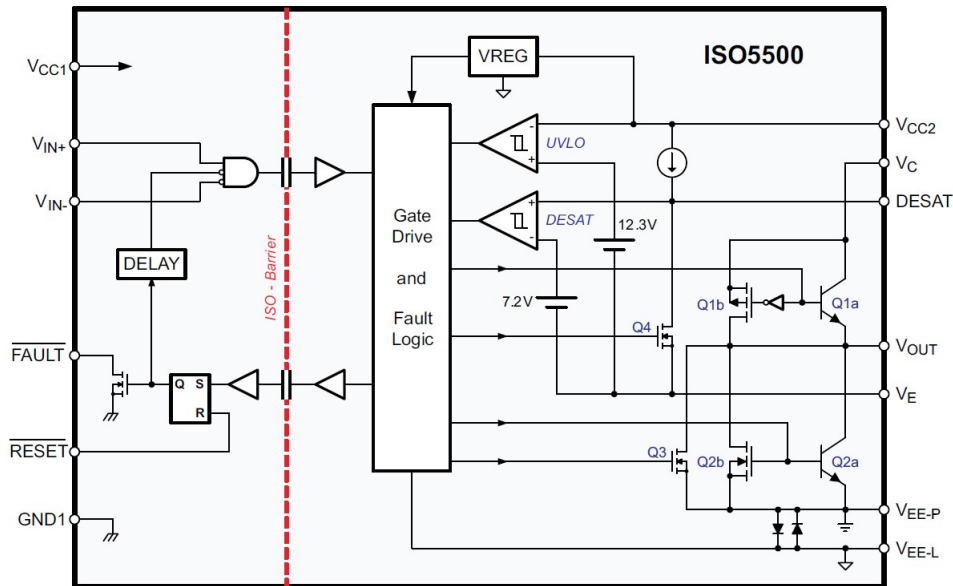
2.3. Az IGBT meghajtó elektronika

Az IGBT meghajtó elektronika a főkör és a logikai vezérlés határán található, feladatai a következők:

- A vezérlő jelek megfelelő szintillesztése
- Az IGBT-k védelme a nem kívánatos üzemállapotok ellen
- Az IGBT-k megfelelő gate feszültségeinek előállítás
- A nagyfeszültségű részek galvanikus leválasztása

A meghajtó elektronika központi eleme a Texas Instruments ISO5500 típusú IGBT meghajtó IC-je. Az 25. ábrán látható a belső blokkvázlata az eszköznek. A további elemek az ISO5500 tápellátását, illetve a bejövő és a kimenő jelek kezelését végzik. A nyák úgy lett

kialakítva, hogy fizikailag éppen az irányítása alá tartozó négy félvezető elem fölött elférjen, illetve a jel-zaj viszony névelésének érdekében négy rétegű kialakítást választottunk. a kis-feszültségű oldalon a középső két réteg a táp és a föld plane-je, a két külső rétegen pedig a huzalozás található. A galvanikusan leválasztott nagy feszültségű oldalon pedig az alsó és a két belső réteg az referenciát, illetve a $\pm 15\text{ V}$ -ot szolgáltatja, az alsó és a felső oldalon, egymástól függetlenül.



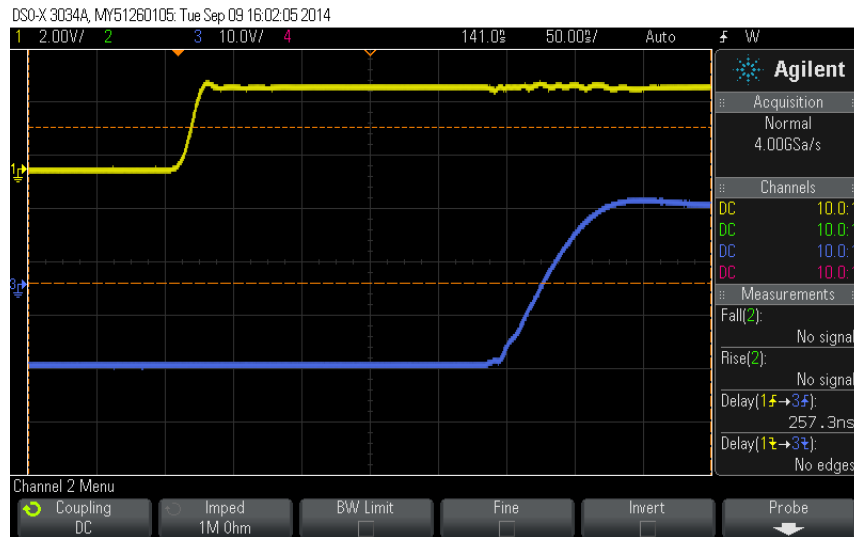
25. ábra. Az ISO5500 IC blokkvázlata

2.3.1. Felépítés

Ekkora teljesítmény kapcsolása különleges kihívások elé állítja az embert. Ezek közül az elsődleges mind életvédelmi, mind pedig elektronikai szempontból a galvanikus leválasztás. Az ISO5500 blokkvázlatán jól látható a leválasztás határa, ezzel azonban csak a vezérlő jeleket választottuk le, gondoskodni kell még a tápfeszültség leválasztásáról. Ehhez DC-DC konvertereket használtunk, melyek bemeneti feszültsége 12 V , ebből állítják elő a vezérléshez szükséges $\pm 15\text{ V}$ kimeneti feszültséget. Az alsó és a felső hídág két egymástól független DC-DC konvertert használ. Erre azért van szükség, mert bár az alsó hídág kapcsolása triviális, hiszen a referenciája kötött a negatív sín feszültségéhez. Ezzel szemben a felső hídág referenciapontja folyamatosan mozog a két sín feszültsége között, a félhídra kötött tekercs árama függvényében. A felső hídág DC-DC konverterének közös pontja tehát a félhíd kimenetéhez van kötve, így állítva elő a vezérléshez szükséges feszültségszinteket.

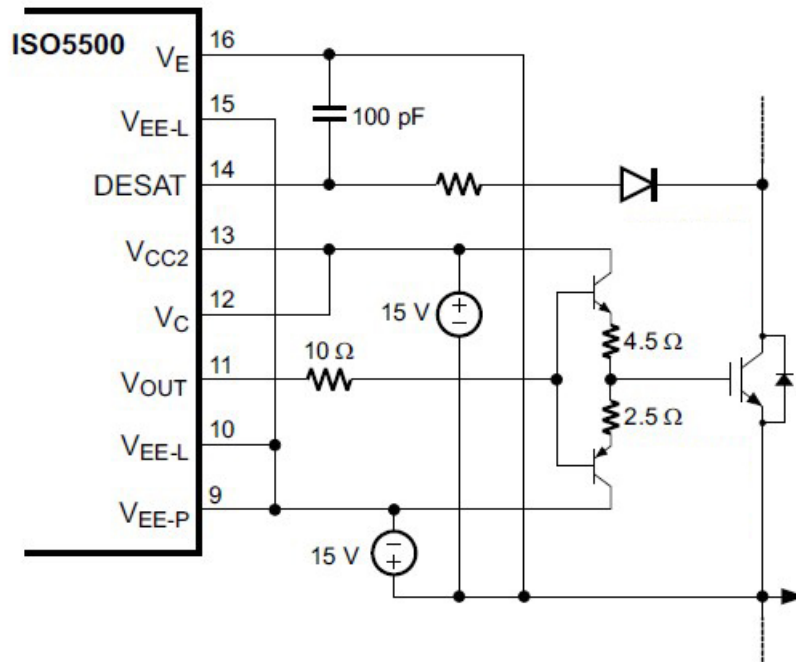
Az iparban elterjed megoldás, hogy a kikapcsolandó IGBT gate-jét az emitteréhez kötik, így sütvé ki a benne található töltéseket. Mi nem ezt a megoldást választottuk, az emitterhez képest -15 V potenciálra kerül a gate vezérlés nélküli állapotban, így növelve a kihúzóáramot, jelentősen csökkentve ezzel a kikapcsolási időt, és a két IGBT közötti átkapcsolás alatt

szükséges holtidőt. Az ISO5500 kimenete csak 2.5 A-al terhelhető, ami 6 Ω gate ellenállást jelentene. Az IGBT adatlapját tanulmányozva azonban észrevesszük, hogy a veszteségek és a kapcsolási idők és veszteségek tovább csökkenthetőek alacsonyabb gate ellenállás választásával, ehhez azonban növelni kell a töltő és kisütő áramot is, ezért egy külső, tranzisztoros erősítő fokozatot alkalmaztunk a gate-ek meghajtásához. A ?? ábrán látható a meghajtó fokozat teljes késleltetése. Az 1-es csatornán a PWM jel felfutó éle látható, a 3-as csatornán pedig az IGBT gate feszültsége.

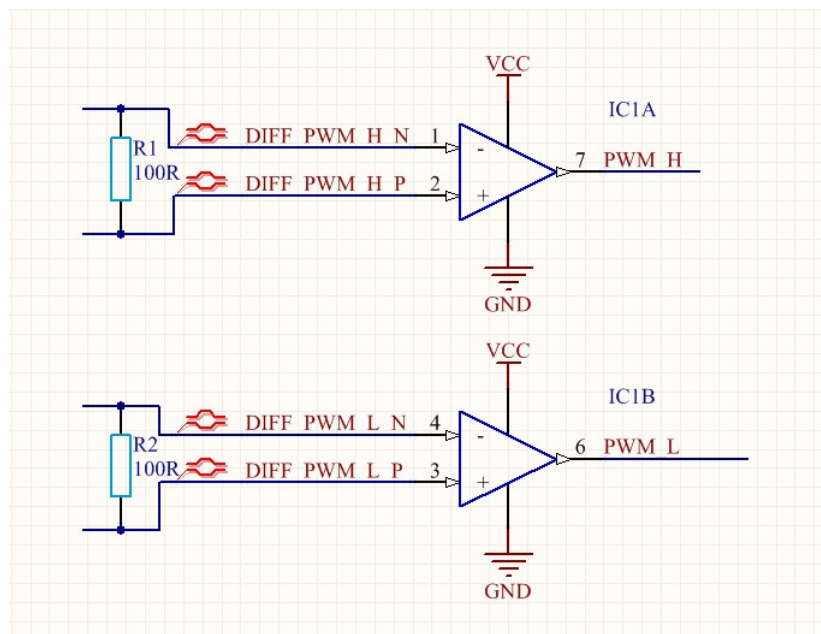


26. ábra. A meghajtó fokozat teljes késleltetésének mérése

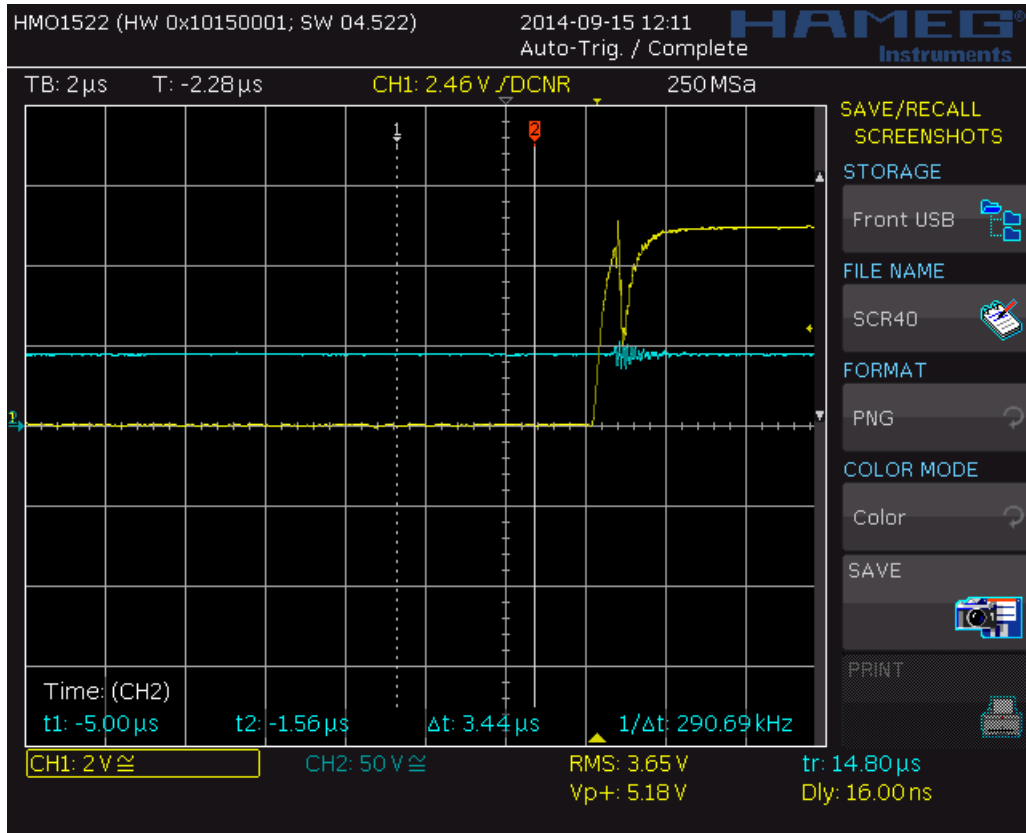
További problémát jelent a PWM jelek zavarmentes átvitele a meghajtó panelek és a vezérlő panel között. Erre azért van szükség, mert a meghajtó elektronika és a logikai panel földje fizikailag messze található egymástól, csak néhány vezeték köti őket össze, ami nagyfrekvenciás szempontból nem viselkedik tökéletes rövidzárként. Emiatt az IGBT-k kapcsolásának pillanatában nagyon nagy feszültségkülönbség is létrejöhet a két föld között. Ez tesztek során már 50 A áramnál akkora problémát jelentett, hogy a PWM jel feszültsége az ISO5500 döntési küszöbe alá került, így megszűnt a vezérlés. A jelenség 29. ábrán figyelhető meg. Az oszcilloszkóp ábráján jól látható, hogy a kapcsolat pillanatában a PWM jel feszültsége hirtelen leesik. Korábban a földpotenciálok különbségéről beszéltem, de itt mégis a jelszint változik, ez azért tűnik így, mert a lokális földhöz képest végezzük a mérést, így a növekvő referenciához képest a konstans jel tűnik csökkenőnek, éppen úgy, mint ahogy az ISO5500 látja a bemenetén. A differenciális átvitel eliminálja ezt a problémát, ezen felül az átvitel jel-zaj viszonya is sokkal nagyobb, így még tovább tudtuk csökkenteni a téves kapcsolat valószínűségét.



27. ábra. A meghajtó áramkör kimeneti fokozata



28. ábra. A differenciális PWM jelek bemeneti fokozata



29. ábra. A PWM jel torzulása kapcsoláskor

2.3.2. Rövidzárlat elleni védelem

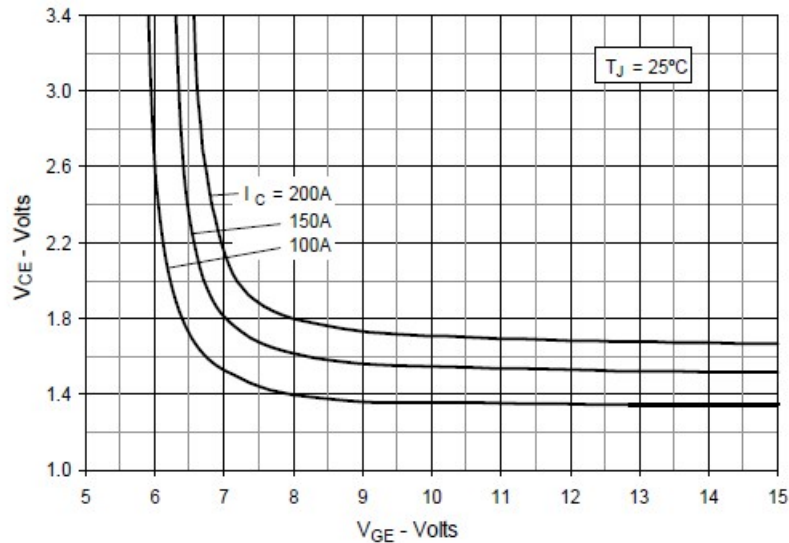
A legfontosabb a biztonságos üzemi állapot fenntartása, ennek elsődleges eleme, hogy megakadályozzuk az egyes félhidak alsó és felső ágának összenyitását, rövidre zárva így a DC-sínt. Az így keletkező Zárlati áram az egyik IGBT-t azonnal működésképtelenné tenné, vagyis az egész rendszer használhatatlanná válna. Ez természetesen a szabályozást végző szoftver helyes működése esetén nem fordulhat elő, azonban a programozás során a mikrokontroller lábai határozatlanná válnak, illetve egy ilyen kritikus meghibásodási lehetőség ellen nagy felelőtlenség lenne csak szoftveres úton védekezni. Ahhoz hogy ezt megakadályozzuk, egy külső logikai áramkör beépítése lenne szükséges, ami növelné a kapcsolás késleltetését. Ez természetesen kerülendő, így a meghajtó belső logikáját használtuk fel a védelem megvalósítására. A blokkvázlaton látható, hogy rendelkezik normál és negált működésű bemenettel is az eszköz. Az eszközünk nem invertált jeleket használ, így a pozitív bemenetet használjuk a vezérléshez, a megfelelő működés érdekében a negált bemenetet földre kéne kötni. Azonban, ha erre a bemenetre a hídág másik felének a vezérlő jelét, külső logika nélkül tudjuk biztosítani, hogy az IGBT-k csak abban az esetben kaphassanak vezérlést, ha a két beérkező PWM jel különböző.

2.3.3. Deszaturációs védelem

Bekapcsolt állapotban, mivel 200 A-es csúcsáramról beszélünk, az IGBT-k telítéssel üzemben kell működjenek (szaturáció). Ezt az U_{CE} feszültség mérésével tudjuk ellenőrizni. Ennek a feszültségnek ideális esetben $U_{CE} = 1.35 V$ körüli értéken kell lennie, ilyenkor nyitott ki teljesen az IGBT. Ha valamilyen oknál fogva kikerülne a szaturációs tartományból, akkor az U_{CE} feszültség növekedne. A tok maximálisan $P_D = 830 W$ -t tud disszipálni, állandósult állapotban a veszteséget a $P_D = U \cdot I$ képlettel számíthatjuk, a legrosszabb estere felkészülve 200 A-el számolva, ez $270 W$. Szintén a fenti képlettel számítva, $U_{CE} = 4, 35V$ -nál érjük el a tok által meghatározott veszteségi határokat. Ezt a feszültséget nem AD átalakítóval mérjük, a szoftveres védelem ebben az esetben haszontalan lenne, nem tudna időben beavatkozni, a PWM jelek késleltetése is elég lenne, hogy meghiúsítsa az IGBT megmentését, és ekkor még nem is beszéltünk arról az időről, ami alatt a szoftver eldönti, hogy be kell avatkoznia. A meghajtó IC-ben van megvalósítva a védelem, egy komparátor segítségével, amelynek egy bemenete egy $7.2 V$ -s referencia a másik pedig a kollektor-emitter feszültség. Látható, hogy ez több, mint a korábban kiszámolt küszöbérték, de ez nem jelent problémát, mert ha valami miatt az IGBT kikerülne a szaturációs tartományból (deszaturáció), az láncreakciót indítana el, ugyanis a fejlődő hő tovább rontja a vezetési tulajdonságokat, a nagyobb veszteségek pedig további hőfejlődést eredményeznek, így az U_{CE} feszültség el fogja érni a $7.2 V$ értéket, mikor is a komparátor jelzésére az IC letiltja a vezérlést, és a galvanikusan leválasztott FAULT kimeneten jelzi a processzor felé a hibát, ami innen már át tudja venni a helyzet kezelését. A hibajel külső RESET impulzus érkezéséig fennáll, ez idő alatt nem vezérelhető az eszköz.

2.3.4. Alacsony gate feszültség elleni védelem

A másik, ISO5500 által megvalósított védelem, a gate feszültség leesése elleni védelem. A 30. ábrán látható, hogy az U_{GE} feszültség csökkenésével lavinaszerű emelkedésbe kezd az U_{CE} feszültség, mely miatt az IGBT nem kívánatos üzemállapotba kerül, a veszteségek rohamos emelkedésbe kezdenek. Ezt a védelemt Under-Voltage Lockoutnak nevezzük (UVLO). Ez a

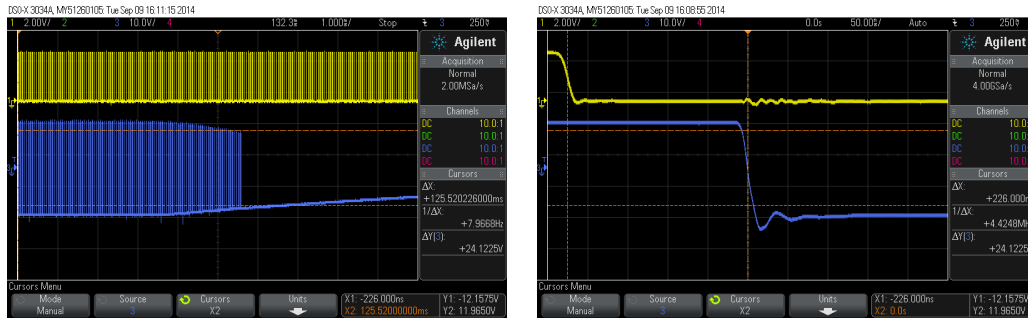


30. ábra. Az U_{CE} feszültség az U_{GE} feszültség függvényében

védelem szintén egy komparátorral van megvalósítva a meghajtó IC-n belül. Amennyiben a meghajtó oldal tápfeszültsége $12.3 V$ alá esne a vezérlés szintén megszűnik, azonban ezt a hibát már nem jelzi vissza a FAULT kimeneten az eszköz (számomra érthetetlen okokból). Ilyen hiba bekövetkezhet a DC-DC konverterek hibája miatt, vagy a motorvezérlő $12 V$ -os betáplálásának ingadozása miatt. Ezt a tápfeszültséget többnyire egy akkumulátor szolgáltatja, melyet ha esetleg egy egyéb fogyasztóval rövid időre túlterhelünk, kapocsfeszültsége leeshet $9 V$ alá, ami a TRACO DC-DC konverterek bemeneti feszültségének alsó határa, így a kimenetén nem fogja tudni tartani a $\pm 15 V$ feszültséget. Ilyenkor kaphat szerepet az UVLO védelem, biztosítva az IGBT-k lassú kikapcsolását.

2.3.5. További védelmek

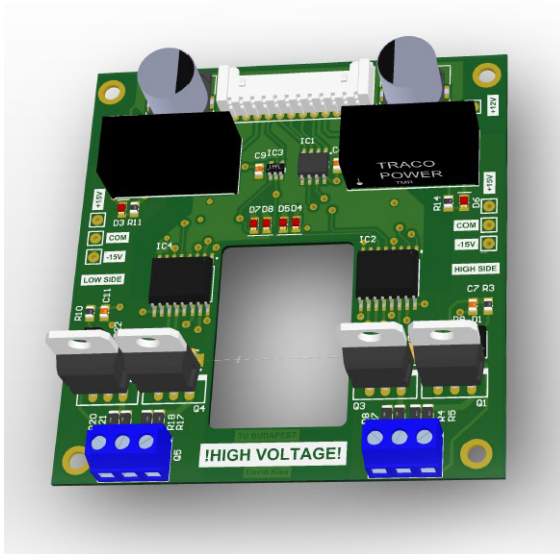
A fentiekben tárgyalt hibalehetőségekre vagy a tervezés során készültünk fel védelmi mechanizmussal, vagy a meghajtó IC rendelkezett beépített védelemmel. Ez azonban önmagában nem elégséges, nem készültünk még fel arra az esetre, ha váratlanul teljesen megszűnne a tápfeszültség. Ezekről az üzemállapotokról nem nyilatkozik az ISO5500 adatlapja, így nekünk kell gondoskodnunk arról, hogy ne történjen baj. Mielőtt azonban új elmekkel bonyolítanánk tovább a hardware-t, megvizsgáltuk, hogy mi történik a fenti esetekben, hogy meggyőződjünk arról, hogy egyáltalán szükséges-e külső eszközökkel kezelni az ilyen helyzeteket.



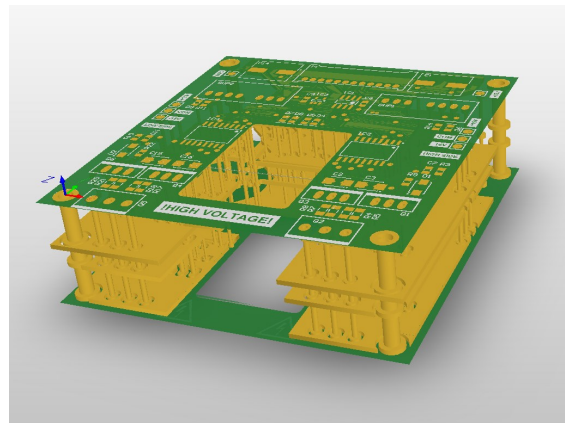
(a) a +15 V-os táplálás megszűnése esetén (b) az 5 V-s táplálás megszűnése esetén

31. ábra. Az IGBT-k gate feszültsége

A mérések alapján arra jutottunk, hogy nem szükséges további védelmekről gondoskodnunk. A vezérlés oldali tápfeszültség megszűnése esetén -15 V -ra kerülnek a gate-ek, a meghajtás oldalán pedig a tápfeszültség megszűntével egy ellenállás segítségével az ISO5500 az emitter potenciáljára húzza a gate-eket, biztosítva ezzel, hogy lezárt állapotban maradjanak.



(a) Az elkészült IGBT meghajtó elektronika



(b) Rétegszerkezet

32. ábra. Az elkészült IGBT meghajtó elektronika

2.4. A főkör tesztje

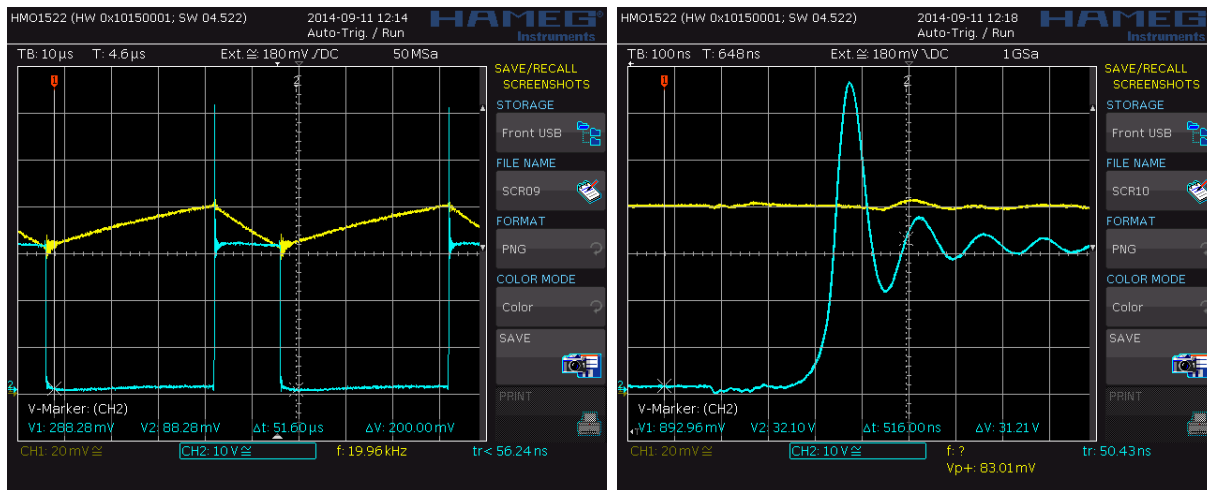
A főkör sínezésének legyártása előtt szeretnénk volna letesztelni a félvezetőket és az IGBT meghajtó áramkört.

2.4.1. Félhíd tesztje

Legelőször csak egy félhidat állítottunk össze egy IGBT meghajtó panellel. A félvezetőket egy közös alumínium tömbre csavaroztuk, a kontaktusokat alumínium lemezzel kötöttük össze, a DC kondenzátort és a félvezetőket vezetékkel kapcsoltuk egymáshoz. Egy 20 kW teljesítményű, szabályzott, állítható feszültségű (max. 1 kV) és áramkorlátú (max. 25 A) tápegységet használtunk az akkumulátorok helyett, ugyanis az áramkorláttal megakadályozható egy hosszan tartó zárlati esemény, mely tűzkárokat és személyi sérüléseket okozhatnak. A félvezetők károsodását nem akadályozza meg, ezért körültekintően kell eljárni a mérés során.

Az összeállítás után az IGBT meghajtó panelt teszteltük le rákötött IGBT nélkül. A deszaturációs védelem, az alacsony feszültség elleni védelem megfelelően működtek, a DC-DC konverterek kis zajú kimeneti feszültséget állítottak elő üzemszerű áramfelvétel mellett, oszcillációt nem tapasztaltunk.

Ezután DC sín feszültség nélkül a meghajtóra kötöttük az IGBT-eket. A teszteléshez készítettünk egy egyszerű panelt, mely a félhíd számára PWM jelet állít elő állítható kitöltési tényezővel és holtidővel, mely értékeket LCD kijelzőn jelez a felhasználó számára. A gate feszültségek a PWM jelnek megfelelőek voltak, tehát az ISO5500 is megfelelően működött.

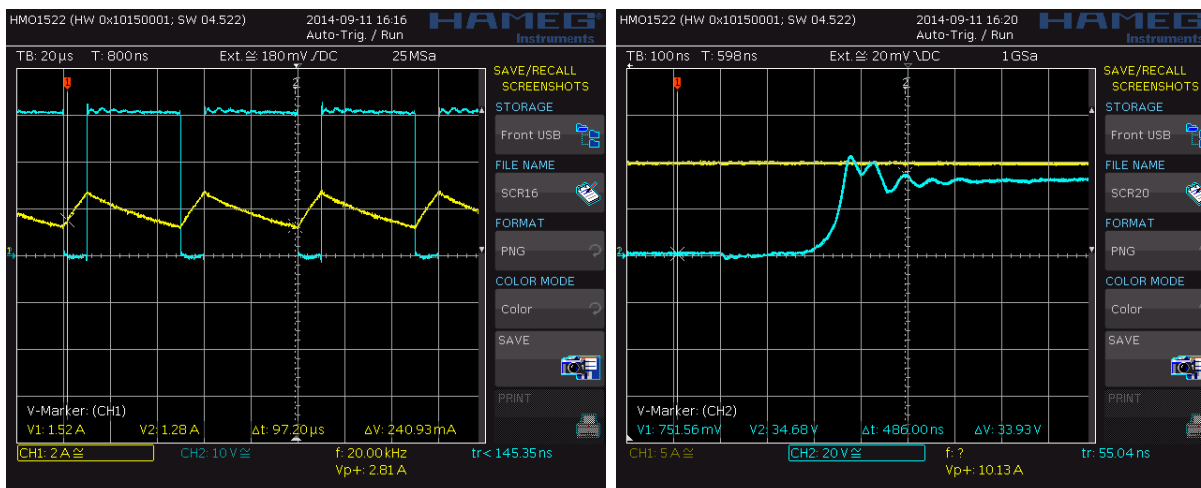


(a) Több periódus

(b) Nagyítással

33. ábra. Snubber kondenzátor nélkül a kimeneti feszültség (CH2) és a kiemeneti áram (CH1, 10mV/A)

Ezt követte a DC sín feszültség rákapcsolása az összeállításra, terhelésként soros RL elemet használtunk fel. Az induktivitás 100 μH értékű volt, az ellenállás értékét változtattuk



(a) Több periódus

(b) Nagyítással

34. ábra. Snubber kondenzátorral a kimeneti feszültség (CH2) és a kiemeneti áram (CH1, 10mV/A)

a DC feszültség nagyságától függően. Snubber kondenzátor nélkül a 33. ábrán látható jelalakokat figyeltük meg. Jól kivehető az indukáló feszültség az elrendezés nagy parazita induktivitása miatt. Ennek kiküszöbölésére építettünk be egy kondenzátort, mely jelentősen lecsökkentette ezt a hatást. Az erről készült mérési eredményeket a 34. ábrán láthatjuk.

Miután meggyőződünk a meghajtó helyes működéséről megmértük az IGBT kikapcsolási idejét illetve késleltetését különböző DC feszültség és terhelőáram mellett. A késleltetést a vezérlő PWM jel és a kimeneti jelforma között mértük, így a teljes jelút késleltetését kaptuk meg. Ez fontos információ a vezérlő számára, ugyanis a holtidő minimális értékét ennek az értéknek alapján lehet megadni. Mi biztonsági szempontokat figyelembe véve 1.5 μ s-os holtidőt választottunk. Ha a holtidő túl kicsi, akkor az IGBT-k egymásra nyitnak, mely felesleges melegedéshez vezet, illetve az akkumulátor töltését elpazarolja.

2.4.2. 3 félhíd tesztje

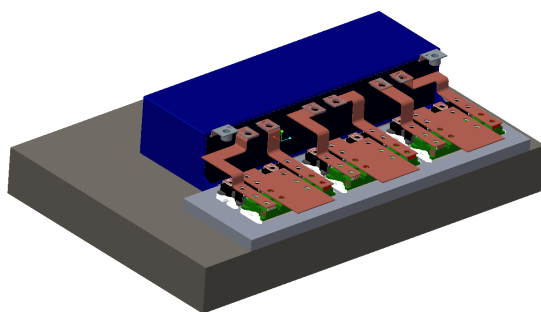
Miután megbizonyosodtunk róla, hogy az IGBT meghajtó panel rendeltetés szerűen működik összeállítottunk 3 félhídat, hogy egy különálló vezérlővel megvalósítsunk egy V/Hz típusú szabályzót. Azért nem mezőorientált szabályzást választottunk a teszteléshez, mert ahhoz legalább árammérésre és feszültségmérésre van szükség, míg egy egyszerű V/Hz szabályzóhoz nincs szükség külső információkra, csupán a szinusz frekvenciájával lineárisan változtatni a kiadott feszültség középértékét. Motoroknál erre azért van szükség, mert a soros induktivitás impedanciája lineáris kapcsolatban van a frekvenciával ($Z = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$). Ahhoz, hogy eltérő frekvencián a motor fluxusa állandó legyen a feszültséget a névlegesnél kisebb frekvencián csökkenteni kell, nagyobb frekvencián növelni kell.

A mérés során továbbra is használni kellett snubber kondenzátorokat a sínezés induk-

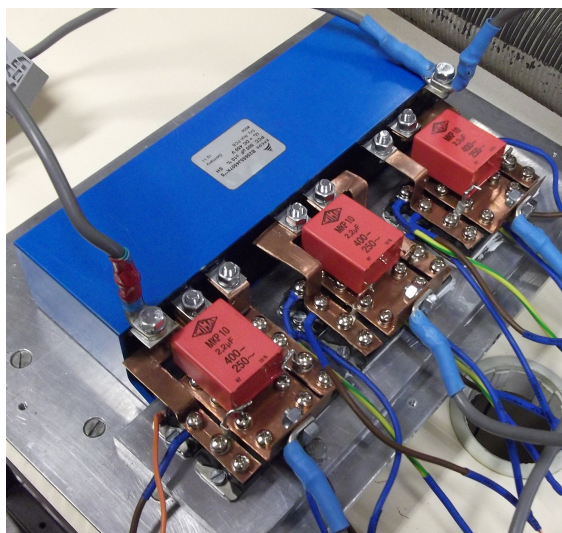
U_{DC} [V]	I_L [A]	t_{off} [ns]	Δt_{off} [ns]
200	20	164	828
	40	136	824
350	20	148	856
	40	146	856
	60	146	856
	80	146	860
	100	146	862

2. táblázat. Késleltetési idők mérése. t_{off} - A bemeneti PWM jel lefutásának kezdete és a kimeneti feszültség beállása között eltelt idő, Δt_{off} - A kimeneti feszültség felfutási ideje

tívítása miatt. A mérési eredmények a 36 ábrán láthatóak. 25 A-nél nagyobb árammal a tápegység korlátja miatt nem teszteltük a főkört, azonban ebben a tartományban tökéletesen működött.

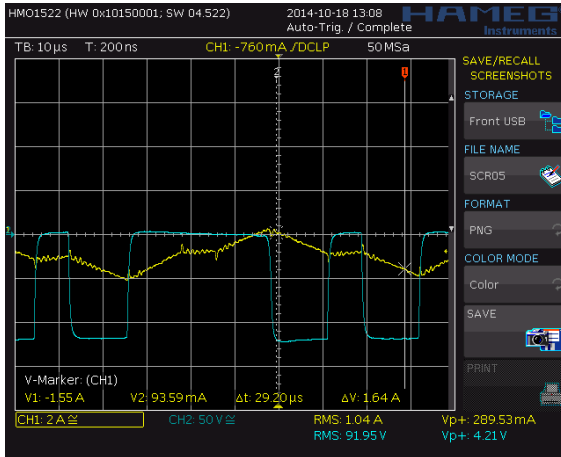


(a) CAD modell

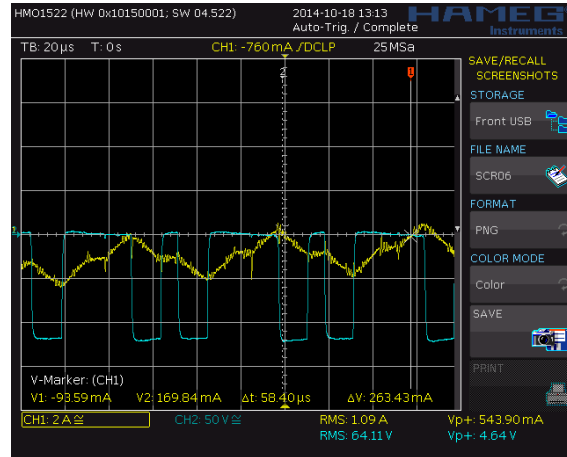


(b) A valóságban

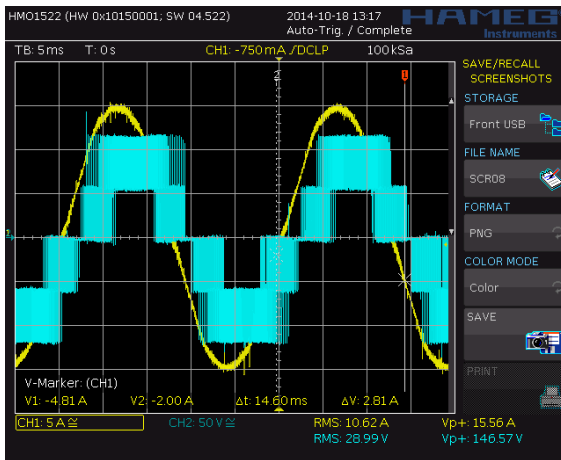
35. ábra. A teszteléshez összeállított főkör



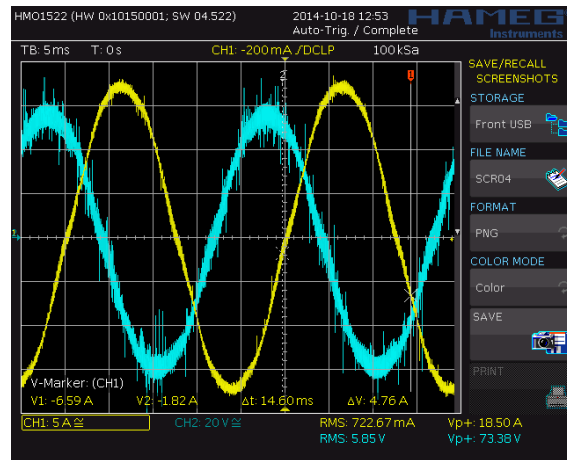
(a) CH1: RL kör árama, CH2: vonali feszültség



(b) CH1: RL kör árama, CH2: vonali feszültség



(c) CH1: RL kör árama, CH2: vonali feszültség



(d) CH1: RL kör árama, CH2: az ellenálláson eső feszültség

36. ábra. Kimeneti jelek háromfázisú terhelésnél

3. A vezérlő elektronika és a szoftver

Az eddig ismertetett elektronika önmagában még működésképtelen, hiányzik a vezérlő elektronika, amely a megfelelő időben kapcsolja a megfelelő IGBT-eket. Ez az elektronika is egy központi egység köré, a mikrovezérlő köré épített jelformáló áramkörökből áll. A dolgozat leadása idején ez az alkatrész tervezés alatt áll. Ennek oka, hogy a költségvetésünk szűkös, nem engedhetünk meg sok prototípus gyártást, nagyon komplex hardwer-ről beszélünk, így az egyes részegységeket külön-külön teszteljük.

3.1. A mikrovezérlő

A megfelelő processzor kiválasztása mindig sarkalatos pontja a beágyazott hardverfejlesztésnek. A lehető legolcsóbban szeretnénk felhasználni a céljainknak leginkább megfelelő processzort. Ebben a projektben, mivel nem tömeggyártásról beszélünk, szerencsére az ár nem mérvadó, így bátran szabadjára engedhetjük a fantáziánkat. A motorvezérlő elektronika irányítása egy összetett feladat, először is, el kell látni a konkrétan a motorvezérléssel kapcsolatos feladatokat. Másrészről pedig az autó dinamikáját is figyelembe kell venni, a teljes jármű modelljét kell futtatni, hogy megfelelő menetstabilizáló funkciókat tudjunk megvalósítani.

Az első feladat tehát a mező orientált vezérlés megvalósítása a PMSM motorok számára. A Texas Instruments C2000-es családja ilyen és ehhez hasonló feladatok elvégzésére készült. Ez leginkább a biztosított fejlesztőkörnyezetben nyilvánul meg, nagyon sok kész mintaprogram áll rendelkezésre, részletes leírások segítik a megértést, megkönnyítve ezzel a fejlesztés menetét. Nem szabad azonban nyugodtan hátradólnunk abban a tudatban, hogy kész szoftverek állnak rendelkezésre, ugyanis ezeket a programokat a TI is csak maximum néhány kW-os teljesítmények mellett javasolja. Mivel mi összesen 100 kW-ot kívánunk vezérelni és egy olyan autót, amiben egy ember ül, ezért a biztonság igencsak fontos szemponttá válik, szoftveres szempontból. A C2000-es architektúra megfelel ezeknek a biztonságtechnikai követelményeknek. Az általunk választott processzor az F28M36x névre hallgat.

Architectúra	C28x
Órajel	150 MHz
PWM	12 db ePWM modul 24 kimenet, 16 nagyfelbontású
QEP	3 db 32 bit eQEP
AD	2 db 12 bit ADC 2,88 MSPS max. 24 csatorna Sample-and-Hold

3. táblázat. A C2000-es mag főbb paraméterei

A másik mag nem vesz részt közvetlenül a motorok vezérlésében, a kommunikációért, a te-

lemetriáért, illetve a magasabb szintű szabályzókért felel. Az autó többi elektronikájával való kommunikációt végzi, ilyen például a BMS³. Az autó kormányán különböző információkat jeleníthetünk meg, illetve az itt elhelyezett nyomógombokkal és kapcsolókkal beavatkozhatunk a rendszer működésébe. A sensor interface-eken keresztül beolvashatjuk az autóban elhelyezett összes szenzor értékét, amelyekre szükség is van, hiszen az egyik legnagyobb feladat, a járműdinamikai modell futtatása. Ez egy nagy számításigényű folyamat, az autó nagyon sok üzemi paramétere alapján a szoftver kiszámolja, hogy az egyes kerekekre mekkora nyomatékot kell adni, hogy ideális legyen a jármű viselkedése. Jól láthatóan ezek a feladatok nem feltétlenül szükségesek az elektronika működéséhez, azokat a folyamatokat a C2000-es mag végzi. A tesztek első fázisában az alapjelet a gázpedálon elhelyezett jeladó fogja szolgáltatni, amely egy analóg pozíciószenzor.

Architectúra	ARM Cortex M3
Programemória	1 Mb
Kommunikáció	5 USART
	4 SPI
	2 I2C
	2 CAN
Timer	4 32-bit

4. táblázat. A Cortex M3 mag főbb jellemzői

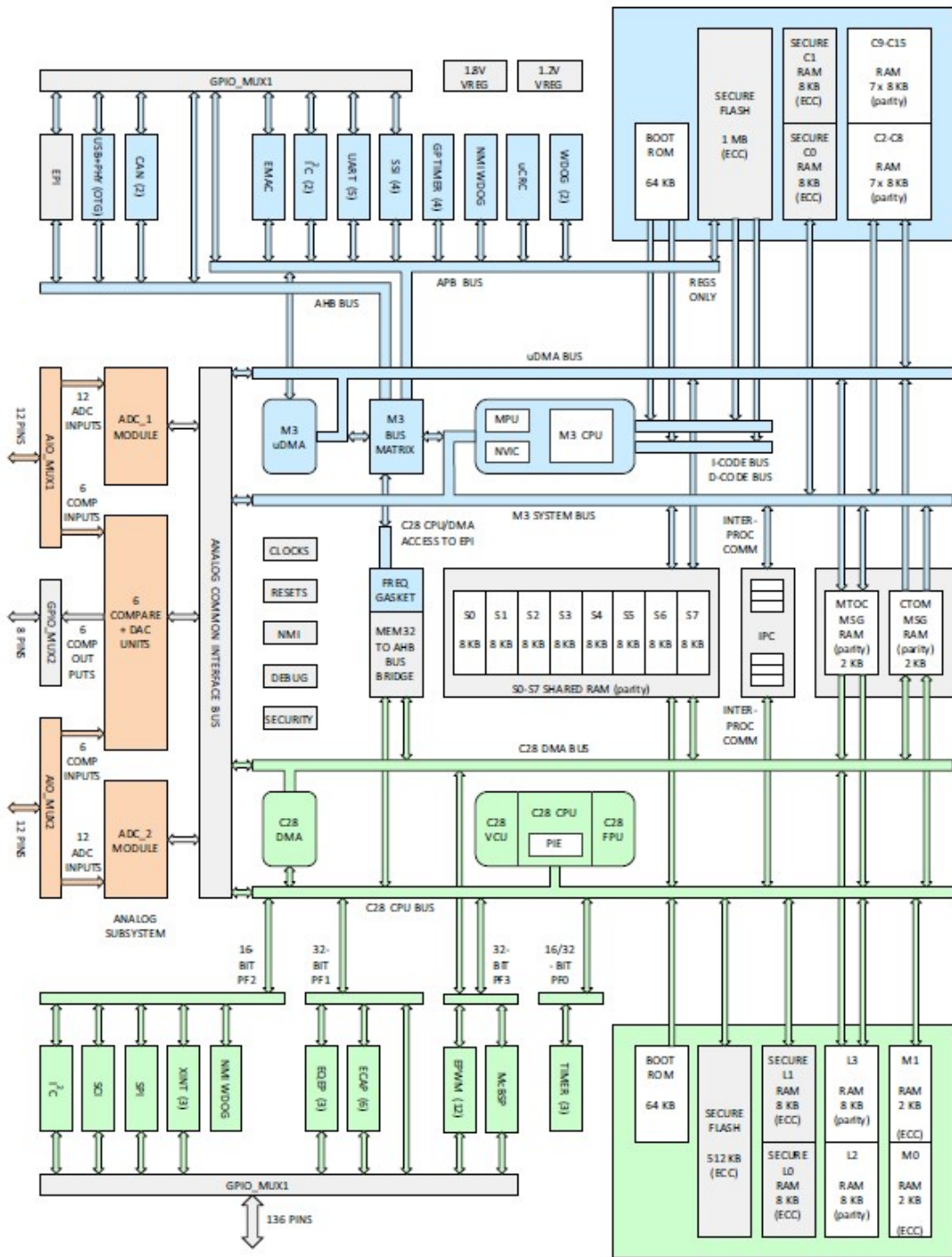
3.2. A hardware további elemei

Természetesen a processzor lábait önmagában nem köthetjük rá az IGBT meghajtó kártya bemeneteire, illetve az alapjelet is fogadni kell valamilyen módon és természetesen itt is biztosítani kell, hogy a nagyfeszültségű részek galvanikusan el legyen választva a kisfeszültségű rendszertől.

Az analóg bemenetek közül kettő a gázpedál pozícióját méri. Ez többnyire két potméterrel történik. Szükség van két teljesen független mérésre, hogy a működés során meggyőződhessünk róla, hogy a gázpedál felől valós adat érkezik, és nem hibásodott meg a szenzor. Amennyiben az egyik jel megszakad, vagy a különbség nagyobbá válik köztük, mint 5%, a motorvezérlő azonnal leáll. Az utolsó analóg bemenet egy tetszőleges változó beállítására szolgálhat a pilóta számára, menet közben, pl. a visszatápláló fékezés erősségét. A későbbiek folyamán a kormányval való kommunikációt CAN buszon kívánjuk megoldani, azonban a jelenlegi kormány elektronika további fejlesztésekre szorul, hogy képes legyen maradéktalanul elvégezni a feladatát.

Ezekon felül szükség van még digitális bemenetekre, melyekkel a motorvezérlő különböző üzemállapotai között válthatunk. Ilyen pl. a bekapcsolásra szolgáló gomb, a hajtás engedélyezésére, a leállításra, illetve a menetirányt kiválasztó kapcsoló. Ezeket az alapvető funkciókat

³Battery Managemnet Sysytem



37. ábra. A TI F28M36x processzor belső felépítése

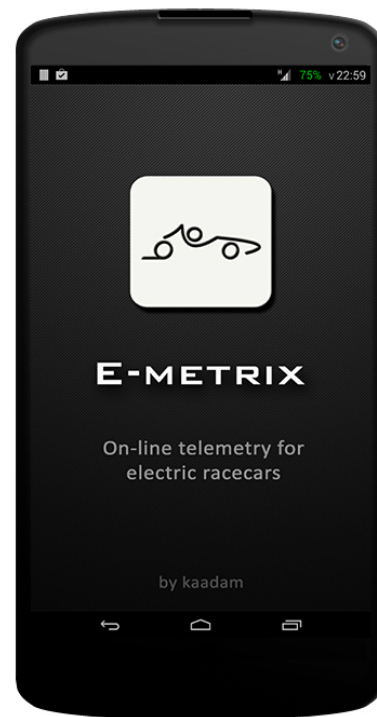
külön kivezetjük, így robusztusabb a rendszer, az alapvető funkciók a CAN hálózat összeomlása után is elérhetőek. A többi külső elem CAN illetve FlexRay hálózaton tud kommunikálni a vezérlővel.

A később tesztek illetve a távoli beavatkozás érdekében beépítésre kerül egy WiFi modul, mely segítségével távolról, élőben figyelhetjük az autó üzemi paramétereit, illetve szükség esetén be is avatkozhatunk. Ehhez készítettünk egy szintén saját fejlesztésű, Android alapú szoftvert (38. ábra). Biztonságtechnikai célokat is szolgálhat ez az eszköz, hiszen egy versenyautónak nincsen kulcsa, nehéz védeni illetéktelen indítás ellen, így megoldható, hogy csak egy jelszó, vagy a megfelelő MAC című eszköz csatlakoztatása után legyen járóképes az autó.

3.3. A szoftver

A szoftver összetett funkcionalitása miatt elengedhetetlen operációs rendszer használata, erre a célra a FreeRTOS ütemezőt választottuk. Ezzel a rendszerrel már sok tapasztalatunk van, szinte az összes FRT-ben⁴ használt elektronika szoftvere erre a platformra épül. Erre az operációs rendszerre épülve kialakult egy keretrendszer, amely biztosítja az egységes kommunikációs formákat, illetve az alacsony szintű kódok már meg vannak írva, így csak a legfelső, alkalmazásréteget kell megvalósítani. Sajnos a csapat korábbi tagjai ezt még STM32 mikrovezérlőkre írták, így ezt portolni kell a mi mikrokontrollerünkre, illetve még néhány apróságon módosítani kell a gördülékeny futás érdekében.

Az egyes taszkok közül számunkra a mező-orientált vezérlés (továbbiakban FOC⁵) a leginkább említésre méltó. A FOC célja, hogy a motorban el tudjuk választani a nyomatékképző és a mágnesező funkciókat. Az állandó mágneses gépek rotorjának mágneses mezeje a rajta rögzített állandó mágnesekből adódik, így konstans teret kapunk. Ebben az esetben az egyetlen beavatkozási pontunk az állórész tekercseinek az árama. Az állórész gerjesztését és motor teljesítményét a fázisfeszültségek adják. A létrejövő nyoma-



38. ábra. Android alapú telemetria szoftver

⁴BME Formula Racing Team

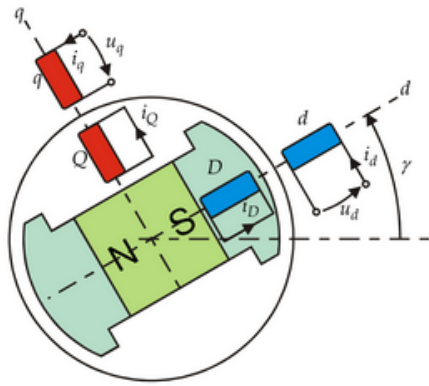
⁵Field Oriented Control

ték és a fluxus természetesen szoros kapcsolatban vannak egymással. A szétválasztásukhoz matematikai átalakításokat kell végeznünk, amelyek a mikrovezérlőnek köszönhetően elég gyorsan lefutnak, így lehet ez a fajta vezérlési megközelítés alkalmas megfelelő dinamikával való vezérlésre.

Az elektromágneses törvények miatt a szinkronmotor által létrehozott nyomaték akkor a legnagyobb ha az álló- és forgórész mágneses mezeje éppen merőleges egymásra, azaz:

$$T_{em} = \vec{B}_{stator} \times \vec{B}_{rotor}$$

A vezérlés célja, hogy ezt az állapotot fenntartsuk a motor teljes üzeme alatt, az állórész mágneses mezejének megfelelő beállításával. Az egyetlen megkötés, hogy folyamatosan ismernünk kell a rotor pozícióját, mivel állandó mágnesek biztosítják a mágneses teret, annak orientációja erősen kötött a rotorpozícióhoz, ezért kell a motorokra pozíció jeladót szerelni.



39. ábra. A d és q irányú komponensek

vektorokkal. Kiindulásképpen tekintsük az egyes fázisok eredőjét egy vektorként:

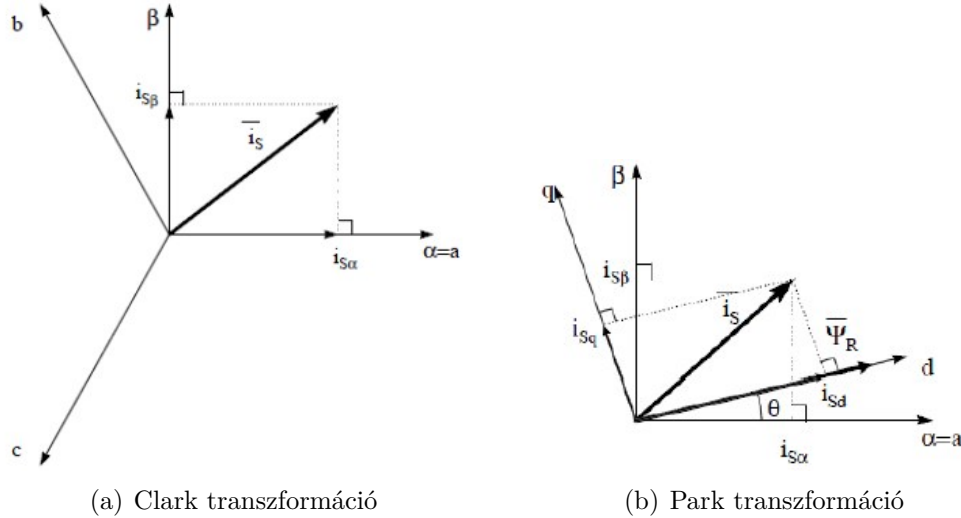
$$\vec{i}_s = i_a + e^{j\frac{2}{3}\pi} i_b + e^{j\frac{4}{3}\pi} i_c$$

A fenti felírásból az első lépés a *Clarke transzformáció*, amelynek a kimenete egy két koordinátás időben változó rendszer, vagyis az $(a, b, c) \Rightarrow (\alpha, \beta)$ átalakítást végezzük el. A leírás alapját az adja, hogy a fenti eredőként kapott i_s vektor leírásához nem szükséges azt 3 komponensre bontanunk, kettőre is elegendő, ez a két komponens az α irányába mutató és a β az a -ra merőleges komponens.

Az átalakítás matematikai eszközökkel leírva:

$$i_{s\alpha} = i_a$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b$$



40. ábra. Az háromfázisú rendszer transzformációi

A következő lépés a *A Park Transzformáció*, a legfontosabb transzformáció a mezőorientált vezérlésben. Ez az átalakítás az (α, β) koordináta-rendszert leképezi egy a motor forgórészével együtt forgó (d, q) rendszerbe, ahol a d irány párhuzamos a motor fluxusát jelképező vektorral. Az átalakításhoz, a következő matematikai számítások szükségesek, ahol θ a rotor pozíció:

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos \theta + i_{s\beta} \sin \theta$$

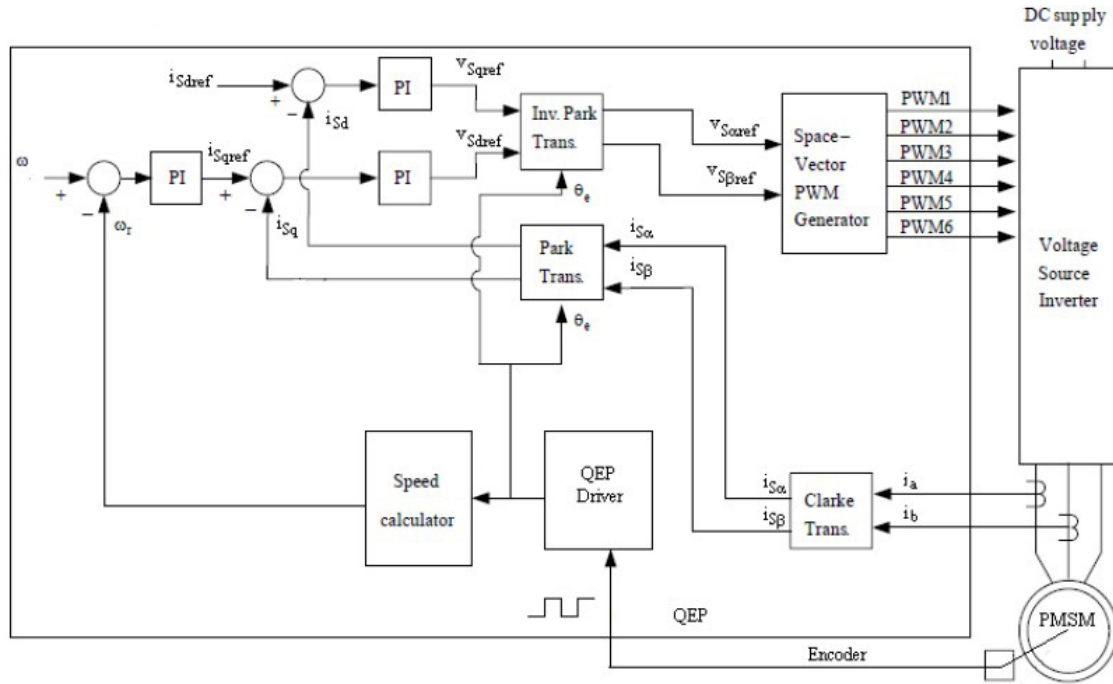
$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin \theta + i_{s\beta} \cos \theta$$

Az így kapott két fázisáram már csak α és β áramvektor komponensektől, illetve a rotor pozíciójától függenek, azaz sikerült előállítanunk két időtől független áramot, melyekkel függetlenül tudjuk szabályozni a motor nyomatékát (i_q) és fluxusát (i_d).

A vezérlés tehát a motor két fázisáramának mérésére alapul. Ezek a mérések adják a bemeneteit a Clarke transzformációs modulnak, melynek kimenetei a fentiek alapján az $i_{s\alpha}$ és az $i_{s\beta}$. Ez a két áramkomponens érkezik a Park transzformációs modul bemenetére, amely leképezi az áramokat a forgó d, q rendszerbe. Az i_{sd} és az i_{sq} áramokat a szabályzó összehasonlítja a hozzájuk tartozó megfelelő alapjellel. Ebből következik vezérlési struktúra egy nagy előnye: alkalmas szinkron és aszinkron motoros hajtások vezérlésére is, a fluxusreferencia és rotor fluxus mérésének módosításával. Mivel a PMSM motorokban mindig áll rendelkezésre rotor fluxus, normál működési tartományban az i_{sdref} alapjelet 0-n tartjuk. Szerepe a későbbiek folyamán mezőgyengítéses üzemben lesz, ahol is a magasabb fordulatszám elérésnek érdekében csökkenteni igyekszünk a rotor fluxusát, hogy kisebb legyen az állórészben indukált feszültség. Mivel így már nem tisztán q irányú a mágneses mező, az eredő nyomaték csökken, de nagyobb végsebesség érhető el konstans rendszerfeszültség mellett. [3] [1]

Az így keletkező feszültség alapjeleket inverz Park transzformáció segítségével α és β komponensekké alakítjuk, majd ezekből a PWM generátor egység létrehozza az egyes félhidak kapcsolóelemeihez tartozó PWM jeleket.

A rotorpozíció ismerete alapvető szükséglete a FOC szabályzónak. Amennyiben valamilyen hiba van a pozíció számításában vagy érzékelésében, az áramvektrok nem lesznek párhuzamosak a q és a d tengelyekkel, így akár túl is terhelhetjük a félvezető elemeinket. Erre a célra egy QEP encodert használunk fel motoronként.



41. ábra. A mező orientált vezérlés hatásvázlata

4. Összefoglalás

Az elmúlt háromnegyed év során a szűkös költségvetés ellenére sikerült megvalósítanunk azt, amit elterveztünk. Az elkészült elektronikák gyártását gondos tervezés és szimuláció előzte meg, mely el is érte a célját, komolyabb hiba nélkül sikerült feléleszteni az áramköröket. Az elkészült elektronikák a teszteken vagy az elvárt működést produkálták, vagy felülmúlták elvárásainkat. Kijelenthető tehát, hogy az inverter főköre elkészült, a végleges topológiában való összeállítás erőforrás hiányában még várat magára.

A következő nagy feladat a vezérlő panel végleges formába öntése, illetve a szoftver folyamatos fejlesztése. Az időzítés szerencsésnek mondható, a téli hónapokban úgy sem tudnánk autóval tesztelni, viszont így van lehetőségünk laboratóriumi körülmények között, terhelőpadon tesztelni. Ha sikerült fenntartani az eddigi lelkesedést és motivációt a csapat minden tagjában, akkor január-február táján autóba építhető állapotba kerül az eszköz és tavasszal amikor már az időjárás is kedvező lesz élesben próbálhatjuk ki, illetve élvezhetjük munkánk gyümölcsét.

5. Köszönetnyilvánítás

Szeretnénk köszönetet mondani azoknak, akik nélkül ez a projekt létre sem jöhetett volna. Elsőként az EV-Sport Magyarország Autósport egyesületet szeretném kiemelni, akik jelentős anyagi támogatással járultak hozzá a projekthez, bizalmat szavaztak nekünk, és konzultációval is támogatnak minket. Külön megköszönném a konzultációs támogatást Gál Jánosnak és Szesztay Endrének, illetve Lágler Gergőnek, az egyesület jelenlegi elnökének, aki bizalmat szavazott a projektnek.

A konzulensünknek, Dr. Varjasi Istvánnak is hálával tartozunk, amiért tudásával és tapasztalatával támogatta a projektet és a helyes úton tartott minket, illetve biztosította számunkra a tanszéken és a laborban rendelkezésre álló eszközök használatát.

Szeretném megköszönni Veréb Szabolcsnak az áldozatos és kitartó munkáját. Az ő lelkesedése és szorgalma nélkül jelenleg nem tartana itt a projekt.

Kiss Dávid

Hivatkozások

- [1] Manish Bhardwaj Bilal Akin, editor. *Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Synchronous Motors*. Texas Instruments, 2009.
- [2] Stephen J. Chapman. *Electric Machinery Fundamentals 4th Edition*. BAE SYSTEMS Australia, 2004.
- [3] Chee-Mun Ong. *Dynamic Simulation of Electric Machinery*. School of Electrical and Computer Engineering, Purde University, 1998.
- [4] Jon Harper Peter Haaf, editor. *Understanding Diode Reverse Recovery and its Effect on Switching Losses*. Fairchild Semiconductor Europe, 2007.
- [5] Dr. Thomas Schütze IFAG AIM PMD ID TM. *Thermal equivalent circuit models*. Infineon Technologies AG, 59568 Warstein, Germany, v1.0 edition, 06 2008. Application note, AN2008-03.