

Diplomaterv

Kefenélküli DC motor pozíciójának meghatározása abszolút jeladó nélkül

Kovács Andor

2007.

Diplomaterv feladatkiírás

Kefenélküli DC motor pozíciójának meghatározása abszolút jeladó nélkül

Villamos motorok által meghajtott beavatkozószervek működtetésének általában elengedhetetlen feltétele a beavatkozás mértéknek (pl. elmozdulás, elforgatás, stb.) folyamatos (on-line) ismerete. Ezt a mértéket a motor üzemeltetési paramétereivel (pl. feszültség, áram) lehet befolyásolni. Esetenként elegendő a változás nagyságának ismerete (pl. adagoló futószalag által szállított mennyiség), de általában szükség van az abszolút állapot (pozíció, orientáció, stb.) ismeretére is. Konkrét példa erre a szerelő robotok esete, ahol a csuklók működtetésével lehet a változásokat elérni (pl. alkatrész felszerelése), de a működés elengedhetetlen feltétele az abszolút pozíció ismerete. E probléma megoldása általában visszavezethető a motor rotorja induláskori abszolút helyzetének és elfordulása nagyságának ismeretére. Klasszikus esetben ez általában a rotorra szerelt enkóder vagy szinkró segítségével (pontos elfordulás mérése), esetleges potenciométerrel kiegészítve (abszolút helyzet) történik. Potenciométer hiányában a rotor abszolút pozíciójának meghatározása az enkóderre szerelt abszolút (index) jeladó segítségével történhet, ha van ilyen. Ehhez azonban legrosszabb esetben közel 360 foknyi elforgatás is szükséges lehet.

Többfázisú, kefenélküli egyenáramú motorok (Brushless DC motor; BLDC) esetén az induláskori rotorpozíció meghatározása a tekercsekre egyenként ráadott tesztjelek válaszában mérésével és kiértékelésével is történhet.

A Knorr-Bremse Fékrendszerek Kft.-nél rendelkezésre áll egy hardver és szoftver környezet a probléma tanulmányozására (kefenélküli motor, a hozzá tartozó TMS320F2808 típusú kontrollert tartalmazó meghajtó áramkör, TI Code Composer Studio, Matlab, Simulink, Embedded target for TI C2000 toolbox). Ugyanakkor jelentős problémaforrás az abszolút pozíció meghatározásához a körbeforgatás lehetőségének hiánya. Szükség van tehát az indulási pozíció detektálásának tesztjelekkel történő meghatározására.

Fentiek alapján a diplomatervezés keretében az alábbi konkrét feladatokat kell megoldani:

- Ismerje meg a fent részletezett hardver és szoftver környezetet!
- A jelenleg meglévő, Simulinkben készített áramszabályozást egészítse ki indulás előtti pozícióbecsléssel:
 - Ismerje meg és implementálja az irodalomban megtalálható pozícióbecslő algoritmust;
 - Egészítse ki a külvilággal való kommunikációt, alakítson ki állapotgépet az indulási becslés és a motorszabályozás szétválasztására!

Munkáját dr. Gianone László külső konzulens irányításával végezze.

dr. Sujbert László
docens

Nyilatkozat

Alulírott, ***Kovács Andor***, a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem hallgatója kijelentem, hogy ezt a diplomatervet meg nem engedett segítség nélkül, saját magam készítettem, és a diplomatervben csak a megadott forrásokat használtam fel. Minden olyan részt, melyet szó szerint, vagy azonos értelemben de átfogalmazva más forrásból átvettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltem.

.....
Kovács Andor

Tartalomjegyzék

<u>Kivonat</u>	6
<u>Abstract</u>	7
<u>Előszó</u>	8
1. <u>Elméleti áttekintés</u>	10
1.) <u>A kefenélküli egyenáramú motorok és az állandó mágnesű szinkronmotorok felépítése, működési elve</u>	10
2.) <u>A kommutáció megvalósításának fajtái és folyamata kefenélküli motoroknál</u>	12
3.) <u>A motor üzemeltetéséhez szükséges modell</u>	20
2. <u>A rotorpozíció detektálás</u>	23
1.) <u>A feladatkiírás és pontosítása</u>	23
2.) <u>Rotorpozíció detektálási módszerek BLDC és PMSM motoroknál</u>	24
3.) <u>A felhasznált szabadalom (WO 2005/096491)</u>	27
4.) <u>A rendszer meglévő, a diplomamunkához szorosan kapcsolódó elemei</u>	27
3. <u>A feladat megvalósítása</u>	40
1.) <u>A fejlesztési folyamat szemléltetése</u>	40
2.) <u>Az állapotgép</u>	41
3.) <u>A pozícióbecslő algoritmus</u>	51
4.) <u>Az empirikus paraméterek beállítása</u>	53
4. <u>Eredmény, értékelés</u>	54
1.) <u>A véglegesített rendszer verifikálása</u>	54
2.) <u>Az eredmény felhasználása a nyomatékszabályozásban</u>	58
3.) <u>Értékelés</u>	58
5. <u>Kitekintés, továbbfejlesztési lehetőségek</u>	59
<u>Irodalomjegyzék</u>	60
<u>Függelék</u>	62

Ábrajegyzék

1. ábra: A II. Maxwell egyenlet demonstrálása.....	10
2. ábra: Egy tipikus kefenélküli motor felépítése.....	10
3. ábra: Külső rotoros motor.....	11
4. ábra: Belső rotoros motor.....	11
5. ábra: A blokk kommutáció áramviszonya.....	14
6. ábra: Egy motormeghajtásra használt háromfázisú inverter sematikus rajza.....	15
7. ábra: A szinuszos kommutáció áramviszonya.....	15
8. ábra: Kefenélküli motor vasmag-mintájának B-H görbéje; forrás: BME Anyagtudomány és Technológia Tanszék.....	17
9. ábra: A mágnes viselkedése gerjesztés hatására.....	18
10. ábra: A hőmérsékleti degradáció ($T_1 < T_2 < T_3 < T_4$).....	19
11. ábra: Példa a lemágneseződésre.....	19
12. ábra: A d és q vektorok koordinátarendszere.....	22
13. ábra: PMSM motor vektor-nyomatékszabályozása.....	23
14. ábra: A példában említett árammérő rendszer elvi felépítése.....	25
15. ábra: A rotorpozíció hatása a vasmag telítettségére.....	26
16. ábra: A PWM modul felépítése.....	28
17. ábra: Time-base almodul és a Counter compare almodul felépítése.....	29
18. ábra: Action qualifier almodul.....	30
19. ábra: A Dead band almodul felépítése.....	31
20. ábra: Egy helyes működés.....	33
21. ábra: Hibás, zárlati állapot.....	33
22. ábra: A PWM-Chopper almodul felépítése.....	34
23. ábra: A PWM-Chopper almodul egy jellegzetes kimeneti jelformája.....	35
24. ábra: A PWM-Chopper almodul felépítése.....	36
25. ábra: A Trip-Zone almodul felépítése.....	36
26. ábra: A fejlesztési folyamat szemléltetése.....	40
27. ábra: A kialakított állapotgép Simulinkben megjelenő képe.....	41
28. ábra: Az állapotgép által felhasznált változók és ki/bemeneti paraméterek.....	43
29. ábra: Az állapotgép állapotcsoportjainak bemutatása.....	44
30. ábra: A kezdőállapot.....	44
31. ábra: A kalibrálásért felelős állapotok.....	45
32. ábra: Egy, a mérésért felelős állapotcsoport.....	47
33. ábra: A pozícióbecslésért felelős állapotcsoport.....	50
34. ábra: A pozícióbecslés algoritmusának szemléltetése.....	52
35. ábra: A pozícióbecslő algoritmus hibájának szemléltetése.....	52
36. ábra: Hibás becslés a mérőimpulzus szélességének rövidegsége miatt.....	56
37. ábra: A mért és a becsült érték szemléltetése.....	57

Kivonat

Napjainkban egyre nagyobb teret hódítanak a kefenélküli egyenáramú és állandó mágnesű szinkronmotorok. Ezen motortípusok kommutációja elektronikusan történik, és az elektronika jellemzően valamilyen (nemritkán többhurkos) szabályozási kört valósít meg. A kommutációhoz elengedhetetlen a rotor helyzetének ismeretére mind az indításhoz (álló helyzetben), mind üzemi (forgó) állapotban. Mindkettő meghatározása klasszikus esetben szenzor(ok) segítségével történik, amelyek viszont elég drágák.

Diplomamunkámban egy állandó mágnesű szinkronmotor kezdeti rotorpozíciójának detektálásával foglalkoztam. A rendelkezésemre álló MATLAB modell áttanulmányozása után interfészeket alakítottam ki abban a meglévő (ad-hoc módon működő, hibás) pozícióbecslő kiváltására. Ezután került sor a pozícióbecslő algoritmus implementálására, amit az átláthatóság és a könnyebb debuggolhatóság érdekében egy állpotgép segítségével oldottam meg. Az algoritmus egy szabadalmon alapszik (WO 2005/096491) és tesztlejekre történő gerjesztések válasza alapján ad determinisztikus közelítést a rotor helyzetére. Ezután interfészeket alakítottam ki a MATLAB modellben a becsült érték rendszerbe injektálásához, majd teszteltem és minősítettem az elkészült munkát.

Konklúzióként levontam, a használt rendszerben a nyomatékszabályozáshoz elfogadható a becslő hibája. Ezenkívül megállapítottam a tényt, hogy ezen módszer használata külön odafigyelést igényel még a motor tervezési fázisában: a motornak olyan konstrukciójúnak kell lennie, hogy a rotor gerjesztetlen állapotban is résztelítést okozzon a vasmagban. Ellenkező esetben nagy amplitúdójú gerjesztőjelekre van szükség, amelyek megmozdíthatják a rotort, így pontatlanná teszik a mérést.

Meg kell jegyezni, hogy léteznek algoritmusok arra is, hogy üzemi állapotban történjen a pillanatnyi rotorpozíció becslése, így a két módszer kombinációjával akár teljes egészében el lehet hagyni a pozíció mérésére használt szenzort, ami jelentős költséghatékonysági tényezővel bír, valamint a szenzor megléte külön hibaforrás is lehet. Ez egy továbbfejlesztési lehetőség, amely kivitelezése jövőbeli döntéstől függ. A módszer teljes egészében használható kefenélküli egyenáramú motorok esetén is.

Abstract

Brushless DC Motors and Permanent Magnet Synchronous Motors are wide-spreading motor types nowadays. The commutation of these motors are made electronically, often combined with some kind of a control loop. It is indispensable for the commutation to know the exact position of the rotor both in stationary and rotating state. Generally it is determined by using special sensors in both cases. However, these sensors are expensive.

This master thesis discusses the detection of the rotor position of a permanent magnet synchronous motor in stationary state. After the deep analysis of the existing model (MATLAB model), new interfaces were introduced in the model for the new position detecting system instead of the incorrect old one. After this, the position detection algorithm was implemented by using a state machine. The algorithm gives an exact approximation for the position of the rotor. The algorithm is based on a patent (WO 2005/096491). Finally new interfaces were made in the model to pass the result back to the model and some tests were made for verification of the operation.

The approximation system worked correctly, the approximation error was always within acceptable limit. It is necessary to conclude that the implementation of this algorithm needs due foresight still in the design phase of the motor. The magnet of the motor should partially push the core to the saturation region, otherwise higher level of excitation is needed for correct operation. This can stir the rotor so that the measurements will be inaccurate.

There are some methods to determine the rotor position in rotating state. Combining these two methods can completely substitute the rotor position sensor which is usually very expensive. In addition to its price it can also be a potential source of failure. The complete substitution of the rotor position sensor can be an improvement of this model.

Előszó

A diplomamunka teljes egészében a Knorr-Bremse Fékrendszerek Kft.-nél készült. A diplomaterv kiírás szerinti környezetben eredetileg kefenélküli egyenáramú motor (BLDC) szerepelt. A cég végül (az előzetes egyeztetéssel ellentétben) állandó mágnesű szinkronmotort (PMSM) választott a megvalósításhoz. A dolgozatban felhasznált szabadalom azonban nem korlátozódik a BLDC motorra, hanem PMSM motor esetén is használható, így a feladat megoldásában ez nem volt befolyásoló tényező. A két motortípus közti különbség a diplomamunkában áttekintés jelleggel fel lett tárva.

A dolgozat felépítése a következő:

- Az első fejezetben áttekintem azokat az elméleti alapokat, amelyek szükségesek a gondolatmenet megértéséhez és amelyek alátámasztják a dolgozat témájának létjogosultságát és felhasználhatóságát
- A második fejezetben bemutatom a feladat megoldásához rendelkezésre álló eszközöket, valamint a konkrét módszert ami a megoldáshoz kiválasztásra került
- A harmadik fejezetben bemutatom a megoldás lépéseit az előző fejezetekben elmondottakra építkezve
- A negyedik fejezet az elkészített megoldás verifikálásával és értékelésével foglalkozik
- Az ötödik fejezetben a feladat megoldása során szerzett tapasztalatokra építve néhány továbbfejlesztési lehetőséget tártam fel.

A diplomamunkában használt rövidítések jelentése

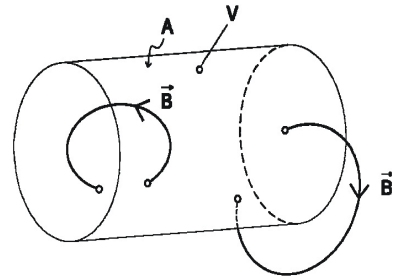
A/D; ADC	Analog-to-Digital converter; Analóg-digitális átalakító
BEMF	Back Electromotive Force; Indukálódott belső feszültség
BLDC	BrushLess DC; BrushLess Direct Current; kefenélküli egyenáramú motor
CCS	Code Composer Studio (fejlesztőkörnyezet)
CPLD	Complex programmable logic device
D/A; DAC	Digital-to-Analog converter; Digitális-analóg átalakító
EMF	Electromotive Force; Elektromotoros erő
ESR	Equivalent series resistance; Ekvivalens soros ellenállás
FET	Field-effect transistor; térvezérlésű tranzisztor
IGBT	Insulated-gate bipolar transistor; Szigetelt bázisú bipoláris tranzisztor
JTAG	Joint Test Action Group
MATLAB	MATrix LABoratory (matematikai programcsomag)
MSPS	Mega-Sample Per Second; Millió minta per másodperc (mintavételezési sebesség)
PAL	Programmable logic array
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Machine; Állandó mágnesű szinkrongép
PWM	Pulse Width Modulation; ISZM; Impulzusszélesség moduláció
TI	Texas Instruments (félvezető gyártó)
TLC	Target Language Compiler

1. Elméleti áttekintés

1.) A kefenélküli egyenáramú motorok és az állandó mágnesű szinkronmotorok felépítése, működési elve

(1) Alapvető konstrukció

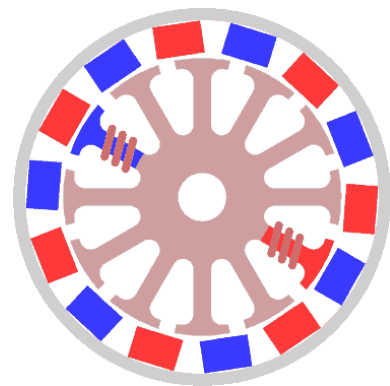
A BLDC és PMSM motorok állórésze (sztátor) elektromágnes, forgó része (rotor) állandó mágnes, ellentétben a kefés egyenáramú motorokkal, ahol ezek fordítva vannak. A forgórész egy vagy több állandó mágneset tartalmazhat geometriailag szimmetrikus elrendezésben, esetleg a mágneses pólusok többszörözve vannak (ferromágneses anyag segítségével), ez határozza meg a motor pólus(pár)számát. A II. Maxwell egyenlet [1] [2]



1. ábra: A II. Maxwell egyenlet demonstrálása

szerint ($\oint_A \vec{B} d\vec{A} = 0$) nem létezik mágneses monopólus,

tehát a mágneses erővonalaknak kezdődniük és végződniük is kell egy zárt felület által határolt térfogatban (lásd 1. ábra). Ezért a következőkben a szakirodalomnak megfelelően az alábbi megfogalmazással élünk: a póluspárok száma az, ami meghatározza, hogy a motorban hány olyan É-D orientációjú mágneses elem található, amelyik a kommutációban részt vesz, a pólusszám pedig ennek kétszerese [2]. A 2. ábrán látható motor felépítése olyan, hogy a rotor a sztátor körül forog. A mágnesek száma 14, a színezés azt mutatja, hogy a sztátor felé melyik pólus van elhelyezve (kék: északi, piros: déli). Ebben a konstrukcióban a pólusszámba csak azokat a pólusokat számítjuk bele, amelyik ténylegesen részt vesznek a kommutációban (a többi pólus kifelé áll, a külső vasmag felé tehát nem vesz részt), tehát 14-et, így a póluspárok száma 7.



2. ábra: Egy tipikus kefenélküli motor felépítése

Az állórész általában kettő vagy több tekercspárból áll, ez határozza meg a vezetékekezéstől függően azt, hogy hány fázisú a motor [2]. A fent említett példában a motor hatfázisú, hat tekercspárból áll, de az átláthatóság kedvéért csak egy pár lett

jelölve (egy időpillanatban). Kisebb motorok esetén alkalmazott megoldás, hogy nem tekercspárokat, hanem csak egy tekercset alkalmaznak fázisonként, amelyek szorosan egymás mellett helyezkednek el, hogy biztosítva legyen a mágneses erővonalak minél kisebb energiavesztéssel történő záródása. Ilyen alkalmazás pl. bizonyos modell repülő motorjai (lásd: függelékben). A tekercsek által keltett fluxus vezetésére a motor vasmagja szolgál, amely kivitelétől függ a forgó rotor által indukált feszültség jelalakja: BLDC motorról beszélünk, ha az indukált feszültség négyszög vagy trapéz-szerű, PMSM motor esetén az indukált feszültség szinuszos alakot mutat [2].

(2) Rotorkivitel

Rotorkivitelteként kétféle kivitel lehetséges:

- a rotor a sztátor körül, kívül helyezkedik el
- a rotor a sztátoron belül helyezkedik el

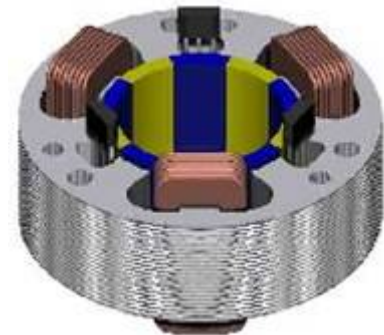
Előbbi esetben a sztátor mágneseit egy ferromágneses anyaggal veszik körül, ami a veszteségek és egyúttal a keltett zajok csökkentésére hivatott (sztátoron belüli rotor esetén ez a probléma nem jelentkezik, lévén, hogy a sztátor belső részén található a tekercselés, lásd 4. ábra).

Felhasználás szempontjából is fontos a különböző konstrukciók közötti választás:

Külső rotor esetén általában lapos, széles kivitelű motorok jellemzőek (lásd 2., 3. ábra), míg belső rotor esetén inkább keskeny, hosszú példányok gyakrabban, nem véletlenül: külső rotor esetén a konstrukcióból adódóan a tehetetlenségi nyomaték sokkal nagyobb. Ezeket a motorokat olyan helyen alkalmazzák, ahol nem annyira fontos a szöggyorsulás-alapjelre vonatkoztatott nagy dinamika, hanem fontosabb, hogy kváziszacioner állapotban szögsebesség-stabilitási szempontból robusztus legyen a rendszer. Ilyen felhasználás lehet pl. a lemezjátszók, optikai lemezmeghajtók, vagy a merevlemezek lemezforgató motorja. Olyan alkalmazás esetén, ahol fontos a gyors és dinamikus beavatkozás, a belső rotoros motorok kerülnek előtérbe. Ilyen felhasználási terület pl. a robotok csuklómozgató motorjai.



3. ábra: Külső rotoros motor



4. ábra: Belső rotoros motor

2.) A kommutáció megvalósításának fajtái és folyamata kefenélküli motoroknál

A rotor forgatásához forgó mágneses térre van szükség. Ez a sztátor gerjesztésével, a sztátoron fellépő áramok nagyságának és irányának változtatásával érhető el. Ezen folyamat neve a kommutáció, ami többféleképpen történhet [3]:

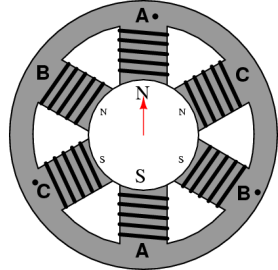
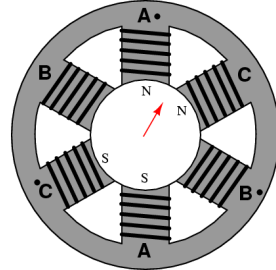
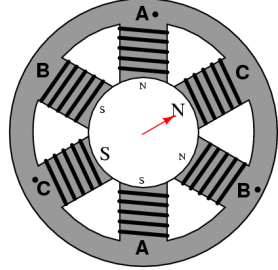
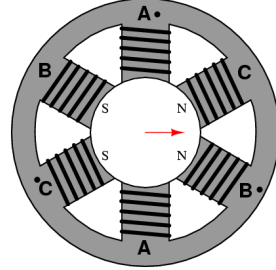
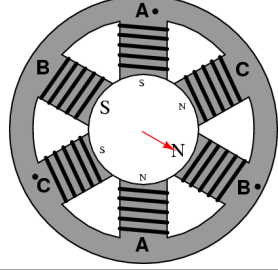
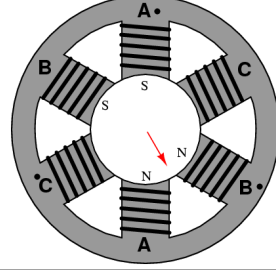
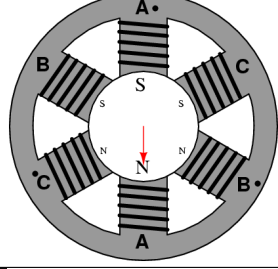
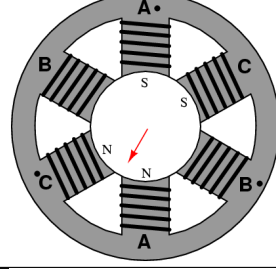
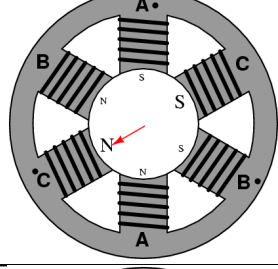
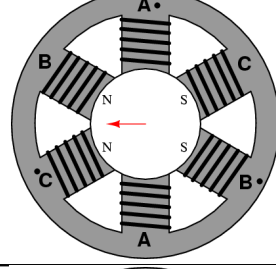
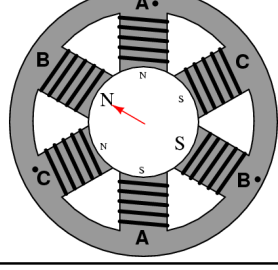
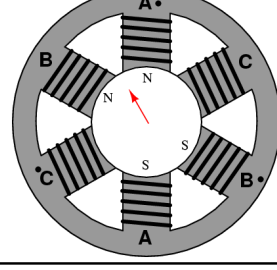
- blokk (vagy trapéz) kommutáció
- szinuszos kommutáció

Blokk kommutációról akkor beszélünk, ha (hasonlóan a léptetőmotoroknál alkalmazott kommutációhoz) a tekercsek áramirányát kizárólagosan a rotor elektronikus szög tartományának függvényében, „blokkonként” változtatjuk. Ez annyit jelent, a tekercsre kapcsolt feszültség polaritásának változtatását úgy végezzük, hogy a rotor (mágnes) a kialakult elektromágneses tér hatására a forgásiránynak megfelelően mozduljon el a hozzá legközelebb eső tekercs felé (általánosítva: az a tekercs(pár) kap vezérlést, ahol a tekercs(pár) által keltett mágneses tér és a mágnes egyik pólusa közti távolság a legkisebb). Így pl. háromfázisú, kétpólusú (1 póluspár) motor esetén hat tartomány adódik.

Blokk kommutálás esetén megvalósítás szempontjából háromféle megoldás létezik:

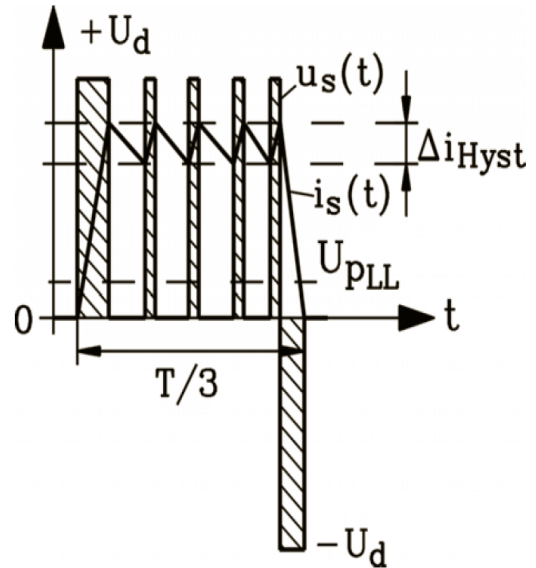
- egyszerre csak egy tekercs(pár) vezet
- egyszerre két tekercs(pár) vezet
- ezek kombinációja („vegyes”)

Az alábbi ábra egy háromfázisú motor példáján bemutatja ezek működését negatív forgási irány esetén; látszik, hogy képek oszlopában a bal oldali oszlop esetén csak egy tekercspár vezet, a jobb oldali oszlop esetén 2 tekercspár vezet, vegyes működés esetén felváltva 1 illetve 2 tekercspár vezet. Alapvető nézőpont, hogy a kommutáció sorrendjét a képsorozat olvasási irányban (tehát jobbról balra illetve fentről lefelé) szemlélteti. Az így adódó gerjesztések egymásutánisága a rotort forgásra kényszeríti.

A kommutációs fázis leírása	A vezető tekercsek száma	
	„vegyes”	
	1 tekercspár	2 tekercspár
Egy tekercspár esetén csak az A fázis gerjesztett, így ebbe az irányba áll be a rotor mágnes. Két tekercspár esetén az A és a C fázis vezet, így a kettő közé áll be a mágnes.		
Egy tekercspár esetén csak a C fázis gerjesztett, így ebbe az irányba áll be a rotor mágnes. Két tekercspár esetén a C és a B fázis vezet, így a kettő közé áll be a mágnes.		
Egy tekercspár esetén csak a B fázis gerjesztett, két tekercspár esetén a B és az A fázis vezet. Az A fázis itt ellentétes irányú gerjesztést kap ez első esethez képest.		
Egy tekercspár esetén csak az A fázis gerjesztett, két tekercspár esetén az A és a C fázis vezet. Minden gerjesztés ellentétes irányú, az első és a második esethez képest.		
Egy tekercspár esetén csak a C fázis gerjesztett, két tekercspár esetén a C és a B fázis vezet. Minden gerjesztés ellentétes irányú, a második és a harmadik esethez képest.		
Egy tekercspár esetén csak a B fázis gerjesztett, két tekercspár esetén a B és az A fázis vezet. A B fázis esetén a gerjesztés ellentétes irányú a harmadik esethez képest.		

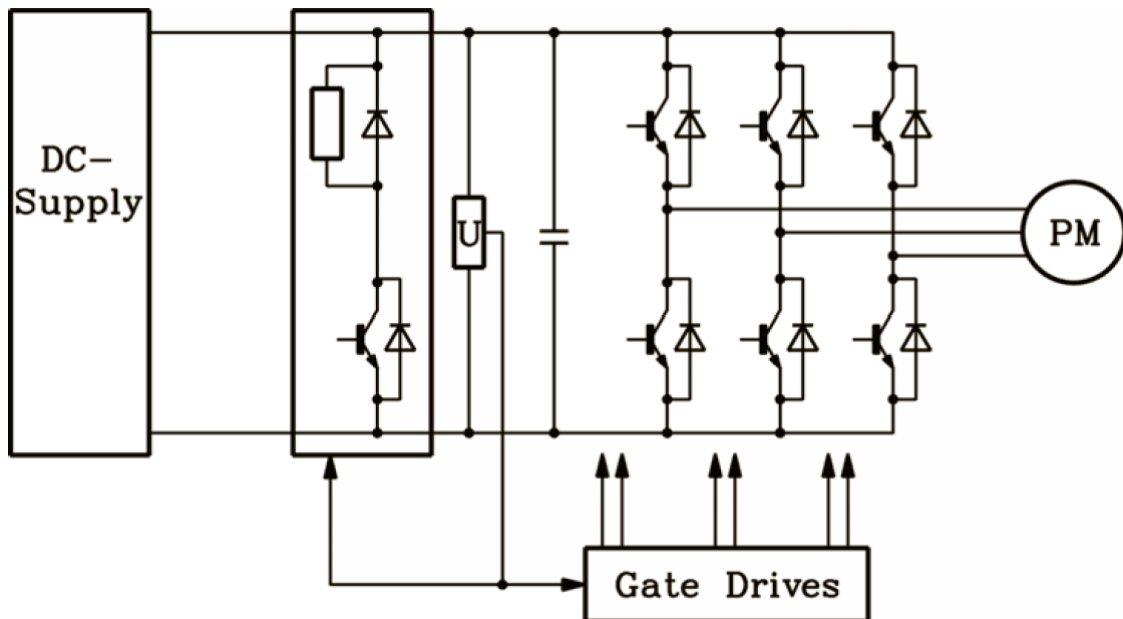
A kommutáció vezérlőjelei fázisszám szerint a 360° -ot egyenletesen osztják fel, így pl. háromfázisú esetben 120° -kal vannak eltolva egymástól. A tekercsek gerjesztése ugyanolyan módszerrel történik, mint a feszültségcsökkentő kapcsolóüzemű tápegységek inductívitásának gerjesztése

[2]. A módszer a következő (energiamentes állapotból kiindulva): a tekercsre a tápfeszültséget rákapcsolva annak áram elkezd növekedni. Amikor elérte a (szabályozás szerinti) kívánt szintet lekapcsoljuk a tápfeszültséget. Ekkor a tekercs árama nem szalad meg, hanem valahol, egy free-wheeling diódán keresztül folyamatosan elkezd csökkenni. Mikor a referenciaszint alá esik, ismét bekapcsoljuk a tápfeszültséget, ezáltal ismét emelkedni kezd a rajta átfolyó áram. Így kvázi



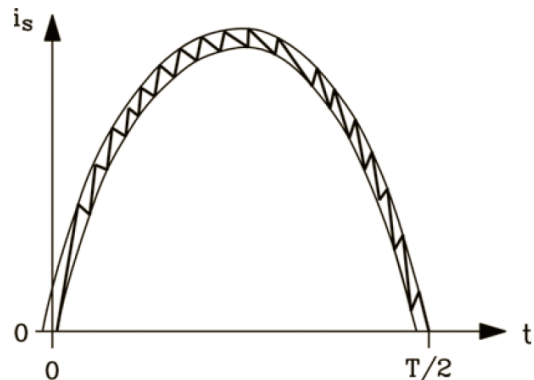
5. ábra: A blokk kommutáció áramviszonya

konstans áramot kapunk. Ezt a folyamatot addig ismétljük, amíg a kommutációs lépés tart, így a lekapcsolás után a tekercs árama nullára csökken. A felfutás és a lefutás (elég meredek ugyan, de) rámpaszerű, a hiszterézises tartomány, ahol az áramot tartjuk kvázi konstans értéken kvázi egyenes, a kommutációs periódus alatt a kialakult áram alakja trapéz-szerű (innen trapéz-kommutáció elnevezés; lásd 5. ábra). Negatív áramot a tápfeszültség polaritásának cseréjével lehet elérni, erre szolgál az inverter, aminek sematikus felépítését a 6. ábra mutatja.



6. ábra: Egy motormeghajtásra használt háromfázisú inverter sematikus rajza

Szinuszos kommutációról akkor beszélünk, ha a tekercsekre adott áram szinuszos jelleget mutat. Ezt klasszikus esetben a – sok háztartásba bevezetett – háromfázisú hálózat használatával, vagy inverter segítségével lehet elérni. Előbbi megoldás nem flexibilis és autóiipari felhasználhatósága nem megoldható, ezért nem foglalkozunk vele tovább, hanem csak a mobilis platformon megvalósítható megoldásokat vesszük figyelembe. Utóbbi megoldás népszerűsége az utóbbi időben ugrásszerűen megnőtt, ezzel ugyanis akár többhurkos (nyomaték – sebesség – elfordulás) szabályozás is megvalósítható, hátránya viszont a magasabb ár. Inverteres esetben a szinuszos feszültség PWM-mel (impulzus szélesség modulációval) történik [2], amelynek periódusideje lényegesen kisebb, mint a



7. ábra: A szinuszos kommutáció áramviszonya

motor időállandója. Ennek létrehozásakor a motor tekercselésének induktivitását használják ki: hasonlóan a blokk kommutáláshoz itt is a tekercsre kapcsolt tápfeszültség ki-be kapcsolásával érjük el a kívánt áramot, annyi különbséggel, hogy ebben az esetben nem konstans áram, hanem szinuszos az alapjel (lásd 7. ábra). Mindkét motortípus (BLDC, PMSM) esetén mindkét kommutáció típus (elvileg) alkalmazható.

(1) A kommutáció összehasonlítása kefések és kefenélküli motorok esetén

A kefések egyenáramú motorok kommutációja a motor forgásával, a kommutátor segítségével történik, míg a kefenélkülieknél ezt elektronikusan kell elvégezni (lásd előbb). Ennek hátránya, hogy bonyolultabb a vezérlés (tehát kefések esetén nem feltétlenül szükséges kiegészítő elektronika a működéshez, kefenélküli esetben minden esetben szükséges), nagy előnye azonban, hogy a kommutátor okozta teljesítményvesztés és (pl. a keletkező ív miatti) elektromágneses zaj nem lép fel, valamint nem áll fenn a kefék elkopásának (és/vagy elégésének) veszélye [3].

Ezen előnyök kihasználásából adódik az a tulajdonság, hogy ezek a motorok kis fordulaton is igen nagy nyomaték (és ezáltal teljesítmény) leadására, valamint igen nagy fordulatszám elérésére képesek. Ezen felül valamint sokkal nagyobb dinamikájú vezérlőjeleket viselnek el, mint kefések társaik (nem áll fenn a kefék, illetve a kommutátor elégésének veszélye). Előnyként könyvelhető továbbá az is, hogy mivel nincs közvetlen elektronikus kapcsolat a motor alkatrészei között, ezért olyan területeken is használható, ahol kötelező az erősített, vagy speciális szigetelés (pl. bioetanollal működő járművek tüzelőanyag előtápszivattyúja, ahol külön probléma, ahogy a bioetanol villamos szempontból nem tekinthető szigetelőnek).

Ellenben mindkét konstrukció használatakor figyelembe kell venni, hogy az állandó mágnes Curie pont feletti hőmérsékleten elveszíti mágnesességét, ami adott esetben katasztrofális következményekkel járhat [2]. A mai, jó minőségű, általában ritkaföldfém-ből (pl.: NdFeB, SmCo) készülő mágnesek általában megfelelnek az autóiipari vonatkozásban használható specifikációknak (automotive hőmérsékleti tartomány, mechanikai igénybevétel, stb.), valamint igen nagy állandó fluxussűrűséggel bírnak, így kis méretű, nagy fajlagos teljesítményű motorok készíthetők belőlük.

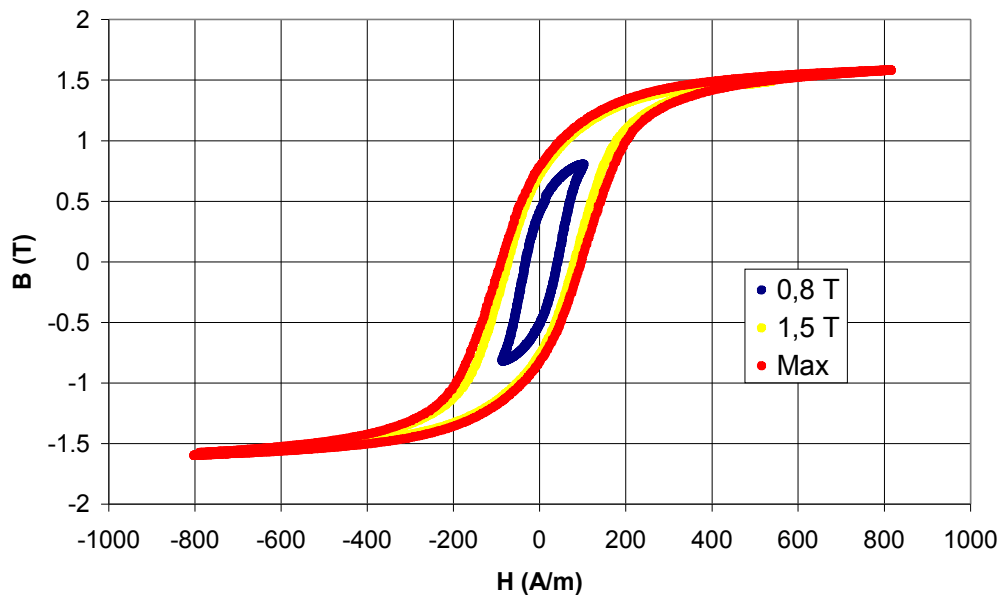
Az 1. táblázat rövid összefoglalót ad a fent említett két anyag tulajdonságairól:

1. Táblázat: Kefenélküli motorok jellegzetes mágnes anyagai

Anyag:	NdFeB	SmCo
Curie pont	310°C körül	720-825°C körül (ötvözettől függően)
Ajánlott max. hőmérséklet:	150°C	250-300°C körül (ötvözettől függően)
Br (T = 25°C)	1,2-1,4T	0,6-1,1T (ötvözettől függően)
Ár	Olcsóbb	Drága
Világtermelés %-a (2006)	47	1,5

Látható, hogy a SmCo alapú mágnes magasabb hőmérsékleten használható, de drágább és kicsivel kisebb fluxussűrűséggel bír. Ezért elterjedtsége lényegesen kisebb, csak speciális alkalmazásokban használják.

Fontos, hogy a nominál működés esetén a vasmag ne telítsen be hamarabb az elvártnál, ezért a mai korszerű lemezelt vasmagból készülő motorok anyaga nagy frekvenciát visel el a hiszterézis görbe jelentős torzulása (vasveszteség) nélkül, valamint igen nagy telítési indukcióval rendelkeznek. A 8. ábra egy konkrét motorvasmag-minta méréséből származik (az összes kefenélküli motor vasmag anyaga nagyon hasonló tulajdonságokat mutat):



8. ábra: Kefenélküli motor vasmag-mintájának B-H görbéje; forrás: BME Anyagtudomány és Technológia Tanszék

Látható, hogy általános esetben a vasmag kb. 1,5 T értékig használhatóak biztonsággal.

(2) A kommutáció indítása

Ahhoz, hogy kommutációs folyamat elinduljon, szükség van a rotor kiindulási pozíciójára (tehát a mágnes által keltett tér és a kommutáció indítására kijelölt tekercs által keltett tér által bezárt szög) [4]. Blokk kommutáció esetén elég csak a térhányadot (háromfázisú esetben térhatodot) tudni amelyikben a rotor áll, ennek meghatározására akár hall szenzorok által szolgáltatott kimenőjelek is megfelelőek. A Hall szenzorokat a sztátorra szerelik. Ennek két módja is lehet:

- Külön mágneseket szerelnek fel a rotorra a rotormágnessel egyező helyzetben és ez köré építik az állórészre a hall szenzorokat
- Az állórészre építik a hall szenzorokat, amelyek a rotormágnes által keltett teret érzékelik.

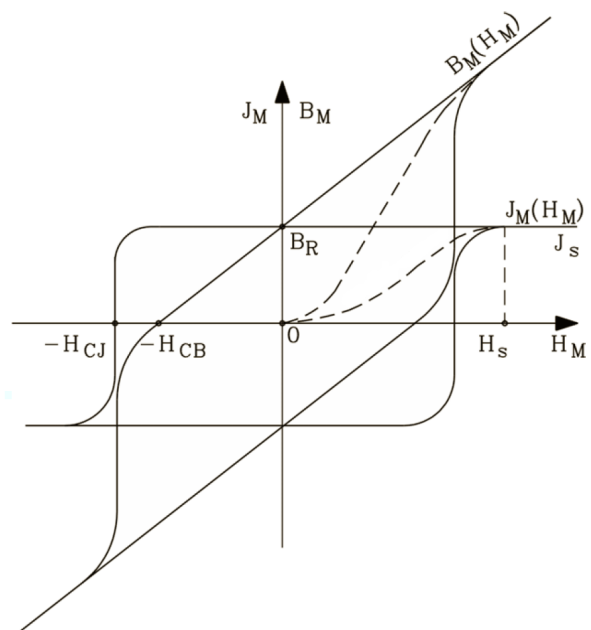
Színuszos esetben az indításhoz pontos szög kell (ennek ismerete nyilvánvalóan blokkos esetben sem hátrány). Erre egy módszer lehet az, hogy egy bizonyos tekercspárra adunk gerjesztést, ami beállítja a rotort a tér irányába, így már determinisztikus lesz a rotor pozíciója. Ez a módszer csak kis terhelőnyomatékú alkalmazásoknál használható, feltétel még, hogy az említett „behúzás” ne okozzon funkcionális problémát.

Ha szenzoros pozíciódetektálásra nincs lehetőség (pl. a fent említett

okok miatt, vagy a szenzorok elhelyezésének esetleg a vezetékvezetés lehetőségének hiánya miatt), akkor más, determinisztikus módszert kell találni a rotorpozíció detektálására. Ennek meghatározására többféle lehetőség is létezik (lásd alább).

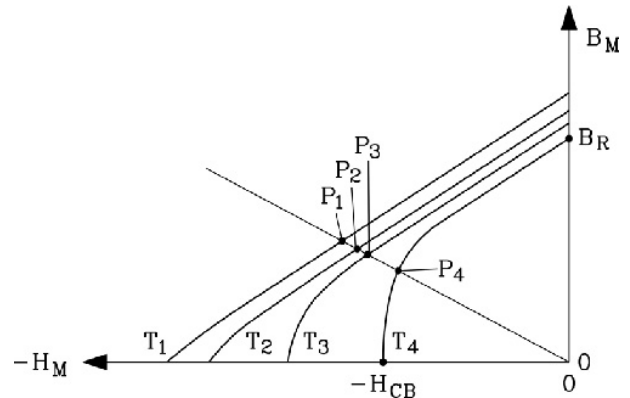
A gerjesztés hatására a mágnes belsejében létrejövő mágneses tér (lásd 9. ábra):

$$B = \mu H + J \quad (\mu = \mu_0 \times \mu_r), \text{ ahol } J \text{ a mágneses polarizáció}$$

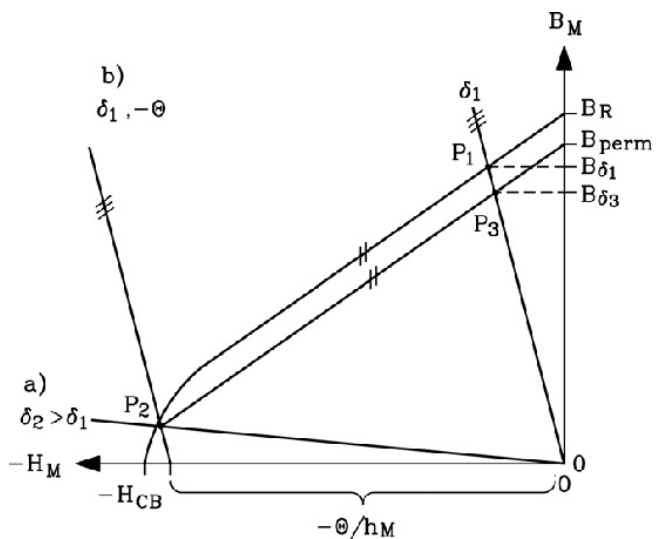


9. ábra: A mágnes viselkedése gerjesztés hatására

Az állandó mágnes egyik hátránya, a 1. táblázatban említett hőmérsékletfüggés. Ez további hátrányt jelent motorok esetében: a mágnes által keltett tér a mágnes szegmenseinek orientációjától függ, ezen szegmensek pedig egyenként lemágneseződhetnek a gerjesztés hatására. Ez azonban állandó mágnesű motorok esetén, üzemi hőmérsékleten nem történhet meg, mivel a vasmag képtelen elérni az ehhez szükséges koercitív erőt, mivel hamarabb telítésbe kerül. Magas hőmérsékleten azonban akár az egész mágnes elvesztheti az állandó terét [2], mivel a lemágneseződési folyamathoz szükséges koercitív erő hőmérséklet emelkedésével csökken, és



10. ábra: A hőmérsékleti degradáció ($T_1 < T_2 < T_3 < T_4$)



11. ábra: Példa a lemágneseződésre

könnyöszerűen letörnek (10. ábra), ha ez megtörténik, akkor tönkremegy a mágnes (vagy legalábbis degradálódik).

Mivel ez nem visszaállítható folyamat (pontosabban csak újra felmágnesezéssel állítható vissza az állandó mágneses tér), figyelembe kell venni mind a gerjesztések ráadásakor, mind a motor tervezésénél. A 11. ábrán egy ilyen degradációs folyamat látható: P₁ munkapontból indulva, a gerjesztést növelve a P₂ könyökpontra eljutunk, majd ha a gerjesztés csökken, a munkapont P₃-ba és nem P₁-be fog visszaállni, ami a mágnes erejének csökkenését jelenti. Ez a degradáció nem történik meg, ha ugyanezen gerjesztés a 10. ábrán T₁-gyel jelölt hőmérsékletre tartozó egyenesen történik meg.

3.) A motor üzemeltetéséhez szükséges modell

(1) A motor egyenletei

A következőkben tárgyalom a motor matematikai modelljét, amely segítségével lehet minősíteni a megvalósított pozíciódetektáló algoritmust (lásd a nyomatékszabályozásnál fellépő nyomatékromlást). A modell állapotegyenletekben reprezentálódik, amelyeket elektronikus és mechanikus egyenletek összekapcsolásából áll. Jelen esetben csak a BLDC és a PMSM motorokra vonatkozó egyenletekkel foglalkozunk, az alkalmazás által igényelt mélységben áttekintő jelleggel [4-7].

A motor mechanikai nyomatékegyenlete:

$$T_m = (J_m + J_l) \frac{d\omega}{dt} + T_v + T_l$$

ahol

T_m : a motor által kifejtett nyomaték

J_m : a rotor tehetetlenségi nyomatéka

J_l : a terhelés tehetetlenségi nyomatéka

T_v : (szög)sebességfüggő terhelőnyomatékok összege

T_l : a terhelőnyomatékok összege

Az állandó mágnesű motor egyszerűsített elektronikus nyomatékegyenlete:

$$T_m = K_t I_m \text{ (mezőgyengítés nélküli eset), ahol}$$

T_m : a motor által kifejtett nyomaték

K_t az úgynevezett nyomatéktényező (konstans)

I_m : a motor árama

Háromfázisú motor esetén az elektronikus nyomatékegyenletet fázisonkénti összegzéssel kell felírni:

$$T_m = K_t [I_u \sin(\varphi) + I_v \sin(\varphi + 120^\circ) + I_w \sin(\varphi + 240^\circ)]$$

Ahol I_u , I_v és I_w az egyes fázisok áramai, φ pedig az elektronikus (rotor)szög.

A használt rendszerben a gerjesztés (kvázi)szinuszos, a motor csillagkapcsolásban üzemel, így az áram fázorok felírhatók az alábbi egyenletekkel (ideális, 90° -os áramsietést feltételezve az elektronikus szöghöz képest; lásd később):

$$I_u = I \sin(\varphi)$$

$$I_v = I \sin(\varphi + 120^\circ)$$

$$I_w = I \sin(\varphi + 240^\circ)$$

Ahol I az áramok csúcsértéke, valamint $I_u + I_v + I_w = 0$

Ezek alapján a motorunkra vonatkozó elektronikus nyomatékegyenlet:

$$T_m = K_t [I \sin(\varphi) \sin(\varphi) + I \sin(\varphi + 120^\circ) \sin(\varphi + 120^\circ) + I \sin(\varphi + 240^\circ) \sin(\varphi + 240^\circ)]$$

Azaz

$$T_m = \frac{3}{2} K_t I$$

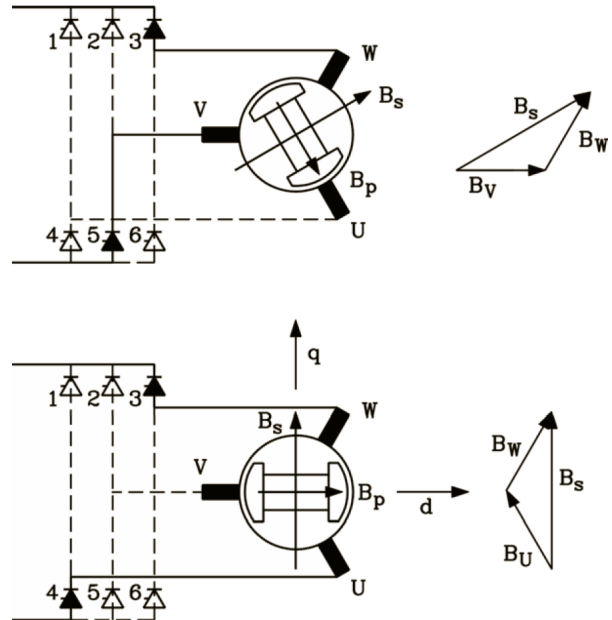
Látható tehát, hogy a BLDC és PMSM motorok nagy előnye, hogy (konstrukciótól függően) időfüggetlen, egyenletes nyomaték leadására képesek kvázistacioner állapotban. Az általunk használt motorra igazak a fenti megállapítások, a többi konstrukcióval a továbbiakban nem foglalkozunk.

(2) A nyomatékszabályozás

Nyomatékszabályozás esetén az a cél, hogy a kommutáció által keltett forgó mágneses tér iránya 90° -kal (forgásirányban) előrébb legyen a rotornál, ugyanis így érhető el a legnagyobb nyomaték. Jelölje a forgó mágneses tér a rotorhoz képesti 90° -os sietéstől való szögeltérést δ , a motor által elérhető maximális nyomatékot pedig T_m . Ekkor a motor által kifejtett nyomaték $T_m \cos(\delta)$ lesz [4]. Látható, hogy az ideális szögtől való eltérés koszinusz függvény szerinti nyomatékromlást jelent. A direkt nyomatékszabályozás kivitelezéséhez vektorszabályozásra van szükség: az indukcióvektort szétbontjuk két komponensre (az indirekt nyomatékszabályozással nem foglalkozunk). A mágnessel megegyező irányú vektor lesz a d (direkt), a rá merőleges komponens (ami tehát 90° -al előrébb jár a d irányhoz képest) pedig a q (quadrature; merőleges) irány. Mivel ezeket a tereket a tekercsekkel hozzuk létre, így ez a felfogás

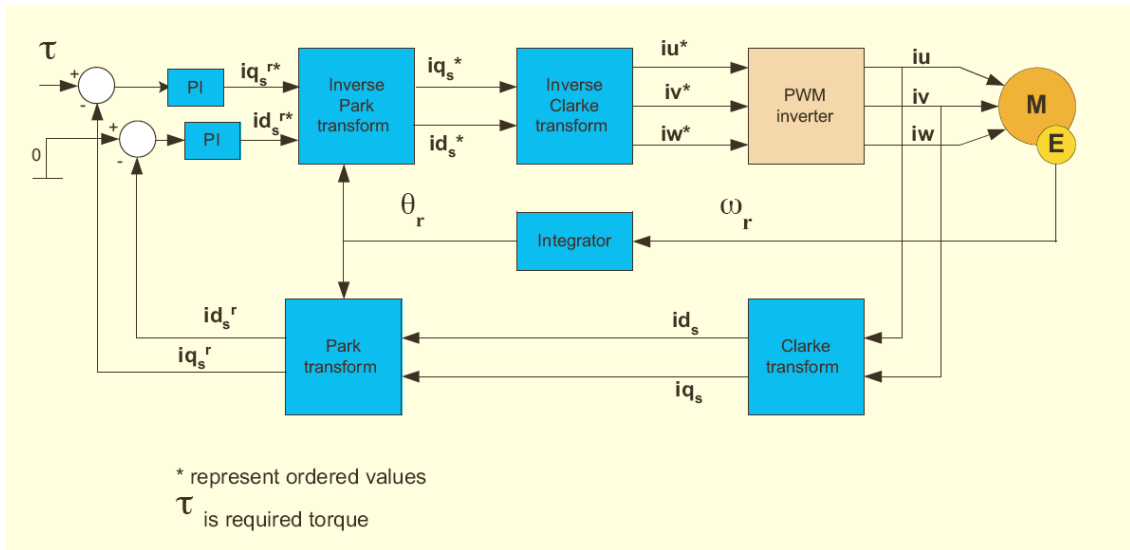
áramirányokban is reprezentálódik, úgy hogy a d irányú áramvektort fluxusképzőnek, a q irányút nyomatékképző vektornak hívják (az előzőekben leírtak szerint). Mivel a sztátorhoz képest az áramfazorok forognak (120° -kal eltolva egymástól), a vektorszabályozás pedig csak álló helyzetben, merőleges koordináta-rendszerben végezhető, koordináta-transzformációkra van szükség, ezeket a szakirodalom az alábbiaképp említi [2]:

- Clarke transzformáció az, amely a háromfázisú rendszert q és d irányú koordináta-rendszerbe transzformálja (lásd 12. ábra).
- Park transzformáció az, amely az álló (q és d irányú) koordináta-rendszert a rotorhoz rögzített forgó koordináta-rendszerbe transzformálja.



12. ábra: A d és q vektorok koordináta-rendszere

Ezen transzformációk inverzeik segítségével egy időfüggetlen, a rotor koordináta-rendszeréhez igazított kétkomponensű áramrendszerhez jutunk, amelyben a d komponens a felépített mezőért felelős (fluxuskomponens), míg a q komponens a kialakult nyomatékért felelős (nyomatékképző komponens). Erre a rendszerre elvégezve az áramszabályozást, majd az áramértékeket az eredeti rendszerbe transzformálva valósul meg a nyomatékszabályozó kör. PMSM motorok esetén az állandó mágnes miatt a keltett mágneses tér állandó, ezért a fluxuskomponenst nullára szokás választani a szabályozókörben (kivéve mezőgyengítés esetén, de erre nem térünk ki). Az elmondottakat a 13. ábra illusztrálja. Az ábrán látható szabályozókörben a rotorpozíció meghatározása enkóderrel történik, i_{d_s} és i_{q_s} a forgó koordináta-rendszerbe transzformált áramértékek, $i_{d_s}^r$ és $i_{q_s}^r$ a rotor koordináta-rendszeréhez igazított (időfüggetlen) d és q irányú áramkomponensek. A nyomaték referenciájából (τ) és az $i_{q_s}^r$ áram értékéből áll elő a nyomaték-hibajel, amelyet a PI szabályozó hivatott kompenzálni. A fent említettek szerint az $i_{d_s}^r$ áramérték referenciája 0 (alapértelmezett esetben 0-ra kell szabályozni).



13. ábra: PMSM motor vektor-nyomatékszabályozása

2. A rotorpozíció detektálás

1.) A feladatkiírás és pontosítása

A feladatom a meglévő PMSM motorvezérlő modelljébe egy álló helyzetben rotor pozíció detektáló rendszer kifejlesztése és illesztése, valamint a beillesztéshez szükséges interfészek kialakítása volt. A meglévő rendszer a motor nyomatékszabályozását végezte, induláskor kezdetleges kommutáció irány meghatározásával: ha rossz irányba indult el a motor, letiltotta a működést és 30°-ot állított a kommutáció indítási fázisán az ellenkező irányba, majd újra próbálkozott (a kezdeti pozícióhoz képesti elmozdulás az enkóder által szolgáltatott jelekből kiszámolható). Ez a folyamat addig folytatódott, amíg meg nem találta az enkóder index pozícióját. Ez az indítási módszer azonban a kívánt alkalmazáshoz nem megfelelő. Próbálkozás nélküli indításra van szükség.

2.) Rotorpozíció detektálási módszerek BLDC és PMSM motoroknál

Az abszolút pozíció mérése a motor indításakor többféleképpen működhet:

- Szenzor segítségével
 - Inkrementális jeladó (index) jelének megkeresésével (forgatás szükséges)
 - Potenciométeres forgójeladó segítségével
 - Szinuszos gerjesztésű rezolver/szinkró segítségével
- Becslő segítségével
 - Elektronikus detektálás, additív tesztgerjesztéssel

Az első módszer előnye, hogy (mivel az index jeladó általában egy tokba van integrálva az inkrementális jeladóval) nem sérülékenyebb, mint a jeladó önmagában. A második módszer előnye, hogy még mozdulatlan állapotban is van (igaz, elég pontatlan) információnk az aktuátor és a rotor helyzetéről. Hátránya azonban, hogy mivel elektromechanikus alkatrész, mechanikai igénybevételre sokkal érzékenyebb, valamint a kopás miatt az élettartama rövidebb, emiatt szűk az alkalmazási területe. A harmadik megoldás problematikus lehet nagy fordulatszám-tartomány esetén, mivel a kimenő jel amplitúdója a fordulatszám növekedésével arányosan nő.

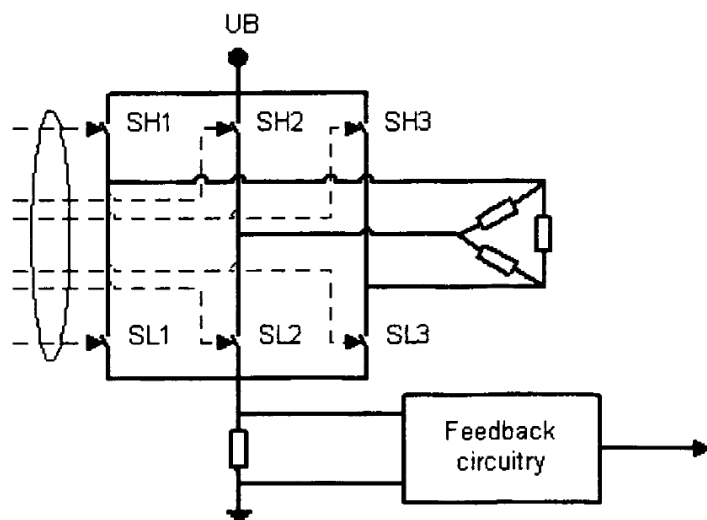
Néhány esetben, amikor az aktuátor igen rövid úton jár, nincs lehetőség a rotor teljes körbefordítására. Ha az indításkor szükség van az abszolút pozícióra, de nincs mód megfelelő szenzor használatára, más megoldást kell találni. Kefenélküli motorok esetén a rotorpozíció elektronikus detektálása (becslés) adhat megoldást a problémára [8], [9].

Mivel álló, energiamentes helyzetben a rotor a mágnes(ei) révén állandó mértékű mágneses teret hoz létre maga körül, az összes tekercs(pár)ban valamekkora fluxussűrűség alakul ki. Ez a fluxussűrűség akkor nagyobb, ha a tekercs vasmagja mágneses pólushoz közelebb esik. Ezek az erővonalak fluxus-potenciálként foghatók fel, így mivel a vasmag telítési indukciója véges (anyagi jellemző), a tekercsekre adott gerjesztés az erővonalak irányításának megfelelően hamarabb vagy később viszik telítésbe a vasmagot. A telítettség mértéke a vasmagon keresztül menő erővonalak számától, így végső soron a mágnes (tehát a rotor) pozíciójától függ. Ennek a

telítettségnek a mérésére több különböző módszer is létezik. Mivel a telítettségnek megfelelően a tekercs induktivitása megváltozik, a tekercsre adott egyforma feszültség impulzusok eltérő (áram-felfutás) választ adnak (attól függően, hogy hamarabb, vagy később telít be a vasmag). Ezen tulajdonságot kihasználva többféle módszer terjedt el a tekercsek telítettségének mérésére:

- konstans áramérték eléréséig történő gerjesztés, majd az áram lefutási idejének (egy bizonyos küszöbszint alá csökkenésének) mérése
- konstans ideig történő gerjesztés, majd a kialakult (maximális) áram mérése

Mivel az induktivitás függ attól, hogy milyen irányban gerjesztjük a tekercset (az előbbieken említettek szerint), mindkét módszer olyan eredményt szolgáltat, amely elektronikus szögben kifejezve teljes fordulatonként (tehát 360° elektronikus fokként)

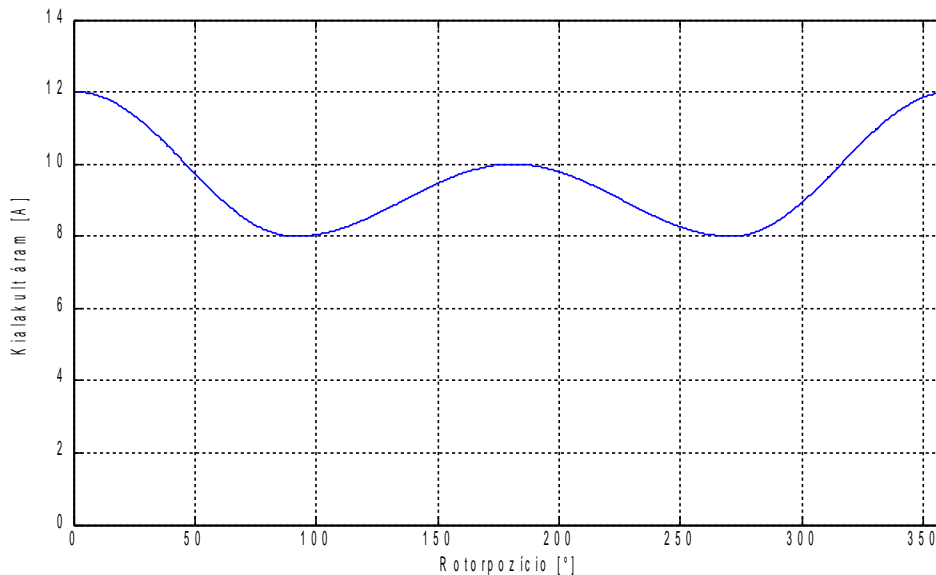


14. ábra: A példában említett árammérő rendszer elvi felépítése

irányításának megfelelő

irányú erővonalakat gerjesztünk a tekercsben, akkor hamarabb fog telítésbe kerülni a vasmag, lévén, hogy több erővonal fog keresztülhaladni rajta. Ez esetben tehát csökken a tekercs induktivitása, gyorsabb lesz az áram felfutása. Ennek azonban feltétele, hogy az állandó mágnes jelenléte résztelítést okozzon a motor vasmagjában (lásd később). Ha azonban ellentétes irányú erővonalakat gerjesztünk, akkor még annál is lassabban telít be, mintha nem lenne a közelében a mágnes, lévén, hogy a felületen áthaladó erővonalak előjeles összege egymás ellen hat. Ez esetben tehát nő az induktivitás, lassabb lesz az áram felfutása. Ez alapján triviális, hogy mindkét irányú gerjesztési esetet bele kell venni a mérésbe. Ha a második mérési módszert alkalmazzuk (konstans ideig történő gerjesztés, majd a kialakult maximális áram mérése), valamint

kizárólagosan alsó oldali söntárammérő segítségével mérjük az áramot (lásd 14. ábra), az alábbi válasz-jelleggörbe alakul ki a rotor pozíciójának függvényében (az ábrán látható áramértékek fiktív értékek, csak a jelleggörbe szemléltetése végett lettek generálva):



15. ábra: A rotorpozíció hatása a vasmag telítettségére

Látható, hogy a legnagyobb áramú pont tartozik a 0 fokos rotorpozícióhoz (ugyanis a mágnes miatt itt telít leghamarabb a vasmag, így itt a legkisebb az induktivitás, tehát itt a leggyorsabb az áram felfutása a tekercsen), a rotor ettől való szögeltérésének megkeresése a cél. Az összes tekercsre egyforma nagyságú, mindkét irányú tesztgerjesztéseket adva, egyforma tekercselést feltételezve az összes mérési pont ezen a görbén helyezkedik el, gerjesztési irány szerint 180°-ra eltolva egymástól (lásd később).

A két módszer közötti választást architektúrális okok is befolyásolhatják: az első eset abban az esetben nyújthat segítséget, ha nem áll rendelkezésre elég gyors és pontos A/D, mivel diszkrét elemekből felépített, a controller feszültség szintjéhez igazított komparátor segítségével Input Capture módú bemenetet használva egyszerű időmérésre vezethető vissza a probléma. A mi esetünkben a controllerben található A/D 12 bites felbontású, 6,25MSPS maximális mintavételezési sebességre képes, valamint a hardver már rendelkezésre állt, utólagos módosítás nem (vagy csak nagyon nagy költségből) lett volna megvalósítható, így az első megoldás nem lett volna kivitelezhető.

3.) A felhasznált szabadalom (WO 2005/096491)

A pozíció detektálása lineáris approximációval történik. A módszer a következő [9]:

- ki kell választani a legnagyobb értékű választ, valamint az előtte és utána lévő
- a három pontra egyenlő szárú háromszöget illeszteni, amelynek (elméleti) csúcsa a 0°-os (elektronikus) rotorpozícióhoz tartozó (legnagyobb) gerjesztés
- a geometriai szögtávolságok és ez alapján a rotorpozíció meghatározása háromszögillesztéssel

4.) A rendszer meglévő, a diplomamunkához szorosan kapcsolódó elemei

(1) Az árammérő rendszer

Az árammérés Hall-szondákkal történik, a $\pm 60\text{A}$ -es mérési tartományban. A jelformálás szűréssel, szinteltolással és erősítéssel történik, az aktív szűrő törésponti frekvenciája kicsivel 7,5kHz alatti, hogy a 16Khz-es PWM gerjesztés hatására kialakult áram középértékéhez közel álló értéket mérjen. Mivel az A/D csak pozitív tartományban tud mérni, viszont a tekercseken átfolyó áram negatív is lehet, ezért ofszet feszültség hozzáadásával történik az árammérés (az ofszetet természetesen le kell vonni a felhasználás előtt). Az árammérő rendszer által szolgáltatott jelformálási karakterisztika:

$$\pm 60\text{A} \rightarrow 1,502\text{V} \pm 1,5\text{V}$$

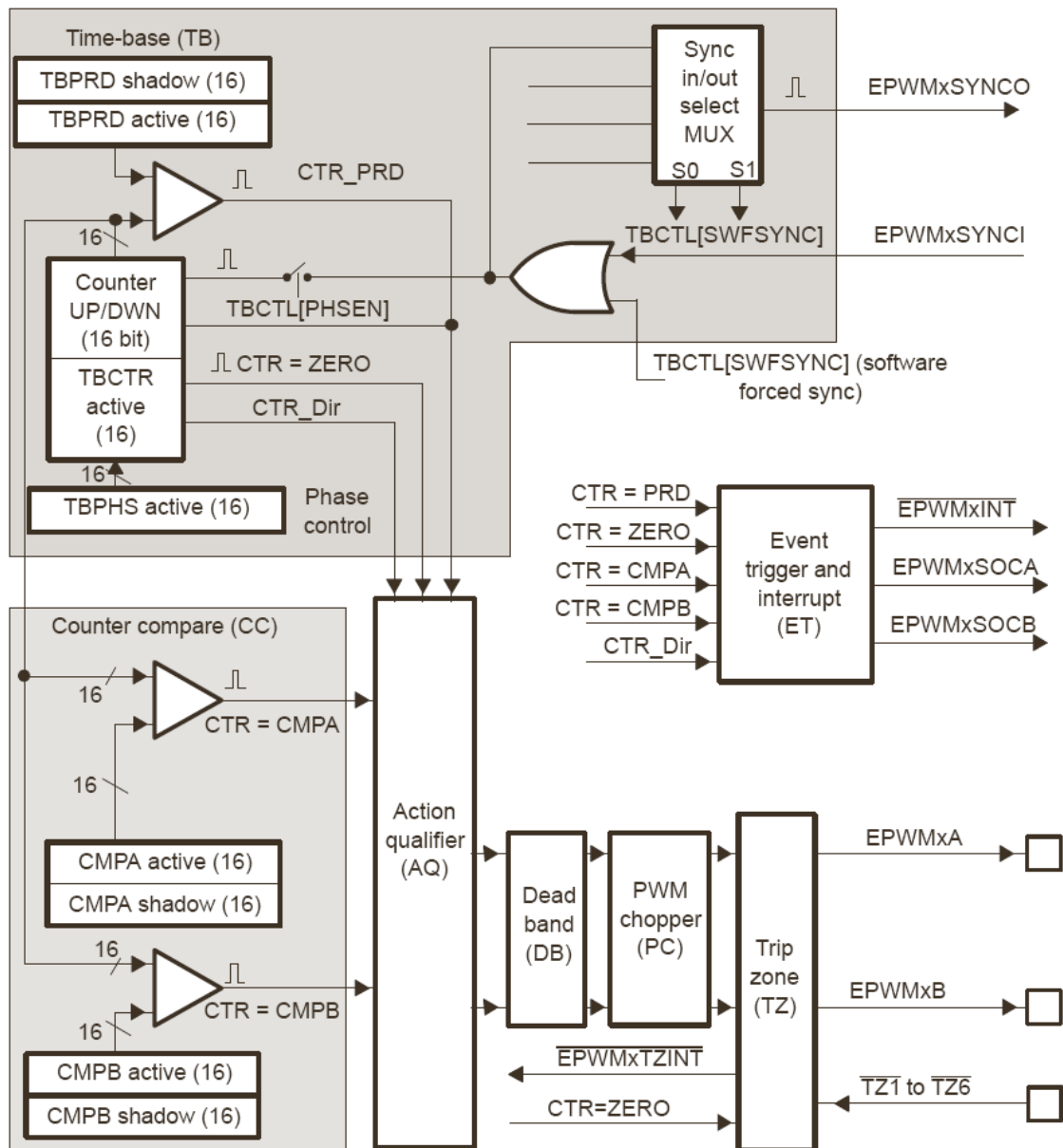
(2) A mikrokontroller

A rendszer „lelkét” a Texas Instruments által gyártott TMS320F2808 típusú mikrokontroller jelenti. A főbb jellemzői:

- DSP mag
- 100 MHz, 100 MIPS
- 6 különálló adat/cím busz, az utasítás és adat felhozatal egyszerre történhet
- beépített Lookup Table gyűjtemény a számításigényesebb matematikai függvények (pl. Sin/Cos) gyorsításához
- A használt rendszer esetében Automotive minősítés

- 12 bites A/D, max. 6,25 MSPS
- 16 PWM csatorna
- 2 CAN modul
- 2 inkrementális jeladó fogadására képes modul 32 bites számlálóval (2 pozíció csatorna + indexjel)

a) A PWM modul



16. ábra: A PWM modul felépítése

A controllerben található PWM modul külön bemutatásra kerül, lévén, hogy néhány speciális funkcióját a mérőrendszer kihasználja.

A PWM modul alapvetőleg 7 almodulból áll, amelyek funkciói közül a munkám során felhasználtak részletesebben bemutatásra kerülnek. Minden modul egy számlálót tartalmaz és két csatornát, amelyek kimeneteinek logikai értékeit két külön lábhoz lehet hozzárendelni (ekkor már természetesen villamos reprezentációban), ennek előnyét félhíd meghajtási üzemben lehet főleg kihasználni.

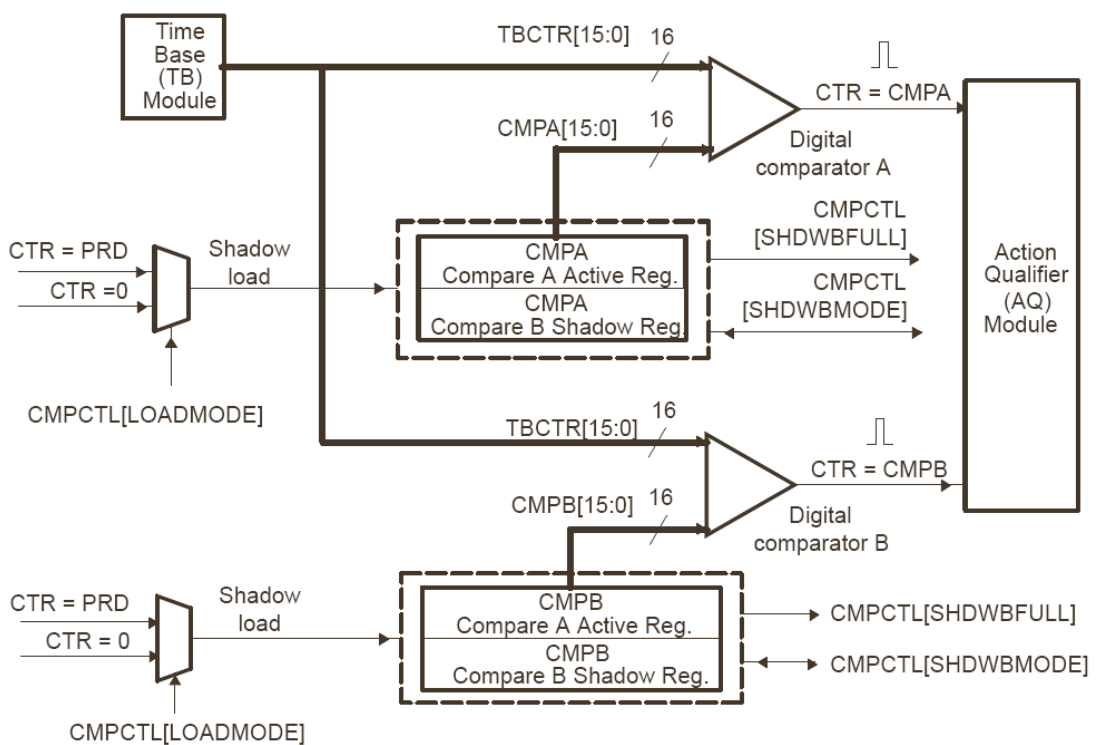
Az almodulok:

- I. A Time-base modul almodul
- II. A Counter compare almodul
- III. Az Action qualifier almodul
- IV. A Dead band almodul
- V. A PWM-chopper almodul
- VI. A Trip zone almodul
- VII. Az Event trigger and interrupt almodul

A következőkben a modellhez kapcsolódó modulok bemutatása következik.

I. A Time-base almodul

A Time-base almodul a teljes PWM modul számlálójának működtetéséért felelős. A



17. ábra: Time-base almodul és a Counter compare almodul felépítése

számláló képes fel- le- és fel-le számlálásra, valamint az almodul lehetőséget nyújt az inicializáló érték és a számlálási irány meghatározott eseményre bekövetkező betöltésére is (addig a betölteni kívánt érték a shadow regiszterben várakozik), ezzel megakadályozva az esetleges inkonzisztens működést (pl.: betöltés közben a betöltési érték felülírása, ami nem meghatározható értéket eredményez). Lehetőség van az értékek betöltésének szoftveres kényszerítésére (Software Force) is. Képes a számláló 0 értékekor a „CTR = ZERO” esemény generálására, a periódus érték elérésekor a „CTR_PRD” esemény generálására, valamint a számláló számlálási irányának jelzésére.

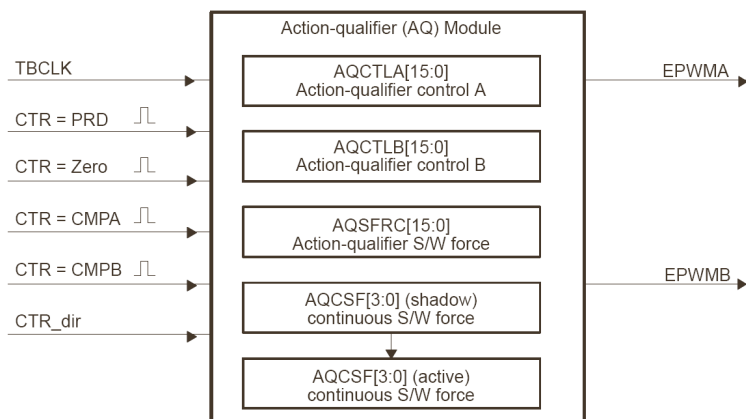
II. A Counter compare almodul

A Counter compare modul a számláló irányának megfelelően és értékének a Compare regiszterrel egyezése esetén képes a „CTR = CMPA” vagy a „CTR = CMPB” esemény generálására. A Time-base számlálójához hasonlóan lehetőséget nyújt a Shadow regiszter segítségével az összehasonlítási érték a számláló megfelelő értékénél betölteni (0, a periódus értéke, vagy mindkettő), valamint szoftveres kényszerítésre (Software Force).

III. Az Action qualifier almodul

Az Action qualifier almodul a generált események kiértékeléséért felelős. A számlálási iránynak megfelelően lehet definiálni a működését, amiket a fent leírt események bekövetkeztekor, valamint szoftveres kényszerítésre (Software Force) fog megtörténni. Az alábbi dolgokat lehet definiálni csatornánként:

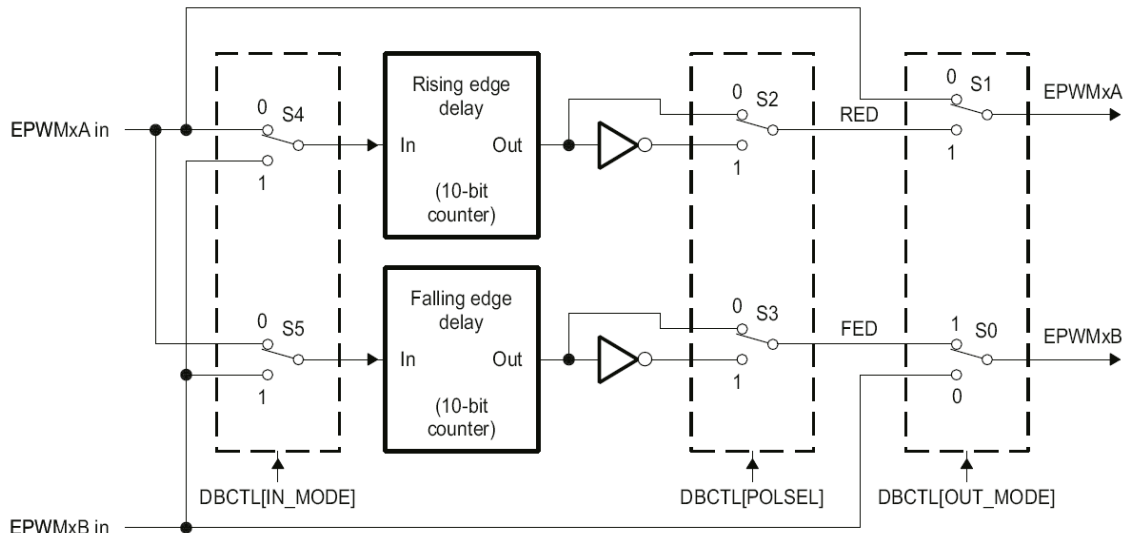
- Magas logikai szintre állítás
- Alacsony logikai szintre állítás
- Negálás
- Eredeti állapotban hagyás



18. ábra: Action qualifier almodul

IV. A Dead band almodul

A Dead band almodul megléte erősen félhíd meghajtási szemléletmódot ad a PWM modulnak.



19. ábra: A Dead band almodul felépítése

Az Action Qualifier almodul által szolgáltatott két csatorna jelének első (opcionális) utófeldolgozó (post processing) állomásának lehet felfogni. Ez a modul ugyanis lehetőséget biztosít félhídban működő tranzisztorpár konzisztens logikai meghajtójeleinek előállítására (pl.: összenyitás elleni védelem), de ezen felül többféle konfiguráció kiválasztására is lehetőség van. A modul konfigurációs lehetőségei a következők:

- Bemenetek kiválasztása
- Rising edge delay illetve Falling edge delay értékének megválasztása (magyarozatát lásd később)
- A csatornakimenetek polaritásainak megválasztása
- A kimenet kiválasztása

Az ábrán látható, hogy ha bármelyik csatorna jelén nem szeretnénk utófeldolgozást végezni, akkor elegendő a kimenet kiválasztásával megkerülni a teljes modult (bypass). A modul legkézenfekvőbb felhasználása a félhíd felső és alsó oldali tranzistor-maghajtó logikai jeleinek előállítása. Mivel a piacon sokféle ilyen céláramkör (konkrétan FET illetve IGBT Gate driver) létezik, a rendszer fel van készítve minden

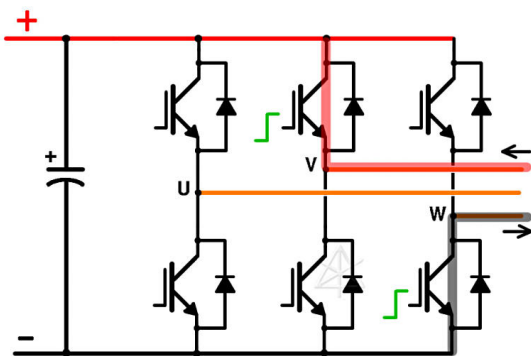
lehetséges konfigurációra. Léteznek olyan áramkörök, amelyek alapkiépítésben csak és kizárólagosan ellenütemben vezérlik a tranzisztorokat, ezért csak egyetlen vezérlőbemenetet igényelnek, ezeknél ez a probléma nem fordulhat elő, így ezekkel nem foglalkozunk tovább. Léteznek olyan áramkörök, amelyeknél külön-külön lehet vezérelni a két tranzisztort, de hardveres összenyitás elleni védelem, vagy fix késleltetés van bennük. Előbbi típus szintén nem igényli a Dead band modul képességeit, utóbbi is csak annyiban, hogy szükséges a védelem, hogy ne lehessen összenyitni a tranzisztorokat. Mivel a használt rendszerben különálló meghajtó áramkörökkel hajtják meg a félhíd tranzisztorait (egy tokba integrált, teljesen külön vezérelhető meghajtókra is igaz), ezért egy ilyen megoldáson keresztül lesz szemléltetve a Dead band almodul további képességei.

Ebben az esetben három állapot konzisztens:

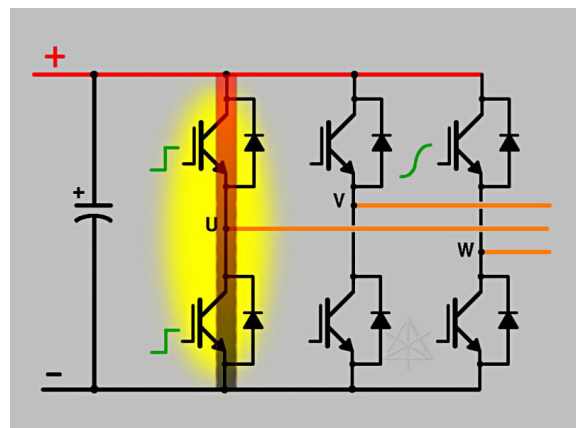
- A felső tranzisztor nyitva van, az alsó zárva (a bal oldali ábrán a „V”-vel jelölt félhíd tranzisztorai)
- A felső tranzisztor zárva van, az alsó nyitva (a bal oldali ábrán a „W”-vel jelölt félhíd tranzisztorai)
- Mindkettő zárva (a bal oldali ábrán a „U”-val jelölt félhíd tranzisztorai)

Az alábbi két ábra minden lehetséges kombinációt bemutat: az IGBT-k gate-jei a zölddel jelölt feszültség szintű vezérlést kapják, ha nincs jelölve, akkor a földre vannak kötve. A bal oldali ábrán az „U”-val jelölt félhídban lévő mindkét IGBT lezárt állapotú, a „V”-vel jelölt félhíd felső IGBT-je van csak nyitva, a „W”-vel jelölt félhíd alsó IGBT-je van csak nyitva. A jobb oldali ábra reprezentálja a hibás konfigurációt: az „U”-val jelölt félhíd mindkét IGBT-je nyitva van. Ez különösen veszélyes állapot, mivel a gyors nyitás következtében akár több 100A-es (nagyobb FET-ek és feszültségek esetén több 1000A-es) áramok is megindulhatnak, lévén, hogy a kapcsolóelemek (FET esetén a bekapcsolt állapothoz tartozó csatornaellenállás; R_{DSon} paraméter, ami jellemzően néhány, esetleg néhány száz m Ω) ellenállása nyitott állapotban nagyon kicsi. A megindult áram pillanatokon belül tönkretelheti a kapcsolóelemeket, megfelelő védelem híján a tápellátó hálózat is károsodhat a tápzárlat miatt. Kitüntetett figyelmet igényel az a tény, hogy a kapcsolóelemek nyitási illetve zárási sebességük korlátolt (és ezt a sebességet még nagy áramú Gate driverek felhasználásával sem szabad túllépni, mivel

az eszköz tönkremegy). Tehát meg kell akadályozni, hogy az egyik kapcsolóelem nyitási/zárási tranziens idő alatt ne történhessen meg a másik működtetése, ha az káros konfigurációt eredményez, ugyanis pl. a nagy teljesítményű FET-ek nyitási feszültsége akár 2,5V is lehet. Erre szolgáló késleltető funkciók a Rising/Falling edge delay paraméterek. Azonban jellemzően 8-15V-os Gate feszültség elérése a cél a kis csatornaellenállás érdekében, ehhez pedig megnövekedett Gate Charge paraméter (így ekvivalens kondenzátor) tartozik, amit fel kell tölteni/ki kell sütni, ami megnövekedett nyitási/zárási időt eredményez. Ez idő alatt pedig (azonos nyitási/zárási időpillanatot feltételezve) a nyitandó kapcsolóelem elérheti a nyitási feszültségét, míg a zárandó még nem zárt le teljesen, így ez végső soron tápzárlathoz vezethet. Ez még akkor is jelentős problémaforrás, ha ez az összenyitás csak rövid ideig történik, mivel a kapcsolóelemeken létrejövő, a specifikációt túllépő áramimpulzusok jelentős disszipációt eredményeznek, ezen felül rendkívüli módon lerövidítik a kapcsolóelem élettartamát.



20. ábra: Egy helyes működés

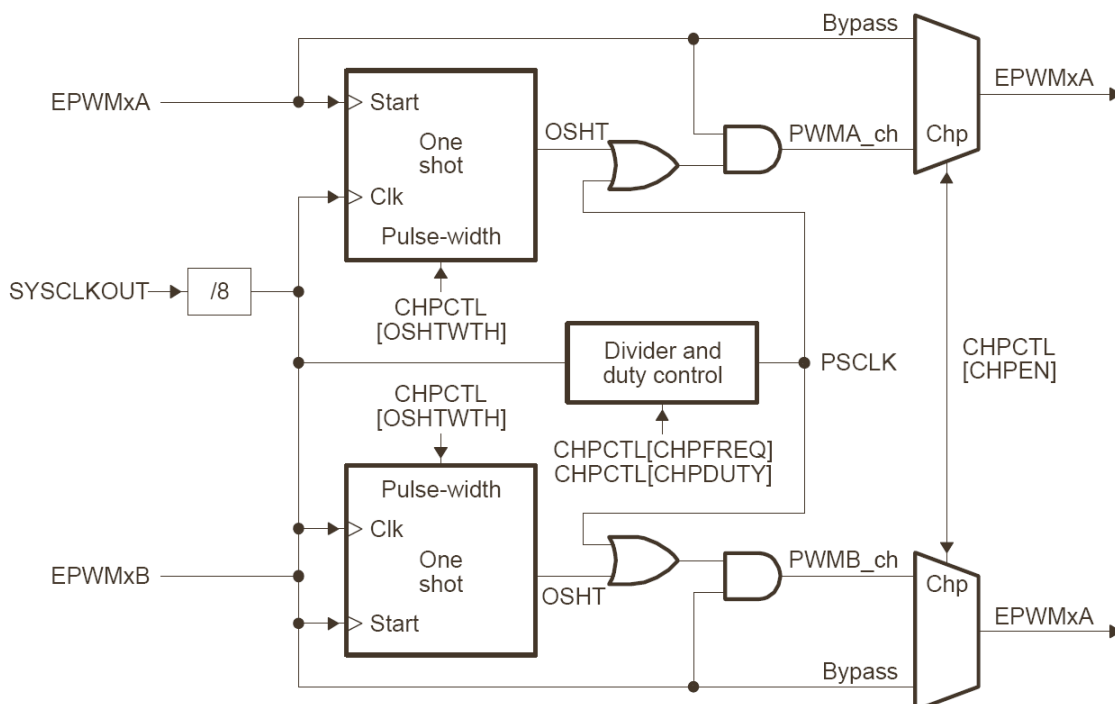


21. ábra: Hibás, zárlati állapot

Ha az utolsó konzisztens esetre nincs szükségünk üzemszerűen (tehát amikor mindkét tranzisztor zárva van), akkor az egyik tranzisztor állapotából (nyitott vagy zárt) következik a másik állapota (legfeljebb késleltetés beiktatásával, a fent említett fizikai adottságok miatt), elegendő az egyik csatorna jelének felhasználása. Ha nem üzemszerűen, de szükségünk van arra, hogy mindkettő tranzisztor zárva legyen, azt megtehetjük pl. a „Trip Zone” almodul felhasználásával (ezt a későbbiekben ki is fogjuk használni).

V. A PWM-chopper almodul

A PWM-Chopper almodul képes az előzőleg bemutatott modulok által előállított jelalakot módosítani modulációval: a vivőfrekvencia egy másik, sokkal nagyobb frekvenciájú, és általában diszkrét értékek között változó kitöltési tényezőjű, logikai 0 és 1 között változó (tehát az amplitúdó felének megegyező egyenfeszültség szinttel rendelkező) négyzetjel, és a többi modul által előállított jel a moduláló jel szerepét

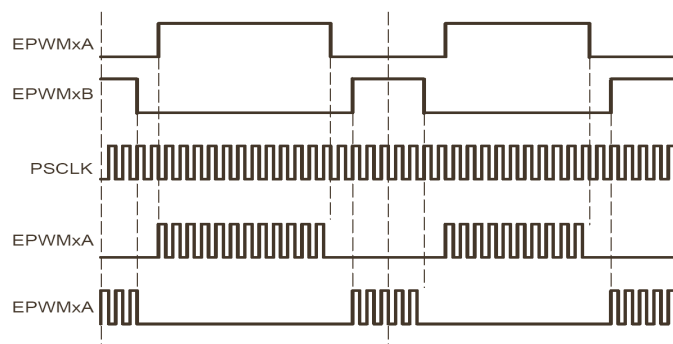


22. ábra: A PWM-Chopper almodul felépítése

tölti be. Ennek létjogosultsága pl. a motorok lágyindításánál van: mivel a tapadási súrlódás jellemzően nagyobb, mint a csúszáskor fellépő (és a többi, alacsony fordulatszámon fellépő veszteségi) súrlódás, valamint a rendszer tehetetlenségi nyomatéka miatt fellépő, a fordulatszám deriváltjával arányos nyomaték igényeltetik a referencia nyomatékon felül (nem beszélve a torziós rugalmasság dinamikai következményeiről, amelyek „rángatják” a tengelyt, és annak veszteségeiről). Mivel ezek nem állandó többlet nyomatékot igényelnek a szabályozókör részéről, valamint pl. a tapadási súrlódás elég gyorsan szűnik meg, így a tapadás határán oszcilláció léphet fel, ha nem elég gyors a nyomatékszabályozás. Mivel ezen változások dinamikai időállandója igen kicsi nem biztos, hogy a nyomatékszabályozó fel van készítve ennek korrigálására (adott esetben, digitális szabályozók esetén nem lenne elég a számítási

kapacitás se). Ezek a tulajdonságok sok esetben az idő során is változnak (pl. csapágyak kopása miatt). Így, ha nincs megfelelően karbantartva az alkatrész, idő előtt tönkremehet. Tipikus példa lehet erre a nagy terheket mozgató robotok esete, amelyek csuklói ilyen esetben remegve, bűgő hang kíséretében mozdulnak meg. Kivételes esetekben (pl. optikai meghajtók lézerfeje által kibocsátott sugárnyaláb az olvasott/írott sávon tartása) alkalmazott módszer az analóg vagy nagyon gyors célhardverekből (pl. CPLD; PAL) felépített elemekből épített, célorientált szabályozó, de ez esetünkben, (teljesítmény elektronikáról lévén szó, nem beszélve a szélsőséges hőmérséklet viszonyokról) nem alkalmazható. Így az ilyen esetekben más megoldás után kell nézni. Mivel esetünkben (és legtöbbször

ilyen esetben ahol ez a probléma fellép) nem az a fordulatszám tartomány a legfontosabb üzemi ahol a probléma fellép, így a legegyszerűbb módszer az, hogy induláskor, egy bizonyos, előre meghatározott fordulatszám eléréséig (amíg a kis fordulatszámokon jelen levő

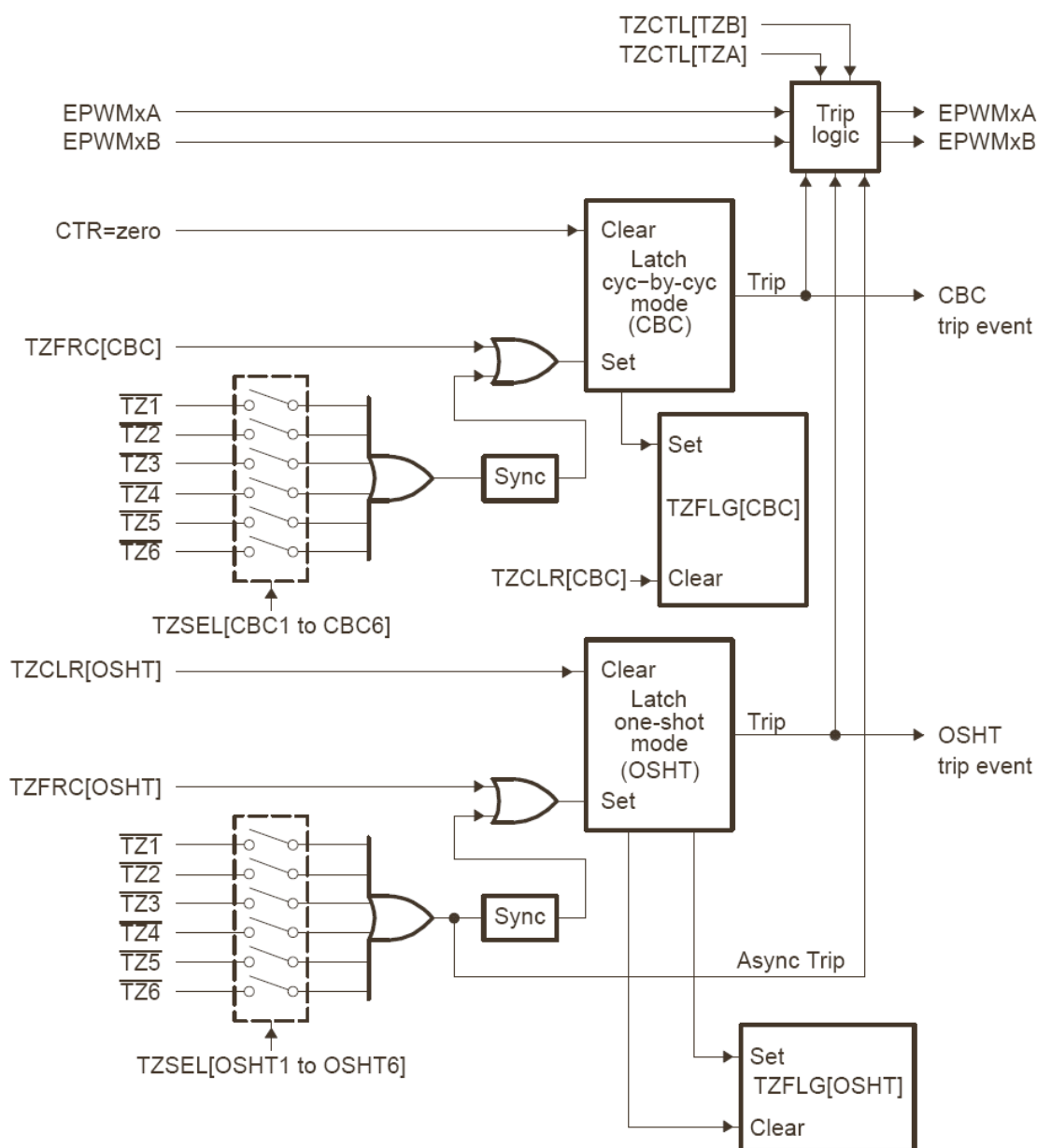


23. ábra: A PWM-Chopper almodul egy jellegzetes kimeneti jelformája

zavaró hatások le nem csökkennek) még egy, az eredetnél sokkal nagyobb frekvenciájú szaggatásnak vetjük alá a jelet. Ez a szaggatás a korábbiakban említett diszkrét értékek között változó (növekvő) kitöltési tényezővel történik, így az áramfelfutás sokkal finomabb és egyenletesebb lesz, feltéve, hogy a zavaró hatások időállandójánál sokkal kisebb frekvenciájú a szaggatás időállandója. Ennek a folyamatnak a neve: lágyindítás (soft start) [10]. Esetünkben egy almodulon belül két csatornához egy PWM-chopper almodul tartozik, az ábrán látható „Divider and duty control” modul segítségével lehet kiválasztani a szaggatás tulajdonságait (12,5% - 87,5% közötti kitöltési tényező lehetséges, összesen 7 diszkrét érték közül lehet választani). A 20. ábrán egy jellegzetes lágyindítási folyamat látható (egyféle kitöltési tényezővel történő modulálás).

VI. A Trip zone almodul

A Trip-Zone almodul feladata a működés közben fellépő előre definiált hibák kezelése.



25. ábra: A Trip-Zone almodul felépítése

Hasonlóan az előző modulhoz, itt is két csatornához tartozik egy modul. A hibaesemények generálását (pl. valamelyik lábra vezetett hibajel) és lekezelését a rendszer tervezőjének kell megoldani. A nem használt lábakat le kell tiltani, vagy definit állapotban tartani nehogy valamilyen zavar hatására helytelenül hibaeseményt generáljanak. A hibaeseményt szoftveresen is generálhatjuk, az ábra ezt a TZFRC bemenettel reprezentálja. Ezen funkciót a pozícióbecslés során kihasználjuk (lásd

később). A hibának megfelelően többféle beavatkozási mechanizmust lehet definiálni mindkét csatornára, egymástól függetlenül:

- nagy impedanciás állapot
- magas logikai szint
- alacsony logikai szint
- érintetlenül hagyás

A fent említett mechanizmus azt jelenti, hogy a modul a négy felsorolt állapot valamelyikét kapcsolja a csatornának megfelelő kimenetre (az „érintetlenül hagyás” természetesen bypass viselkedést biztosít a hibajelenségek kezelésének osztályozása érdekében).

A PWM modult (a fentiekben elmagyarázottak szerint) az alábbi konfigurációban használjuk:

- Az órajel közvetlenül a kontroller (100 MHz-es) órajele.
- A (diszkrét) periódusidő és a kitöltési tényező a rendszer állapotától függően változik
- A számláló fel-le számlálóként működik, 0 értéknél töltődnek be a Shadow regiszterek értékei a periódusidő és a compare regiszterekbe
- A jelgeneráláshoz csak az A csatornát használjuk

A CMPA érték felfelé egyezés esetén bekapcsolás, lefelé egyezés esetén kikapcsolás műveletet hajt végre a kontroller kimenetén. A kimeneten lévő kombinációs logika azonban azt eredményezi, hogy lefele számlálás esetén fog történni a bekapcsolás, felfele számlálás esetén a kikapcsolás, ennek jelentősége a későbbiekben lesz. A Deadband unit csak az A csatornát használja, a B csatornát ennek negáltjának tekinti, valamint az A csatorna felfutási és a B csatorna lefutási időpillanatát 100 időegységgel (1 μ s-al) késlelteti. A felhasználás szempontjából ez ott jelentkezik, hogy a B csatorna jele lesz végső soron a felső oldali FET, az A csatorna jele pedig az alsó oldali FET vezérlőjele, így mindkét FET nyitási időpillanatát tolja el az összenyitás elkerülése végett. A számláló minden második nullázódásakor elindítja az A/D konverziót (hardveres indítás, nem interruptos). A Trip zone almodul úgy van beállítva, hogy hiba-

trigger esetén mindkét csatornát „low” állapotba kényszerítse (ez annyit tesz, hogy kikapcsolja mindkét tranzisztort). A hiba-trigger nincs egyik lábhoz sem hozzárendelve, kizárólag szoftveresen fogjuk kihasználni.

(3) Az elektromos motor

Egy háromfázisú, 5 póluspárral rendelkező PMSM motor állt rendelkezésemre (ehhez készült a teljes motorvezérlő rendszer). Ez a motor egyedi fejlesztés, nem lehet megvásárolni. Főbb paraméterei (a pontos értékek cégtitoknak számítanak):

Maximális fordulatszám: 3000 rpm körüli

Nomináláram fázisonként: 35 A körüli (50 A körüli csúcsérték)

Maximális leadott nyomaték: 4 Nm felett

(4) A meghajtó FET-ek

A motor meghajtását 6 db háromfázisú hídba kapcsolt teljesítmény FET végzi. Különlegessége, hogy mind a 6 db FET egy tokba van integrálva, emellett az alkatrész hőmérő szenzorral is rendelkezik, lévén, hogy az összes elem egyetlen hordozóra van integrálva, így elég annak hőmérsékletét mérni, nincsen túl nagy különbség az egyes elemek hőmérsékletei között (ennek jelentősége a működés közbeni paraméter változások figyelembe vételénél van: nem alakul ki jelentős aszimmetria a hőmérséklet különbségek miatt). A FET-ek be- illetve kikapcsolását nem lehet közvetlenül a controllerre bízni, mivel nem tud megfelelő áramot biztosítani a FET-ek Gate-jének feltöltéséhez és kisütéséhez. E probléma megoldására szolgálnak a Gate meghajtók, amelyek képesek a félhíd mind alsó, mind felső oldali FET-jét működtetni (felső oldalhoz feszültség-szinteltolás kell). Ezen kívül a biztosítani kell, hogy az egyes félhíd-elemek FET-jei ne legyenek egyszerre nyitva, mert az tápzárlatot képezne és a tranzisztorok tönkremennének a túl nagy áramtól (a rendszer teljesítmény elektronikai része túláramvédett, de a feszültség-hullámosság csökkentésére szolgáló kondenzátorokban tárolt energia elegendő lenne a FET-ek tönkretételéhez). Az összenyitás elleni védelmet egyszerű logikai hálózat oldja meg. Ezen felül a controller PWM modulja hardveres késleltetést visz a rendszerbe: beállítástól függően bizonyos idővel késlelteti a felső oldali FET nyitását az alsó oldali bezárásához képest, és az alsó oldali nyitását a felső oldali zárásához képest (esetünkben mindkettő 1 μ s).

(5) Matlab

A fejlesztési környezet alapvetőleg a Matlab R2007b verziója. Fontos volt a (fejlesztés idején elérhető) legújabb verzió használata, ugyanis az általunk használt egyik toolbox ezen kiadásra ért abba a státuszba, hogy lehetővé tette a néhány általunk igényelt, a kontroller periféria konfigurációjáért felelős funkcióregiszter helyes blokkszintű kezelését (konkrétan: az előzőekben említett Dead band almodul a többi modultól független konfigurálhatóságát).

a) Simulink

A kontrollerben működő program egy Simulink modell alapján épül fel. Ez egy jelfolyam-jellegű működést kölcsönöz a programnak: minden ütemezési időszakban (esetünkben interrupt rutinban) meghatározott sorrendben történik az egyes blokkok kiértékelése (a blokkok prioritásainak be/átállításával befolyásolni lehet a kiértékelési sorrendet). Esetünkben a blokkok kiértékelési sorrendjének (a konzisztens működésen túl) nincs jelentősége, lévén, hogy az egész program lefutása állapotgép jellegű: az interrupt rutin elején történik meg a bemenetek mintavételezése, a végén pedig a kimenetek állítása; két mintavétel között a bemenetek nincsenek hatással a működésre.

b) Real-Time Workshop és Real-Time Workshop Embedded Coder

Ez a két modul segítségével lehet a Simulink modellből a TLC fájlok segítségével az adott platformra fordítható forráskódot generálni.

c) Stateflow és Stateflow Coder toolbox

Ez a két toolbox segítségével lehet véges (állapotszámú) absztrakt automatákat tervezni és a Real-Time Workshop Embedded Coder számára tárgykóddá fordíthatóvá tenni.

d) Target for TI C2000

Ez a toolbox teszi lehetővé, hogy az általunk használt mikrokontroller modellspecifikus tulajdonságait (ki)használjuk. Ez teszi számunkra lehetővé, hogy a kontroller perifériáit saját igényeinknek megfelelően konfiguráljuk és be- vagy kimenetként használjuk őket.

e) A TLC fájl szerinti C kód generálása

A „Target Language Compiler” fájlok alapján generálódik a C forráskód a Simulink modellből. Esetünkben ez az „Target for TI C2000” toolbox-szal együtt használatos

„ccslink_ert.tlc” fájl alapján történt (a „ccslink” a Code Composer Link, az „ert” az Embedded Real-Time rövidítése).

(6) TI Code composer Studio

A Texas Instruments gyári fejlesztőkörnyezete. A generált C kód mellett egy Code Composer projekt generálódik (ami természetesen tartalmazza a C forrásokat), a Matlabbal összekötő „Link for Code Composer Studio” segítségével. Ez a jelenlegi konfigurációban azonnal le is fordul, összelinkelődik és kész, letölthető bináris állományt kapunk. Ezután le kell tölteni a programot és el kell indítani.

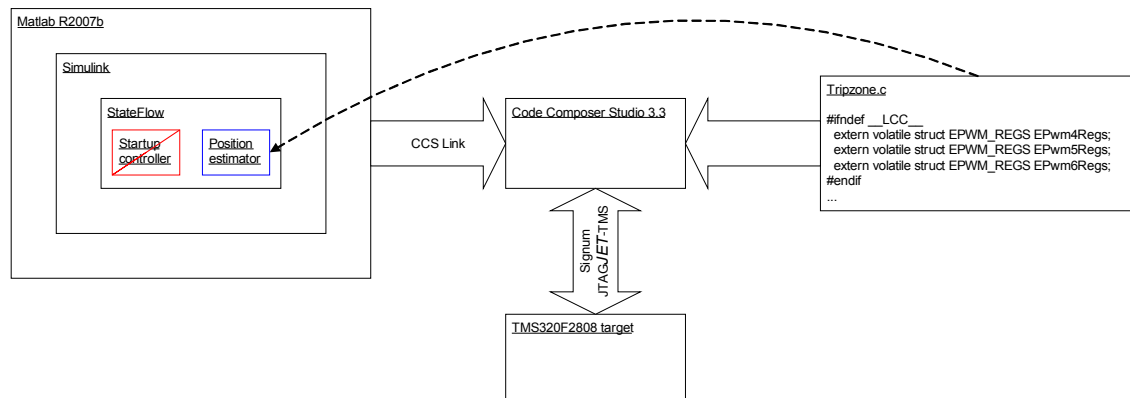
(7) Signum JTAGJET-TMS

A rendelkezésre álló JTAG letöltő és debugger. A Code composer Studio-ba beépülő plugin segítségével közvetlenül letölthető a futtatható állomány. Ez a plugin segítségével lehet debuggolni a Code Composer Studio debug felületével a futó programot.

3. A feladat megvalósítása

1.) A fejlesztési folyamat szemléltetése

A 26. alábbi ábra a pozícióbecslő algoritmus motorvezérlő rendszerbe illesztési folyamatát mutatja:



26. ábra: A fejlesztési folyamat szemléltetése

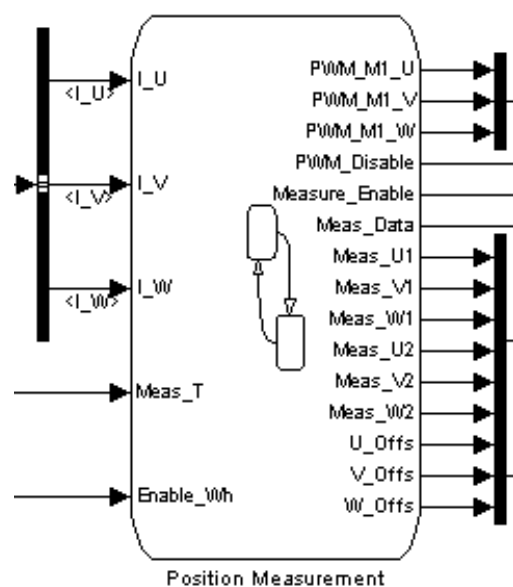
A Simulinkben fejlesztett modell indítását eredetileg a Stateflow toolbox-ban készített „Startup Controller” nevű állapotgép (State machine) végezte, ami egy nem teljesen determinisztikus, nagy becslési hibával működő, próbálkozás alapú módszerrel becsülte a kezdeti pozíciót (lásd lejjebb). Ezt váltotta fel a „Position estimator” jelzésű állapotgép. Az ábra néhány magyarázatot igényel:

Mivel az eredeti állapotgép teljes egészében deaktiválva lett (tehát a kimenetei nem kerülnek felhasználásra), ezért az ábrán át lett húzva, helyette lett létrehozva a „Position estimator” állapotgép, ami viszont interfészeit tekintve nem teljesen kompatibilis az eredetivel. Feladatomból volt tehát a pozícióbecslő állapotgép interfészeinek kialakítása is, úgy, hogy az eredetivel megegyező funkciókat is nyújtsa, de a meglévő rendszer ne legyen lényegesen módosítva, mivel a fejlesztés több szálon folyik, fontos az összefésülhetőség (merge). Ezen felül a rendszerbe kellett injektálni a becsült rotorpozíciót a kommutáció elindításához. Mivel a Simulink nem nyújtotta az általunk kívánt szolgáltatásokat, ezért hozzáírt C kódot kellett illeszteni a rendszerhez (lásd később részletesen), amit a pozícióbecslő algoritmus használ, erre utal a szaggatott nyíl. Mivel a Matlab-ban a perifériák szimulációja a jelenlegi modellben nem lehetséges, a hozzáírt C kód pedig a perifériaregisztereket használja, szükség volt arra, hogy azokat csak a Code Composer Studio C fordítója értelmezze, a Matlab LCC nevű fordítója hagyja figyelmen kívül. Ezért a hozzáírt C kód úgy lett megírva, hogy az `#ifndef` utasítás segítségével szeparálva lett fordítószerűen: LCC fordító esetén ne csináljon semmit.

2.) Az állapotgép

Az implementált állapotgép a következő módon végzi a pozícióbecslést:

- Mérőrendszer nullhibát korrigál (több mérési eredmény átlagolása; későbbi megoldási módszer miatt)
- a kommutáció sorrendjében a tesztgerjesztésekre adott áramválaszokat megméri
- pozíciót becsül (embedded Matlab függvény)
- kimenő jeleket módosít: amíg mér, addig a szabályozó hibajele fixen 0, valamint amíg nincs indexjel, addig a becsült pozíciót veszi figyelembe.



27. ábra: A kialakított állapotgép Simulinkben megjelenő képe

Az állapotgép az alábbi interfészekkel rendelkezik:

Bemenetek:

- Az A/D modul által szolgáltatott három fázisáram (rendre I_U, I_V és I_W)
- A méréshez kiadott impulzus szélességét meghatározó bemenet (Meas_T)
- A teljesítmény elektronika be- illetve kikapcsolt állapotát reprezentáló bemenet (Enable_Wh)

Kimenetek:

- A három PWM csatorna kitöltési tényezőét meghatározó kimenet (rendre PWM_M1_U, PWM_M1_V, és PWM_M1_W)
- Az energia visszatápláláshoz jelző kimenet (PWM_Disable; elavult, csak jelzési és debuggolási célra fenntartva)
- A mérést jelző kimenet a többi modul felé (Measure_Enable; a többi, a nyomatékszabályozásban résztvevő modul a mérés idejére letiltásra kerül)
- A mért értékek átlaga mindkét gerjesztési irányban (összesen 6 kimenet debug és ellenőrzés céllal, Meas_Yx, ahol Y valamelyik fázist jelenti {U,V,W} közül, x=1 a pozitív irányú, x=2 a negatív irányú gerjesztést jelenti)
- A három A/D offsetkalibrációs értéke (3 kimenet debug és ellenőrzési céllal, rendre U_Offs, V_Offs és W_Offs)

Az alábbi táblázat az állapotgép által használt változókat mutatja be. A táblázat számunkra lényeges oszlopai a következőket jelentik:

Name: a változó neve

Scope: a változó érvényességi köre:

- bemenet: Input
- kimenet: Output
- lokális, csak az állapotgépen belül érvényes: Local

DataType: a változó típusa

Size: a változó által foglalt memóriaterület mérete a típusméret léptékében kifejezve.

Ha ez az érték -1, akkor öröklődik a modellből, ha nincs semmi írva, akkor automatikusan 1, ha 1-nél nagyobb szám van írva (egy darab van ilyen), akkor az gyakorlatilag egy tömböt reprezentál, az odaírt mérettel.

Name	Scope	Port	Resolve Signal	Data Type	Compiled Type	Size
Enable_Wh	Input	1		Inherit: Same as Simulink	unknown	-1
I_U	Input	2		Inherit: Same as Simulink	unknown	-1
I_V	Input	3		Inherit: Same as Simulink	unknown	-1
I_W	Input	4		Inherit: Same as Simulink	unknown	-1
Meas_Data	Output	1	<input type="checkbox"/>	Inherit: Same as Simulink	unknown	
Meas_I	Local		<input type="checkbox"/>	uint32	unknown	6
Meas_T	Input	5		Inherit: Same as Simulink	unknown	-1
Meas_U1	Output	2	<input type="checkbox"/>	uint16	unknown	
Meas_U2	Output	3	<input type="checkbox"/>	uint16	unknown	
Meas_V1	Output	4	<input type="checkbox"/>	uint16	unknown	
Meas_V2	Output	5	<input type="checkbox"/>	uint16	unknown	
Meas_W1	Output	6	<input type="checkbox"/>	uint16	unknown	
Meas_W2	Output	7	<input type="checkbox"/>	uint16	unknown	
Measure_Enable	Output	8	<input type="checkbox"/>	uint8	unknown	
Offs_U	Local		<input type="checkbox"/>	uint32	unknown	
Offs_V	Local		<input type="checkbox"/>	uint32	unknown	
Offs_W	Local		<input type="checkbox"/>	uint32	unknown	
PWM_Disable	Output	9	<input type="checkbox"/>	uint16	unknown	
PwM_M1_U	Output	10	<input type="checkbox"/>	uint16	unknown	
PwM_M1_V	Output	11	<input type="checkbox"/>	uint16	unknown	
PwM_M1_W	Output	12	<input type="checkbox"/>	uint16	unknown	
SeqCtr	Local		<input type="checkbox"/>	uint16	unknown	
StChCn	Local		<input type="checkbox"/>	int16	unknown	
U_Offs	Output	13	<input type="checkbox"/>	uint16	unknown	
V_Offs	Output	14	<input type="checkbox"/>	uint16	unknown	
W_Offs	Output	15	<input type="checkbox"/>	uint16	unknown	

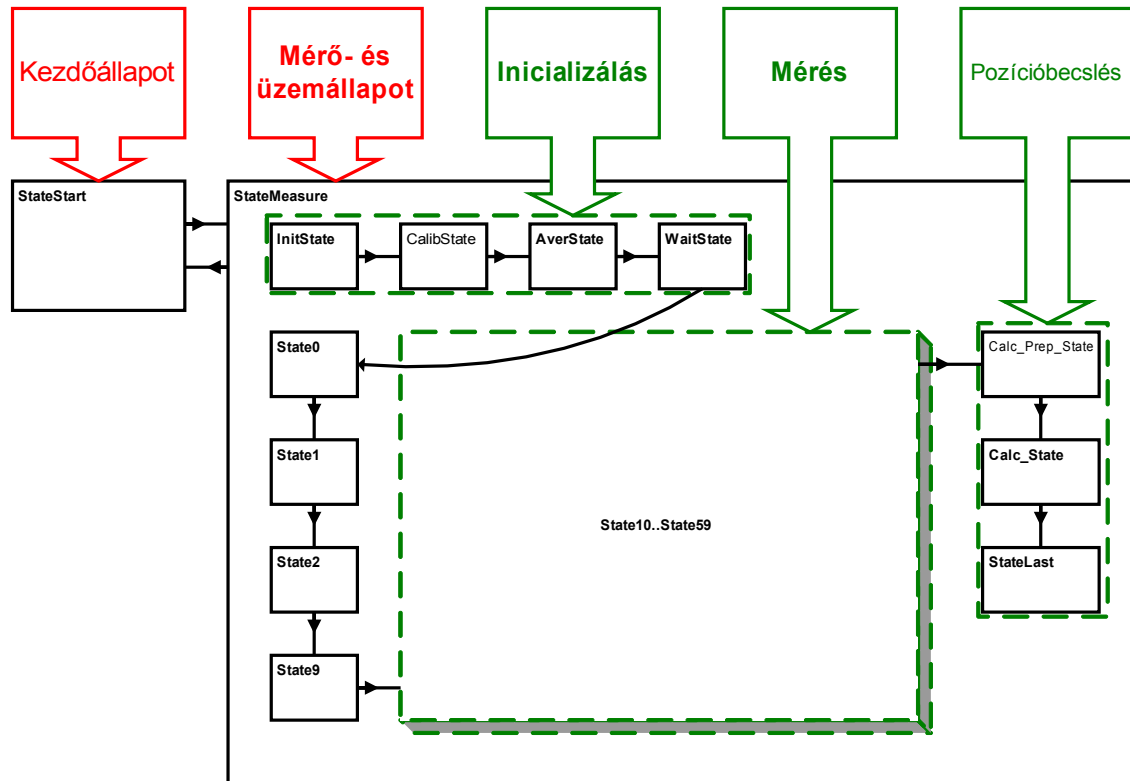
28. ábra: Az állapotgép által felhasznált változók és ki/bemeneti paraméterek

A fentebb említett ki- és bemeneteken kívül a csak a mérés ideje alatt elérhető változók a következők:

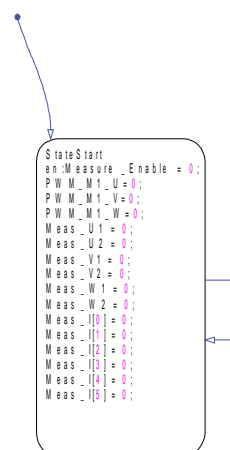
- Meas_I: a mért értékek tömbje, az átlagolás miatt van szükség rá
- Offs_U, Offs_V, Offs_W: az A/D csatornák ofszetkalibrációs értékének meghatározására és eltárolására szolgálnak.
- SeqCtr: a mérési szekvencia számlálója: azt reprezentálja, hogy hány teljes (tehát minden fázis mindkét irányú gerjesztése) árammérési szekvencia zajlott le
- StChCn: a mérési ciklus ciklusváltozója: az állapotokhoz van hozzárendelve, a szekvenciaszámlálóval együtt egyértelműen meghatározza a aktuális állapotot

Az alábbi ábrán a használt állapotgép kicsinyített térképe látható (az állapotgépet részletesen lásd a függelékben).

A méréshez használt állapotgépnek két fő állapota van (pirossal jelölve):



29. ábra: Az állapotgép állapotsorozatjainak bemutatása

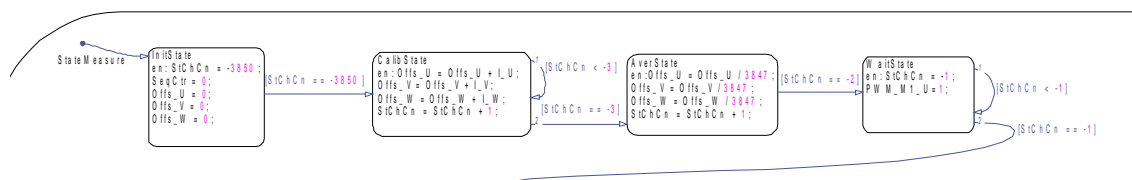


30. ábra: A kezdőállapot

- Kezdőállapot (StateStart nevű állapot; 30. ábra): Az az állapot, ahova az állapotgép reset után kerül, valamint ha kikapcsolódik (vagy megszűnik) a nagyfeszültségű rész tápfeszültsége. Feladata, hogy inicializálja, konzisztens állapotba hozza az állapotgépet a mérés előtt. Minden kimeneti és belső változót, ami a méréshez kell, 0-ba állít.
- Mérő- és üzemállapot: mérés esetén a motorvezérlő rendszer (amibe a mérőrendszer be lett illesztve) vezérlő elemei először deaktiválódnak (tehát csak a bemenő és kimenő oldali elemek; mint pl. A/D, PWM aktívak), megtörténik a mérés, majd visszakerül a vezérlés az eredeti rendszerhez.

A mérő- és üzemállapot három további állapotcsoportra bontható:

- Az inicializálás során az A/D ofszetkalibrációja történik meg: a mérendő rendszer energiamentes állapotában 3847 mintavételezés történik, ezek átlaga kivonásra kerül minden további mintából. Ez részletesebben az alábbiak szerint történik:
 - Az InitState nevű állapotban a ciklus- és a szekvencia számlálói a kezdeti állapotaikba kerülnek (az ofszetkalibráció miatt a ciklusváltozó -3850-re van inicializálva). Mivel ennek az állapotnak nincs egyéb dolga, ezért továbblépési feltételnek az lett megadva, hogy a ciklusváltozó a kezdeti állapotába került (-3850).



31. ábra: A kalibrálásért felelős állapotok

- A CalibState állapot összesen 3847 mintát gyűjt (a controller órajel pontosságának megfelelő) ekvidisztáns időzítéssel. Ennek magyarázata a következő: Az eredeti modellben az A/D 4,166 MSPS-es konverziós sebességgel dolgozik, de 8 KHz-es sorozatokban (8 KHz frekvenciával mintavételezi a teljes csatornát). A bemeneti szűrő vágási frekvenciája kicsivel 7 KHz feletti. A mérőrendszer bemenetén fellépő zajt fehérzajnak tekintjük. Azt szeretnénk, hogy átlagolással (a lehetőségek szerint minél jobban) elnyomjuk a zavarjeleket. Ha az A/D csatorna mintavételezési sebességét 15,385 KHz-re gyorsítjuk és 3847 mintát átlagolunk, akkor 2 Hz-től 7,69 KHz-ig jelentős mértékben elnyomjuk a zajokat. A ciklusszámláló értékét növeljük, ez visz majd át a következő állapotba. Ez a kalibrációs lépés a meglévő hardveren nem került teljes egészében kivitelezésre az eredeti modell (mint keretrendszer) sajátosságai miatt (a jelenlegi rendszer nem teszi lehetővé a 15,385 KHz mintavételi sebességre történő gyorsítást). A jelenlegi mérőrendszer így csak fel lett készítve arra, hogy képes legyen a fent említett mérési módszerre, az implementált rendszeren az A/D csatorna mintavételi frekvenciája mindösszesen 714 Hz (a gerjesztőjelek hossza

miatt), ám a rendszer (koncepcionalisan) helyes működését így is bizonyította.

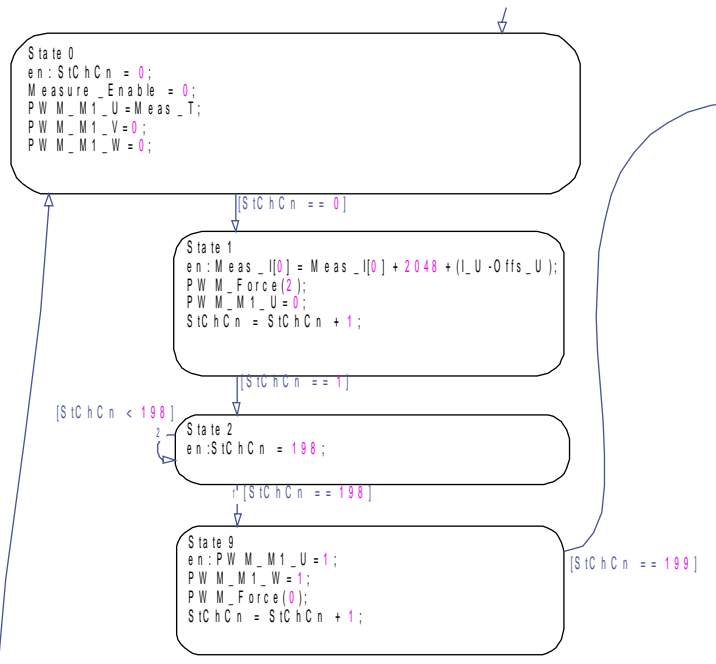
- Az AverState állapotban a mért és összeadott értékeket a fent említettek szerint átlagoljuk.
- A WaitState állapotban (és ettől kezdve mindig) az U fázishoz tartozó PWM modulnak 1 időegységnyi kitöltési tényezőt állítunk be. Ennek az a magyarázata, hogy a PWM modul paramétereinek frissítése minden második periódus után, az A/D konverzió után történik. Ez pedig csak az azt következő periódusban fog érvényre jutni. A paraméterek frissítése mindig a számláló 0 értékénél történik, de a kiértékelés (tehát a kimeneti lábak állítása) nem történik meg a 0 értéknél, így ha itt állítanánk be 100%-os kitöltési tényezőt, akkor az nem érvényesülne, csak a következő periódusban (ami után nem sokkal újra frissítjük a shadow regisztert). Mivel a PWM modul Dead-band almodulja a felfutást késlelteti, ezért ez nem jut ki a kimenetre. A következő periódusban már be lehet állítani a 100%-os kitöltési tényezőt, mivel a bekapcsolás a kiértékelés előtt megtörténik.

A mérésekhez (összesen 6 darab) negatív irányú kommutáció szerint tesztjelekkel gerjesztjük a tekercseket:

A gerjesztés a következő módon történik:

Legyen pozitív áramirány a tápforrástól a csillagpontba folyó áram iránya. Ha pozitív irányú áramot akarunk áthajtani a tekercsen, akkor a kívánt tekercshez tartozó félhíd felső felét kapcsoljuk be (az alsó fele ekkor – hardveres védelem miatt is – ki van kapcsolva), a másik két tekercshez tartozó félhíd alsó felét kapcsoljuk be (a felső fele zárva van). A fenti ábrán ez a folyamat látható a State0 állapotban:

A Measure_enable jel azt eredményezi, hogy a modell azon mérőrendszeren kívüli elemei, amelyek felhasználnák az A/D fázisáramokra vonatkozó jeleit, valamint amelyeknek hozzáférése lenne a PWM modulhoz (és természetesen a köztük lévő lánc elemei) letiltásra kerülnek.



Az U fázis 100%-os 32. ábra: Egy, a mérésért felelős állapotcsoport kitöltési tényezőjének beállítása (compare érték periódusidőre állítása) és a többi kikapcsolása a fent látható módon történik. Külön figyelmet igényel, hogy minden beállítás (regiszter szinten) csak az interrupt rutin legvégén érvényesül, nem a kiértékelés idejében, valamint, hogy a PWM paraméterek csak a beírást követő periódusban fognak érvényesülni.

Ha ellentétes irányú áramot akarunk, akkor ugyanezt tesszük a félhíd állapotokra nézve negáltan: a tekercshez tartozó félhíd alsó felét kapcsoljuk be, valamint a másik két félhíd felső felét.

A következő állapotban (State1) történik meg az árammérés (pontosabban az A/D által mért érték kiolvasása és eltárolása), majd ez után azonnali jelleggel az energia kivétele a tekercsből.

A mért adatok eltárolásának módja a következő:

- Az A/D által szolgáltatott értékből az offsetkalibrációs érték kivonásra kerül.
- Mivel az algoritmus alapvetőleg söntárammérőhöz igazodik (amit a meghajtó híd alsó oldala és a föld közé szokás tenni, így csak pozitív áramot mér), a negatív áramok előjelét meg kell fordítani.

Mivel a rendszer (későbbi megfontolások miatt; lásd lejjebb) előjel nélküli típusként (unsigned) kezeli az áramértéket, ezért (full scale)/2 nagyságú offset kerül hozzáadásra minden értékhez: a pozitív áramokhoz tartozó értékek hozzáadódnak, a negatív áramokhoz tartozó értékek kivonódnak belőle („söntárammérő-emuláció”). Ennek létjogosultsága abban rejlik, hogy az árammérő rendszer pozitív és negatív mérési tartománya közel ugyanakkora (manuális offsetelés).

A rendszerben az A/D mérése a PWM számláló 0 értékénél következik be, valamint a paraméterek is ekkor frissülnek, nekünk pedig nem volt szabad nagyon túlgerjeszteni a tekercseket, így C kód hozzáillesztéssel oldottam meg a betáplált energia azonnali elvezetését (A C kód megtalálható a függelékben). A módszer a következő:

A rendszermodell szigorúan csak az interrupt elején mintavételezi bemeneteket és csak a végén állítja be a kimeneteket (így a perifériák regisztereit is), tehát azonnali beavatkozáshoz a periféria regisztereit közvetlenül beállító függvényt kellett írni. Az energia kivétele természetesen nem a szokásos módszerrel történik, mivel nem áll rendelkezésre a motorvezérléseknél alkalmazott fékező ellenállás a tekercsekben tárolt energia eldisszipálására. Nem szakszerű megoldás az sem, ha „leföldeljük a tekercseket” (pontosabban minden tekercset ugyanolyan potenciálra kapcsolunk) mivel ez elég lassú megoldás, lévén, hogy ebben az esetben a kapcsoló FET-ek, a vezetékezés és a motor veszteségei (amelyek elég kicsik) disszipálódnak el a betáplált energia. A Lenz törvényt használjuk ki, miszerint a tekercs árama nem változhat ugrásszerűen, ha megszakítjuk az áramkört (így a tekercs áramát), a tekercs polaritást vált és addig növeli a feszültségét, amíg nem tud záródni az áramkör (hétköznapi értelemben amíg át nem üt), és az áthajtott áram által végzett munka révén (átütés esetén az ív fenntartása) veszi el a tárolt energiát. A kontroller lehetőséget ad arra, hogy definiáljuk a teljesítmény meghajtó fokozat viselkedését detektált hibák esetén, a „Trip zone modul” segítségével. A mi esetünkben a kézenfekvő ötlet az, hogy szoftveresen kényszerítjük ki ezt az állapotot, miután a hibára vonatkozó feltételként azt adtuk meg, hogy az összes FET legyen kikapcsolt állapotban (alacsony logikai szintre kényszerítés). Így a FET-ek védődiodáin (freewheeling „üzemmód”) keresztül záródik az áramkör, tehát a tekercsekben tárolt energia visszatáplálódik a tápellátó hálózatba. Mivel ez az energia relatíve kicsi (csak impulzusszerűen érvényesül, ám nagy teljesítmény-sűrűséggel), valamint a tápfeszültség alacsonyabb frekvenciájú, de nagy amplitúdójú ingadozásának

csökkentése érdekében közvetlenül a motor meghajtó fokozat elé 8400 μF összkapacitású elektrolit kondenzátor (Low ESR, 130°C), a nagyfrekvenciás ingadozások elkerülése érdekében néhány μF kerámia kondenzátor lett beépítve (nem beszélve a tápellátó hálózat főleg kapacitív tehetetlenségéről), a tápfeszültség nem emelkedik meg érzékelhetően.

Veszteségmentes esetre a következőképp néz ki (worst case, mivel így emelkedik legjobban a tápfeszültség):

A tekercsben tárolt energia: $\frac{1}{2}L \times I^2$, ahol I az elért áramérték (L lecsökken, de nem vesszük figyelembe, valamint 1,5-ös faktorial v vesszük figyelembe a két alsó tekercs párhuzamos kapcsolása miatt)

Esetünkben (az oszcilloszkóppal mért max. áramra; 22A-ra):

$$\frac{1}{2} \times \left(25 + \frac{25}{2}\right) \times 10^{-6} \text{ H} \times 22^2 \text{ A}^2 = 0,0091 \text{ J}$$

A kondenzátorban tárolt energia az üzem közben: $\frac{1}{2}C \times U^2$, ahol U a tápfeszültség:

$$\frac{1}{2} \times 8400 \times 10^{-6} \text{ F} \times 24^2 \text{ V}^2 = 2,4192 \text{ J}$$

A kondenzátor kapacitását állandóra véve a tápfeszültség változása:

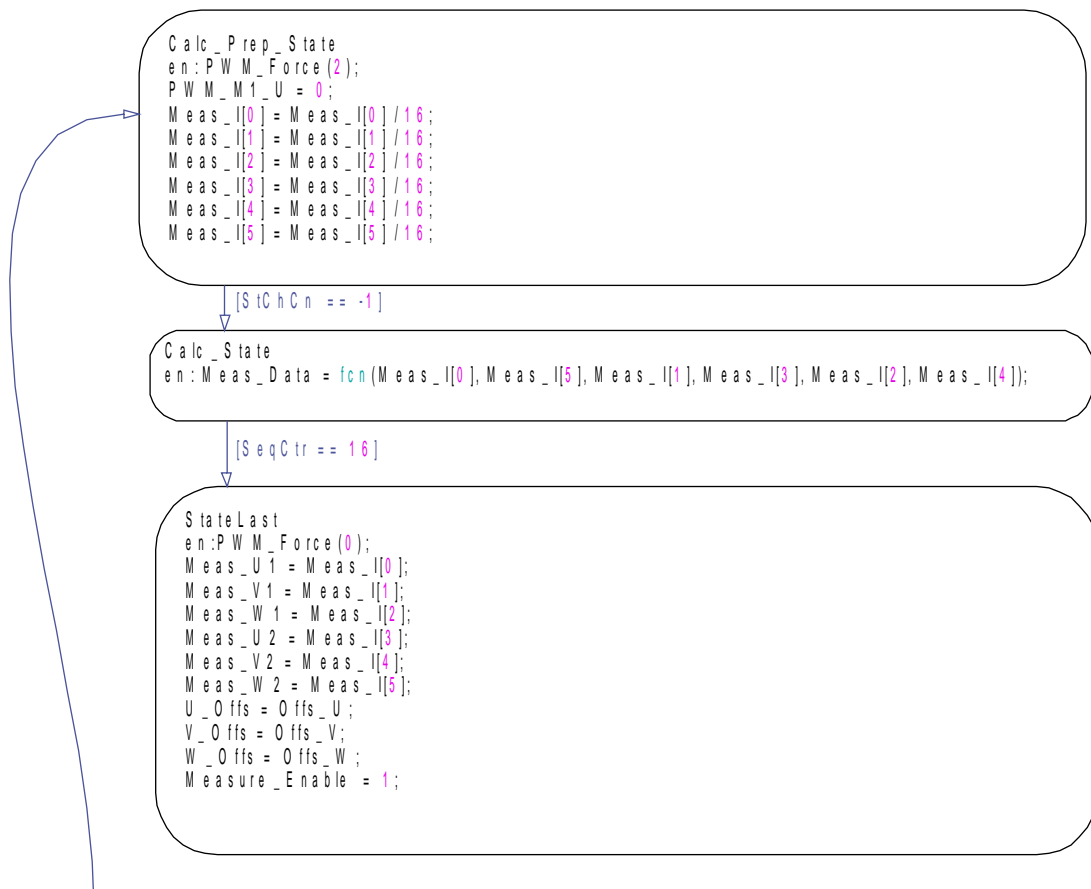
$$\sqrt{\frac{0,0091 \text{ J} + 2,4192 \text{ J}}{\frac{1}{2} \times 8400 \times 10^{-6} \text{ F}}} = 24,045 \text{ V}$$

Ennyi lenne a tápfeszültség egy mérés során történő visszatáplálás után ha a tápellátó hálózatnak nem lenne kapacitása (teherautó akkumulátorának feszültségét ennyi energiával még nem nagyon változtatja meg, nem beszélve a többi, ez idő alatt működő fogyasztóról).

Mivel a kimenet a Trip zone almodul segítségével a fent leírt állapotban marad majdnem két teljes periódusig, ezért nem szükségeszerű külön 1 időegységnyi kitöltési tényezőt megadni, mivel a következő periódusban ez kiértékelődik.

A következő állapot (State2) „biztonsági várakozó állapot”-nak nevezhető leginkább, ami azért lett beiktatva, hogy a tekerecs energiája biztosan lecsökkenjen, ez a várakozás (debuggolási céllal) megnyújtható, ha igény van rá. Ez összesen annyi módosítást igényel, hogy az állapotváltozó (StChCn) értékét csak pl. egyesével növeljük, nem a továbblépési feltételre állítjuk (itt 198-ra) állítjuk (ugyanis a 32. ábra alapján látható, hogy így csak 1 időegységnyit fog az állapotgép ebben az állapotban tölteni). A következő állapotban (State9) gyakorlatilag majdnem ugyanaz történik, mint a State0 előtti WaitState-ben, ugyanis előkészítjük a PWM modult a következő gerjesztési irányhoz tartozó állapotra, valamint a Trip zone almodul tiltó jellegét feloldjuk. A mellékletben megtalálható a teljes állapotgép, azon végigkövethető a teljes mérési sorozat (összesen 6 mérés). Megfigyelhető, hogy a végleges áramértékeket 16 minta

$$y = fcn(u1, v1, w1, u2, v2, w2)$$



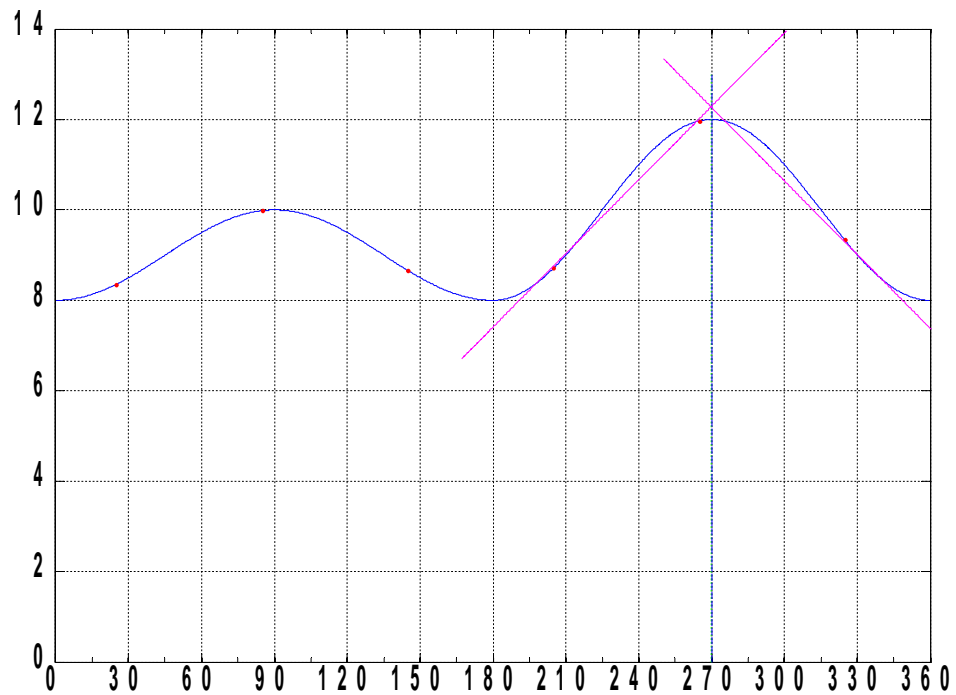
33. ábra: A pozícióbecslésért felelős állapotcsoport

átlagolásával szerezzük, oly módon, hogy a szekvenciaszámlálót csak az utolsó mérési állapotban növeljük, és csak akkor engedjük tovább a kiértékelésre, ha 16-szor lefutott a mérési sorozat. A pozícióbecslés a következőképp történik:

- A 16 mérési sorozat után a rendszer a Calc_Prep_state-be kerül.
- A PWM modult alapállapotba állítjuk, tehát 0 kitöltési tényezőt állítunk be minden csatornára, valamint elvégezzük a Trip zone által az utolsónak gerjesztett tekercs energiájának kivételét.
- 16 minta átlagát használjuk fel a pozícióbecsléshez, tehát az eddigi eltárolt értékeket 16-tal kell elosztani.
- A következő állapotban történik valójában a pozíció becslése (Calc_State) A szabadalom alapján implementált algoritmus megbecsüli a pozíciót, majd az állapotgép kiadja a kimenetére. Mivel az összes állapot közül ez veszi igénybe a leghosszabb időt nem került semmi más ebbe az állapotba, lévén hogy interrupt rutinban fut, így kritikus a futási idő.
- Végül az utolsó állapotban (StateLast) alapállapotba kerül az összes PWM csatorna (0 kitöltési tényező), valamint (debug és ellenőrzési céllal) a modul kiteszi a kimenetére a mért minták átlagát és az A/D ofszetkalibrációs értékeit, valamint visszaadja a vezérlést a rendszernek. (Az előző állapotban a kimenetre kirakott becsült érték a továbbiakban is a kimeneten marad, de csak az utolsó állapot után injektálódik a rendszerbe). Így az indexjel (tehát az abszolút pozíció ismeretének) hiányában a becsült értékből dolgozik a rendszer: az enkóder által szolgáltatott fázisban eltolt jelekből az elmozdulás mértéke és iránya már meghatározható, a kezdeti (becsült) értékhez képest.

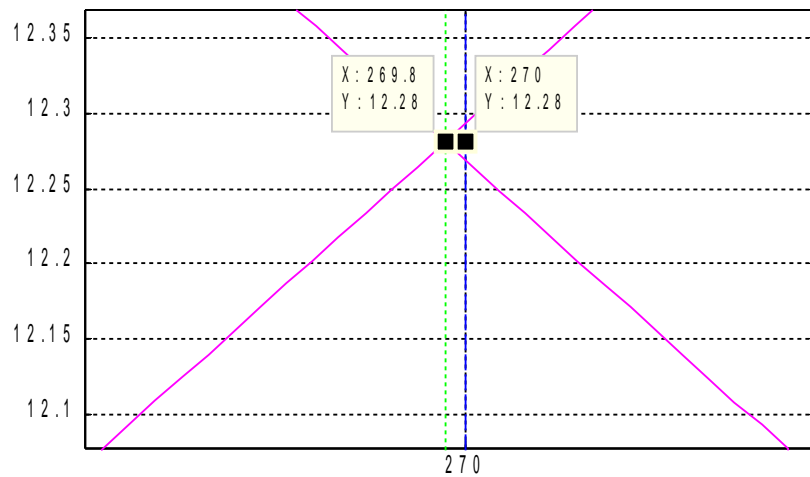
3.) A pozícióbecslő algoritmus

A módszert a 34. ábra szemlélteti, kicsit más perspektívában: Annak érdekében, hogy a kialakult áramértékek jelleggörbáját érzékeltetni lehessen, az ábrán a 0°-os rotorpozíció +270°-kal eltolásra került. A jelleggörbe (kék színű) csak hasonlít a valóságos görbére, de a módszert jól szemlélteti. Az eltolt görbén az eredeti 0°-os rotorpozícióhoz képest (tehát az ábrán a 270°-hoz képest) 5°-os rotorpozíciót szimulálunk, úgy, hogy 270°-5°-os mérőponton kívül még 5 (tehát összesen 6) mérőpontot veszünk fel, 60°-kal eltolva



34. ábra: A pozícióbecslés algoritmusának szemléltetése

egymástól (piros színű pontok). Ennek magyarázata az, hogy a használt motor esetén 3 fázis, 6 tekercspár, 2 iránybeli gerjesztés esetén ugyanilyen jelleget mutatnak a



35. ábra: A pozícióbecslő algoritmus hibájának szemléltetése

maximális áramértékek, lévén, hogy a jelenleg használt motor esetén a fázistekercsek 120° -ra helyezkednek el egymástól. Mivel mindkét irányban történik a gerjesztés, ezért a az adott fázishoz képest 180° -os eltolás is megjelenik. Ezekre a szimulált

áramértékekre elvégezzük a pozícióbecslést, a háromszögillesztéssel (itt csak a háromszög szárai vannak feltüntetve). A 35. ábrán látható, hogy a becslésnek rendszeres (bár nem állandó) hibája is van, lévén, hogy nemlineáris függvényt közelítettünk lineáris függvényekkel (nem beszélve a kerekítések okozta hibák hatásairól). Mindkét ábrán a kék szaggatott egyenes az elméletileg helyes, a zöld szaggatott egyenes pedig az algoritmus által kiadott eredményhez tartozik. Az algoritmus így a 0°-os rotorpozícióhoz képesti különbséget adja eredményül (fokban kifejezve). A módszer előnye viszont az, hogy nem függ az áramok nagyságrendjétől, tehát mindösszesen annyi a követelmény, hogy a gerjesztőjel a nemlineáris induktivitás tartományába vigye a tekercseket (tehát a telítés közelébe): nem szükséges a pontos motormodell ismerete. Így a mért értékekből igen egyszerű számítással (tehát rövid futási idő alatt) megkapható a becsült pozíció.

4.) Az empirikus paraméterek beállítása

Az alkalmazáshoz illesztés miatt +90° (a kommutáció miatt, a maximális nyomaték elérése érdekében), + 9° a kidolgozott rendszer hibájának csökkentése érdekében hozzáadódik az eredményhez. Ez kizárólagosan empirikus alapon lett meghatározva, tényleges elméleti oka ismeretlen (pontosabban a feltételezések nem bizonyítottak).

A választott érték az impulzusszélességre kb. 720µs-os (700µs + kb. 20µs amíg az IT rutin futásában a lekapcsoláshoz ér) volt. Ez az impulzusszélesség alatt volt, hogy hibás pozíciót detektált a rendszer; az eredmény 180°-os hibával keletkezett, ami ellenkező irányú indítást eredményezett (lásd 36. ábra).

Mivel a mérés hibája a kommutáció szögének az ideálistól való eltérését jelenti, ezzel a motorral elérhető maximális nyomatékot rontja le. Mivel a mérés hibája maximálisan 9°, ami [4] alapján kb. 1,23%-os nyomatékvesztést jelent. A nyomatékvesztés általában nagyon kritikus, mivel a rendszer tehetetlenségi nyomatéka miatt a beavatkozás sebességére is negatívan hat. A jelen applikációban a hiba mértéke elfogadható, tekintve, hogy mindösszesen 1,5% alatti nyomatékromlást eredményez és ez csak addig áll fenn, amíg a rendszer a működés során meg nem találja az enkóder indexjelét.

4. Eredmény, értékelés

1.) A véglegesített rendszer verifikálása

(1) A módszer

A rendszer verifikálása az állapotgép minimális szintű módosításával történt: Az utolsó állapotából (StateLast) végtelen ciklusszervezéssel visszaugrott az első mérőállapot előtti WaitState-re, miután a szükséges beállítások (PWM kitöltési tényezők, változók inicializálása, stb.) megtörtént. Így egy olyan rendszert kaptunk, ami folyamatosan pozíciót becsült és a kapott értéket pedig kirakta a kimenetére. A rendszer úgy lett beállítva, hogy az enkóder index jele már rendelkezésre állt a mérés során (ez manuális beavatkozást igényelt).

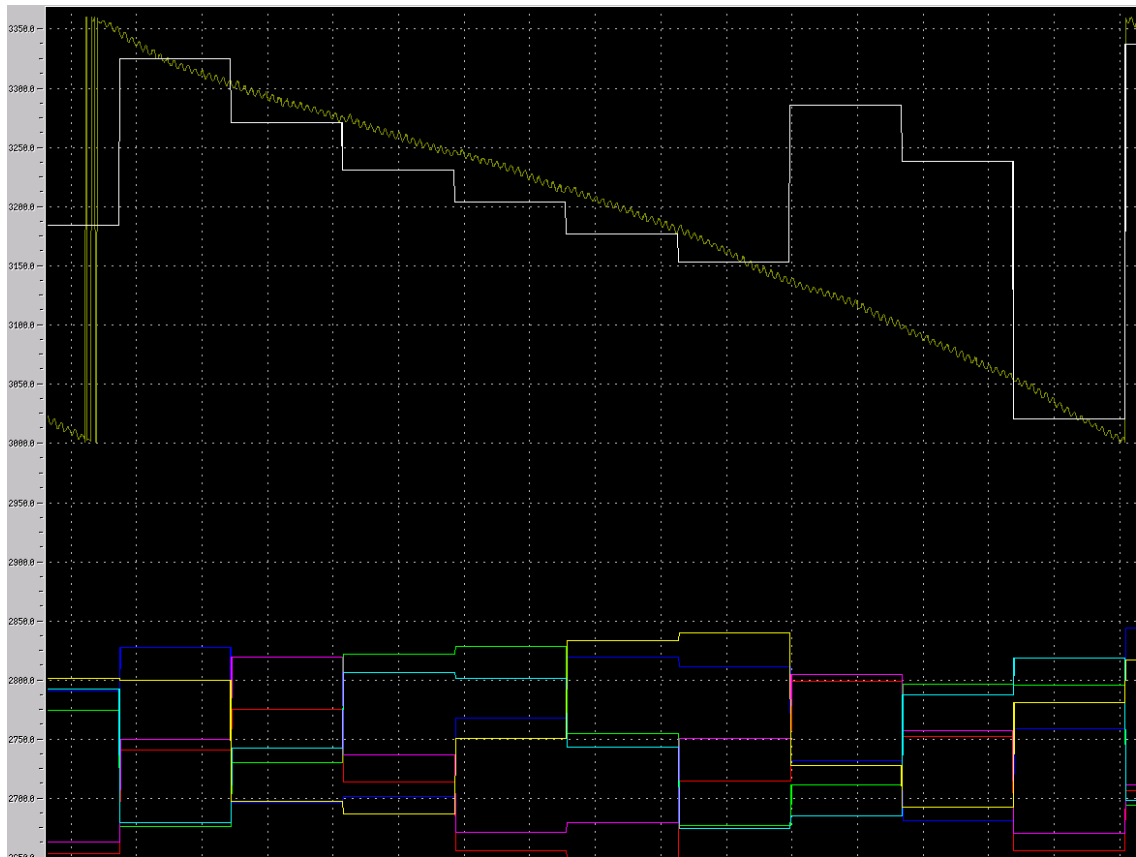
(2) A mért görbesereg

Sajnos a rendszerről igazán szép mérési eredmények nem születtek, mivel a konkrét mérések véghezvitele előtt a rendszer néhány eleme megsérült. Így nem működött a programindítás, de a program letöltés sem. A letöltéshez használt Signum JTAGJET-TMS debugger jelenleg bevizsgálás alatt van. Így régebbi mérési eredményekre kell támaszkodnom, amelyek bár bizonyítják a működés helyességét, nem a legszebbre sikerült eredmények lettek. A keretprogram indítása után, de az engedélyező jel kiadása előtt rotor körbe lett forgatva az abszolút pozíció meghatározása végett. Ez után lett kiadva az engedélyező jel, ami hatására a kalibráció után elindult a pozícióbecslés. Az indulás után a rotor lassan körbe lett forgatva pozitív irányban, 360 elektronikus fokot (72° mechanikus), ami alatt történt a mérés. A mért értékek a cég saját fejlesztésű mérésgyűjtő eszközének segítségével rögzítettem, a készített kimeneti (CAN) interfész segítségével.

Másféle módszer is történt a verifikálásra: egyetlen becslés után az index pozíció megtalálásáig figyelemmel követtem a rendszer által felhasznált rotor pozíció szögértékét (ugyanis a becsült szögértékhez folyamatosan hozzáadódik az enkóder jeleiből származtatott elmozdulás értéke). A hiba az indexjel megtalálásakor jelentkezik: a görbének ugrása van (az ugrás mértéke külön megjelenítésre került). Egyetlen mérés sem mutatott 9° -nál nagyobb eltérést. Erről a verifikációs módszerről azonban sajnos nem született ábra.

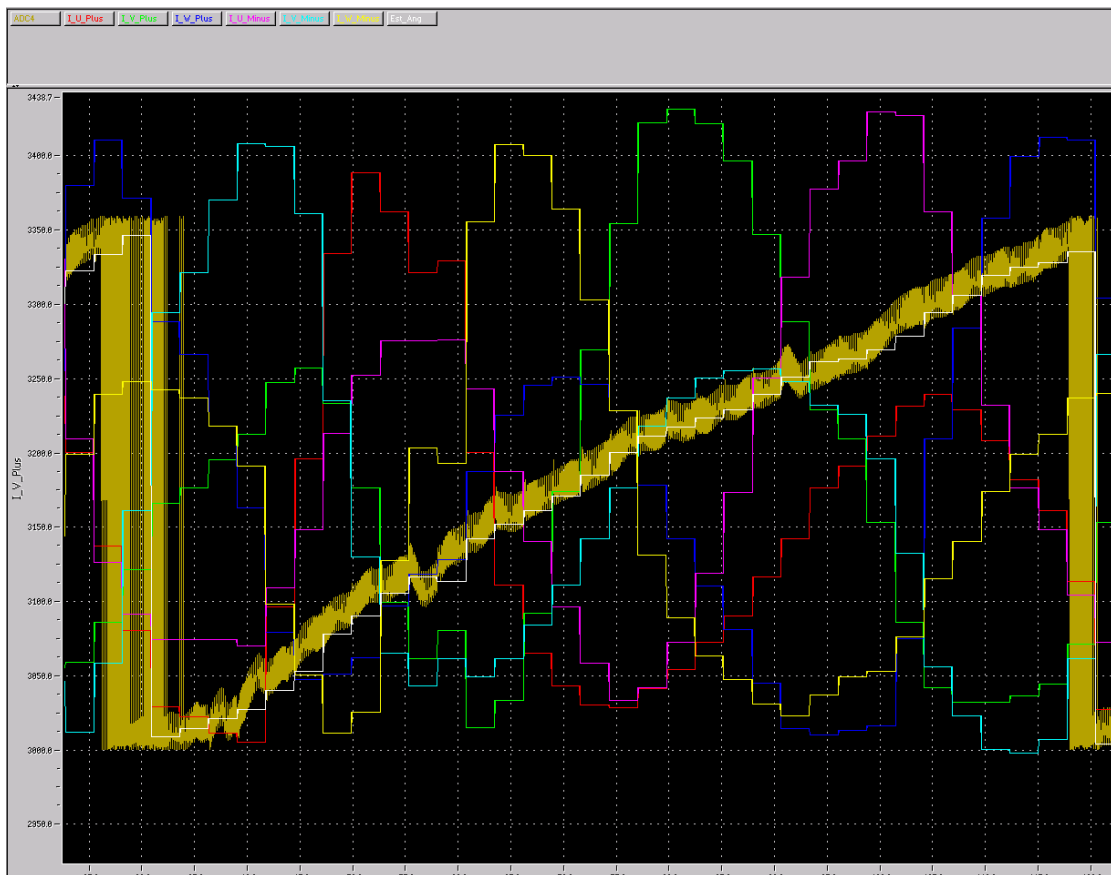
A 36. ábra mutatja be azt az esetet, amikor a gerjesztő jel szélessége nem elég hosszú: 180° -ot téved (sajnos a mérés sokkal gyorsabban zajlott annál, hogy megfelelő számú mérési pont keletkezzen, így inkább csak a tévedés jellege látszik). Az ábrán látható görbesereg jelentése:

- A piros görbe az „U” fázison, pozitív áramirányú gerjesztésre a mérés idejéig kialakult áramérték (pontosabban minden áramérték 16 minta átlaga)
- A lila görbe az „U” fázison, negatív áramirányú gerjesztésre a mérés idejéig kialakult áramérték
- A zöld görbe a „V” fázison, pozitív áramirányú gerjesztésre a mérés idejéig kialakult áramérték
- A cián görbe a „V” fázison, negatív áramirányú gerjesztésre a mérés idejéig kialakult áramérték
- A kék görbe a „W” fázison, pozitív áramirányú gerjesztésre a mérés idejéig kialakult áramérték
- A sárga görbe a „W” fázison, negatív áramirányú gerjesztésre a mérés idejéig kialakult áramérték
- Az okker görbe az enkóder által szolgáltatott jelekből megállapított pozíció elektronikus szögben mérve
- A fehér görbe a becsült pozíció elektronikus szögben mérve.



36. ábra: Hibás becslés a mérőimpulzus szélességének rövidsége miatt

Az 37. ábrán az implementált, helyesen működő pozícióbecslő algoritmus verifikálási tesztábrája látható.



37. ábra: A mért és a becsült érték szemléltetése

Látható, hogy a mérés alatt a rotor (a tesztjelek miatti) mozgása miatt az enkóder által szolgáltatott érték ingadozó értéket mutatott, ennek átlagértéke a körülbelüli helyes érték. Látható, hogy a becsült érték és a mért áramok a mérés sebessége miatt lépcsős jelleget mutatnak, de a görbék jellege az elvártak megfelelően alakult. Megfigyelhető, hogy a körbeforgatás sebessége nem volt teljesen állandó, így több esetben is előfordult, hogy a rotor ellenkező irányba is elmozdult, mint kellett volna (az enkóder által szolgáltatott jelben visszaesés történik).

2.) Az eredmény felhasználása a nyomatékszabályozásban

A modell eredetileg felhasznált becsült szöge helyett (amit a 30°-os eltologatással próbál becsülni a rendszer) a szisztematikus becslés felhasználása mellett szükség volt a rendszer többi elemének visszaadni a vezérlést a becslés után. A becsült adat érvényessége az index pozíció megtalálásáig él, ezután az abszolút pozíció információ kerül felhasználásra. A becsült érték rendszerbe injektálására külön interfészeket kellett kialakítani.

3.) Értékelés

A mérést befolyásoló hardveres tényezők:

- B-H görbe „telítési sebessége” („gyorsan telít” vs. „lassan telít”), valamint nyugalmi (tehát a mágnes által okozott) kezdeti telítettsége: ha túl gyorsan telít, akkor nehéz meghatározni olyan gerjesztőimpulzus-szélességet, amivel determinisztikus marad a pozícióbecslés. Ha a mágnes által okozott telítettség mértéke túl kicsi, akkor a nagy gerjesztőjelek miatt a rotor megmozdulhat, így megnehezítve a mérést.
- Pólusszám növekedésével a pontosság csökken, mivel kis elmozdulás pólusszám-szoros elektronikai szögmozdulást jelent
- A motor tehetetlenségi nyomatéka minél nagyobb, annál nehezebben mozdul meg a rotor. Esetünkben is látható, hogy terheletlen rotor esetén a mérés során a rotor megmozdult, mivel a vasmag telítéséhez igen széles impulzusokat kellett választani (kisebb impulzus szélesség esetén bizonyos tartományokon 180°-ot tévedett a becslő). A felhasználás szempontjából ez további vizsgálatot igényel, de ez túlmutat a dolgozat keretein.

5. Kitekintés, továbbfejlesztési lehetőségek

A jelenlegi motorvezérlő rendszer egyik kulcsfontosságú eleme a nyomatékszabályozó hurok. A rendszer működését jelentős mértékben hátráltatta a kezdeti pozíció pontos meghatározásának hiánya, de a diplomamunkában tárgyalt implemetációval ez a probléma elhárult. Működés során azonban azt tapasztaltuk, hogy a nyomatékszabályozó kör beleng, tehát kvázistacionárius üzemben a megvalósult nyomaték statikus hibán túl néha aperiodikusan, néha periodikusan ingadozik az alapjel körüli értéktartományban, főleg alacsony fordulatszámú üzemállapotban és álló helyzetben. Tüzetesebb vizsgálat után kiderült, hogy a kezdeti feltételezéssel ellentétben (ami az volt, hogy túl nagy a pozícióbecslés hibája) ez a jelenség akkor is jelentkezik, ha a rendszer az abszolút jeladó adatait veszi figyelembe (tehát amikor rendelkezésre áll az index pozíció). Mivel ez a működés a végleges rendszer esetén nem megengedett, szükség van a probléma orvosolására. Első körben valószínűleg a jelenlegi PI szabályozót annak adaptív paraméterhangoló változata fogja felváltani, de a későbbiekben ennél korszerűbb szabályozási algoritmus után kell nézni, lévén, hogy a felhasznált mikrokontroller jelentős számítási kapacitással bír.

Irodalomjegyzék

- [1] Dr. Zombory László: Elektromágneses terek, 2006
Műszaki Könyvkiadó Kft.
- [2] Prof. Dr.-Ing. habil. Andreas Binder, Prof. Dr.-Ing. E. Ch. Andresen em.
Teljesítmény elektronikai kurzusok fóliái; Technische Universität Darmstadt
http://www.ew.e-technik.tu-darmstadt.de/vorlesun/vorles_w.html
- [3] Padmaraja Yedamale: Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals, 2003
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00885a.pdf>
- [4] David Fleming: Inside angle on sine-driven BLDC motors, 2006
http://www.motionsystemdesign.com/Issue/Article/24527/Inside_angle_on_sinedriv_en_BLDC_motors.aspx
- [5] Takashi Kenjo: Developing Educational Software for Mechatronics Simulation, 2001
<http://www.ewh.ieee.org/soc/es/May2001/08/Begin.htm>
- [6] MPower Solutions Ltd.: Electric Drives - Electrical Machines (Fundamentals)
<http://www.mpoweruk.com/machines.htm>
- [7] Renesas Technology Corp.: BLDC Motor Control Algorithms
http://america.renesas.com/fmwk.jsp?cnt=bldc.htm&fp=/applications/motor_control/child_folder/algorithms/&title=BLDC%20Motor%20Control%20Algorithms
- [8] Yaya Soumah: Initial Position Detection of Rotor Magnet and Energizing Phase without sensors of Brushless Permanent Motor
http://www.paper.edu.cn/downloadpaper.php?serial_number=200710-572&type=1
- [9] László Gianone: Rotor position detection of a brushless DC motor (WO/2005/096491) [Ez a felhasznált szabadalom], 2004
<http://www.wipo.int/pctdb/en/wo.jsp?wo=2005096491&IA=WO2005096491&DISPLAY=STATUS>
- [10] Lucio Di Jasio: A Little Intelligence Goes A Long Way In Power-Supply Design, 2006
<http://electronicdesign.com/Articles/Index.cfm?ArticleID=13146>

- [11] Prasad, V H: Analysis and comparison of space vector modulation schemes for three-leg and four-leg voltage source inverters, 1997
<http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-2798-1216/>
- [12] Moving Magnet Technologies S.A.: Brushless DC Motors
<http://www.movingmagnet.com/Brushless.htm>
- [13] Elementary 3-phase brushless motors
<http://www.techno-fandom.org/%7Ehobbit/cars/training/m101.html>
- [14] Renesas Technology Corp.: Motor Types
http://america.renesas.com/fmwk.jsp?cnt=motor_types_child.htm&fp=/applications/motor_control/child_folder/&title=Motor%20Types
- [15] S. Bentouati, Z.Q. Zhu and D. Howe: Permanent Magnet Brushless DC Motors For Consumer Products
<http://mag-net.ee.umist.ac.uk/reports/P11/p11.html>
- [16] Peter Rother: Peters LRK Seite
<http://www.torcman.de/peterslrk/>
- [17] Keliang Zhou: Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis, 2002
<http://www.ntu.edu.sg/home/edwwang/jnlpapers/00982262.pdf>
- [18] Reston Condit: Sensorless BLDC Control With Back-EMF Filtering, 2006
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01083a.pdf>
- [19] Jorge Zambada: Sensorless Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motors, 2006
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01078A.pdf>
- [20] Jorge Zambada: Sinusoidal Control of PMSM Motors with dsPIC30F / dsPIC33F DSC, 2005
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01017A.pdf>

Függelék

A rotorpozíció becslő algoritmus Embedded Matlab függvénye:

```
function y = fcn(u1, v1, w1, u2, v2, w2)
% This block supports an embeddable subset of the MATLAB language.
% See the help menu for details.
u = [u1, v1, w1, u2, v2, w2];
[maxval, maxind] = max(u);
if (maxval == 0)
    ang = 0;
else
    if( maxind(1) == 1 )
        tripts = [6 1 2];
    elseif( maxind(1) == 6)
        tripts = [5 6 1];
    else
        tripts = [maxind(1)-1 maxind(1) maxind(1)+1];
    end;
    if ( (u(tripts(1)) == u(tripts(2))) && (u(tripts(2)) ==
u(tripts(3))) )
        ang = 0;
    else
        maxind = maxind(1)-1;
        if(u(tripts(1)) > u(tripts(3)))
            ang = double(pi / double(3) ) * double( double(maxind) +
(double( double(u(tripts(3))) - double(u(tripts(1))) ) /
double( 2*( double(maxval) - double(u(tripts(3))) ))) );
        else
            ang = double(pi / double(3) ) * double( double(maxind) +
(double( double(u(tripts(3))) - double(u(tripts(1))) ) /
double( 2*( double(maxval) - double(u(tripts(1))) ))) );
        end;
    end;
end;
if (ang < 0)
    ang = ang + 2*pi;
end;

ang = ang + (11*pi / 20);

if (ang > 2*pi)
    ang = ang - 2*pi;
end;

y = ang;
```

A becsléshez szükséges gerjesztési és mérési műveletek állapotgépe egy külső, C kódban írt függvényt hív, mivel a szokásos mechanizmus alapján csak a teljes interrupt rutin legvégén hajtódna végre a tekercsek energiamentesítése, így ezzel a függvénnyel a PWM modul Trip Zone almoduljának megfelelő regiszterének közvetlen írásával az energiamentesítés (és a tápellátó hálózatba történő visszatáplálás) azonnal megtörténik.

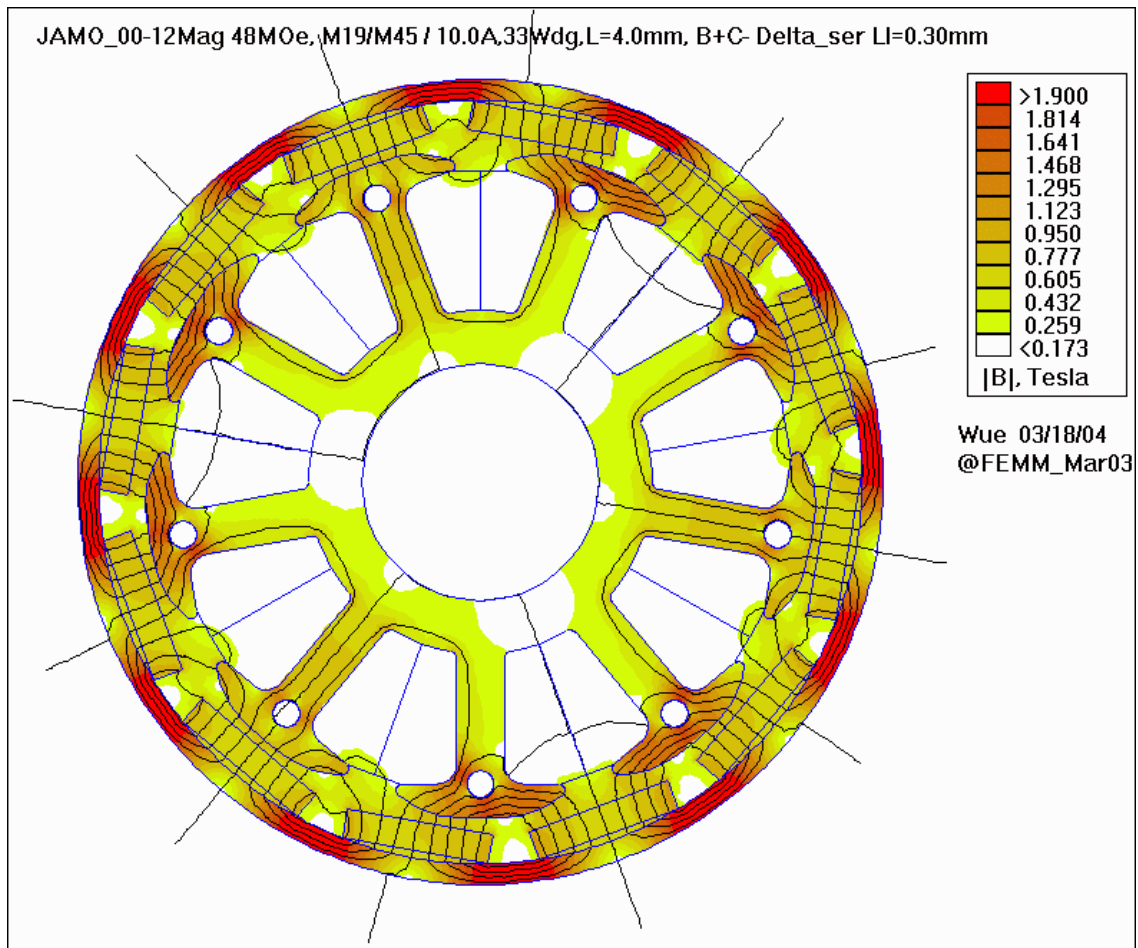
```
#include "PWM_Force.h"

#ifdef __LCC__
    extern volatile struct EPWM_REGS EPwm4Regs;
    extern volatile struct EPWM_REGS EPwm5Regs;
    extern volatile struct EPWM_REGS EPwm6Regs;
#endif

void PWM_Force(Uint16 SwForce)
{
#ifdef __LCC__
    if (SwForce == 2)
    {
        EALLOW;
        EPwm4Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
        EPwm5Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
        EPwm6Regs.TZFRC.bit.OST = 1;
        EDIS;
    }
    else
    {
        EALLOW;
        EPwm4Regs.TZCLR.bit.OST = 1;
        EPwm5Regs.TZCLR.bit.OST = 1;
        EPwm6Regs.TZCLR.bit.OST = 1;
        EDIS;
    }
#endif
}
```

Látható, hogy a szimuláció alatt (amikor az LCC nevű fordítóval történik a fordítás) nem fog történni semmi, mivel nincs is szükség rá. Ellenben a Code Composer fordítója már saját környezetében le fogja fordítani a kódot. Mivel a szoftveres kikényszerítés elég speciális műveletnek számít, lévén, hogy a Trip Zone almodul alapvetőleg hibás működés esetén történő beavatkozásra használatos, ezért a regisztereit csak az „EALLOW” utasítás kiadása után lehet írni (valamint írás után ajánlatos az „EDIS” paranccsal újra levédeni). A „parancs” kifejezés létjogosultsága abban rejlik, hogy C kódban mindkét kifejezés valójában makró alapján helyettesítődik: azonos nevű assembly utasításra képződik le.

Az „Alapvető konstrukció” fejezetben említett modell repülőgép motor működését mutatja az alábbi ábra:



Az erővonalkép alakulása gerjesztés esetén; ebben a konstrukcióban csak egy tekercs tartozik egy fázishoz