



**Tudományos Diákköri Dolgozat**

**2011**

**Új módszerek egyfázisú aszinkron motorok jelfeldolgozó  
kontrolleres vezérléséhez**

**Készítette:**

Ráczy György, email: gyuriracz@freemail.hu  
II. MSc Villamosmérnök hallgató

**Konzulensek:**

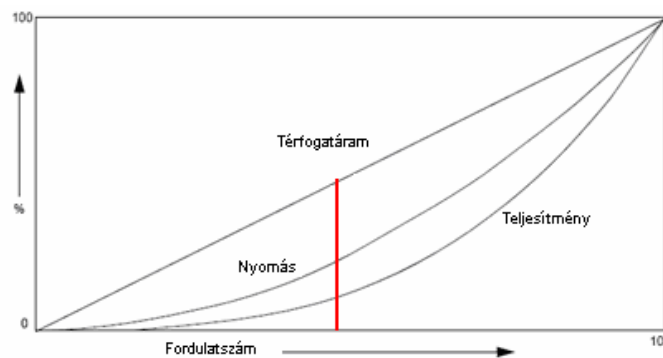
dr. Móczár Géza, email: moczar@iit.bme.hu  
Pilászy György, email: gpilaszy@iit.bme.hu  
Irányítástechnika és Informatika tanszék

## Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	1
2. Egyfázisú aszinkron motorok tulajdonságai, vezérlésük	1
2.1. Egyfázisú motorok folytonos fordulatszám-változtatási lehetőségei	3
2.1.1. Fázishasítás	3
2.1.2. Közvetlen PWM vezérlés	4
2.1.3. Frekvenciaváltó	5
3. Motorvezérlő frekvenciaváltók vezérlési módszereinek áttekintése	5
3.1. Szinuszos PWM	6
3.2. Térvektor moduláció	7
3.3. Mezőorientált szabályozás	8
4. Módosított térvektor moduláció	10
4.1. A megvalósítás elvi módszere	10
4.2. Térvektor modulációs motorvezérlő hardver blokkvázlata	13
5. A motorvezérlő fejlesztőeszköz hardverének bemutatása	14
6. Térvektor-moduláció megvalósítása	17
6.1. Szoftveres megvalósítás	17
6.2. Az egy söntös árammérés elve és szoftveres megvalósítása	19
6.3. Mérési eredmények	21
7. Az árammérés felhasználása a motor állapotbecslésére	23
7.1. A fázisszög meghatározásának algoritmusai	24
8. Összegzés	27

## 1. Bevezetés

A háztartásokban és kisebb épületek épületgépészeti berendezései között nagy számban fordulnak elő olyan berendezések, amelyeket kisteljesítményű egyfázisú aszinkron motor hajt. Ilyenek például a különböző fűtő és meleg víz ellátó rendszerek keringető szivattyúi, a hűtőgépek, klímaberendezések kompresszorai, stb. Ezek a gépek nagyrészt még szabályzás nélkül üzemelnek, illetve kétállású szabályzást alkalmazva (ki-be kapcsolva) működnek. Egyes esetekben a motor tekercselését speciálisan alakítják ki és ez lehetőséget ad 2-3 különböző fordulatszámon történő működtetésre. Ezeknek a gépeknek a jó hatásfokú, folytonosan változtatható fordulatszámú motorokkal való felszerelése jelentősen csökkenti az energiafelhasználást. Ezt igazolja például, hogy egy centrifugális szivattyú teljesítményfelvétele a fordulatszámának a köbével arányos, míg a szállított vízmennyiség a fordulatszámmal lineárisan változik. Ez az összefüggés látható az 1. ábrán.



1. ábra

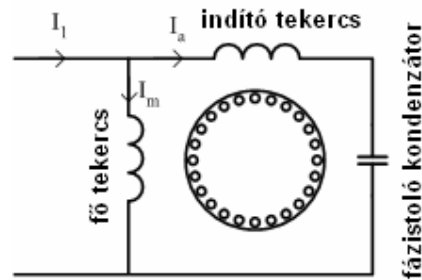
*Centrifugális szivattyú karakterisztikus görbéi [3]*

Kisteljesítményű váltakozó sebességű hajtásokra régebben kizárólag egyenáramú vagy univerzális motorokat használtak. Ezek fordulatszám szabályozása egyszerű, egy változtatható feszültségosztóval megvalósítható, minden bonyolult elektronika nélkül. Az egyenáramú gépek nagy hátránya azonban, hogy működésükhöz szükséges kommutációt megvalósító szerkezet jellemzően nagyon drága, akár elektronikus (BLDC/BrushLess DC/szénkefe nélküli egyenáramú motor) akár mechanikus megvalósításról is beszélünk. A mechanikus elvű (szénkefés) kommutátor pedig ráadásul kopásnak is ki van téve, időnként cserélni kell. Az egyfázisú aszinkron motorok ezzel szemben egyszerű felépítésűek, és jellemzően nem igényelnek karbantartást. Ez a tulajdonságuk lehetővé teszi az üzemeltetésüket olyan helyen, ahol a hajtott géppel (szivattyúval, vagy kompresszorral) egy egységbe kell beépíteni a motorokat.

## 2. Egyfázisú aszinkron motorok tulajdonságai, vezérlésük

A háztartásban és az épületgépészetben előforduló egyfázisú motorok általában kalickás forgórészű, fázistoló kondenzátort alkalmazó motorok. Leggyakrabban a 2. ábra szerinti elrendezés alapján felépített motorral találkozunk néhányszor 100W-os teljesítményen. Itt a segédtekercs és a kondenzátor szerepe az indításhoz szükséges forgó mező létrehozása. A fázistoló kondenzátor és a segédtekercs üzem közben is bekapcsolva marad, ezáltal nagyobb nyomaték leadására képes a motor. Kevésbé elterjedten és nagyobb teljesítményű hajtásokhoz alkalmaznak olyan motorokat is, amelyek segédtekercse egy meghatározott fordulatszám elérésekor lekapcsolódik egy mechanikus elvű centrifugális kapcsolóval. A segédtekercs lekapcsolását itt az indokolja, hogy a maximális fordulatszám közelében a forgást már a

főtekeres által indukált mező is stabilan fenn tudja tartani, viszont a kondenzátor és a segédtekeres ohmos ellenállása miatt keletkező veszteség nagyobb teljesítményen jelentős lehet, ez pedig problémát okozhat. A segédtekeres és a fázistoló kondenzátor kialakítása egyértelműen meghatározza a forgásirányt is.



2. ábra

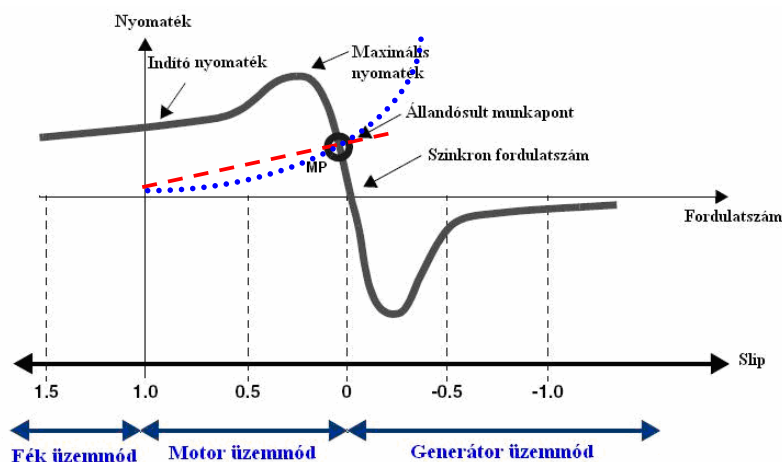
Egy jellemző egyfázisú aszinkron motor elektromos modellje

Mint ismeretes, az aszinkron motor fordulatszámát a következő (1) összefüggés adja:

$$f_m = 60 \frac{f_{\text{hálózat}}}{P} (1 - s) \quad (1)$$

Az összefüggésből látszik, hogy a mechanikai fordulatszámot három paraméter változtatásával (hálózati frekvencia  $f$ , póluspárszám  $P$  és szlip  $s$ ) tudjuk befolyásolni. Ebből a póluspárszám a fizikai kialakítás miatt kötött, folyamatosan nem változtatható, csak diszkrét és korlátozott számú lépésben. Folyamatos változtatásra tehát csak a frekvencia és a szlip alkalmas.

A működés további megértéséhez szükséges még az aszinkron motorok fordulatszám-nyomaték jelleggörbéjének (3. ábra) ismerete is. Ebből kiolvasható, hogy a motor működése során a szlip és a nyomaték egy adott munkapontba (MP) áll be. Az ábrán a munkapont helyzete csak a terhelés jelleggörbéjének ismeretében határozható meg. Minden terheléshez tartozik egy ugyanilyen grafikonon ábrázolható nyomaték-fordulatszám jelleggörbe, amely megmutatja, hogy az adott sebességgel történő forgatásához mekkora nyomaték szükséges. A két görbe metszéspontja adja meg a munkapontot.



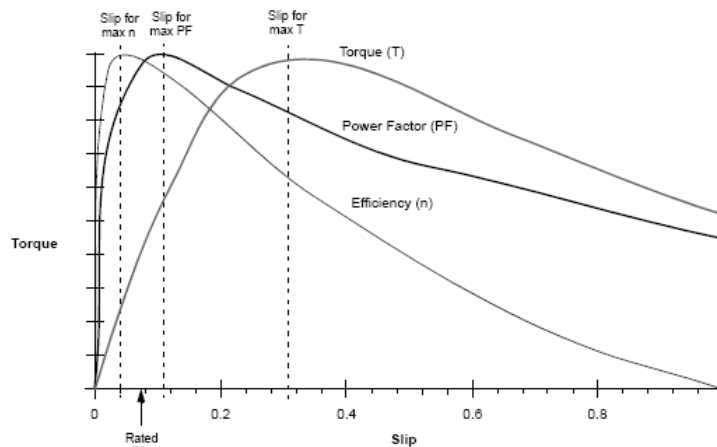
3. ábra

Aszinkron gép fordulatszám, nyomaték és szlip összefüggése, és a gép működési módjai

Az ábrán jelölt esetben ez a terhelési görbe (szaggatott vonallal jelölt) lineáris, tehát a terhelés olyan, hogy nagyobb fordulatszámhoz arányosan nagyobb nyomaték szükséges. A legtöbb gép terhelési görbéje ilyen lineáris jellegű, legfeljebb az egyenes meredekségében és a kezdőpont magasságában (induláshoz szükséges nyomaték) térnek el. Speciális esetet képeznek a valamilyen folyadék vagy gáz mozgatását végző eszközök, mint például a szivattyú és a ventilátor, ezekre az a jellemző, hogy a fordulatszámukkal négyzetesen arányos nyomatékot igényelnek. Ezeknek a terhelési görbéje tehát parabola. Létezik olyan terhelési görbe is, amely lineáris ugyan, de a meredeksége negatív, tehát gyorsabban könnyebb forgatni, mint lassabban. Ilyen eszközök például a különböző fúró és maró gépek. A háztartásban és épületgépészetben az lineárisan növekvő és a négyzetes jellegű görbéjű eszközök egyaránt előfordulnak, ezért egy univerzális eszköz tervezésekor mindkettőre fel kell készülni.

Az üzemeltetés szempontjából alkalmas munkapont beállításához két módszert használhatunk. Egyrészt a motorra kapcsolt feszültség frekvenciájának változtatásával (a diagramon a 0 szliphez tartozó szinkron fordulatszám változtatásával), fenti jellegű görbe a vízszintes tengely irányú nyújtását, illetve összenyomását érjük el. A motorra jutó feszültség amplitúdójának változtatása pedig a jellegű görbe a függőleges tengely irányú nyújtását vagy összenyomását eredményezi.

A feszültség csökkentése kézenfekvő megoldásnak tűnik, sok helyen alkalmaznak triakos vagy modernebb, impulzusszélesség moduláción alapuló, feszültségcsökkentő kapcsolásokat. Ezekkel azonban az a probléma, hogy a fordulatszám csökkenésével a motor szlipje megnő, ami pedig hatásfokromlást eredményez. Ez látható a 4. ábrán, ami a hatásfok (efficiency) mellett a nyomatékot (torque) és a teljesítménytényezőt (power factor) is ábrázolja a szlip függvényében.



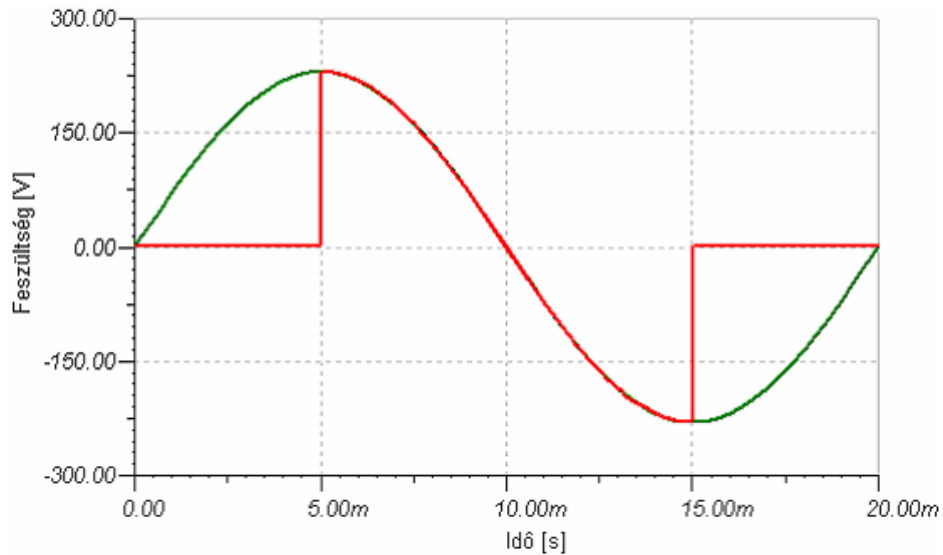
4. ábra

Fontosabb tényezők szliptől való függése aszinkron motor esetén [3]

## 2.1. Egyfázisú motorok folytonos fordulatszám-változtatási lehetőségei

### 2.1.1. Fázishasítás

Régóta elterjedt vezérlési eljárás a fázishasításos módszer (phase angle control), ahol a bejövő 50Hz-es hálózati feszültséget egy adott fázisszögnél triak segítségével kapcsolják be, majd a triak a következő nullátmenetig tartja a bekapcsolt állapotát, vagyis átengedi az áramot.



5. ábra

*A motor feszültségének időfüggvénye fázishasításnál*

Előnye az egyszerűsége.

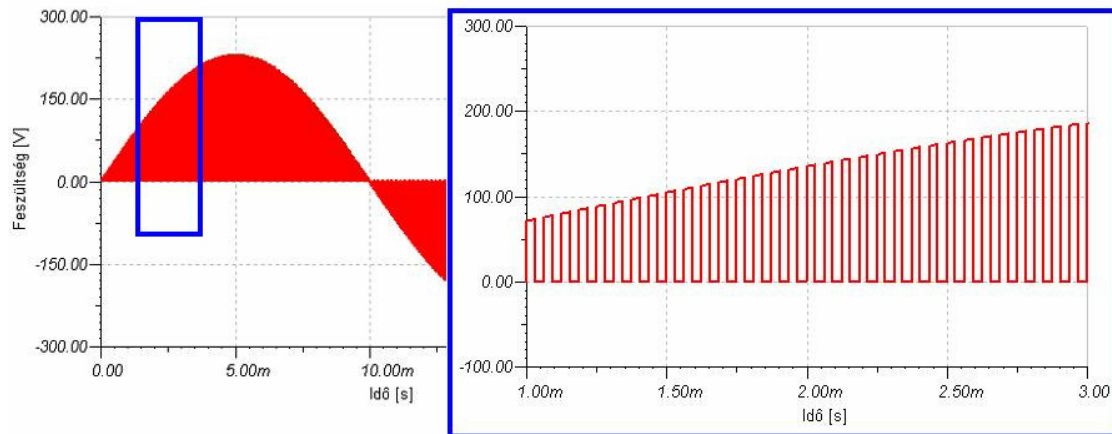
Hátránya:

- a szlip növekedésével a motor hatásfoka és ezzel nyomatéka is csökken.
- a névleges fordulatszám 30-75%-a között használható
- nagy felharmonikus tartalmú kapcsolási zajt szór a környezetére és a hálózatra

A hátrányai miatt egyre inkább kiszorul az alkalmazások köréből.

### 2.1.2. Közvetlen PWM vezérlés

A lényege, hogy a hálózati szinuszos feszültséget változtatható kitöltési tényezőjű, 10kHz feletti frekvenciával kapcsoljuk. A hálózati feszültség kikapcsolása idején a motor tekercseit rövidre zárják, ezzel kiküszöbölik a kapcsolat miatti feszültség-tranziensek nagy részét, így ez a hálózatra szórt zaj szempontjából lényegesen jobb megoldás.



6. ábra

*PWM-el szaggatott szinusz*

Továbbra is hátrány:

- a szlip növekedésével a motor hatásfoka és ezzel nyomatéka is csökken.
- a névleges fordulatszám 30-75%-a között használható

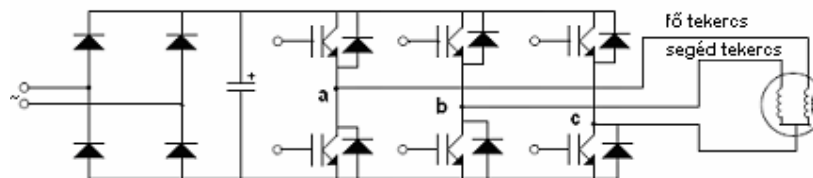
### 2.1.3. Frekvenciaváltó

A lehető leghatékonyabb megoldást akkor érhetjük el, ha a frekvenciát és az amplitúdót egymástól függetlenül változtatni képes eszközzel hajtjuk a motort, mert így mindig létrehozhatjuk az adott körülmények közötti legnagyobb hatásfokot biztosító munkapontot a terhelés jelleggörbéjének és a motor paramétereinek ismeretében. Összegezve tehát megéri frekvenciaváltót alkalmazni.

A félvezető technika fejlődése lehetővé tette váltakozó frekvenciájú feszültség egyszerű előállítását nagyáramú és nagyfeszültségű szigetelt bázisú tranzisztorok (IGBT-k) felhasználásával. Ennek köszönhetően ipari alkalmazásoknál egyenáramú hajtások helyett gyakran váltakozó áramú háromfázisú motorokat alkalmaznak. Ezeknek az ipari teljesítményű háromfázisú motoroknak a hatékony szabályozása korszerű frekvenciaváltók segítségével megoldott. A szükséges eszközök (IGBT-k és meghajtó, vezérlő áramkörök) költségének folyamatos csökkenése miatt azonban a háztartásokban is költséghatékony megoldás lehet egy frekvenciaváltós hajtás. A kisebb épületekben, családi házakban azonban a legtöbb esetben nem áll rendelkezésre három fázis, ezért az ide készült berendezések tipikusan egyfázisú motorokkal hajtottak. A meglévő egyfázisú gépek háromfázisú motorokkal való felszerelése azonban gazdaságosan nem minden esetben kivitelezhető, ezért szükség lenne egy jó hatásfokú módszerre egyfázisú motorok frekvenciaváltóval történő vezérléséhez. A háromfázisú motorvezérlési módszerek egyfázisú rendszerekhez való adaptációja szükséges.

## 3. Motorvezérlő frekvenciaváltók vezérlési módszereinek áttekintése

Az előzőekben megfogalmazott frekvencia és feszültség változtatását megvalósító berendezés topológiáját tekintve úgynevezett háromágú, teljes hidas (hat kapcsolóelemből álló) feszültséginverter (7. ábra), amely a motor fő és indítótekercse számára állítja elő a megfelelő feszültséget [1]. Ilyen háromágú kapcsolást a háromfázisú motorok és BLDC-k vezérlésére elterjedten használják. Előbbiek miatt a megoldáshoz szükséges korszerű technológiájú kapcsolóelemek (IGBT-k) a vezérlésükhöz szükséges meghajtó és szinteltoló áramkörök könnyen beszerezhető termékek. Az utóbbi egy-két évben az előzőeket egy integrált áramkörben tartalmazó modulokat is kifejlesztettek. Az ilyen integrált modulok ára pedig a szabályozott hajtások elterjedésének köszönhetően nagymértékben csökkent, ennek köszönhetően reális megoldást nyújthatnak a gazdaságos tömeggyártáshoz.



7. ábra

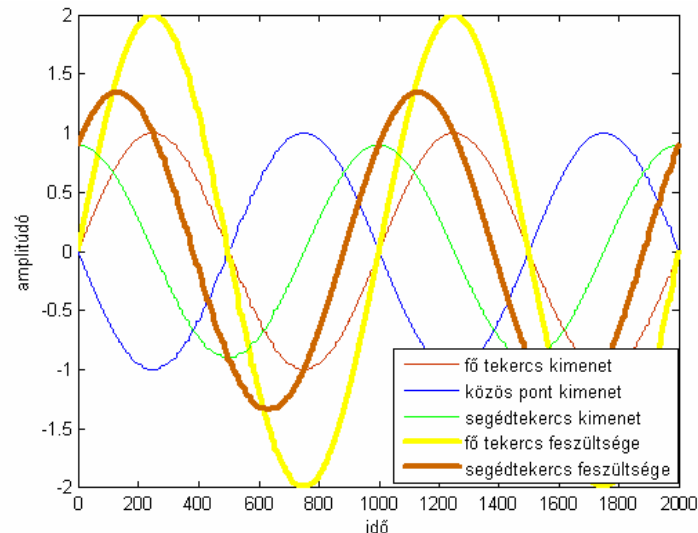
*Az IGBT-ket felhasználó teljesítményelektronika topológiája és bekötése*

Az IGBT-k vezérlő jeleinek megfelelő kialakításával előállítható mindkét tekercs megfelelő feszültsége. Ez a kialakítás láthatóan a fázistoló kondenzátor eltávolítását igényli, ezen kívül viszont a motoron semmilyen átalakítás nem szükséges. A kondenzátor elhagyása szükséges, mivel az úgy van méretezve, hogy 50Hz hálózati frekvencia mellett adjon a segédtekercs impedanciájával együtt körülbelül  $90^\circ$  fázistolást, ez az érték azonban nagymértékben romlik, amint a frekvenciát csökkentjük ráadásul kis frekvencián a kondenzátor impedanciája megnőne, ezáltal az indítótekercsre jutó feszültség is lecsökkenne.

Létezik olyan ipari frekvenciaváltós megoldás, amely nem igényli a motorról a kondenzátor eltávolítását, azonban ennél a megoldásnál a motor indítása és a kisebb fordulatról sokkal nagyobb fordulatra gyorsítása mindig teljes sebességre felpörgetéssel kezdődik, és ezután lassítja vissza a vezérlő a motort a megfelelő sebességre [11]. Ez bizonyos alkalmazásoknál nem jelent hátrányt, azonban egy általános célú felhasználásra szánt eszközben nem célszerű. A háromágú felépítésnek tehát előnye, hogy könnyebb indítást és nagyobb nyomatékot, ezáltal stabilabb működést képes biztosítani alacsony fordulatszám-tartományban is. Az ilyen módon felépített teljesítményelektronika vezérlésére, azaz a tekercsekre jutó szinuszos jel amplitúdójának és frekvenciájának előállítására több, megoldásában jelentősen eltérő módszer létezik, ezek közül a lényegesebbeket ismertetem.

### 3.1. Szinuszos PWM

Egyfázisú motoroknál alkalmazható módszer a szinuszos PWM, ahol az egyes hídágak kapcsolóelemeit ellenütemben vezérlő impulzusszélesség-modulált (PWM) jel kitöltési tényezője változik szinusz függvény szerint, ezzel létrehozható egy szinuszos feszültség. Az így létrehozott feszültség csúcstól-csúcsig csak az egyenirányított tápfeszültség értékével egyezik meg, tehát amplitúdója csak fele a maximálisan szükségesnek. A három hídág kimenő feszültségeinek fázistolását ( $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ), és eredőjüként a motor tekercseire jutó feszültségeket mutatja a 8. ábra. Így előállítható a fő tekercsen a kívánt frekvenciájú teljes tápfeszültség, míg a segédtekercsre csak ennél kisebb értékű feszültség jut. Ez a megoldás kifejezetten hasznos, mivel a hagyományos kondenzátoros egyfázisú motor segéd tekercsére a sorba kötött kondenzátor miatt csökkentett feszültség jutna. Így az eredeti motor tekercselését változtatás nélkül használhatjuk. A segédtekercs feszültségét azonban nem változtathatjuk meg a fő tekercs feszültségétől függetlenül. Ennél a módszernél a segéd tekercs fázistolása nem lesz pontosan  $90^\circ$ , de ez sem jelent különösebb problémát, mivel a fázistoló kondenzátor sem tökéletesen  $90^\circ$ -kal tolja el a feszültséget. Háromfázisú motor esetén viszont ez a megoldás nem célszerű, mert a szinuszos feszültség amplitúdójához szükséges egyenfeszültség nem állítható elő a hálózati feszültség egyszerű egyenirányításával.



8. ábra

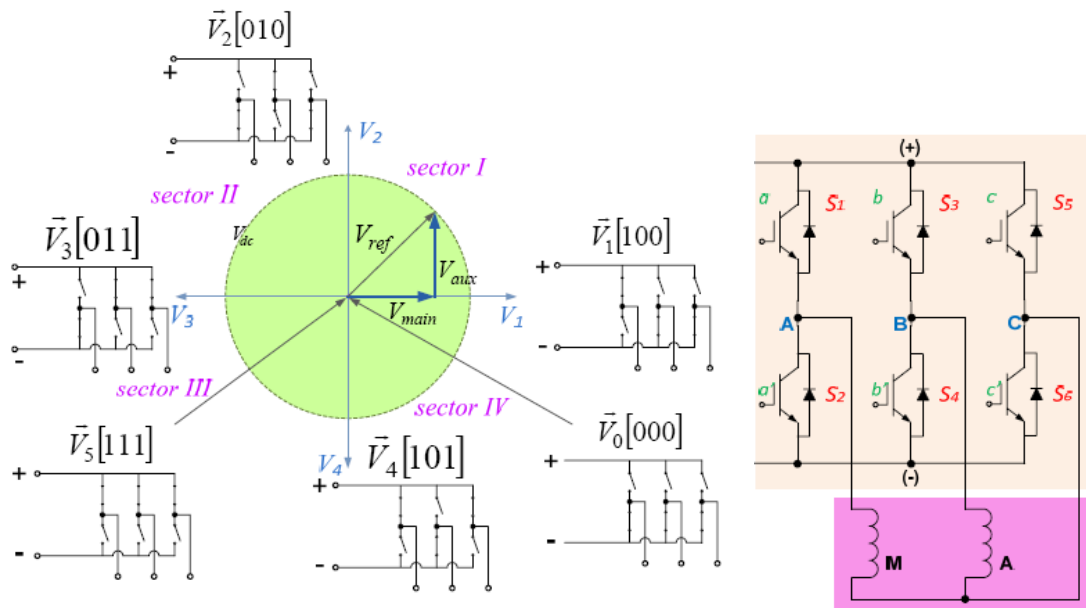
*A motor tekercsfeszültségeinek előállítása a 7. ábrán látható háromágú inverterrel [5]*

Az előző módszernél jobb eredményt érhetnénk el valamilyen helyvektor-modulációs módszer használatával, ez azonban az egyfázisú motorokhoz még nincs teljesen kidolgozva.



### 3.2. Térvektor moduláció

A térvektor moduláció (space vector modulation, SVM) egy más megközelítést ad a frekvenciaváltó vezérlő jeleinek előállításához. A motorvezérlésnél ugyanis a célunk nem két különálló szinuszos feszültség biztosítása, hanem az, hogy a motor állórészén elhelyezett tekercsekkel forgó mezőt hozzunk létre. A háromágú hídkapcsolású feszültséginverternek pedig csak hat különböző kapcsolási állapota van a motor szempontjából, ezeket kell tehát úgy egymás között változtatni, hogy forgó mezőt kapjunk. A módszer egy lehetséges egyfázisú motorokhoz is alkalmazható változatának kidolgozása MATLAB szimulációs környezetben található a [8]-ban. A cikk részletesen bemutatja a módszer származtatását a háromfázisú változat alapján, továbbá részletes szimulációs eredményeket is közöl. Ezen a leírásen keresztül az alábbiakban vázolom a megoldást.

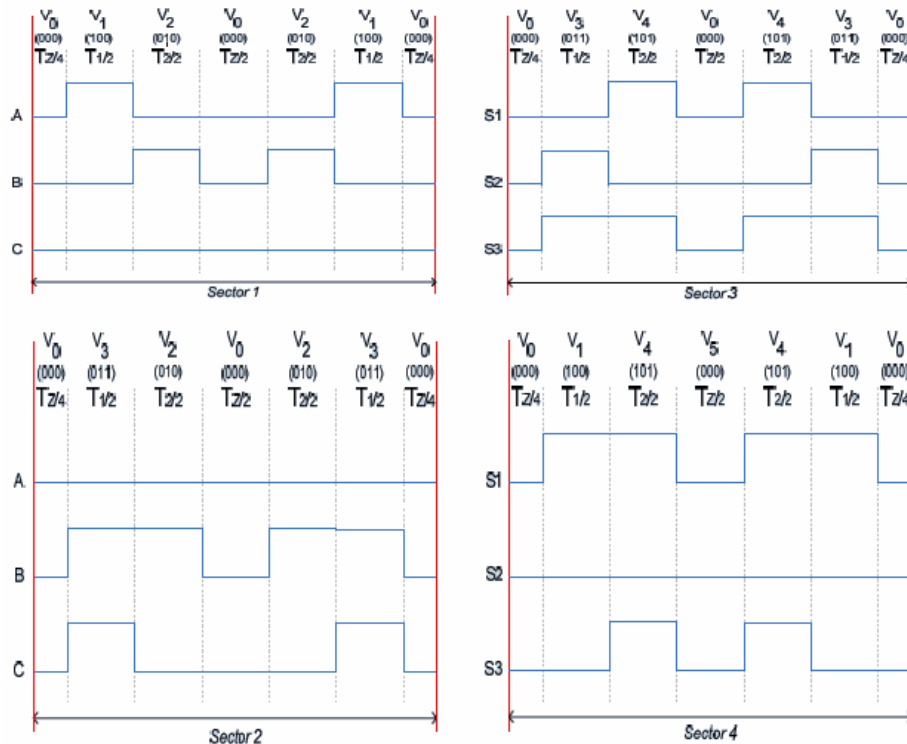


9. ábra

*Egy egyfázisú frekvenciaváltó lehetséges állapotai és a kimeneti fázisszög SVM esetén [8]*

A módszer lényege, hogy a motor állórésze által indukált mező irányát egy vektortérben kell elképzelni, ahol az inverter híd hat lehetséges különböző állása hat különböző „bázisvektort” alkot. Ebből a hatból kettő ún. null vektor (amikor mindhárom kimenet földre vagy tápra van kötve). A másik négy pedig a síkot 4 részre (szektorra vagy tér negyedre) osztja. Egy változóban folyamatosan a kimenet fázisát tartjuk nyilván. Attól függően, hogy melyik sík negyedben tart a fázis, a két szomszédos vektort megvalósító kapcsolóállapotok közti időarányos átkapcsolással (PWM jellel) lehet elérni, hogy a mezőt jellemző vektor a megfelelő irányba mutasson. A feszültség csökkentésére pedig a valódi, és a null vektorok közti megfelelő arányú átkapcsolás ad lehetőséget.

Ehhez az átkapcsoláshoz tehát a motorban kialakuló forgó mezőt nem a feszültségértékeket jelentő két skalár számként, hanem egy vektorként definiáljuk, aminek van amplitúdója és fázisa. A vektor fázisa határozza meg az aktuális szektort, valamint az aktuális szektor két szélén lévő vektorok arányát. Az amplitúdó nagysága pedig a null vektorok arányával állítható.



10. ábra

A megvalósításhoz szükséges PWM jelalakok [8] szerint

A [8] cikkben bemutatott módszer a szimulációs eredmények alapján megfelelőnek tűnik, azonban láthatjuk, hogy az ehhez szükséges jelalak előállítását nem lehetséges egy PWM generátorral, mert túl sok jelváltást igényelnek egy periódus alatt. Az ábrán ez különösen a 3. szektor előállításánál figyelhető meg.

Hasonló eredményre jutnak a [9] cikk szerzői is, itt a jeleket úgy egyszerűsítik, hogy minden jelnek csak egy fel és egy lefutó élet engednek meg, ennek köszönhetően már megvalósítható a módszer egy dsPIC mikrovezérlő PWM kimeneteivel, azonban a [9] által javasolt módszer a kitöltési tényezők számítására feleslegesen bonyolult, és egyértelműen nem derül ki a cikkből a megvalósítás sem.

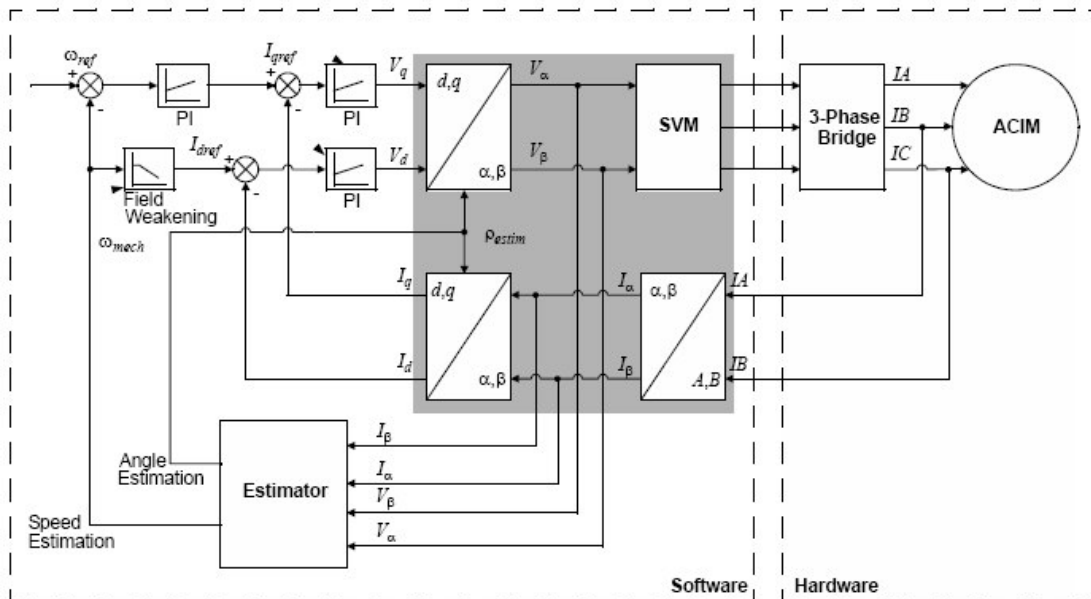
### 3.3. Mezőorientált szabályozás

A mezőorientált szabályozás (field oriented control/FOC) egy elterjedt módszer a nagy teljesítményű három fázisú motorok nagyon magas hatásfokú és pontos nyomatékszabályzására. Természetesen fordulatszám-szabályzásra is megfelelő, azonban annál jóval többre képes.

A módszer lényege, hogy az aszinkron motor tengelyhelyzetének felhasználásával szabályozza a fázisfeszültségeket és frekvenciákat. Ebben a formában tehát a szabályzáshoz szükség van a motor tengelyhelyzetének mérésére, amit optikai jeladókkal (kvadrátúra enkóderek) szoktak megoldani. Azokhoz az alkalmazásokhoz, ahol a fordulatszám közvetlenül nem mérhető, kifejlesztettek egy módszert, amit érzékelő nélküli mezőorientált szabályzásnak (sensorless field oriented control) hívnak. Ez a módszer egy állapotbecslőt alkalmaz arra, hogy a motor által felvett fázisáramokból megállapítsa (megbecsülje) a motor tengelyének helyzetét.

Az állapotbecslő előnye, hogy a sokszor lehetetlen szög mérés helyett mindössze árammérés szükséges hozzá, de hátránya, hogy a motor paramétereinek pontos ismeretét igényli. Ennek

hiányában a becslés sokat tévedhet, amely használhatatlanná teszi, és a szabályozást is elrontja.

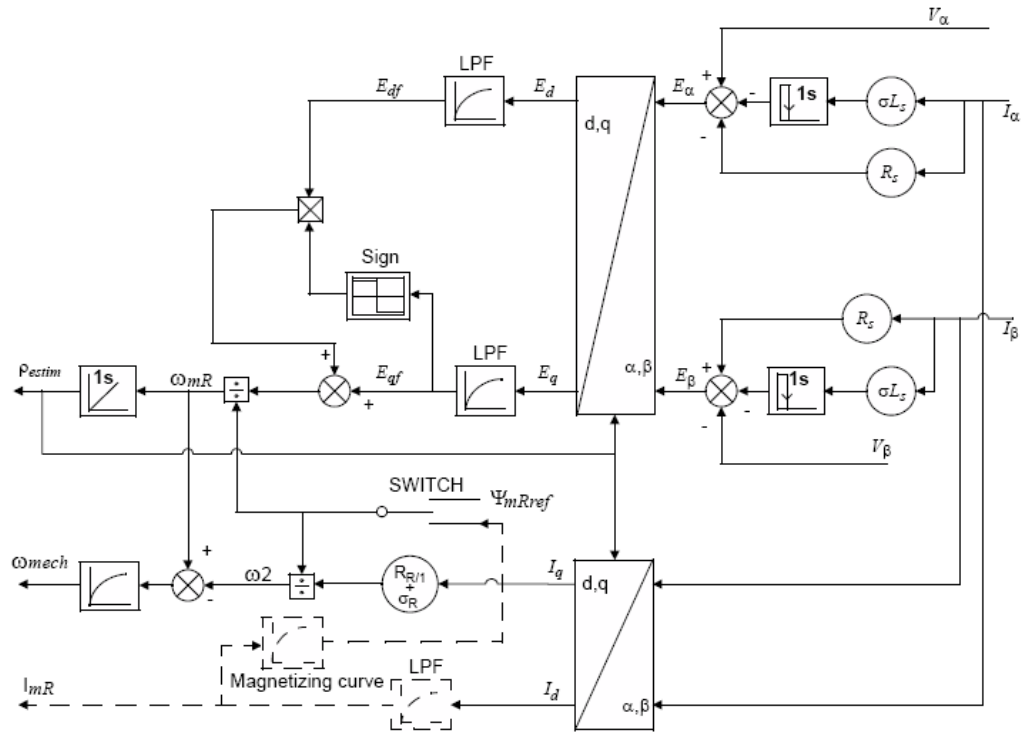


11. ábra  
Érzékelő nélküli mezőorientált szabályzás [4]

Az érzékelő nélküli mezőorientált szabályzás blokkvázlata a 11. ábrán látható. Az algoritmus lényege egyébként, hogy a motor fázisáramait, és a tengelyének szögét (amit valójában nem ismerünk, csak becsljük) átalakítjuk két fiktív áram dimenziójú mennyiséggé. Az egyik a nyomatékképző áram, a másik pedig a fluxus képző áram. Az egyikkel a motor nyomatékát, a másikkal a fordulatszámát befolyásolhatjuk közvetlenül. Ezután ezekre a mennyiségekre egy-egy PI szabályzó van kötve, amik a megfelelő alapjelet igyekeznek tartani. Majd a szabályzó kimenete egy újabb transzformáció során kimeneti feszültség értékekké alakul, és ezekből állnak elő a teljesítményelektronika vezérlő jelei.

A 11. ábrán a sötétített mezőben, látható transzformációs blokkok neve Clarke és Park transzformáció. A transzformáció a valódi áramértékek és a szabályozásra használt fiktív értékek közötti átalakítást végzi. Ezek az algoritmusok DSP-re optimalizált formában, háromfázisú motorhoz készen rendelkezésre állnak.

A legbonyolultabb felépítésű blokk természetesen az állapotbecslő, amit a következő ábrán láthatunk kifejtve.



12. ábra

Állapotbecslő háromfázisú AC motorhoz [4]

Az egyfázisú motorokhoz való alkalmazásuk azonban még nincs kidolgozva, csak sebességérzékelő segítségével alkalmazzák [7]. Érzékelő nélküli, csak az árammérésre alapuló változatához szükséges egyfázisú állapotbecslő jelenleg még nincs kidolgozva.

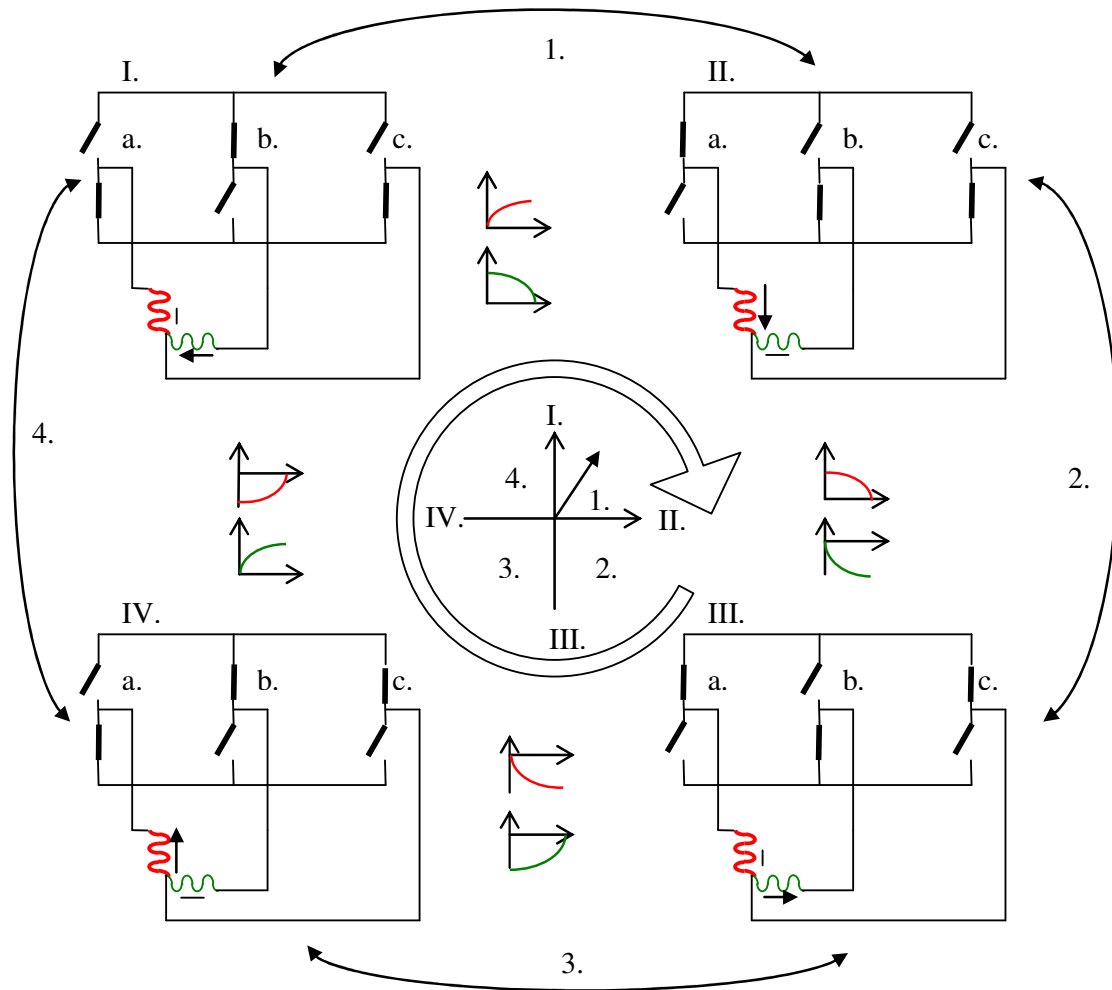
## 4. Módosított térvektor moduláció

### 4.1. A megvalósítás elvi módszere

Az előző fejezetben ismertetett módszerek közül a mezőorientált fordulatszám szabályozás az ott ismertetett hátrányai miatt egyfázisú kisteljesítményű motoroknál nem jelent gazdaságosan megvalósítható alternatívát. A lényegesen egyszerűbb szinuszos PWM és a térvektor moduláció lehet a megvalósítás alapja.

A legegyszerűbben és leg gazdaságosabban megvalósítható módszer a szinuszos PWM. A módszer alkalmazása azonban korlátozott, mivel a segédtekercs feszültsége (amint azt a 8. ábra magyarázatában leírtam) nem változtatható önállóan, ezért alacsony fordulatszámok esetén nem képes elég nyomatókot biztosítani a forgáshoz. A motor fordulatszáma a névleges 10%-a alatt ezzel a módszerrel sem volt vezérelhető. Ez a hátrány a térvektor modulációs eljárással kiküszöbölhető.

Az elérhető irodalomban közvetlenül mikrokontrollerrel megvalósítható egyfázisú motorhoz is alkalmas térvektor modulációs eljárás nem ismert, ezért a [7] cikkben ismertetett módszert módosítottam úgy, hogy az alkalmas legyen közvetlenül a mikrokontrolleres megvalósításra. Az általam módosított térvektor modulációs eljárás alap gondolatát a következő ábra segítségével mutatom be. Az ábrán a motor főtekercse és a hozzá tartozó feszültség pirossal, a segédtekercse és a hozzá tartozó feszültség pedig zölddel van ábrázolva.



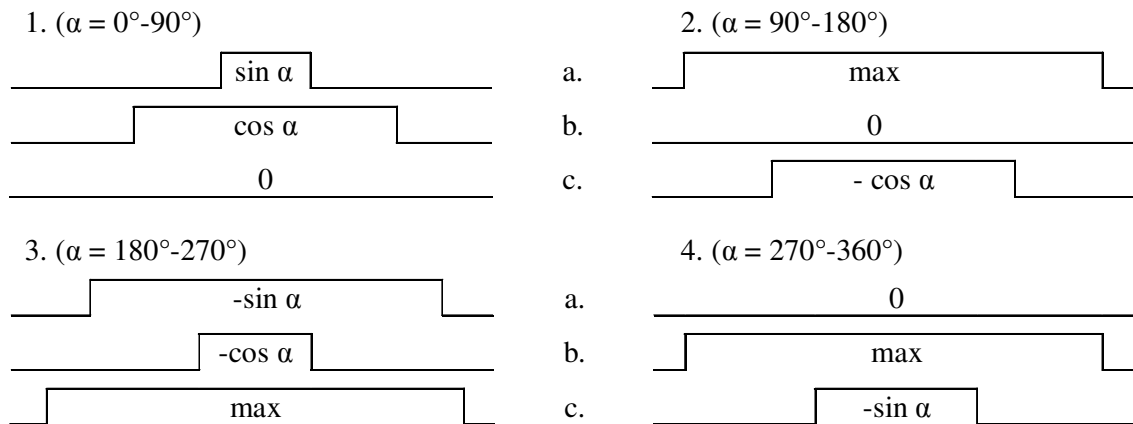
13. ábra

A térvektor moduláció egy megvalósítási módja

A 9. ábrán bemutatott modulációhoz képest itt az a különbség, hogy a kapcsolások idejét átrendeztem. Eredetileg az amplitúdót a modulációs periódus közepén alkalmazott valamelyik nulla vektor szélességével állították. Ha az amplitúdó változtatást más módszerrel is meg lehet oldani, akkor ezek a kapcsolási állapotok elhagyhatók, mert a nulla kimeneti feszültséget eredményező null vektorok csak az amplitúdó változtatásában játszanak közvetlenül szerepet, a vektor forgatásában nem. A jelalakokat úgy alakítom át, hogy a jelváltások a periódusidő közepéhez vonatkoztatva szimmetrikusan helyezkedjenek el. Ezzel biztosítható, hogy egy perióduson belül kettőnél több jelváltás ne történjen (ez a hardveres PWM-el való előállíthatóság feltétele). Ez a jel előállítható egy PWM generátor közepre igazított üzemmódjával. Az amplitúdó csökkentését úgy oldom meg, hogy a kiszámolt kitöltési tényezőket a megkívánt amplitúdó értékének megfelelően utólagosan skálázom.

A három kapcsolópár tehát a teljesen kikapcsolt állapoton kívül csak az ábrán I-IV-ig jelölt kapcsolóállásokban lehet. A kapcsolópárokat vezérlő jelek az ábrán 1-től 4-ig jelölt tér negyedektől függően négy féle módon alakulnak, például az 1-es tér negyedben az I. és II., a 2-es állapotban a II. és III. állapot közti átkapcsolás történik. Az egyes tér negyedben érvényes kapcsolójelek idődiagramjai a 14. ábrán láthatók (alacsony szint esetén az alsó, magas szint esetén a felső kapcsoló van bekapcsolva).

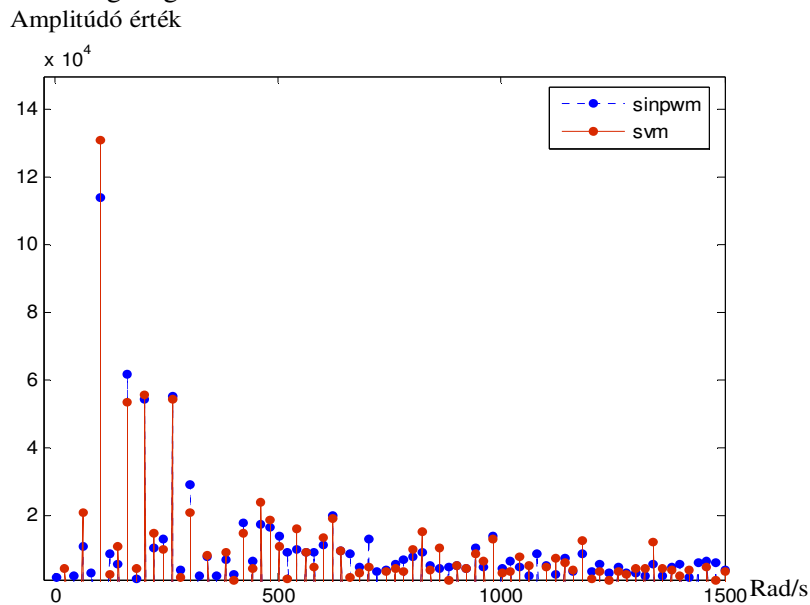
A jelsorozatból látható, hogy az általam kidolgozott módszerből következő vezérlő jelalakok valóban realizálhatók PWM jelek felhasználásával, szemben az előzőleg a 10. ábrán bemutatott [8] MATLAB segítségével előállított jelekkel.



14. ábra

A kapcsolóelemek állása térvektor modulációnál a különböző tér negyedekben

A konkrét megvalósítás előtt a módszert teszteltem MATLAB környezetben. Egy MATLAB programmal azonos jelsorozatot generáltam, összehasonlításként elkészítettem a szinuszos PWM-et megvalósító programot is. A szinuszos függvény értékeit, a mikrokontrolleres megvalósításhoz hasonlóan, a MATLAB programban is lookup tábla segítségével határozom meg, hogy a jelek felbontása összehasonlítható legyen. A lookup tábla a szinuszos függvény adott fázisszögű értékéhez tartozó kitöltési tényezőt tartalmazza. Mindkét módszerrel egy 100 rad/s-os (kb. 16Hz) körfrekvenciájú szinuszos jelet állítok elő egy 10kHz-es kapcsolási frekvenciájú PWM segítségével.



15. ábra

Térvektor-moduláció (piros) és szinuszos PWM (kék) frekvenciatartalmának összehasonlítása

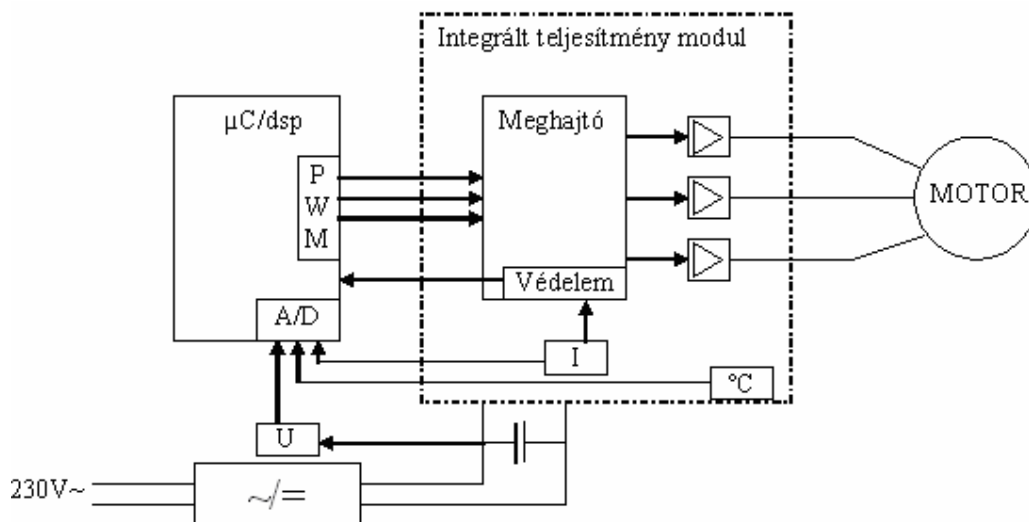
A két módszer közvetlen összehasonlíthatósága érdekében a keletkező jelekre alul áteresztő szűrést alkalmaztam. A kapott szinuszos jelalakok a várt jelalakokkal megegyeznek, közöttük lényeges különbség nem volt. A motor hasznos teljesítményét csak a feszültség alap harmonikusa hozza létre, a felharmonikusok nagy része hővé alakult veszteségként jelentkezik. Ezért érdemes megvizsgálni a módszerrel előállított jelek spektrumát is. A szűrés nélküli PWM jeleket a frekvenciatartományban vizsgálva a 15. ábrán látható a különbség.

A térvektor-moduláció előnye, hogy az alap harmonikus amplitúdója lényegesen nagyobb, míg az egyes felharmonikusok nem térnek el jelentősen a szinuszos PWM-hez képest, sőt sok közülük kisebb is.

A mezőorientált szabályozás kidolgozásának legfontosabb indoka és alkalmazásának legnagyobb előnye, hogy segítségével a motor pillanatnyi terhelő nyomatéka minden esetben ismert a vezérlő berendezés számára. A térvektor modulációs vezérlés eddig ismertetett módszere nem rendelkezik ezzel az előnnyel. Az eddig ismertetett módszert tehát célszerű kiegészíteni úgy, hogy a motor által felvett áram mérésével lehetséges legyen a motor terhelését számítani vagy becsülni. Ennek pontos megoldását a későbbiekben ismertetem, mert az általam kidolgozott módszer bizonyos részletei kötődnek a konkrét megvalósításhoz.

#### 4.2. Térvektor modulációs motorvezérlő hardver blokkvázlata

A vezérlési algoritmust természetesen valamilyen mikroprocesszoros rendszerrel kell megvalósítani. A digitális jelfeldolgozás fejlődésével ár érzékeny területeken is alkalmazhatók a digitális jelfeldolgozás módszerei. Több gyártó forgalmaz olyan termékeket, amelyek egy jelfeldolgozó processzor és egy hagyományos mikrokontroller funkcionális felépítését követik. Egy részük kifejezetten teljesítményelektronikai vezérlési feladatok megoldásához nyújt támogatást. Egy megfelelően kiválasztott DSC (Digital Signal Controller, digitális jelvezérlő) tartalmazza a szükséges jelgenerátor áramköröket. Ez lehetővé teszi a költséges diszkrét hardver elemek jelentős részének elhagyását, ezzel is csökkentve a bekerülési költséget, működtetésük csak szoftver elemeket igényel.



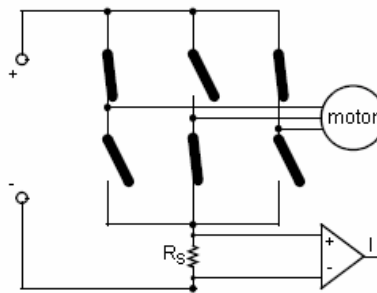
16. ábra

*Jelfeldolgozó controllerrel megvalósított hajtás egy lehetséges blokkvázlata*

A 16. ábrán látható, hogy a motorvezérlésre is alkalmas DSC-k integráltan tartalmazzák például a sokcsatornás, ellenütemű, holtidővel rendelkező kimenetű PWM generátort. Egyes

típusok több beépített kommunikációs protokollvezérlővel is rendelkeznek, így például közvetlenül CAN buszra, vagy valamilyen más ipari szabványos buszrendszerre illeszthetők. Fontos tulajdonság a többcsatornás megfelelő sebességű és felbontású AD átalakító. A rugalmas alkalmazhatóság szempontjából fontos funkció lehet az áram és a feszültség mérése is, mivel ezek jelalakjainak kiértékelésével a motor állapotáról nyerhetünk információkat. A motor fordulatszámának közvetlen érzékelésére sok esetben fizikai okból nincs gazdaságos megoldás.

Az árammérés során a költséghatékonyság miatt nem célszerű a nagy teljesítményű eszközökben alkalmazott leválasztott árammérő-erősítők vagy áramváltók felhasználása. A motor tekercseinek árama helyett mérhetjük közvetlenül a teljesítményelektronika által felvett áramot a 17. ábrának megfelelő módon. Ezt az áramjelet alapértelmezésben szolgáltatja a legtöbb teljesítményelektronika modul, mert ez a saját belső védelmi funkcióihoz egyébként is szükséges.



17. ábra

*Áram mérése egy sönt ellenállás felhasználásával*

Ennek a megoldásnak a hátránya, hogy csak egy (összegzett) áram értéket tud mérni. Kidolgoztam egy módszert, amelynél az árammérés időpontjainak megfelelő szoftveres szinkronizálásával megoldható az, hogy szoftveres eljárás segítségével szétválasztható legyen az egyes tekercsek saját árama.

További költségcsökkentést eredményező tényező a galvanikus leválasztás megfelelő módszerének kiválasztása. A vezérlő és a hozzá csatlakoztatott berendezések védelme, valamint az érintésvédelem miatt az eszköz kezelőszervei és a kommunikációs csatornák csatlakozói nem kerülhetnek hálózati feszültség alá.

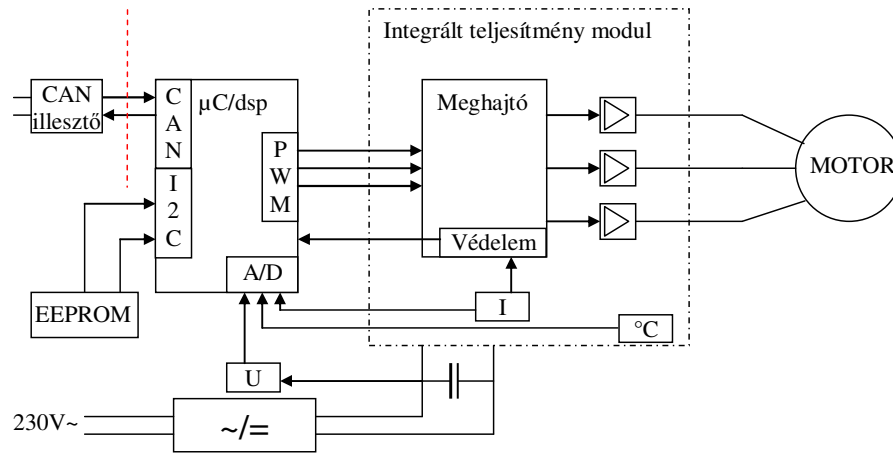
## 5. A motorvezérlő fejlesztőeszköz hardverének bemutatása

Az ismertetett vezérlési algoritmusok implementálásához és teszteléséhez szükséges egy fejlesztőeszköz, amely alkalmas egy kisteljesítményű (100-400W-os) egyfázisú motor számára a szükséges teljesítményszinten a megfelelő jeleket programozott módon előállítani. A fejlesztőeszköznek biztosítani kell a motor és a vezérlés jellemző paramétereinek mérését is. Ezen kívül fontos szempont a későbbi bővítés lehetősége is. További követelmény, hogy az eszköz rendelkezzen nagyteljesítményű kommunikációs interfésszel, amely lehetővé teszi a számítógépes mérési adatfeldolgozást, irányítást. Ezt a kommunikációs csatornát célszerű úgy megválasztani, hogy a végleges berendezésnél tegye lehetővé az elosztott irányítási rendszerbe való beágyazhatóságot. A teljesítményelektronika lényeges kiegészítése a túlmelegedés, túláram és túlfeszültség védelem.

Tanulmányoztam a kereskedelemben kapható motorvezérlő fejlesztő kitekét. A tapasztalatszerzésre és az egyes módszerek kipróbálásra ezek az eszközök alkalmasak, azonban a saját algoritmussal megvalósított árammérést már nem lehet korlátozás nélkül



megoldani. További hátrány, hogy ezeknek a berendezéseknek az ára elég magas, tipikusan 150-300 ezer Ft közé esik. Fentiek miatt saját eszköz kifejlesztése mellett döntöttem. A fejlesztőeszköz tervezése során a 4.2 pontban megfogalmazott követelmények alapján az általam megtervezett rendszer blokkvázlata a 18. ábrán látható.



18. ábra  
A fejlesztőeszköz blokkvázlata

Fontos szempont volt az alkatrészek hozzáférhetősége és az alkatrészköltség is. A teljesítményelektronika megvalósítására két választási lehetőségem volt: egyrészt diszkrét elemekből is felépíthető a szükséges áramkör, másrészt pedig használhatunk egy integrált teljesítményelektronika modult is. Az utóbbi időben az integrált teljesítményelektronikák ára nagymértékben csökkent, ezért a deszkamodell utáni végleges példányhoz integrált teljesítményelektronika modult, az International Rectifier cég IRAMS10UP60B modulját alkalmaztam. A választott eszköz háromágú inverter hídba kötött hat darab IGBT-t tartalmaz, ezek 600V feszültségen 10A áramot képesek kapcsolni, maximálisan 20kHz kapcsolási frekvenciával. Az IGBT-k meghajtásához szükséges összes szintillesztő áramkör integrált, így az egyes kapcsolóelemek egyszerű TTL logikai jelekkel vezérelhetők a modul megfelelő lábain. Ezen kívül a modul tartalmaz egy beépített árammérő sönt ellenállást, ennek feszültségét figyeli, és letiltja a működést, ha túl nagy áramot érzékel. Így a túláram elleni védelem megoldott. Az árammérő sönt feszültsége ugyanakkor kívülről is mérhető. A modul tartalmaz egy beépített termisztort is, amellyel mérhető a hőmérséklete. A fentiek miatt a választott modul különösen alkalmas egy alacsony költségű motorvezérlő berendezéshez.

A berendezésben egy Microchip gyártmányú dsPIC33FJ64MC802 típusú digitális jelfeldolgozó vezérlő látja el az összes vezérlési feladatot. Ez a mikrovezérlő integráltan tartalmazza a megfelelő számú, akár 16 bit felbontású PWM kimenetet, a méréshez szükséges analóg-digitális átalakítókat, valamint egy CAN protokollvezérlőt is. Az eszközben 64kB program flash és 16kB adatmemória (RAM) áll rendelkezésre a motorvezérlő algoritmus számára. A kikapcsolt állapotban is tárolandó adatokhoz, rendszerparaméterekhez a választott dsPIC nem tartalmaz beépített nem felejtő adatmemóriát, így erre a célra terveztem egy I2C buszos külső EEPROM memóriát az áramkörbe. A 16 bites processzor jelfeldolgozási feladatokhoz optimalizált utasításkészlete, valamint 40 MIPS adatfeldolgozási sebessége lehetőséget ad kellően bonyolult algoritmusok kipróbálására is. Az általam kidolgozott módszerek megvalósítását még további, később ismertetett hardveres megoldások is támogatják. A processzor órajelének előállítását egy integrált PLL áramkör végzi, amely elő tud állítani egy 8MHz-es kvarckristályból kiindulva szinte tetszőleges órajel frekvenciát a processzor és a perifériák részére, ez a tulajdonság is jól használható a fejlesztés során. Ebben

az alkalmazásban kisebb hátrány, hogy a dsPIC33F sorozatú mikrovezérlők csak 3.3V tápfeszültségről üzemelnek, ezért az 5V mellett elő kell állítani ilyen tápfeszültséget is. Az 5V-os logikát használó alkatrészekhez való illeszthetőség megoldott, mert a lábak nagy része 5V toleráns, azaz bemenetként elfogad 5V-os logikai jeleket, kimenetként pedig open drain módban képes 5V kompatibilis bemenetek meghajtására.

A mérendő analóg jeleket a megfelelő jelkondicionálás után a dsPIC 12 bites analóg-digitális átalakítójának bemeneteire köthetjük. Az árammérés a már ismertetett sönt ellenállás és műveleti erősítő kapcsolás segítségével történik. A teljesítményelektronika hőmérsékletét a beépített termisztoron eső feszültség mérésével, a teljesítményelektronika feszültségének mérését pedig az egyenirányított 320V-os tápfeszültségen elhelyezett, megfelelően méretezett ellenállásosztóval oldottam meg.

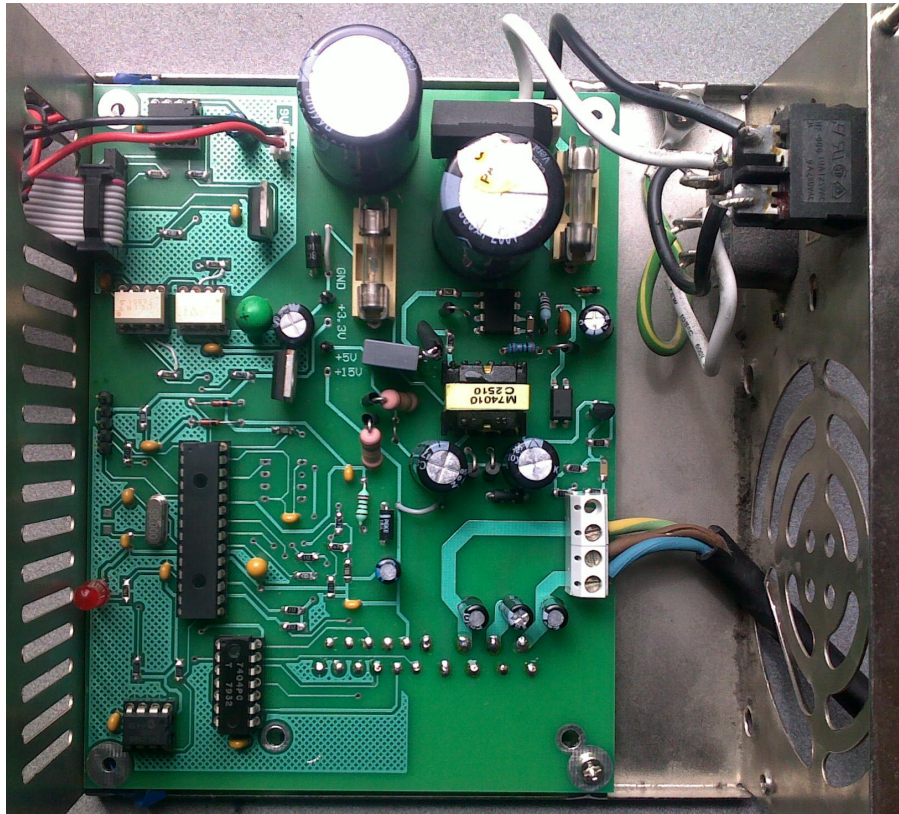
Biztosítani kell a mikrokontroller programozását és a hibakeresést is, ezért az áramkört úgy alakítottuk ki, hogy egy in circuit debugger csatlakoztatható legyen. Nagyon fontos, hogy a fejlesztőeszköz csak korlátozottan alkalmazható hibakeresésre, hiszen a teljesítményelektronika vezérlő jeleit előállító mikrovezérlőt nem lehet bármikor leállítani!

A mikrovezérlő CAN moduljának kimenetén lehetőség van egy-egy digitális nagysebességű optocsatolóval a CAN adóvevő galvanikus leválasztására, ezzel a követelményként megfogalmazott galvanikus leválasztási feladatot el is végeztük.

A dsPIC és az EEPROM pl. 3.3V tápfeszültséggel működik, míg a CAN busz működéséhez 5V-ra, a teljesítményelektronika modul működtetéséhez pedig 5V és 15V feszültségre van szükség. Ezekben a viszonylag kis feszültségeken kívül pedig a hálózati feszültség egyenirányításával elő kell állítani a DC busz közel 320V-os egyenfeszültségét. Mivel rendelkezésre áll az egyenirányított feszültség, ezért úgy döntöttem, hogy ebből állítom elő a többi segéd tápfeszültséget is. A segéd tápfeszültségeken fellépő teljesítmény igény az alkalmazott alkatrészek alacsony fogyasztásának köszönhetően nem túl nagy. A 3.3V-os ág áramfelvétele várhatóan maximum 100mA (a választott dsPIC maximális órajel frekvencia mellett 85mA-t is fogyaszthat), a 15V-on pedig 10-20mA fogyasztás várható. A többihez képest az 5V-os fogyasztók áramfelvétele elhanyagolhatóan kicsi. Az áramkörbe terveztem egy 7W csúcsteljesítményű, két kimenetű, flyback topológiájú kapcsolóüzemű tápegységet. A tápegység egy integrált vezérlő áramkörből és egy több kimenetű transzformátorból áll. A bemenő egyenfeszültségből egy szabályozott 5V és egy nem szabályozott 12-15V-os feszültséget állít elő. Az 5V-os feszültségből ezután egy lineáris áteresztő tranzisztoros megoldással állítom elő a 3.3V-ot, mert ezen már nem keletkezik túl nagy veszteség. A beépített tápegység fontos tulajdonsága, hogy akár 70V tápfeszültséggel is képes működni, tehát lehetséges a fejlesztőeszközt - hálózati feszültség helyett - a laborban megtalálható 80V-os áramkorlátos, föld független tápegységről is működtetni, természetesen ekkor a maximálisan kiadható feszültség amplitúdója 80V.

A berendezés tervezésekor fontos követelmény a nyomtatott áramkörön a lehető legrövidebb és megfelelően kialakított vezetékezés, továbbá a megfelelő árnyékolás alkalmazása. A fejlesztőeszközhöz kétrétegű nyomtatott áramkört terveztem, a panelon elkülönülnek a teljesítményelektronikához, a vezérléshez, az analóg mérésekhez és a tápegységhez tartozó részek. Az áramkör végül egy PC-ATX tápegység fém dobozába került beépítésre. A doboz már eleve tartalmazta a tápcsatlakozót, egy főkapcsolót, valamit a szükséges földelés is ki volt alakítva. A teljesítményelektronika modult az előírásoknak megfelelően a panel aljára ültettem be, és így a doboz aljához csavarozható, ami így a hűtés feladatát is ellátja.

A motorvezérlő fejlesztő eszköz részletes leírása és áramköri tervei megtalálhatók az [2]-ben. A 19. ábrán látható a megépített fejlesztőeszköz.



19. ábra

*Az általam tervezett és megépített motorvezérlő*

## 6. Térvektor-moduláció megvalósítása

### 6.1. Szoftveres megvalósítás

A 4.1-ben ismertetett, általam kidolgozott térvektor modulációs algoritmust, az alábbiak szerint valósítottam meg. A szinusz és koszinusz függvény értékeinek meghatározása egy 64 pontos, a szinusz függvény egy teljes periódusát tartalmazó lookup táblából történik. Az aktuális fázisszög lényegesen nagyobb pontossággal (16 biten) van tárolva, a 64 pontos tábla köztes értékei között lineáris interpolációval határozható meg a szögfüggvény értéke. A beállított frekvencia alapján kiszámításra kerül egy deltafázis érték, amellyel minden PWM periódus elején az aktuális fázisszög megváltozik. A PWM jel előállításához alkalmazott 16kHz-es ciklusfrekvenciával így 0-tól kb. 60Hz-ig lehet a kimenő frekvenciát megfelelő pontossággal előállítani. Nagyobb frekvenciára nincs is szükség az általunk megcélzott területen használt AC motorok vezérlésénél.

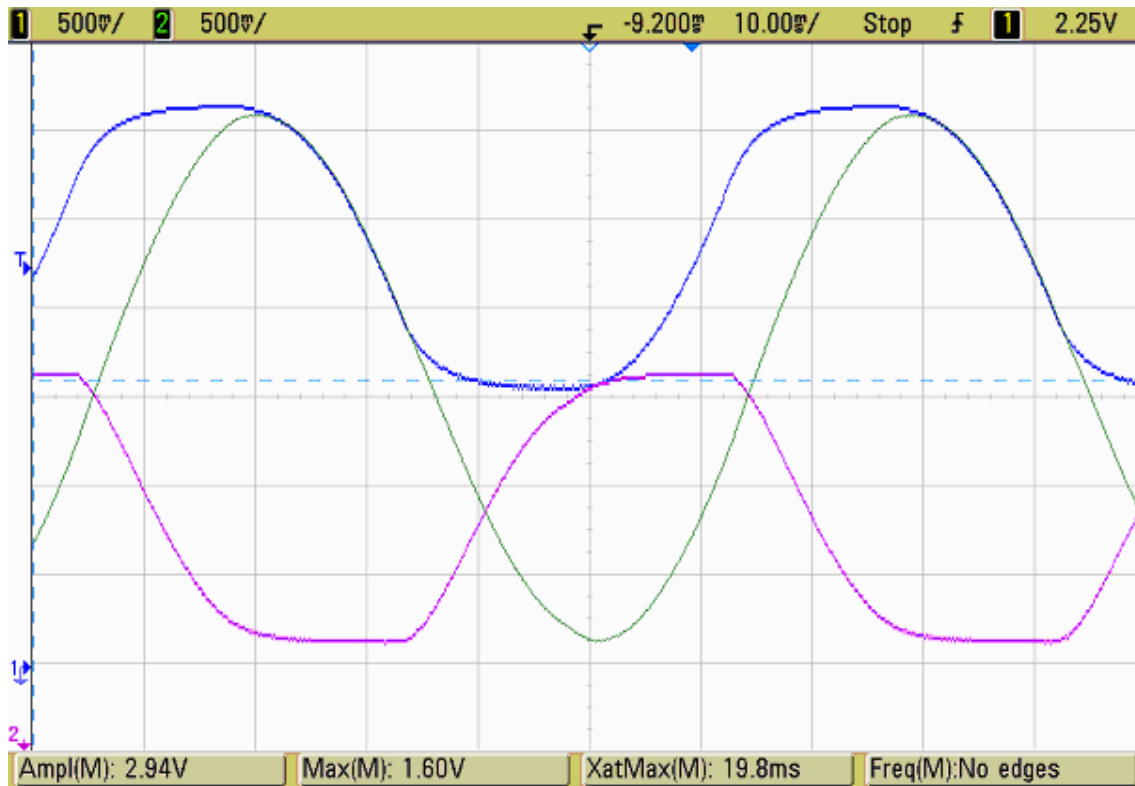
A kívánt frekvencia a kiadható frekvencia - ami szintén állítható paraméter - maximumának százalékában adható meg egész számként, vagyis ha a maximum frekvenciát 50Hz-re választjuk, akkor 0.5Hz-es lépésekben változtatható a frekvencia. A megvalósítás a forgásirány-változtatást is támogatja, a mezőt jellemző vektor forgási iránya tetszőlegesen megváltoztatható a deltafázis érték előjelének módosításával. A szoftver azonban csak álló helyzetben engedélyezi a forgásirány változtatását.

A szoftvernek a PC felületről megadható a kívánt feszültség-frekvencia jelleggörbe, ami megmutatja, hogy adott frekvencia értékhez mekkora feszültség tartozik majd a kimeneten. A frekvencia csökkentésével együtt ugyanis szükség van a feszültség csökkentésére is. A jelleggörbe a motor és a terhelés együttes ismeretében határozható meg, és a motorvezérlőnek

5 pontos töréspontos görbeként állítható be. Ezen kívül a szoftverben kiválaszthatunk egy előre meghatározott lineáris vagy négyzetes jelleggörbét is, továbbá lehetőség van hibakeresési céllal tetszőleges frekvencia és feszültség kiadására. A jelleggörbe megadásától függetlenül a szoftver nem enged egyenfeszültséget kiadni, 0 beállított frekvencia esetén tiltja a teljesítményelektronikát.

Az alkalmazott lookup tábla -1 és 1 közötti fix pontos 16 bites számként tartalmazza a szinusz függvény értékeit. Az algoritmus a kiadandó pillanatnyi feszültség értékeket is ebben a formátumban tárolja, mert a dsPIC-nek a jelfeldolgozó utasításai alapértelmezésben ilyen formátummal számolnak. Így a megfelelő amplitúdóhoz szükséges kitöltési tényezők meghatározása egyszerűen a periódusidővel végzett szorzással történik.

A megvalósított algoritmussal előállított feszültségjelek oszcilloszkóppal felvett jelalakja látható a 20. ábrán.

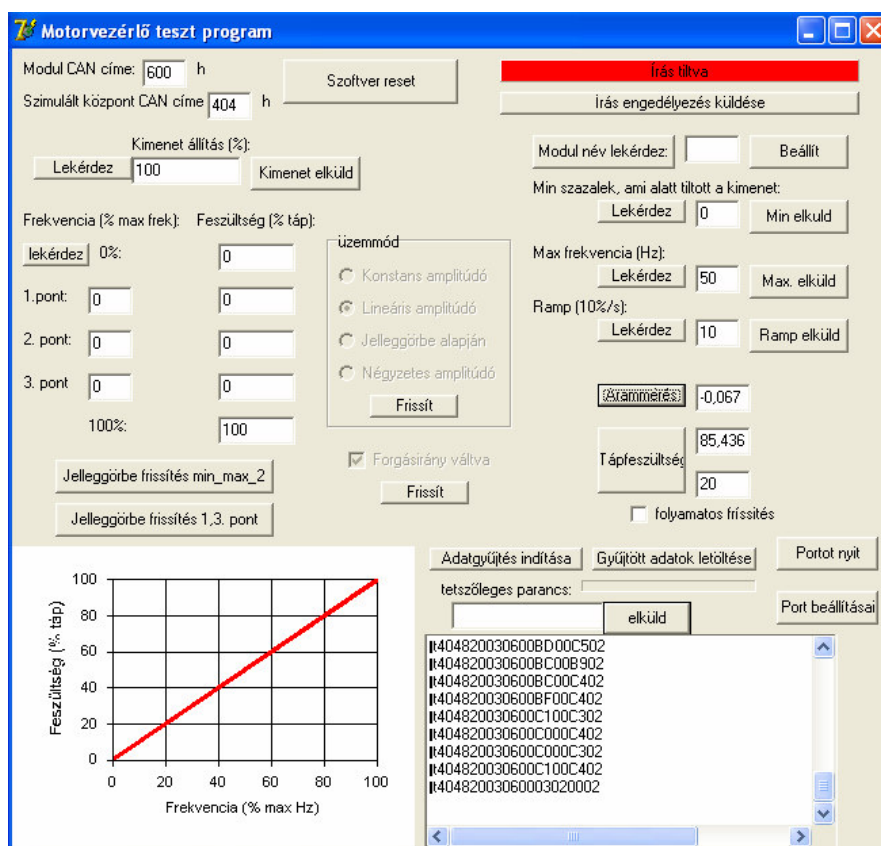


20. ábra

Az „a” és „c” hídág kimenete és a főtekercs feszültsége térvektor-moduláció esetén

A szórt elektromágneses zavarjelek csökkentése, és ezzel együtt az elektromágneses kompatibilitás (EMC) biztosítása minden kapcsolóüzemű eszközben komoly problémát jelent. Az egyszerűbben előállítható a periódusidő elejére igazított PWM-hez képest a kidolgozott algoritmushoz illeszkedő közepre igazított PWM előnye a kevesebb zaj. A hagyományos PWM esetén ugyanis a periódusidő elején mindegyik hídág egyszerre kapcsol be, ez pedig jelentős zaj kibocsátással jár. Az általunk használt megoldásnál csak ritkán fordulhat elő, hogy több PWM-kimenet, ezáltal több teljesítmény-félvezető egyszerre kapcsoljon.

A program működéséhez szükséges paramétereket, és a különböző parancsokat a fejlesztőeszköz CAN buszán keresztül egy szintén általam készített PC-n futó kezelőfelület segítségével lehet az eszköznek leküldeni, ennek lehetőségeit mutatja a 21. ábra.



21. ábra:

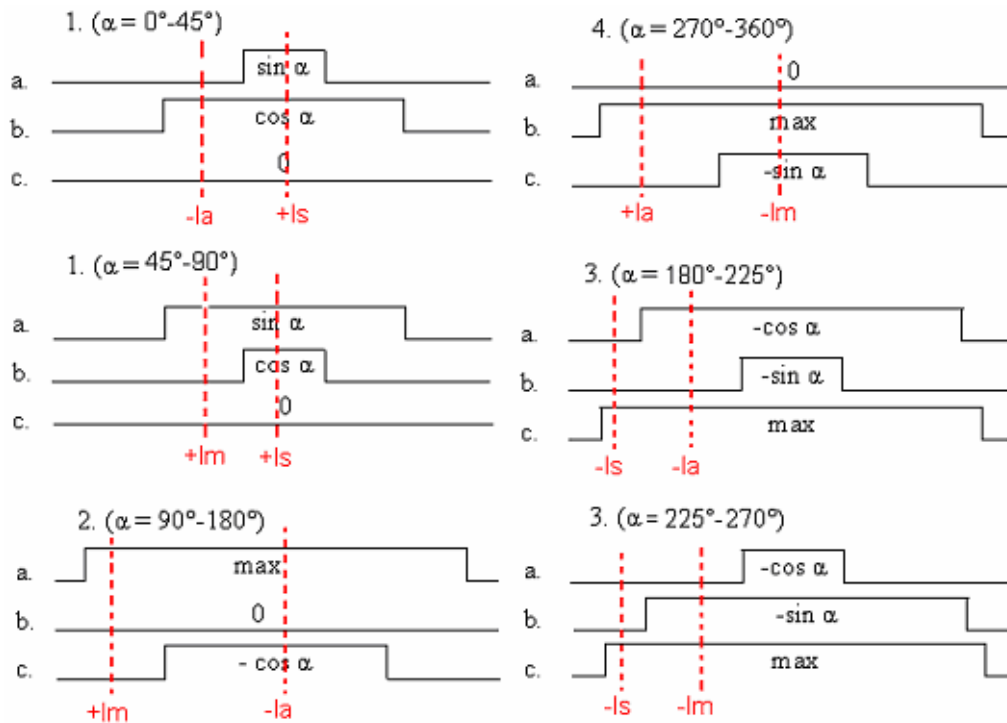
*A paraméterező szoftver PC-s kezelő felülete*

A megvalósított berendezést és a szoftveres algoritmust egy 100W-os aszinkron motorral teszteltem. A berendezés képes a motor fordulatszámát széles tartományban változtatni. Az alkalmazott feszültség függvényében a motor maximális nyomatéka is az elvárásoknak megfelelően változott. A térvektor-modulációval megvalósított hajtás képes – megfelelő feszültség-frekvencia görbe választása mellett – a motort a névleges frekvenciájának akár a 2%-ával is forgásban tartani. Ugyanezt a motort 5Hz-es (10%-os) szinuszos PWM jellel sem lehetett stabilan forgatni. A tesztelés során látható volt, hogy a motor akár 1-2Hz frekvencia mellett is képes magától elindulni.

## 6.2. Az egy sötös árammérés elve és szoftveres megvalósítása

A térvektor moduláció ismertetésekor is említettem, hogy a módszert kiegészítettem a tekercsek áramának mérésével, amelynek előnye hasonló a mezőorientált szabályozásnál jelentkező előnyökhöz. Háromfázisú SVM esetén rendelkezésre áll egy jól használható algoritmus az egy sötös árammérés elvégzésére: [6]. Egy leírt megoldásban [9] az egyfázisú SVM-hez két különálló Hall-elemes szenzort alkalmaznak az áramok mérésére. Ez a megoldás bonyolult és ezzel együtt drágább hardvert eredményez. Az általam kidolgozott módszer lehetővé teszi, hogy a berendezés a két tekercs áramát egyetlen érzékelő és egy AD átalakító felhasználásával mérje meg. Ráadásul ehhez a módszerhez elegendő egy egyszerű sönt ellenállás. Az általam megvalósított térvektor-moduláció kapcsoló jelalakjait úgy alakítottam ki, hogy lehetőséget adjanak két különböző időpontban két különböző és jól meghatározott áram mérésére a negatív tápágban elhelyezett egyetlen sönt ellenálláson. Ezekben a mérési időpontokban a teljesítményelektronika negatív sínjén folyó áram megegyezik vagy a főtekercs, vagy a segédtekercs, vagy pedig a két tekercs összegzett

áramával. A mérési időpontok a 22. ábrán láthatók. Az 1. és 3. tér negyedét az áramméréshez kidolgozott módszer miatt további két-két részre kellett osztani.



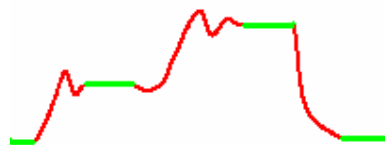
22. ábra

Az árammérés időpontjai és a mérhető áram ( $I_m$ : fő tekercs,  $I_a$ : segédtekercs,  $I_s$ : összeg)

A három mérendő mennyiségből csak kettőt mérhetünk meg minden periódusban, a három mennyiség azonban nem független egymástól, hiszen az összegzett áram a két másik összege. A harmadik, aktuálisan nem mérhető, mennyiség tehát minden periódusban számítható.

A [9] cikk szerzői külön foglalkoznak azzal, hogy az egyes tekercsek áramait pontosan azonos pillanatban mintavételezzék, felhasználva a dsPIC AD konverterének egy speciális módját. Ez azonban egy sönt esetén egyrészt nem lehetséges, másrészt szerintem nem is feltétlenül szükséges, mivel a motor tekercsei meglehetősen nagy induktivitású tekercsek, ezeken az áram néhány mikro szekundum alatt csak alig változik.

Fontos viszont, hogy a PWM jelváltások után megvárjuk a tranziensek lezajlását (23. ábra), nehogy hibás eredményt mérjünk. Erre nem minden esetben van lehetőség, mert az idő túl rövid a két előírt mérési időpont között. Az így kieső mérések szoftveres korrekcióval pótolhatók. A mérésben hibát okoz még az ofszet, amely egyrészt a teljesítményelektronika belső fogyasztásából adódik, másrészt pedig a műveleti erősítő kapcsolás alkatrészeinek bizonytalansága miatt kerül a mérésbe. Az ofszetet több olyan időpontban is lehetőségünk van megmérni, amelyekben tudjuk, hogy a mért feszültség nem származhat a motor áramából. Az így mért ofszetet egyszerűen levonjuk a mért értékekből.



23. ábra

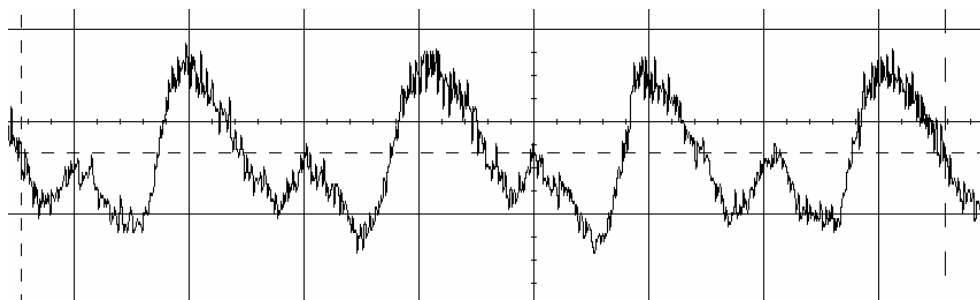
A söntön mért feszültség jelalakja a 3. szektor esetén

Az előzőek alapján tehát az árammérés és a PWM jelváltások szinkronizálását az általam kidolgozott algoritmus biztosítja. A szinkronizáció konkrét kivitelezésére az alkalmazott dsPIC megfelelő hardveres támogatást nyújt. Az AD átalakító mintavételezését ugyanis lehetőség van a PWM számlálójának megadott értékénél indítani. Az ADC a mintavételezés és a konvertálás befejeződése után, – ez csak néhány mikro szekundumig tart – képes megszakítást kérni. Ebben a megszakítási rutinban pedig beállíthatjuk a következő mérés időpontját, ezek ugyanis minden PWM periódus elején a kitöltési tényezők kiszámításával együtt előre kiszámíthatók. A megvalósítást bonyolítja, hogy ugyanezzel az AD konverterrel kell még mérnünk a tápfeszültséget és a teljesítményelektronika hőmérsékletét is. Ez négy mérést jelent egy PWM perióduson belül. A feszültség és hőmérséklet mérés időpontja viszont nem kritikus, ezek időpontját úgy állítjuk be, hogy elég távol legyenek az árammérési időpontoktól, ezzel biztosítva valamennyi konverzióhoz a szükséges időt.

### 6.3. Mérési eredmények

A mikrokontrollernek a mért áram értékeket tesztelési céllal el kell küldenie a PC felé. Ez a CAN buszon keresztül valósul meg. A dsPIC a vezérlő algoritmus futtatása közben egy egyszerű adatgyűjtést is végez. Az adatgyűjtés abból áll, hogy a vezérlő a két tekercs áram értékeit (16 bites számként, 12 bites pontossággal) egy-egy 1000 pontos tömbben gyűjti. A 16kHz-es periódusidővel tehát összesen 62,5 milliszekundumnyi adat rögzíthető ilyen formában. Az adatgyűjtés akkor kezdődik el, ha erre a PC utasítást küld. Ha betelt a puffer, az adatgyűjtés megáll, újbóli indításával bármikor új mérést kezdeményezhetünk, törölve az előzőleg gyűjtött adatokat. A gyűjtött adatokat CAN csomagok formájában kérdezhajjuk vissza. Mivel a 100kb/s-os CAN hálózaton (ezt az alkalmazott PC-s adapter korlátozza) legalább 1 másodpercet vesz igénybe egy-egy ilyen adatsor továbbítása, így valós idejű mérésre természetesen nincs lehetőség, de nincs is erre szükség. A gyűjtött minták PC-s feldolgozása egyszerűbb, ha ismerjük a hozzájuk tartozó kimeneti vektor fázisszögének értékét is. Ennek mintánkénti letárolását és a CAN buszon való átküldését azonban nem találtam szükségesnek, ezért ezt az adatgyűjtést úgy valósítottam meg, hogy az indítási parancs után csak akkor kezdődik el a tényleges adatgyűjtés, amikor az első gyűjtött minta éppen a  $0^\circ$ -os fázisszöghöz tartozik.

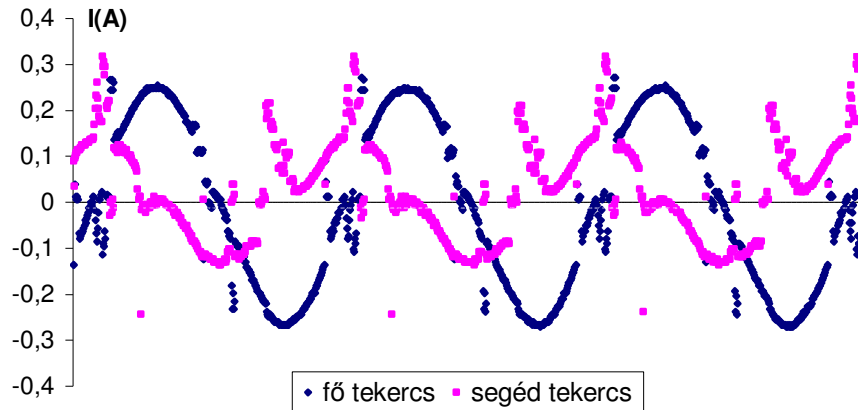
Az árammérési módszer tesztelésére a korábban említett 100W-os kis motort használtam, ennek a motornak a fő és segédtekercsének ohmos ellenállása között jelentős (40%) különbség volt, így a két áram csúcserőke jelentősen eltért egymástól.



24. ábra

*A teljesítményelektronika által felvett áram az árammérő söntön mérve és átlagolva*

Az üzemelő frekvenciaváltóban egy kisfeszültségű jelet megmérni nem egyszerű feladat, mivel sok zajt szednek össze a mérővezetékekből kialakított kisebb hurkok is. A PWM jelek miatt csak alul áteresztő szűrő, vagy átlagolás alkalmazásával lehetséges az általunk várt jelalakok megjelenítése az oszcilloszkóp képernyőjén (24. ábra).

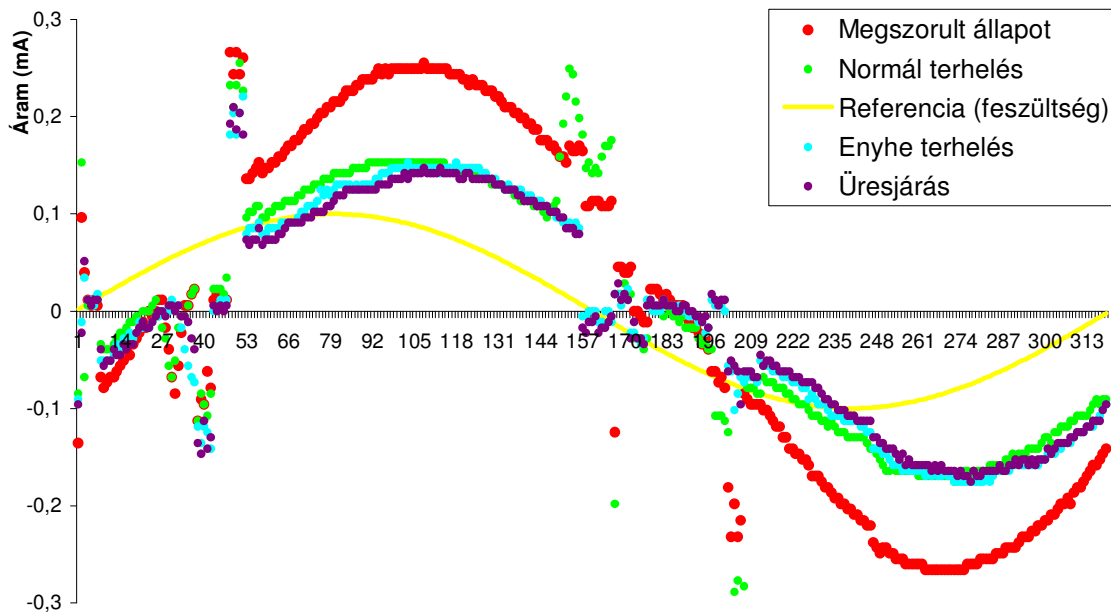


25. ábra

A motor tekercseinek áramai a fenti jelből a mikrokontrolleren számolva

A mérési eredményeken (25. ábra) látszik, hogy az egy sötös mérést megvalósító algoritmus nem képes minden időpontban helyesen mérni, és az is látszik, hogy a segédtekercs árammérése sokkal problémásabb. A hibás eredmények abból adódnak, hogy az adott időpontban túl kevés idő állt rendelkezésre valamelyik mennyiség zajmentes mérésére. Ilyen esetekben a nyilvánvalóan hibás eredményt még a feldolgozás előtt eldobhatjuk, illetve digitális szűréssel vagy interpolációval javíthatunk a hibán, amennyiben szükséges.

Ugyanazon a motoron, ugyanazzal a hajtással különböző terhelés mellett is készítettem méréseket, ezeket a görbéket egymáson ábrázolva (26. ábra) látszik, hogy az áramnak nem csak a nagysága, de a fázisszöge is változik. Az is jól látszik, hogy a túl rövid mérési időpont miatt keletkező hibás értékek mind a négy görbén pontosan ugyanazokon a mintapozíciókon vannak, mivel a hiba a feszültség és nem az áramjel fázishelyzetétől függ, vagyis a zaj nem befolyásolja az áram fázishelyzetének megállapítását.



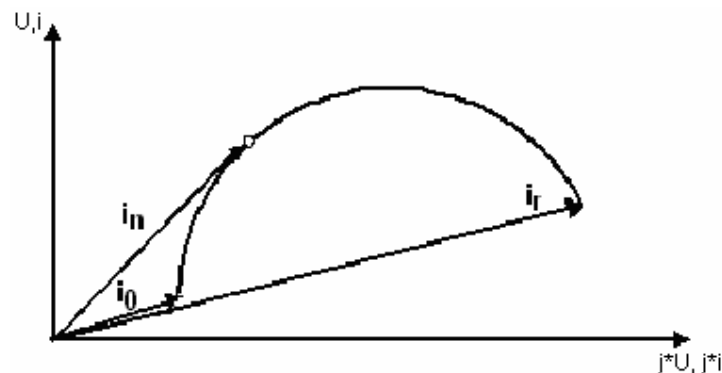
26. ábra

A motor főtekercsének árama különböző terhelés mellett



## 7. Az árammérés felhasználása a motor állapotbecslésére

Az árammérés célja természetesen az, hogy a motor működési állapotáról nyerjünk információkat. A motor állapotáról információt nyerhetünk, ha a mért értékek alapján meghatározzuk a tekercsek feszültségének és áramának a fáziskülönbségét is. Az aszinkron motor által felvett áram komplex fazorának végpontja - mint ismeretes - egy kördiagramon található. A motor kördiagramjának szokásos ábrázolási módja, hogy a motor feszültségének fazorát a komplex síkon függőleges tengely pozitív irányába vesszük fel. Ekkor a motor által felvett áram fazora mindenképpen az első sík negyedében van (a fázistolás  $0-90^\circ$  között lehet). Az áram végpontjának a kördiagramon elfoglalt helye alapján pedig, mint majd látjuk, a motort terhelő nyomotokra lehet következtetni. Az egyfázisú aszinkron motornál természetesen nem található meg a háromfázisú motorra jellemző szimmetria, ezért itt a két tekercsre felrajzolható kördiagramok eltérnek egymástól. Mivel általában a fő tekercs ohmos ellenállása kisebb, így azon jellemzően kevesebb veszteség keletkezik, ráadásul az árama azonos feszültség mellett nagyobb is lesz, ezáltal pontosabban mérhető, ezért a kördiagramot a fő tekercs árama alapján célszerű felvenni. A kördiagram egyik legfontosabb pontja a körnek a függőleges tengelyhez legközelebb eső pontja, ez a pont felel meg a 0 szlip mellett felvett áramnak. Természetesen 0 szlippel a motor nem képes forogni, tehát ezen a ponton a motor soha nem üzemelhet, viszont üres járás esetén elég közel lehet hozzá. A kördiagram azon pontja, amely az  $s=1$  szlip értékhez tartozik szintén fontos, ez jelzi a megszorult állapotot, ha egy aszinkron motor szlipje 1, akkor a fordulatszáma éppen 0. Hagyományosan a kördiagramot kézi módszerrel például a [10] útmutató alapján lehet felvenni, ehhez szükséges az előbb említett két pontban felvett áram kimérése. Mivel a motor munkapontjának a kördiagramon elfoglalt helye alapján gyakorlatilag minden adata számítható, ezért a továbbiakban egyrészt a motor kördiagramjának felvételével, másrészt pedig a kördiagramon elfoglalt helyének meghatározásának egy lehetséges módszerét ismertetem.



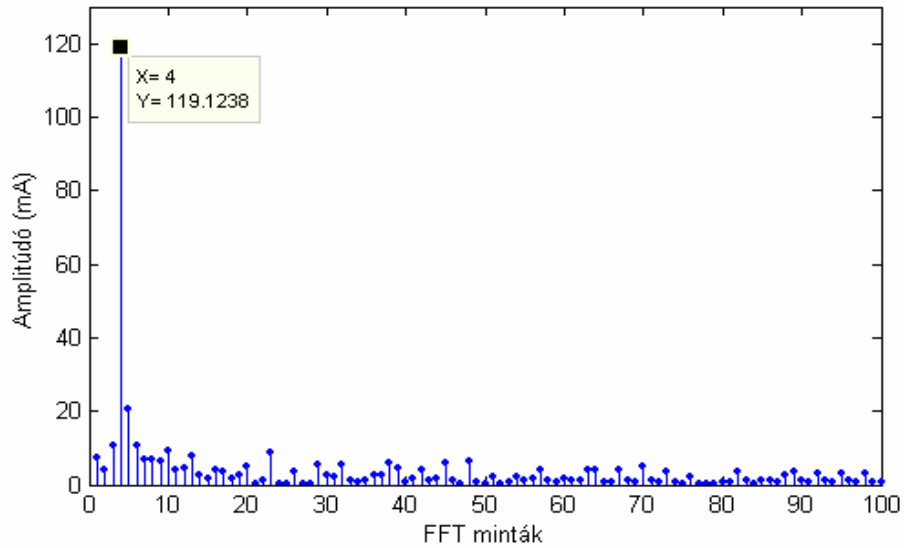
27. ábra

*Aszinkron motor kördiagramjának fontosabb pontjai*

A motor áramának a kördiagramon való elhelyezéséhez szükség van a tekercsek árama és a feszültsége közti fázisszög meghatározására. Ennek egyik lehetséges megoldása a keresztkorrelációs függvény maximumának keresése. Ez a módszer PC-s környezetben használható, Matlab segítségével a zajos áramjelekből is viszonylag pontosan számolható a fázisszög. A keresztkorreláció számítása azonban valós időben igen nagy erőforrást igényelne. Az alkalmazáshoz szóba jöhető - motorvezérléshez támogatást nyújtó perifériákkal kiegészített - jelfeldolgozó processzoron az algoritmus nem futna le a szükséges időkeret alatt. Ezen kívül ez az algoritmus nagy mennyiségű memóriát is igényel. A fázisszög meghatározására tehát hatékonyabb (kisebb erőforrás igényű) módszert dolgoztam ki.

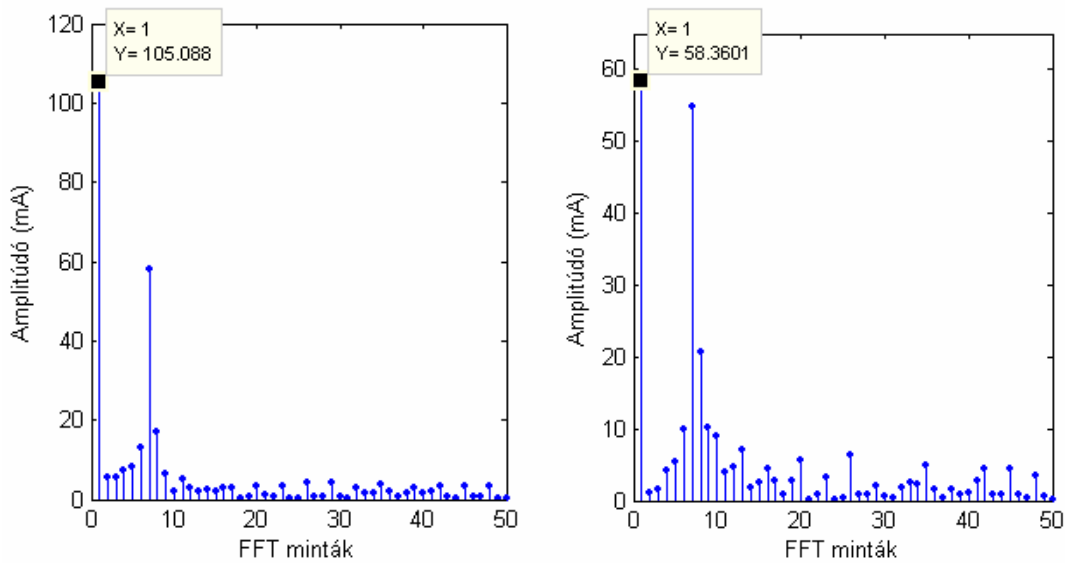
### 7.1. A fázisszög meghatározásának algoritmus

A kördiagram felvétele során lényegében nem a fázisszög meghatározása a fontos, hanem az, hogy az áramot egy a feszültséggel fázisban levő, és egy arra merőleges komponensre bontsuk. Erre ad megoldást az úgynevezett fázis érzékeny egyenirányító alkalmazása [12]. Ez azon alapul, hogy egy szinuszos jelet összeszorozva egy ugyanilyen frekvenciájú szinuszos referencia jellel megkapjuk a jelnek a referenciával fázisban levő összetevőjét, és egy kétszeres frekvenciájú összetevőt. Ezt a kétszeres frekvenciájú összetevőt pedig ki tudjuk szűrni. A módszer megvalósításával tehát az áramjel pillanatértékei ismeretében meghatározható az áramnak a feszültségjellel fázisban levő összetevője. Hasonló módon határozható meg a feszültségjelhez képest  $90^\circ$ -os fázistolással rendelkező összetevő nagysága is, ekkor a referencia jel nem a feszültség, hanem annak  $90^\circ$ -kal eltolt értéke. A módszer hatását a frekvenciatartományban a 28. 29. ábrákon követhetjük, ezzel igazolva annak felhasználhatóságát.



28. ábra

*Eredeti, mért jel amplitúdó-spektruma*



29. ábra

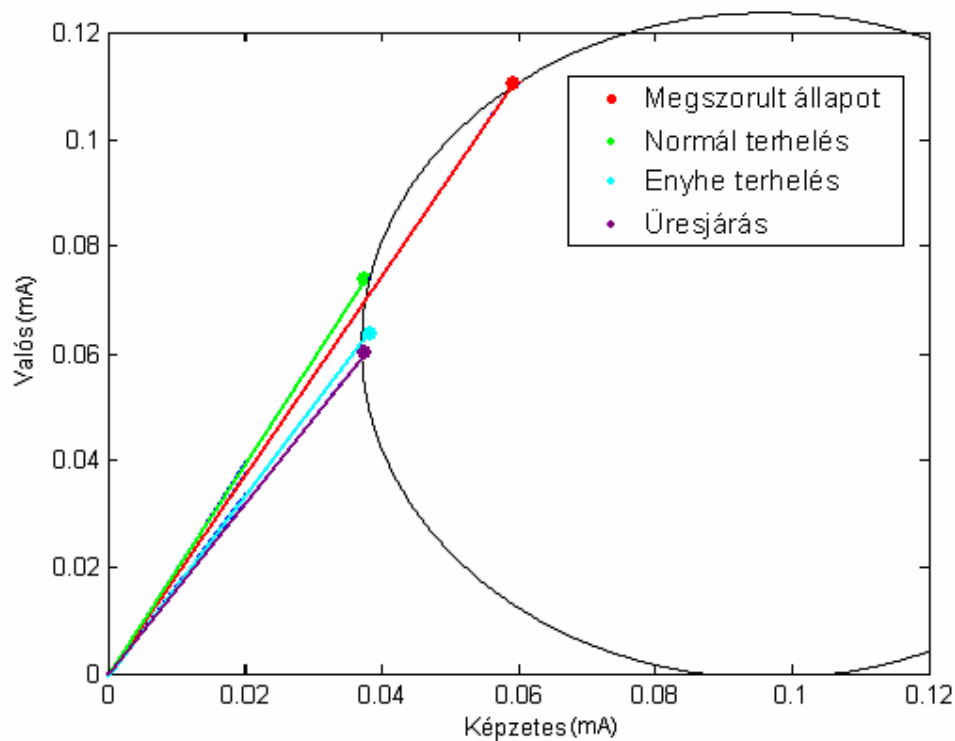
*A keletkező fázisban levő és 90 fokkal eltolt jelek spektruma szűrés előtt*

A 29. ábrán látható két spektrumból mindkettőben a bejelölt, 0 frekvenciás összetevő adja meg a felbontott két áram értéket.

A fázis érzékeny egyenirányító jelfeldolgozó processzoron is egyszerűen megvalósítható [12]. Alul áteresztő szűrőként esetünkben megfelelő pontosságú lehet egy mozgóablakos átlagolás is, amennyiben az ablak hossza megegyezik a szinuszos feszültség periódusidejével, ekkor ugyanis az átlagolás teljesen elnyomja a kétszeres frekvenciájú összetevőt.

A fent ábrázolt mérési eredményeken elvégezve az átlagolást a megfelelő hosszú időablakban – ez esetünkben 320 minta – a következőket kaptuk: fázisban levő komponens 110mA, kvadratúrában levő komponens: 59mA. Az átlagolás miatt fellépő számítási hiba 5% körül van. Az így kapott megoldás futási ideje viszont több nagyságrenddel kisebb, mint a keresztkorreláción alapuló fázisszög meghatározási módszeré. Természetesen, ha nem cél a valós idejű működés, akkor célszerű az átlagolás helyett valamilyen jól megtervezett digitális alul áteresztő szűrőt alkalmazni a nagyobb pontosság érdekében. Több mérés feldolgozása alapján azt találtam, hogy a fázis érzékeny egyenirányító sokkal kevésbé érzékeny a mérési zajokra, mint a keresztkorrelációs módszer. Ez várható volt, hiszen ezt a módszert gyakran alkalmazzák rossz jel-zaj viszonyú kis jelek mérésére, éppen zajelnyomó tulajdonsága miatt.

Ellenőrzésképp felrajzoltam a 26. ábrán látható négy üzemállapotban mért jelek alapján a motor áramának helyzetét a komplex síkon, ez a következő ábrán látható, a pontokra illesztett kör részletével együtt.



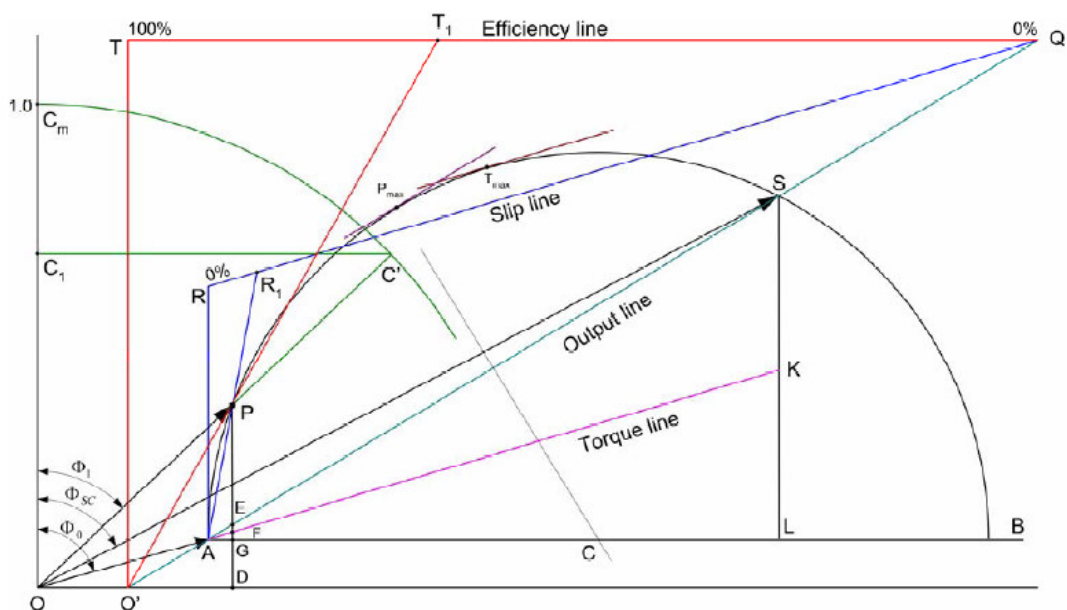
30. ábra

A saját mért adatokra illesztett kör diagram a szokásos formában ábrázolva

A módszer segítségével feldolgozott mérési eredmények sokrétűen felhasználhatók. Például egyszerű hibajelzési céllal felállíthatunk a tekercsek áramának két komponensére külön-külön áramkorlátot. Ekkor az esetlegesen fellépő hibát jobban behatárolhatjuk, mert pl. csak a feszültséggel fázisban levő – rezisztív jellegű – áram megnövekedése menetzárlatot vagy rossz bekötést jelent, míg ezzel párhuzamosan az induktív komponens növekedése pedig a motor túlterhelését jelenti.

Ha az egyszerű áramkorláton túl egyéb információkra is szükségünk van, mint például a nyomaték vagy a szlip, akkor ehhez már szükség van a motor kördiagramjának előzetes felvételére is. Erre egy az általam javasolt módszereket megvalósító intelligens motorvezérlő eszköz megfelelő támogatást nyújthat. A kördiagram felvételéhez szükség van üres járás és leszorított forgórész esetén végzett mérésekre, vagyis ezt egy rendszerbe épített motoron már nem tudjuk elvégezni, ezért motor előzetesen azonosítása szükséges. A nyomaték pontos meghatározásához pedig a forgórész ellenállásának meghatározása is szükséges, ezt sajnos egyszerű méréssel automatikusan nem lehet meghatározni. Ez komoly korlátozást jelenthet az általam alkalmazott módszernél, de a mezőorientált szabályzás is igényli a rotoellenállás előzetes ismeretét.

Ha a motor összes paraméterét ismerjük, akkor az aktuális áramokból módszeremmel meghatározhatjuk a kördiagramon elfoglalt helyet, ez alapján pedig a 31. ábrán illusztrált összefüggések [10] segítségével megbecsülhető a motor nyomatéka, szlipje és hatásfoka is.



31. ábra  
Aszinkron motor kördiagramja és az abból levezethető mennyiségek [10]

## 8. Összegzés

A munkám során:

- a felhasznált irodalomból kiindulva kidolgoztam a költséghatékonyan megvalósítható egyfázisú térvektor moduláció módszerét, amellyel egy egyfázisú motor fordulatszáma és nyomatéka vezérelhető
- a motorvezérlő jelek megfelelő kialakításával biztosítottam a motor által felvett áram egyszerű mérését
- kidolgoztam az áram mérésének költséghatékony szoftveres módszerét
- elkészítettem egy CAN interfész segítségével vezérelhető frekvenciaváltót
- elkészítettem a frekvenciaváltó paraméterezéséhez és adatainak lekérdezéséhez használható PC-n futó kezelőfelületet
- megvalósítottam a kidolgozott motorvezérlő algoritmusokat
- megvalósítottam az árammérést elvégző algoritmust
- a javasolt és megvalósított módszereket teszteltem
- elvégeztem a kidolgozott módszer segítségével gyűjtött adatok kiértékelését
- javaslatot tettem a módszer segítségével mérhető adatok alapján a motor működési paramétereinek valós idejű meghatározására

A megvalósított módszerek tesztelését egy 100W-os, kis ventilátort hajtó motorral, és egy 65W-os névleges teljesítményű – kazánokhoz szánt – keringető szivattyúval végeztem. Mivel a keringető szivattyú nem járhat hosszú ideig víz nélkül – a víz a csapágyak kenéséhez szükséges – így azt egy kis vízkörbe beépítve alkalmaztam. A vízkörben egy átfolyás mérő (vízóra) lehetővé tette, hogy a terhelés hatását is vizsgáljam a fordulatszám-változtatásra. A névlegesen 65W-os és 19L/perc átfolyásra képes szivattyúval 1L/perc átfolyási sebességet is tartósan el lehetett érni, ekkor az egész berendezés átlagosan kb. 3W teljesítményt vett fel. Ez a motorvezérlő közel 1W-os önfogyasztását levonva éppen megfelel az elméletileg várt fogyasztás értéknek. A szivattyú vezérlése során egyébként az 1L/perc alá is lehetett menni, de ebben a tartományban már a vízóra leolvasása problémás volt. A térvektor modulációs módszer segítségével tehát a vizsgált a motor fordulatszámát a névleges érték 2-100%-a között folytonosan lehetett változtatni.

Összegezve megállapítható, hogy a dolgozatban bemutatott módszerek lehetővé teszik a jelenleg kaphatóknál jobb hatásfokú, olcsóbb, intelligens motorvezérlő készítését a kisteljesítményű egyfázisú aszinkron motorokhoz.

A továbbfejlesztési lehetséges irányai:

- a bemutatott nyomaték-becslési módszer pontosságának javítása
- algoritmus kifejlesztése a motor szükséges paramétereinek automatikus mérésére
- identifikációs algoritmus a mérési eredmények alapján
- konkrét irányítástechnikai alkalmazásokhoz illeszkedő motorvezérlő algoritmusok kifejlesztése

## **Felhasznált irodalom:**

- [1] Hunyár Mátyás: *A megújuló és környezetbarát energetika villamos gépei és szabályozásuk, egyetemi tankönyv, Műegyetemi Kiadó, Budapest 2001*
- [2] Rácz György: *Mikrokontrolleres fordulatszám-vezérlő berendezés fejlesztése egyfázisú aszinkron motorhoz; Önálló laboratórium 2. beszámoló*
- [3] Microchip *Application Note 887: AC induction motor fundamentals*
- [4] Microchip *AN1162 Sensorless Field Oriented Control (FOC) of an AC Induction Motor*
- [5] Rácz György, Móczár Géza, Pilászy György: *Mikroprocesszoros változtatható sebességű hajtás kisteljesítményű egyfázisú aszinkron motorhoz; ENELKO - XIX. Nemzetközi energetikai, elektrotechnikai konferencia. Kolozsvár, Románia, 2011.10.06-2011.10.09. (EMT ; Babes-Bolyai University) Kolozsvár: Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság*
- [6] Microchip *an1299: Single-Shunt Three-Phase Current Reconstruction Algorithm for sensorless FOC of a PMSM*
- [7] Nied, A.; de Oliveira, J.; de Sa, F.L.; de F Campos, R.; de C Stival, L.H.R.; : *Single-phase induction motor indirect field oriented control under nominal load; International Conference on Power Electronics and Drive Systems, IEEE 2009. PEDS 2009.; 2-5 Nov. 2009 p-p: 789 - 793 ISBN: 978-1-4244-4166-2*
- [8] ANGGUN ANUGRAH, MARIZAN BIN SULAIMAN, ROSLI OMAR: *Space Vector Analysis in electrical drives for single phase induction motor using MATLAB/SIMULINK; Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 2005, www.jatit.org/volumes/research-papers/Vol5No6/8Vol5No6.pdf*
- [9] Tun Liu, Daqing Ren, Chen Jiang: *Research on the SVPWM control of single-phase induction motor; IEEE 2011 International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks (CECNet), 16-18 April 2011 p-p: 4366 - 4370 ISBN: 978-1-61284-458-9*
- [10] <http://ee.cet.ac.in/Downloads/Circle%20Diagram.pdf>
- [11] *OPTIDRIVE E2 SINGLE PHASE Single Phase Motor Control datasheet; http://www.anaconsystems.com/text/opti\_e2.html*
- [12] Microchip *AN1115A: Implementing Digital Lock-In Amplifiers Using the dsPIC® DSC*