



**Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem**  
Villamosmérnöki és Informatikai Kar  
Irányítástechnika és Informatika Tanszék

# **Általános célú kisteljesítményű aszinkron gépes hajtás vezérlése mikrokontrollerrel**

Készítette:

Vajsz Tibor (AZP7FX)

Konzulens:

Rácz György, BME-IIT

Dr. Számel László, BME-VET

Budapest, 2014

## Összefoglaló

Az elektronika és az irányítástechnika utóbbi évtizedekben történt robbanásszerű fejlődése megnyitotta a teret a háromfázisú rövidre zárt forgórészű aszinkron gépes hajtások terjedése előtt. A háromfázisú kétszintű feszültséginverter megjelenése lehetővé tette, hogy a háromfázisú rövidre zárt forgórészű aszinkron gépek betörjenek olyan területekre, mint pl. a háztartások, ahol nem áll rendelkezésre háromfázisú hálózat. Így a korábban az egyenáramú gépek által uralt területekről is jelentős mértékben kiszorították az egyenáramú gépeket.

Háromfázisú aszinkron gépek alkalmazása egyenáramú gépek helyett több szempontból is célszerűbb. Az aszinkron gépek sokkal olcsóbbak, mint az egyenáramú társaik, és karbantartást sem igényelnek. A dolgozat témája egy általános célú kisteljesítményű háromfázisú aszinkron gépes hajtás vezérlése mikrokontrollerrel. Kisteljesítményű gép alatt 4 kW-os, illetve annál kisebb névleges teljesítményű gépeket kell érteni. Általános célú alkalmazás alatt olyan alkalmazásokat kell érteni, amelyeknél nincsenek szigorú követelmények a fordulatszám-tartás, illetve a tranziens üzem lefolyásának szempontjából, valamint, ahol a fékenergia hálózatba való visszatáplálásával nem érhető el jelentős energia-megtakarítás. Ilyenek például a szivattyúk, a ventilátorok, a mosógépek, a légkondicionáló berendezések, a kompresszorok, a futógépek, bizonyos szállítószalagok, stb.. A feladat megvalósításához rendelkezésre állt egy kész inverter-hardver, így a dolgozat témája csak a vezérlő szoftver elkészítése és bemutatása, valamint működésének mérési eredményekkel való demonstrálása. A megvalósítás folyamán kiemelt hangsúlyt kapott a költséghatékonyság, ezért a megvalósításhoz egy 16 bites DSC (Microchip dsPIC33-as család egyik tagja) került alkalmazásra.

## Abstract

The dynamic development of electronics and control engineering over the last decades has greatly contributed to the spreading of three-phase squirrel-cage induction machines (shortly: ACIM). The appearance of three-phase two-level voltage-source inverters (shortly: VSI) made it possible to apply ACIMs where there is no three-phase network available (e.g. households). Therefore, DC-machines have been replaced by ACIMs in a significant number of applications.

The application of ACIMs is more advantageous than that of DC-machines. ACIMs are far less expensive than DC-machines and are almost maintenance free. The topic of this thesis is to control a general-purpose low-power ACIM drive with microcontroller. The low-power means a maximum of 4 kW nominal power. The meaning of general-purpose application is that there are no strict requirements on speed-holding and on the transient-state operation, and the energy costs can not be significantly reduced by energy-regeneration to the line supply. Examples for these applications are: fans, pumps, washing machines, air-conditioners, compressors, treadmills, certain kinds of conveyors, etc.. The VSI hardware was already available for this task, therefore the thesis is only about the development and presentation of the controlling microcontroller software and the demonstration of its operation based on measurement results. The cost-effectiveness was a main aspect during the implementation, therefore a 16-bit DSC (a member of the Microchip dsPIC33 family) has been used for this task.

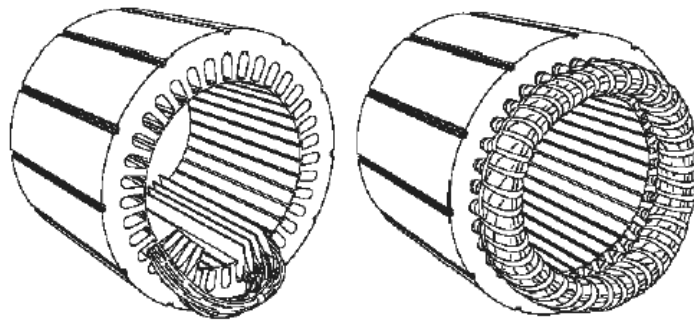
## Tartalomjegyzék

<b>1. Bevezetés</b> .....	<b>5</b>
1.1. Aszinkron gépek alapjai .....	5
1.2. Működési elv és jellemzők.....	11
1.3. Változtatható frekvenciájú szinusz előállítás.....	19
1.4. A rendelkezésre álló hardver bemutatása.....	22
<b>2. Az elkészült szoftver bemutatása</b> .....	<b>25</b>
2.1. A gépet tápláló jel előállítása .....	5
2.2. Az árammérés megvalósítása .....	32
2.3. Fordulatszám-szabályozás megvalósításának vizsgálata.....	39
<b>3. Továbbfejlesztési lehetőségek</b> .....	<b>43</b>
<b>Felhasznált források</b> .....	<b>44</b>

# 1. Bevezetés

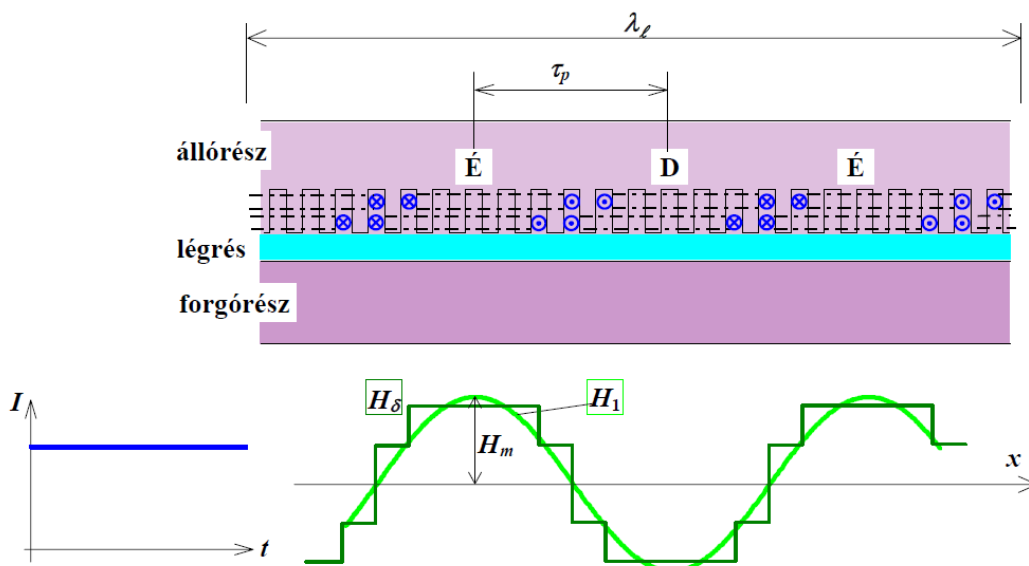
## 1.1. Aszinkron gépek alapjai

A háromfázisú rövidrezárt forgórészű aszinkronmotorok, mint minden más villamos motor, állórészből és forgórészből állnak. Az alábbi ábrán látható az állórész tipikus képe.



1.1.1 ábra: Az állórész felépítése [1]

Az állórész lényegében egy szimmetrikus, háromfázisú tekercselésből áll. A tekercselés a vasmag hornyaiban van elhelyezve. Ha az állórész egy fázisát egyenárammal gerjesztjük, és az állórészt és a légrést gondolatban felvágjuk, és a síkban kiterítjük, akkor a következő indukció-eloszlás képét láthatjuk:



1.1.2 ábra: Az indukció-eloszlás képe [2]

Az ábrán jól látható, hogy ez egy lépcsős görbe. Ennek térbeli alapharmonikusát véve, egy szinuszfüggvényt láthatunk. A motortervezők különböző okok miatt szinuszos térbeli eloszlás

létrehozására törekednek, ezért a valóságban előforduló aszinkronmotorok térbeli indukció-eloszlása jó közelítéssel szinuszosnak tekinthető. A térbeli szinusz egy periódusát egy póluspárnak nevezzük, mivel az indukció iránya a térbeli periódus alatt az egyik irányról a másikra változik. A póluspárok számát  $p$ -vel jelöljük. Az ábrán  $\tau_p$  az úgynevezett pólusosztás, azaz egy térbeli félperiódus hossza, vagy másképpen két azonos nagyságú, de ellentétes irányú indukcióval rendelkező pont távolsága.  $\lambda_l$  a légrés kiterített hossza.

A későbbiek szemszögéből fontos fogalom az úgynevezett villamos szög fogalma [3], [4]. A villamos szöget legegyszerűbben úgy definiálhatjuk, hogy egy térbeli periódus  $360^\circ$ -os villamos szögnek felel meg. Ha ki szeretnénk fejezni a geometriai szög és a villamos szög viszonyát, akkor azt a következőképpen tehetjük meg:

$$\alpha_v = \alpha_g \cdot p$$

Itt  $\alpha_g$  a geometriai szöget jelöli (fokban vagy radiánban),  $\alpha_v$  pedig a villamos szöget (szintén fokban vagy radiánban).

Ennek alapján a szimmetrikus háromfázisú tekercselés a következőt jelenti. A három darab fázistekercs állórészen való elhelyezése úgy van kialakítva, hogy azok egymáshoz képest  $120^\circ$ -os villamos szöggel legyenek eltolva, valamint a három fázistekercs minden paramétere (induktivitása, stb.) megegyezik. Ha a szimmetrikus háromfázisú tekercselést egyenárammal tápláljuk, és megnézzük külön-külön a három darab fázistekercs által létrehozott mező indukció-eloszlásának alakját, akkor három darab, egymáshoz képest  $120^\circ$ -os villamos szöggel eltolt, azonos amplitúdójú, azonos póluspárszámú (azonos „térbeli frekvenciájú”) térbeli szinuszfüggvényt kapunk.

Az egyenárammal gerjesztett fázistekercs által létrehozott mezőt állandó vagy álló mezőnek hívjuk. Ha a fázistekercset szinuszfüggvény szerinti váltakozó árammal tápláljuk, akkor a térbeli szinuszhullám magassága a kerület minden pontjában időben szinuszosan változik, úgynevezett lüktető mező alakul. Ha a váltakozó áramú táplálás időfüggvénye nem szinuszos (pl. négyszögjel szerinti táplálás), akkor a szinuszhullám magassága is időben nem szinuszosan változik a kerület mentén (jelen példánál ragadva: időben négyszögjel szerint változik a szinuszhullám magassága), de ez a mező térbeli eloszlását nem befolyásolja, az továbbra is szinuszos marad.

Mielőtt továbbmennénk, egy rövid definíció következik. Háromfázisú szimmetrikus szinuszos váltakozó áramú táplálás alatt a következőkben azt értjük, hogy a három fázistekercset három

darab, azonos amplitúdójú és frekvenciájú, időben egymáshoz képest  $120^\circ$ -os fázissal eltolt, szinuszfüggvény szerint váltakozó árammal tápláljuk meg.

Ha a szimmetrikus háromfázisú tekercselést háromfázisú szimmetrikus szinuszos váltakozó árammal tápláljuk meg, akkor érdekes dolog történik. Legyen a három darab fázistekercs térbeli és időbeli indukció-eloszlását leíró függvény  $b_a(x,t)$ ,  $b_b(x,t)$ , és  $b_c(x,t)$ . Ekkor:

$$b_a(x, t) = B_m \cdot \sin\left(\frac{x}{\tau_p} \pi\right) \cdot \sin(\omega t)$$

$$b_b(x, t) = B_m \cdot \sin\left(\frac{x}{\tau_p} \pi - 120^\circ\right) \cdot \sin(\omega t - 120^\circ)$$

$$b_c(x, t) = B_m \cdot \sin\left(\frac{x}{\tau_p} \pi - 240^\circ\right) \cdot \sin(\omega t - 240^\circ)$$

A három indukció-eloszlást leíró függvény egyszerű trigonometriai átalakításával, majd összegzésével belátható, hogy az eredő mezőt leíró függvény alakja a következő:

$$b_e(x, t) = \frac{3}{2} B_m \cdot \cos\left(\frac{x}{\tau_p} \pi - \omega t\right)$$

Ez egy forgó mezőt jelent. Vagyis azt kaptuk, hogy a háromfázisú szimmetrikus szinuszos váltakozó árammal megtáplált háromfázisú szimmetrikus állórész-tekercselés eredőként egy térben szintén szinuszos eloszlású, egyenletes sebességgel forgó mezőt hoz létre. Szemléletesen ezt úgy képzelhetjük el, hogy a kiterített légrésben a szinuszhullám elkezd balról jobbra felé haladni (ún. haladó hullám jön létre), és a szinuszhullámnak a kiterített légrés végéhez érő pontja mindig visszatér a kiterített légrés elejére.

Az eredő mező indukció-eloszlásának amplitúdója másfélszerese az egyenárammal megtáplált fázistekercs által létrehozott mező indukcióeloszlás-amplitúdójának. Az eredő mező póluspárszáma („térbeli frekvenciája”) megegyezik az egy fázistekercs által létrehozott mező póluspárszámával. Az eredő mező forgásának szögsebessége megegyezik a táplálás körfrekvenciájával.

Ezek alapján könnyedén bebizonyítható, hogy a háromfázisú szimmetrikus szinuszos váltakozó árammal megtáplált háromfázisú szimmetrikus állórész-tekercselés által létrehozott forgómező fordulatszámát a következő összefüggés adja meg:

$$n_{sz} = \frac{60 \cdot f}{p}$$

Ahol:

$f$ : az egyes fázistekercseket tápláló szinuszos áram frekvenciája  $Hz$ -ben kifejezve

$n_{sz}$ : a forgómező fordulatszáma  $\frac{1}{min}$ -ben kifejezve

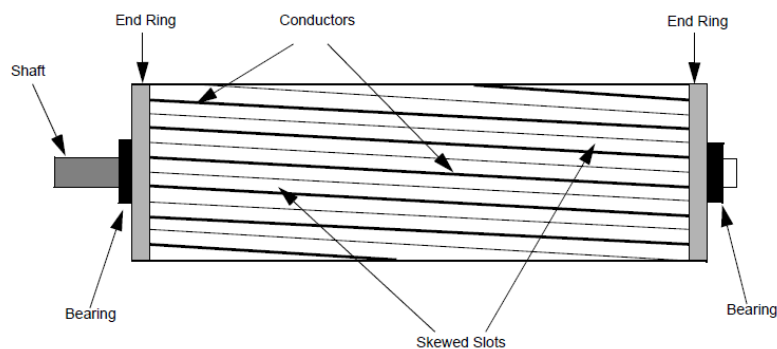
A forgómező fordulatszámát szinkronfordulatszámnak szokás nevezni, a jelölésében az „sz” alsóindex is erre utal.

Ha a fázistekercseket tápláló áram szinuszos, de nem szimmetrikus, akkor megjelenik egy ellenkező irányban forgó, úgynevezett ellenforgó mező is. A két mező eredőjét nevezik elliptikus mezőnek. Az aszimmetria szélsőséges esete a lüktető mező, amikor is az ellenforgó mező nagysága megegyezik a forgó mező nagyságával.

Az is belátható, hogy amennyiben a tápláló áram szinuszos és szimmetrikus, akkor az állórész-tekerclésre kapcsolt fázisok közül kettőt megcserélve, az eredő mező forgásiránya is az ellenkezőjére változik.

Érdekességképpen megemlíjtük, hogy a lüktető mező felbontható két, fele nagyságú, azonos szögsebességű, ellentétes irányban forgó mezőre. Ezt nevezik Ferraris-tételének.

Most, hogy az állórész felépítését megismertük, nézzük meg a forgórész felépítését is. Az alábbi ábrán látható a forgórész tipikus képe.



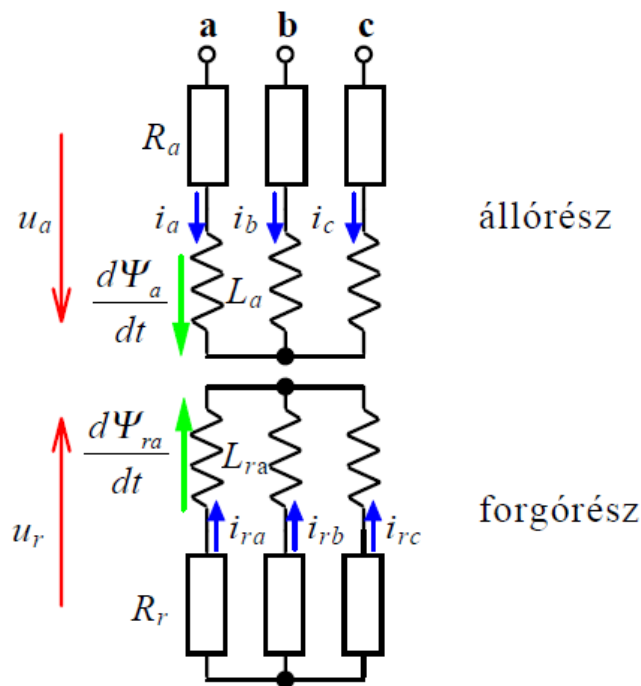
**1.1.3. ábra: A forgórész felépítése [1]**

A forgórész lényegében úgy néz ki, mint egy mókuskalicka. Éppen ebből kifolyólag szokták a rövidrezárt forgórészű aszinkron motorokat kalickás motoroknak is hívni. A forgórész-tekerclés –itt nem részletezett okokból kifolyólag- elferdített hornyokban van elhelyezve.



Az egyes tekercselemeket a két végükön egy-egy rövidrezáró gyűrű köti össze. Ugyan maga a forgórész nem tekinthető háromfázisúnak, vizsgálatokra azonban mégis háromfázisú rövidrezárt tekercseléssel helyettesíthető.

A következő ábrán láthatjuk a rövidrezárt forgórészű háromfázisú aszinkron motorok áramköri vázlatát (amennyiben az állórész-tekercsek csillagba vannak kapcsolva).



1.1.4 ábra: A kalickás aszinkron motor áramköri vázlata [5]

A jelölések értelmezése a következő:

$a, b, c$ : az állórészre kapcsolt három fázis

$i_a, i_b, i_c$ : az állórész egyes fázistekercseinek árama

$R_a$ : az állórész „ $a$ ” fázistekercsének ohmos ellenállása

$L_a$ : az állórész „ $a$ ” fázistekercsének inductivitása

$\psi_a$ : az állórész „ $a$ ” fázistekercsének tekercsfluxusa

$u_a$ : az állórész „ $a$ ” fázistekercsének indukált feszültsége

$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$ : a forgórész egyes fázistekercseinek árama

$R_r$ : a forgórész „a” fázistekercsének ohmos ellenállása

$L_{ra}$ : a forgórész „a” fázistekercsének induktivitása

$\psi_{ra}$ : a forgórész „a” fázistekercsének tekercsfluxusa

$u_r$ : a forgórész „a” fázistekercsének indukált feszültsége

Konstruktív és gyártástechnológiai szempontokból a háromfázisú kalickás aszinkronmotor számít a legegyszerűbbnek. Éppen ezért az egyik legolcsóbb is. Üzemeltetése során gyakorlatilag nem igényel karbantartást, mivel nincsen szükség a forgórészhez való galvanikus csatlakozásra (szemben az egyenáramú motorokkal vagy a csúszógyűrűs aszinkron motorokkal). A felépítése robusztus. Széleskörű elterjedését éppen ezek az okok magyarázzák.

## 1.2 Működési elv és jellemzők

A háromfázisú kalickás aszinkron motorok működési elve a következő. Az állórész fázistekercseit szimmetrikus háromfázisú szinuszos váltakozó árammal gerjesztjük. Ennek hatására forgó mágneses mező keletkezik. A forgó mágneses mező –elhaladva a még álló helyzetben lévő forgórész előtt- feszültséget indukál a forgórész fázistekercseiben. Lenz törvénye szerint a változó mágneses tér feszültséget indukál, ami a változó mágneses térbe helyezett vezető anyagban olyan irányú áramot hoz létre, ami a változó mágneses teret igyekszik megszüntetni. Egy kalickás aszinkron motor esetében akkor szűnik meg a változó mágneses tér, ha a motor forgórésze felgyorsul a forgómezővel megegyező fordulatszámra, mivel, ilyenkor a forgómező és a forgórész egymáshoz viszonyított helyzete nem változik, a forgórész egy önmagához képest álló mezőt lát maga előtt, tehát ilyenkor nincs indukálás sem. Éppen ezért a forgórészben –Lenz törvénye szerint- olyan irányú áram indukálódik, ami a forgómezővel együtt olyan irányú nyomatékot létesít, ami a forgórészt igyekszik felgyorsítani a forgómező fordulatszámára.

Sajnálatos módon, a forgórész fordulatszáma még üresjárásban (terhelés nélküli állapot) sem érheti el a szinkronfordulatszámot, csak legfeljebb nagyon megközelítheti azt. Ennek az az oka, hogy amennyiben a forgórész fordulatszáma megegyezne a szinkronfordulatszámval, akkor megszűnne az indukálás, és így az indukált áram is, ami által a motor nyomatéka nullára csökkenne. Nulla motornyomaték mellett csak akkor lenne lehetséges, hogy a forgórész szinkronfordulatszámon forogjon, ha a motor tengelyére abszolút nulla nagyságú terhelőnyomaték hatna. A valóságban azonban mindig jelen vannak a különböző súrlódási veszteségek (pl. csapágsúrlódási veszteség), illetve a motor szellőzéséből fakadó, úgynevezett ventilációs veszteségek is, melyek összességében kismértékű terhelőnyomatékként hatnak a motor tengelyére. Ennek a kismértékű terhelőnyomatéknak nem lehet nulla motornyomatékkal ellentartani, így a forgórész fordulatszáma (ami magának a motornak a fordulatszáma) a szinkronfordulatszám alá fog csökkenni. A motor fordulatszáma egészen addig fog csökkenni, míg a fordulatszám-csökkenésből adódóan folyamatosan növekvő indukált áram révén a motor nyomatéka akkorára nem nő, ami már ellen tud tartani a súrlódási- és a ventilációs veszteségekből származó kismértékű terhelőnyomatéknak. (Megjegyzés: a motor nyomatéka nemcsak a forgórész áram amplitúdójától, hanem annak fázishelyzetétől is függ.)

Az eddigiekből világosan látható, hogy a gép fordulatszáma mindig valamennyivel kisebb, mint a szinkronfordulatszám. A szinkronfordulatszám és a motor fordulatszámának különbsége az úgynevezett szlipfordulatszám. A szlipfordulatszám és a szinkronfordulatszám hányadosát pedig szlipnek nevezik, és „s”-sel jelölik. A szlipnek nincs mértékegysége, értékét százalékban szokták megadni. Képlettel:

$$s = \frac{n_s}{n_{sz}} = \frac{n_{sz} - n}{n_{sz}}$$

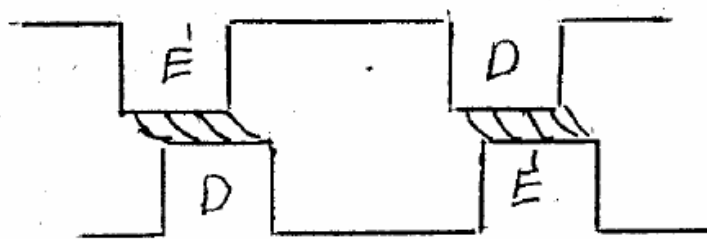
Ahol:

$n_s$ : a szlipfordulatszám

$n$ : a motor fordulatszáma

A gép szlipje névleges terhelőnyomaték mellett motortól függően általában a 3-10% intervallumba szokott esni. A névleges terhelőnyomatékhoz tartozó szlipet névleges szlipnek, a névleges terhelőnyomatékhoz tartozó fordulatszámot pedig névleges fordulatszámnak nevezzük.

Az állórész által létrehozott mező mellett a motor forgórészében folyó áramok is létrehoznak egy forgó mezőt. A két mező a légrésben egy eredő mezővé egyesül, de a nyomatékképzés szemléletes képét nyerhetjük, ha azt két összetapadt pólusrendszer hatásának tekintjük. Az alábbi ábrán állandómágnesekkel érzékeltetjük a két összetapadt pólusrendszert.



1.2.1 ábra: Az összetapadt pólusrendszer [4]

Mivel a két pólusrendszer össze van tapadva, ezért a két mező állórészhez képesti fordulatszáma megegyezik. Amennyiben ez nem így volna, akkor csak zérus középértékű, úgynevezett lüktetőnyomaték keletkezne. Mindezek alapján az is nyilvánvaló, hogy az együttforgás feltétele az állórész- és a forgórész póluspárszámok egyezése is.

Amennyiben a gép tengelyét terhelőnyomaték éri, a két pólusrendszer között szögelfordulás keletkezik, az erővonalak megnyúlnak, de a két mező állórészhez képesti fordulatszáma továbbra is ugyanaz marad.

Az eddigiek alapján bebizonyítható, hogy [6]:

$$f_r = s \cdot f_a$$

Ahol:

$f_a$ : az állórész-tekerceket tápláló áram frekvenciája

$f_r$ : a forgórész-tekercekekben folyó áram frekvenciája

Megjegyzendő, hogy az előbbi képletben a szlip nem százalékos értékben szerepel.

Könnyedén belátható az alábbi összefüggés is:

$$U_{2F} = s \cdot U_{2A}$$

Ahol:

$U_{2F}$ : a forgórészben indukálódott feszültség a forgórész forgó állapotában

$U_{2A}$ : a forgórészben indukálódott feszültség a forgórész álló állapotában

Ebben a képletben sem százalékos értékben szerepel a szlip.

Megjegyzendő, hogy, mivel az aszinkron gépek állórésze és forgórésze is hengeres felépítésű és nincsenek rajta kiálló pólusok, ezért az állórész és a forgórész öninduktivitása állandó (azaz az állórész és a forgórész mágneses értelemben véve szimmetrikus), így az aszinkron gépek esetében a reluktancia-nyomaték nem játszik szerepet a gép nyomatékképzésében. Hasonló mondható el a hiszterézis-nyomatékról. Mivel az aszinkron gépek esetében a forgórész- és az állórész hiszterézis-vesztesége is elhanyagolható, ezért a gép nyomatékképzésében a hiszterézisnyomaték sem játszik szerepet. Az aszinkron gépek nyomatékképzésében kizárólag az úgynevezett hengeres gépek nyomatéka játszik szerepet.

Korábban már említettük, hogy a motortervezők különböző okokból kifolyólag szinuszos térbeli indukció-eloszlás létrehozására törekednek. Ennek legfőbb okai a következők:

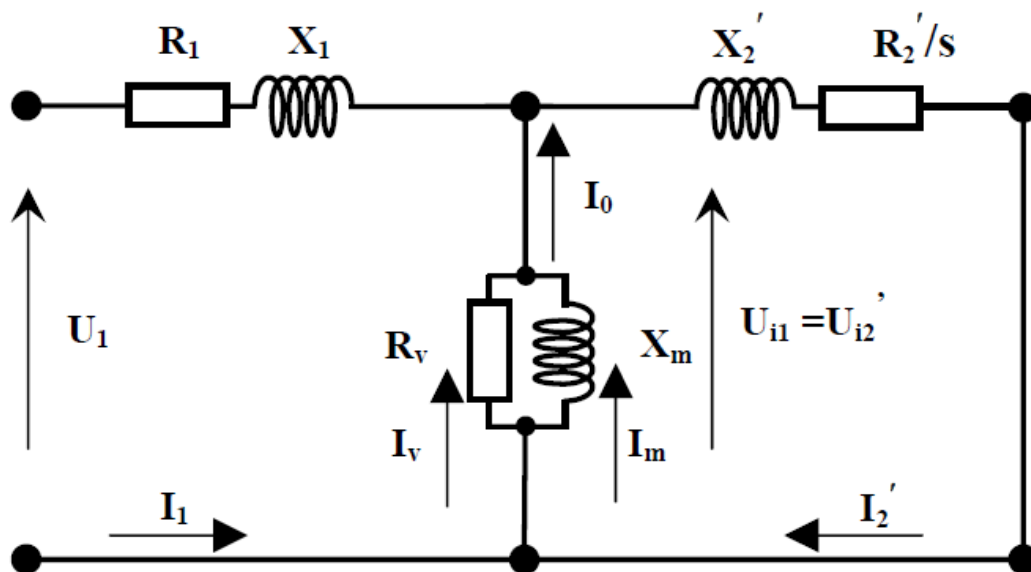
- a szinuszfüggvény periodikus, determinisztikus

- két azonos frekvenciájú szinusz összege, különbsége is szinusz alakú
- a szinuszfüggvény deriváltja és integrálja is szinusz alakú
- ha a térbeli eloszlás nem szinuszos, akkor a térbeli harmonikusok más-más fordulatszámú forgómezőket hoznak létre, melyek a saját fordulatszámukon eredményeznének átlagos nyomatékot, míg az alapharmonikus fordulatszámon lüktetőnyomatékot eredményeznek

A lüktetőnyomatékok azért okoznak problémát, mert, egyfelől rázzák a gép tengelyét, másfelől energiavesztéseget okoznak, így csökkentik a hajtás hatásfokát. Egy szervohajtás esetében az előbbi probléma lehetetlenné teszi a pontos pozicionálást, míg egy szivattyúhajtás esetében csak az utóbbi probléma zavaró.

Fontos tudni azt is, hogy nemcsak a térbeli harmonikusok okoznak lüktetőnyomatékot, hanem a tápláló áram időbeli felharmonikusai is. Ezen felül, ha az állórész- vagy a forgórész háromfázisú áramrendszere nem tökéletesen szimmetrikus, az is lüktetőnyomatékokra fog vezetni.

Az eddigiek alapján nyilvánvaló, hogy az aszinkron gépek működési elve hasonlít a transzformátoréra. Nem véletlen, hogy aszinkron gépek helyettesítő képe is hasonlít a transzformátorok helyettesítő képére. Az alábbi ábrán látható az aszinkron gépek állandósult állapotbeli helyettesítő képe. A helyettesítő kép mindig csak egy fázisra vonatkozik. Ebből következően a használt mennyiségek is fázismennyiségek.



1.2.2 ábra: A kalickás aszinkron gép helyettesítő képe [7]

Ahol:

$R_1$ : az állórész-tekerics rézveszteségét jelképező ellenállás (a tekerics ohmos ellenállása)

$X_1$ : az állórész-tekerics szórási reaktanciája

$X_m$ : az úgynevezett főmező reaktancia (másik nevén: mágnesező reaktancia), ami az állórész-tekerics és a forgórész közös fluxusát hozza létre

$R_v$ : a motor vasveszteségének megfelelő ellenállás

$X'_2$ : a forgórész állórész oldalra redukált szórási reaktanciája

$R'_2$ : a forgórész rézveszteségét képviselő, állórész oldalra redukált ellenállás

$U_1$ : az állórész-tekericsre kapcsolt feszültség

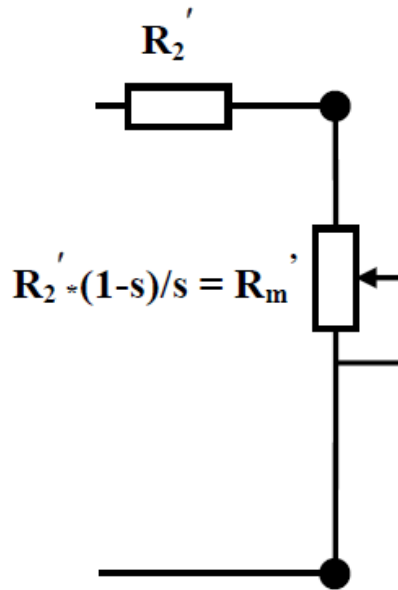
$I_m$ : az úgynevezett mágnesező áram, ami az állórész-tekerics és a forgórész közös fluxusát hozza létre

$I_v$ : a vasveszteségi áram

$I_1$ : az állórész-tekerics árama

$I'_2$ : a forgórész állórész oldalra redukált árama

Fontos tudni, hogy a helyettesítő képet mindig az aktuális frekvencián kell értelmezni. A helyettesítő képen jól látható, hogy a terhelés (a szlip) a forgórész körben jelenik meg. Éppen ezért, át szokták alakítani a forgórész körben terhelésfüggő ellenállást a következő módon:



1.2.3 ábra: A forgórészkei ellenállás és a terhelés szétválasztása [7]

Így a forgórészkei ellenállást és a terhelés hatását különválasztottuk. A helyettesítő képen az egyes elemek névleges frekvencián (tipikusan 50 Hz) vett szokásos nagyságrendje a gép névleges impedanciájához (az állórész-tekercs névleges feszültségének és az állórész-tekercs névleges áramának a hányadosa) képest viszonyítva:

$$R_1 \approx R_2' \approx 1 \dots 6\%$$

$$X_1 \approx X_2' \approx 6 \dots 10\%$$

$$X_m \approx 150 \dots 400\%$$

$$R_v \approx 10X_m$$

A vasveszteség a névleges frekvencián elhanyagolható. Mivel a vasveszteség egyenesen arányos a frekvencia négyzetével, és egyenesen arányos a mágneses indukció négyzetével (ami egyenesen arányos a főmező inductívására kapcsolt feszültség négyzetével), ezért az értékét általában el szokták hanyagolni.

Az aszinkron gépekre –mint ahogyan a transzformátorokra is- érvényes a gerjesztések egyensúlyának törvénye. Eszerint adott állórész-tekercs feszültség és frekvencia mellett a gép mágnesező gerjesztése (és ezzel együtt a mágnesező árama, valamint az állórész- és a forgórész közös fluxusa) a gép terhelésétől függetlenül közelítőleg állandó. Képlettel:



$$\overline{\theta}_1 + \overline{\theta}_2 = \overline{\theta}_m \approx \overline{\theta}_{\ddot{u}j} \text{ és}$$

$$\overline{I}_1 + \overline{I}'_2 = \overline{I}_m \approx \overline{I}_{\ddot{u}j}$$

Ahol:

$\overline{\theta}_1, \overline{I}_1$ : az állórész tekercs gerjesztése, illetve árama

$\overline{\theta}_2, \overline{I}'_2$ : a forgórész gerjesztése, illetve az állórész oldalára redukált árama

$\overline{\theta}_m, \overline{I}_m$ : a mágnesező gerjesztés, illetve áram

$\overline{\theta}_{\ddot{u}j}, \overline{I}_{\ddot{u}j}$ : az üresjárási gerjesztés, illetve áram (üresjárásban csak az állórésznek van árama)

A gép fontos jellemzője a forgórészbe átmenő teljesítmény, az úgynevezett légrésteljesítmény. Ez képlettel:

$$P_l = 3I_2'^2 \frac{R_2'}{s}$$

A légrésteljesítmény két részből áll össze: a leadott mechanikai teljesítményből és a forgórész rézvesztéséből. A mechanikai teljesítmény is két részből áll össze: a súrlódási, ventilációs veszteségekből, valamint a munkavégzés szempontjából hasznos, úgynevezett tengelyteljesítményből. Ha azzal a feltételezéssel élünk, hogy az előbbi elhanyagolható az utóbbihoz képest, akkor a mechanikai teljesítmény egyenlő a tengelyteljesítménnyel. A tengelyteljesítményt a légrésteljesítményből kaphatjuk meg, a következőképpen:

$$P_m = (1 - s)P_l$$

Ebből a gép nyomatéka:

$$M = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{3}{\omega_{sz}} I_2'^2 \frac{R_2'}{s}$$

Ahol:

$\omega_m$ : a gép szögsebessége,  $\omega_m = 2\pi n$

$\omega_{sz}$ : a szinkronszögsebesség,  $\omega_{sz} = 2\pi n_{sz}$

Elméleti jelentőségű a következő képlet, de nagyon szemléletes jelentéstartalommal bír. Az aszinkron gép nyomatéka eszerint a képlet szerint:

$$M = k\Phi_m I_2' \cos \varphi_r$$

Ahol:

$k$ : egy a gépre jellemző konstans

$\Phi_m$ : az állórész és a forgórész közös fluxusa

$\varphi_r$ : a főmező reaktancia feszültsége (ami megegyezik az állórészre redukált forgórész kör feszültségével) és  $I_2'$  közötti fázisszög

Amint az látható, a gép nyomatéka egyenesen arányos az állórész és a forgórész közös fluxusával, valamint az  $I_2'$  árammal. Az is jól látható, hogy egy szög koszinusza is befolyásolja a nyomatékot.

Aszinkron gépek fazorábrája alatt a helyettesítőkapsolás fazorábráját kell érteni. Mivel ez csak egy sima kapcsolás fazorábrája, ezért ennek ábrázolásától eltekintünk.

Érdekességképpen megemlítjük, hogy az aszinkron gépeket a működési elvükből adódóan szokták indukciós gépeknek is nevezni. Ez az elnevezés itthon még nem annyira elterjedt, de külföldön ezt az elnevezést szokták elsősorban használni.

További érdekesség a gép származtatása. A villamos gépek elméletében az egyes géptípusokat az úgynevezett frekvencia-feltételből (vagy, ahogyan egyesek hívni szokták: a villamos gépek alapegyenlete) származtatják. A frekvencia-feltétel a következőt mondja ki: ahhoz, hogy egy gépnek legyen átlagos nyomatéka (azaz, hogy használható legyen), ki kell elégítenie az alábbi feltételt:

$$\omega_{st|B} = \omega_{rot|B} + \omega_{mech}$$

Ahol:

$\omega_{st|B}$ : az állórész által létrehozott mágneses mező szögsebessége az állórészhez képest

$\omega_{rot|B}$ : a forgórész által létrehozott mágneses mező szögsebessége a forgórészhez képest

$\omega_{mech}$ : a forgórész szögsebessége

Szinkron gépek ezt a feltételt speciálisan az  $\omega_{rot|B} = 0$ -val elégítik ki, míg az egyenáramú gépekre az  $\omega_{st|B} = 0$  igaz. Az aszinkron gépek e tekintetben a legáltalánosabbak, mert aszinkron gépek esetében semelyik szögsebesség-paraméter sem nulla.

### 1.3. Változtatható frekvenciájú szinuszos előállítás

Az aszinkron gépek fordulatszámára az alábbi képlet vonatkozik:

$$n = \frac{f}{p}(1 - s)$$

Amint az a képletből is látható, a gép fordulatszámát három tényező befolyásolja: a tápláló frekvencia, a póluspárszám, és a szlip. Ezen három paraméter változtatásával lehet fordulatszámot változtatni.

Az első módszer a póluspárszám változtatása. Ehhez különleges szerkezetű gép kell, olyan gép, amelybe többféle póluspárszámú állórész-tekerceselés is be van építve. Hátránya ezeknek a motoroknak, hogy a fordulatszám-változtatásra csak diszkrét léptékű lehetőséget biztosítanak.

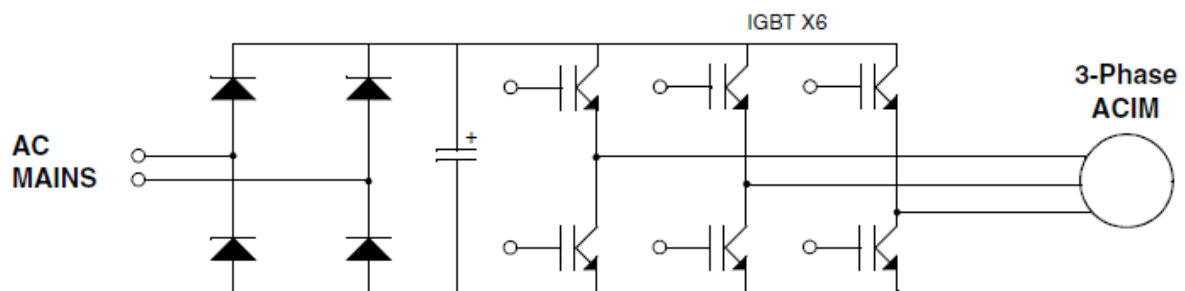
A második módszer a szlip változtatása [8][9]. Ez elsősorban a csúszógyűrűs aszinkron motoroknál volt elterjedt. Ott a forgórész körüli ellenállás változtatásával oldották meg a szlip megváltoztatását. Hátránya volt ennek a módszernek, hogy veszteséges volt.

Kalickás gépeknél a szlip változtatását az állórész-tekerces feszültségének változtatásával oldották meg. Ennek az volt a problémája, hogy a nyomaték a feszültség négyzetével egyenesen arányos, így ennek hatására a terhelhetőség radikálisan lecsökkent, miközben a fordulatszám pedig alig változott. Tetejébe, ha helytelenül használtuk a módszert, akkor könnyedén kerülhettünk át az instabil munkapontok szakaszára. Ennek a módszernek voltak speciális változatai is. Ezek a változatok jellegzetesen a tápláló szinuszos feszültséget kapcsolgatták ki-be-ki-be. Az ennek hatására keletkező jel spektrumában az alapharmonikus feszültség értéke lecsökkent, és emiatt ugyanazok a problémák jöttek elő, minthogyha csak simán a tápláló szinuszos feszültség amplitúdóját változtattuk volna. Tetejébe, még nagymértékű nyomatéklüktetés is keletkezett a nagymértékű felharmonikus tartalom miatt. Ilyen módszerre jellegzetes példa volt a fázishasítás, ahol a tápláló szinuszos feszültséget egy

előírt gyújtási szögig nem kapcsolták be, majd utána bekapcsolták. Ezt a módszert jellemzően a szinuszjel mindkét periódusában használták.

A fordulatszám-változtatás harmadik lehetősége a frekvencia változtatása. Erre sokáig nem volt lehetőség. Csak a modern félvezető eszközök megjelenésével nyílt meg a lehetőség a frekvencia változtatására.

Manapság a változtatható frekvenciájú szinusz előállítására használt legelterjedtebb kapcsolás villamos hajtások esetében a háromfázisú kétszintű feszültséginverter. Az alábbi képen látható egy ilyen kapcsolás:



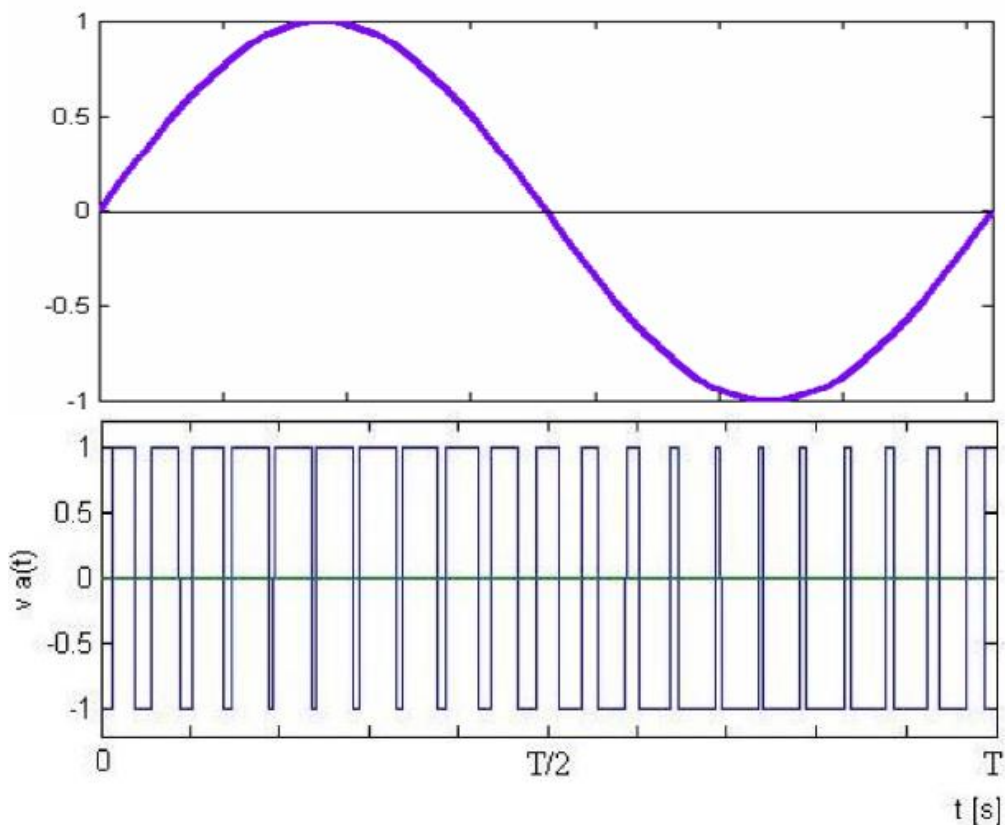
1.3.1 ábra: A háromfázisú kétszintű feszültséginverter [10]

Ez lényegében három részből áll. Az első rész egy egyenirányító, ami a bejövő váltakozó feszültséget egyenirányítja. Ezután következik egy kondenzátor, ami egyenfeszültséget biztosít az úgynevezett DC-tápsínen. És utána következik maga az inverter kapcsolás, ami három pár kapcsolóból (az ábrán tranzisztorként vannak ábrázolva) áll. Ennek a három pár kapcsolónak a megfelelő kapcsolgatásával lehet szinuszos feszültséget előállítani. Az egyik ilyen szinuszos váltakozó feszültség előállítására alkalmazott módszer az impulzusszélesség-moduláció (angolul: pulse-width-modulation), vagy röviden ISZM (angolul röviden: PWM).

Az ISZM lényege a következő: egy tekercsre vagy egy kondenzátorra az előállítandó szinuszjelhez képest nagy frekvenciával (pl. 50 Hz-es előállítandó szinuszjel esetén 1kHz-cel vagy még nagyobb frekvenciával) kapcsolgatunk digitális négyszögjelet. Hol fix egyenfeszültséget kapcsolunk a tekercsre, hol a nulla potenciálú pontot. Egy adott PWM-perióduson belül általában nem egyenlő ideig kapcsolunk egyenfeszültséget, illetve nullát a tekercsre. Egy adott ISZM-perióduson belül annyi ideig kapcsolunk fix egyenfeszültséget a tekercsre, hogy az így kialakuló jel adott ISZM-periódusra vett átlagértéke egyenlő legyen az

előállítandó szinuszjelnek az adott ISZM-periódusbeli pillanatértékével. Az adott ISZM-periódusbeli pillanatértéket úgy kell értelmezni, hogy mindig az adott ISZM-periódus egy fix helyére (pl. a közepén) nézzük meg, hogy mekkora lenne az előállítandó szinuszjel pillanatértéke abban a pontban, és ezt tekintjük a szinuszjelnek arra a periódusra vett pillanatértékének.

Ha így járunk el, akkor a tekercsre (vagy kondenzátorra) kapcsolt feszültség jelalakja szinuszos lesz, mivel a tekercs –lévén dinamikus elem- kiátlagolja a rákapcsolt feszültséget. A lényeg az, hogy elegendően nagy kapcsolási frekvenciát használjunk. Ez volt az ISZM működésének időtartománybeli értelmezése. Az alábbi ábrán ezt láthatjuk:



1.3.2 ábra: Az ISZM időtartománybeli értelmezése [11]

Itt a -1 jelöli a nulla szintet, az 1 pedig a DC-tápsín nullához képesti potenciáját.

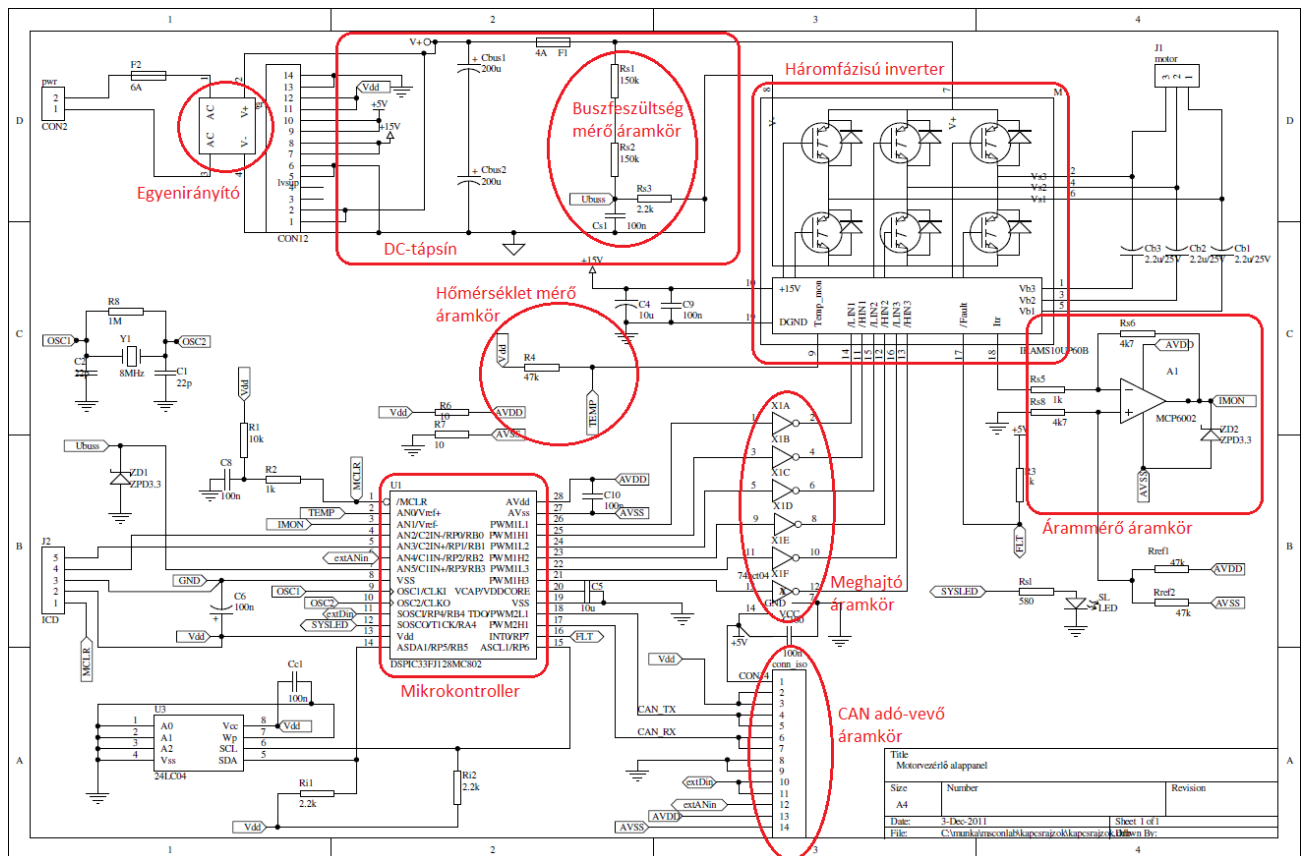
Frekvenciatartományban gondolkodva az ISZM-et a következőképpen értelmezhetjük: az ISZM-jel nem sima négyszögjel, hanem különleges. Bebizonyítható, hogy amennyiben „ $m$ ”

jelöli a kapcsolási frekvencia és az előállítandó frekvencia hányadosát, akkor az ISZM-jel spektrumában az alapharmonikus után következő legjelentősebb felharmonikus rendszáma „ $m-2$ ”. Ez azt jelenti, hogy, amennyiben 50 Hz-es szinuszelet kívánunk előállítani, akkor már 1 kHz-es ISZM-frekvencia esetén is a legjelentősebb felharmonikus 900 Hz-es frekvenciájú. Az ennek a feszültség-felharmonikusnak a hatására keletkező áram-felharmonikust –mivel a tekercs reaktanciája a frekvenciával egyenesen arányosan nő- a tekercs már kiszűri (és vele együtt a nála magasabb frekvenciájú áram-felharmonikusokat is). Így csak az alapharmonikus áram ejt feszültséget a tekercsen, vagyis a tekercsen megjelenő feszültség szinuszos lesz. Az is belátható, hogyha a kapcsolási frekvenciát növeljük, akkor –mivel „ $m-2$ ” nő- a feszültség-felharmonikusok frekvenciája is nő, és vele együtt az amplitúdójuk is csökken. Általánosan az mondható el villamos gépek állórész-tekercsei esetében, hogyha „ $m$ ” értéke legalább 20, akkor már a felharmonikusok gyakorlatilag nem játszanak szerepet, és így az állórész-tekercsre kapcsolt feszültség is gyakorlatilag szinuszos.

Az előbb bemutatott háromfázisú kétszintű feszültséginverter ilyen szinuszos jelalakot tud előállítani a motor állórész-tekercsei részére. Előnye ennek a módszernek, hogy a hozzá szükséges elektronika egyszerű, emiatt olcsó. A kapcsolóként használt elem kisebb teljesítményeken tranzisztor, nagyobb teljesítményeken IGBT vagy teljesítmény integrált áramkör.

#### **1.4. A rendelkezésre álló hardver bemutatása**

Az alábbi ábrán látható a rendelkezésre álló hardver kapcsolási rajza:



1.4.1. ábra: A rendelkezésre álló hardver

Az ábrán jól láthatóak az egyes részek és a feladataik. A kapcsolás tartalmaz egy háromfázisú invertert. Az inverterhez egy meghajtó áramkörön keresztül kapcsolódik a mikrokontroller, amelynek típusa: dspic33fj64mc802. Ez a mikrokontroller tökéletesen alkalmas egy motorvezérlési feladat megvalósítására, mivel gyors és rendelkezik a feladatot támogató integrált periféria modulokkal. A kontrollert egyébként a gyártó is elsősorban aszinkron-, szinuszmegosztásos szinkron-, és elektronikus kommutációjú egyenáramú motorok vezérléséhez és szabályozásához ajánlja.

Azt is észrevehetjük, hogy a kapcsolásban nem található fékáramkör (fékellenállás és hozzá tranzisztor). Szükség esetén, érdemes lehet egy fékáramkört beépíteni a kapcsolásba, de egyelőre erre nem volt szükség, mivel csak lassan változó terheléseket alkalmaztunk.

A kapcsoláson egyértelműen látszik, hogy a mikrokontroller három mennyiség mérésére képes. Egyfelől, tudja mérni a DC-tápsín feszültségét. Ez nagyon fontos, mert csak így tudunk a feszültségemelkedésekkel szemben védekezni. Aztán, tudja mérni az IGBT-k hőmérsékletét is. Ez is nagyon fontos a túlmelegedések elkerülése miatt. Észrevehetjük azt is, hogy csak az

IGBT-k hőmérsékletét tudjuk mérni, magának a motorét nem. Ez hátrányos, mivel így nem tudunk a motor túlmelegedése ellen védekezni. Szükség esetén minimális munkával ezt is ki lehetne alakítani a panelen, csakhogy a vezérelendő motorban nincsen termisztor. A harmadik mennyiség, amit mérni tudunk, az az áram. Mégpedig az inverteren visszafolyó áramot.



## 2. Az elkészült szoftver bemutatása

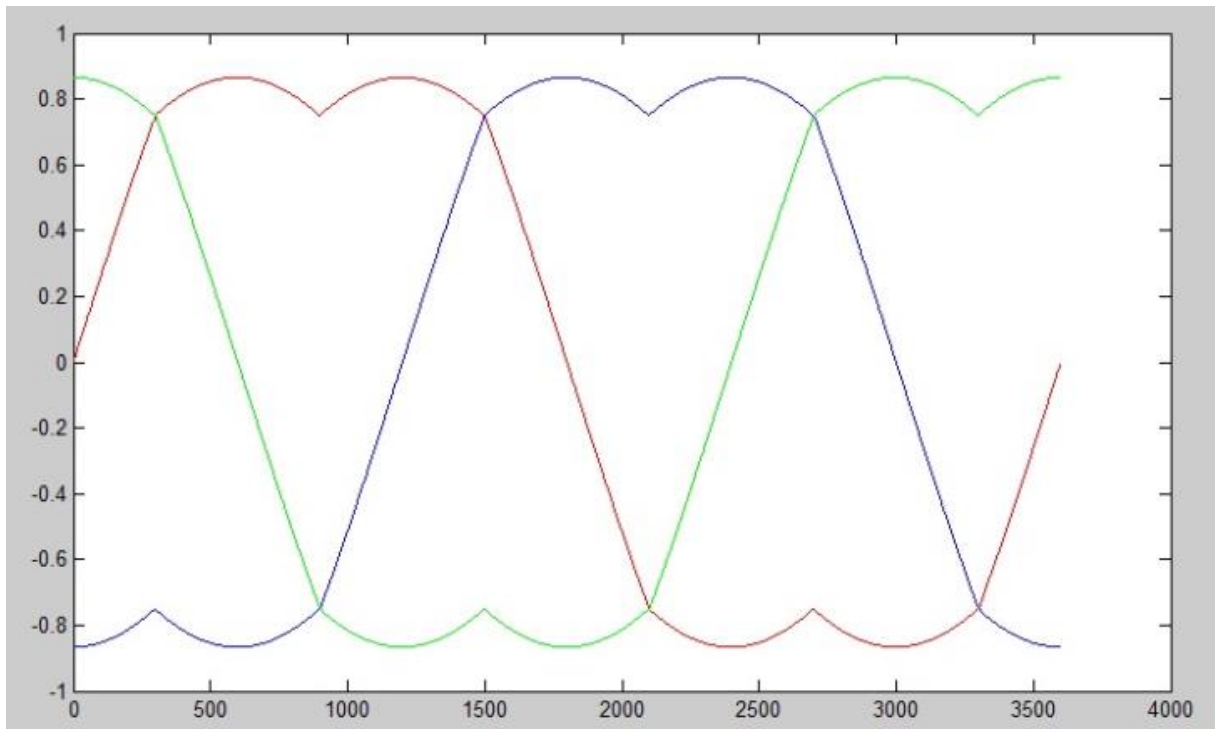
### 2.1. A gépet tápláló jel előállítása

Mint az ismeretes, egy háromfázisú aszinkron gép fordulatszámának változtatásához a tápfrekvencia változtathatóságára van szükség. Az aszinkron gépek alapjai című fejezetben láthattuk, hogy erre a legegyszerűbb módszer a szinuszos impulzusszélesség-moduláció (mostantól röviden csak: ISZM) alkalmazása. Azonban, ennek a módszernek van egy lényeges hátránya. Mivel egy egyszerű aszinkron gépes hajtás esetében a gépet tápláló háromfázisú feszültség csúcsertékét a tápfrekvencia értékével egyenesen arányosan változtatjuk, ezért ISZM esetén az inverter nem képes a névleges frekvencián (tipikusan 50 Hz) a névleges feszültséget (effektív értékben a névleges fázisfeszültség a laborban található gép esetében 230 V, ami egyben a névleges vonali feszültség is a gép delta-kapcsolása miatt) szolgáltatni a gép számára. Belátható, hogy ISZM esetében a névleges frekvencián a vonali feszültség csúcsertéke nem egyezik meg a DC-tápsín névleges feszültségével, hanem annak  $\sqrt{3}$ -ad része, azaz  $U_{V,n} = \frac{U_{DC,n}}{\sqrt{3}}$ . Éppen ezért az inverter a névleges frekvenciák környékén már nem képes a gép névleges nyomatékát biztosítani, mivel a fluxus csökkenése (úgynevezett mezőgyengítéses tartomány kezdete) már a névleges frekvencia előtt elkezdődik. Ez jelentős hátrány.

Vannak azonban olyan módszerek is, amelyek képesek ezt a problémát orvosolni. Az egyik lehetőség az úgynevezett módosított ISZM alkalmazása. Módosított ISZM esetében az inverter kihasználását zérussorrendű vezérlőjel hozzáadásával növelhetjük meg. Jelölje a szimmetrikus háromfázisú, zérussorrendű összetevőtől mentes vezérlőjeleket  $u_{va}$ ,  $u_{vb}$ , és  $u_{vc}$ , valamint a zérussorrendű összetevőt  $u_{v0}$ . Ekkor az inverter 100%-os kihasználtságához szükséges zérussorrendű összetevő kiszámítására a következő képlet vonatkozik:

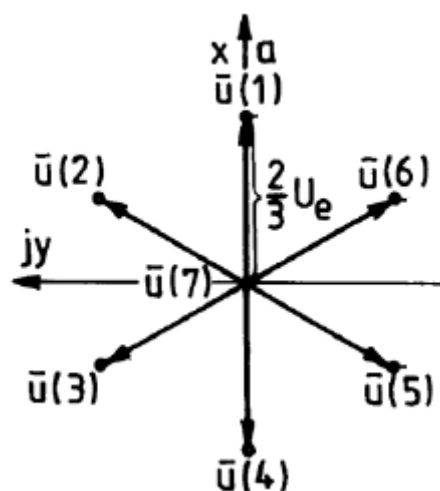
$$u_{v0} = \frac{(-1) * [\max(u_{va}, u_{vb}, u_{vc}) + \min(u_{va}, u_{vb}, u_{vc})]}{2}$$

Ekkor a DC-tápsín 100%-os kihasználását biztosító vezérlőjelek a következőképpen módosulnak:  $u'_{va} = u_{va} + u_{v0}$ ,  $u'_{vb} = u_{vb} + u_{v0}$ , és  $u'_{vc} = u_{vc} + u_{v0}$ . A zérussorrendű összetevő értékére, illetve a módosított vezérlőjelek értékére vonatkozó számításokat minden egyes ISZM-periódusban el kell végezni, tehát az eredeti vezérlő jelek pillanatértékeivel kell számolni. Ekkor kontrollertől függetlenül az alábbi jelalakot kell látnunk fázisfeszültségenként.



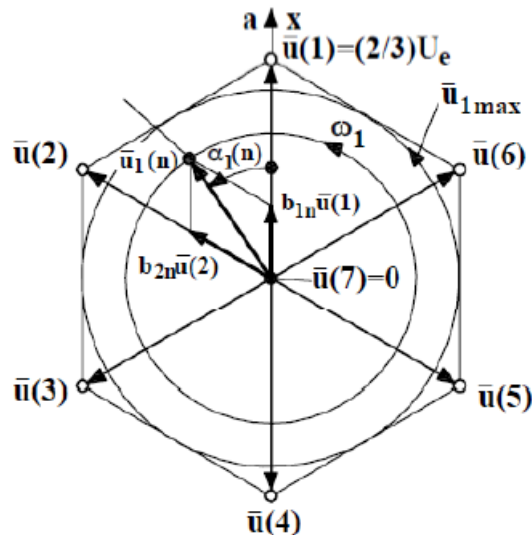
**2.1.-1. ábra: Módosított ISZM-re vonatkozó feszültség-jelalakok fázisonként**

A másik lehetőség az inverter kihasználásának növelésére az úgynevezett térvektor-moduláció alkalmazása. A térvektor-moduláció értelmezéséhez először tekintsük az alábbi ábrát, melyen a háromfázisú kétszintű feszültség-inverter egyes kapcsolási állapotaihoz tartozó feszültség Park-vektorokat (röviden csak térvektorokat, vagy vektorokat) láthatjuk.



**2.1.-2. ábra: Az inverter egyes kapcsolási állapotaihoz tartozó feszültségvektorok [12]**

A térvektor-moduláció azt csinálja, hogy az inverter egyes kapcsolási állapotaihoz tartozó feszültségvektorok lineáris kombinációjaként állítja elő az alapharmonikus feszültségvektort, ami kör alakú pályán forog állandósult állapotban. Ezt láthatjuk a következő ábrán.



2.1.-3. ábra: A térvektor-moduláció értelmezése [12]

Ha az inverter kapcsolási frekvenciája kellően nagy, akkor az így előállított feszültségvektor gyakorlatilag csak alapharmonikus összetevőt tartalmaz, azaz állandósult állapotban gyakorlatilag kör alakú pályán mozog. Az ábrán az is jól látható, hogy a vektor-diagramot 6 darab  $60^\circ$ -os tartományra oszthatjuk (a  $60^\circ$  villamos szögekben értendő). Az alapharmonikus feszültségvektort mindig az adott  $60^\circ$ -os szektort határoló feszültségvektorok lineáris kombinációjaként állítjuk elő. Ez az ábrán látható esetben az  $\bar{u}_1$ ,  $\bar{u}_2$ , és  $\bar{u}_7$  feszültségvektorok. Az  $\bar{u}_7$  feszültségvektor mindenkiel szomszédos, azonban előállítására kétféle mód is kínálkozik. Az egyik az, hogy valamennyi fázist a DC-tápsín pozitív oldalára kapcsoljuk, a másik pedig az, hogy mindegyik fázist a DC-tápsín földpontjára kapcsoljuk. A két lehetőség közül azt érdemes választani, amelyik kevesebb átkapcsolással jár együtt, az előállítandó alapharmonikus feszültségvektor szektorszámától függően.

Felvetődik a kérdés, hogy hogyan számíthatjuk ki, hogy mekkora kitöltési tényezővel kell egy-egy feszültségvektort bekapcsolni az adott alapharmonikus feszültségvektor előállítására érdekében. Ehhez tekintsük az előállítandó alapharmonikus feszültségvektor (3.) ábrán látható helyzetét. A számításokat az 1. szektor esetére mutatjuk be, de ezzel analóg a többi szektor esetében is. Jelölje az  $n$ . mintavételi időpontban előállítandó alapharmonikus feszültségvektort  $\bar{u}_1(n)$ , valamint az  $\bar{u}_1$ ,  $\bar{u}_2$ , és  $\bar{u}_7$  feszültségvektorok ehhez szükséges kitöltési tényezőit  $b_{1n}$ ,

$b_{2n}$ , illetve  $b_{7n}$ . Ekkor az  $\bar{u}_1(n) = b_{1n}\bar{u}_1 + b_{2n}\bar{u}_2 + b_{7n}\bar{u}_7$  egyenlőség teljesüléséhez kitöltési tényezőket az alábbi összefüggéssel kaphatjuk meg.: [12]

$$b_{1n} = \frac{\sqrt{3}u_1(n)}{U_e(n)} \sin(60^\circ - \alpha_1(n))$$

$$b_{2n} = \frac{\sqrt{3}u_1(n)}{U_e(n)} \sin(\alpha_1(n))$$

$$b_{7n} = 1 - b_{1n} - b_{2n}$$

Ahol:

$U_e(n)$ : a DC-tápsín feszültségének  $n$ . mintavételi időpontbeli értéke (gyors fékezések és gyorsítások esetén nem tekinthető állandónak)

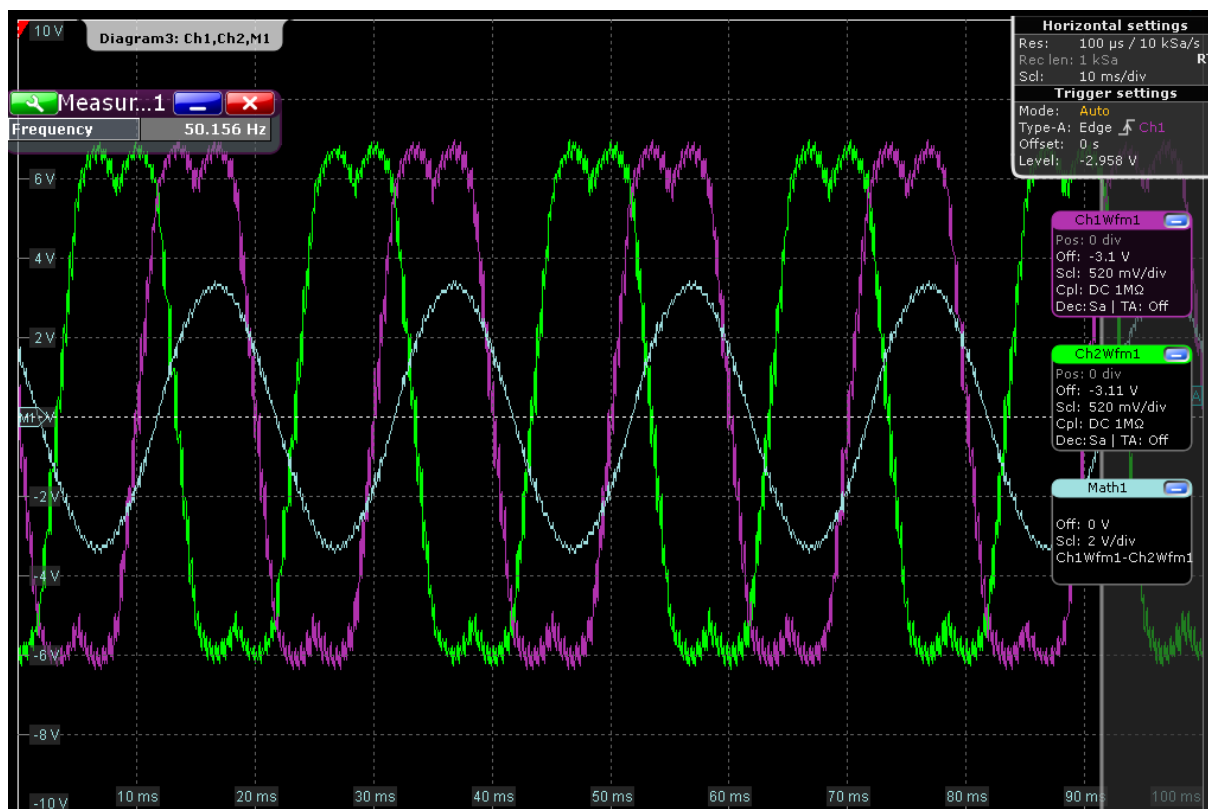
$\alpha_1(n)$ : az előállítandó alapharmonikus feszültségvektor  $n$ . mintavételi időpontbeli *villamos* szöge

Joggal vetődik fel a kérdés, hogy mi a különbség a térvektor-moduláció és a módosított ISZM között. Hiszen mindkettő a DC-tápsín 100%-os kihasználását teszi lehetővé! Nem lehet, hogy a kettő véletlenül ugyanaz? Az igazság az, hogy a két módszer között pusztán annyi a különbség, hogy a térvektor-moduláció lehetőséget teremt a kapcsolások számának optimalizálására (minimalizálására), míg a módosított ISZM nem. (A kapcsolások optimalizálása következtében a térvektor-modulációhoz tartozó fázisfeszültségek jelalakja az egyes kontrollerekben található impulzusszélesség-modulátorok függvényében akár jelentős mértékben eltérhet a módosított ISZM-hez tartozó fázisfeszültségek jelalakjától.) A kevesebb kapcsolási szám több szempontból is kedvező. Egyfelől EMC-szemponatok szemszögéből nézve is kedvezőbb lesz a termék besorolása, illetve a kevesebb átkapcsolás miatt csökken az átkapcsolási tranziensek által okozott vesztség és nyomatékklüktetés. Az átkapcsolások okozta veszteség nemcsak azért előnyös, mert így javul a teljesítmény-átalakítás hatásfoka, hanem azért is, mert így kevésbé fognak melegedni az inverter kapcsoló elemei (jelen esetben: IGBT-k), és így akár magasabb kapcsolási frekvenciák engedhetőek meg a túlmelegedés veszélye nélkül. A magasabb kapcsolási frekvenciák egyik fő előnye pedig (4 kHz felett) a kisebb hallható zaj. Mindezek alapján levonható tanulságként, hogy érdemesebb térvektor-modulációt alkalmazni, mint módosított ISZM-et.

Az általam készített szoftverben a módosított ISZM-hez, illetve a térvektor-modulációhoz szükséges számítások az eddig elmondottaknak megfelelően zajlanak. Mivel az általam alkalmazott kapcsolási frekvencia 8 kHz, ezért minden egyes  $125 \mu\text{s}$  lefut egy assembly nyelven készített megszakítás, ami a gépet tápláló jel generálásához szükséges számításokat és beállításokat elvégzi. Fontos, hogy minden egyes megszakításban a következő kapcsolási periódusra vonatkozó kitöltési tényezők értékeit számítom ki, melyek újabb megszakítás érkezésekor automatikusan betöltődnek a kitöltési tényező regiszterekbe. A számítások elvégzéséhez szükséges, hogy tudjunk kellő gyorsasággal szinuszt számolni. Ezt nálam egy 4 kbyte méretű szinusztábla biztosítja. A két módszer megvalósításához szükséges megszakítás a legmagasabb prioritású az egész szoftverben, így azt semelyik másik megszakítás nem tudja késleltetni, illetve kiszorítani.

Azt eddig is láthattuk, hogy térvektor-modulációt érdemesebb alkalmazni, mint módosított ISZM-et. Felvetődik a kérdés, hogy vajon melyik módszer alkalmazása jár nagyobb számításigénnyel. Első látásra a térvektor-moduláció tűnik a nagyobb számításigényű módszernek. Azonban az elkészített szoftverben lemértem a két módszer megvalósításához szükséges számítások elvégzéséhez szükséges időt, és meglepő módon a térvektor-modulációhoz szükséges számítások átlagosan kb.  $1,95 \mu\text{s}$  alatt lezajlanak, míg a módosított ISZM-hez szükséges számítások átlagosan kb.  $2,6 \mu\text{s}$  alatt zajlanak le. A jelenség oka az, hogy a térvektor-moduláció számításait jelentős mértékben gyorsítja a szinusztábla használata, míg módosított ISZM-et nem (a módosított ISZM esetében a zérussorendű összetevő számításigénye a nagy). Ezek szerint a költséghatékony megvalósítás is a térvektor-moduláció alkalmazását indokolja.

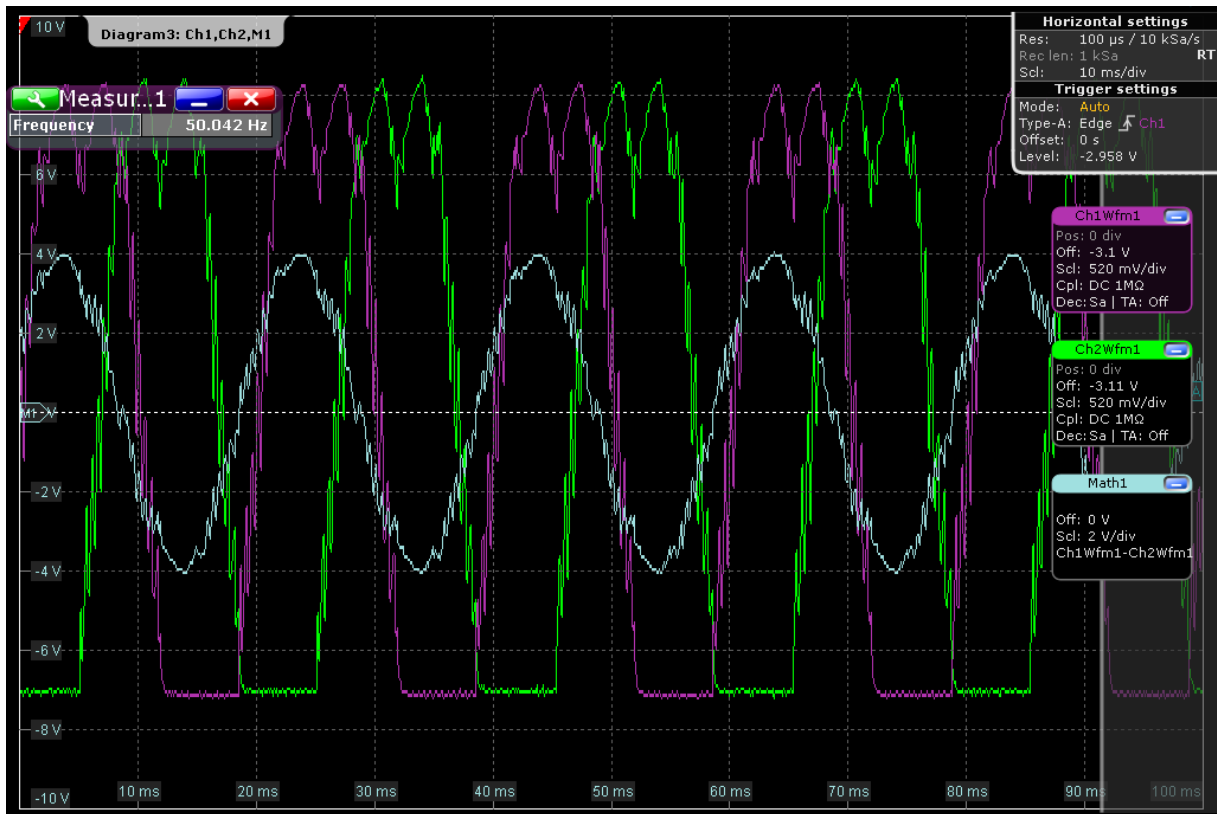
Végezetül, nézzünk néhány ábrát, melyen a két módszerhez tartozó jelalakokat láthatjuk. A méréseket egy próbapanelen végeztem. Először nézzük a módosított ISZM esetében a jelalakokat (4. ábra). Az ábrán zöld jelöli az egyik fázis, és lila a másik fázis feszültségét. A világoskék a kettő közötti feszültség különbségét, azaz a vonali feszültséget jelöli.



2.1.-4. ábra: Módosított ISZM-hez fázisfeszültségeinek és vonali feszültségeinek ábrázolása

Az ábra becsapós, mert az egyes fázisfeszültségeket  $520 \frac{mV}{osztás}$ -ban mértük, míg a vonali feszültséget  $2 \frac{V}{osztás}$ -ban. Az is jól látható az ábrán, hogy az egyes fázisfeszültségek jellege az (1. ábra) szerinti, és frekvenciájuk 50 Hz. A vonali feszültség szintén szinuszos, és amplitúdóban nagyobb, mint a fázisfeszültségek.

Most nézzük meg a térvektor-modulációhoz készített ábrát (5. ábra). Ezen jól látható, hogy a fázisfeszültségek jellegre ugyan hasonlítanak a módosított ISZM-nél tapasztalt fázisfeszültségekre, de nem egyeznek meg vele. Az ábra megint csak csal, ugyanis a fázisfeszültségeket  $520 \frac{mV}{osztás}$ -ban mértük, míg a vonali feszültséget  $2 \frac{V}{osztás}$ -ban. A fázisfeszültségek 50 Hz-esek, a vonali feszültség szinuszos, és amplitúdója megint csak nagyobb a fázisfeszültségek amplitúdójánál.



2.1-5. ábra: Térvektor-modulációhoz fázisfeszültségeinek és vonali feszültségének ábrázolása

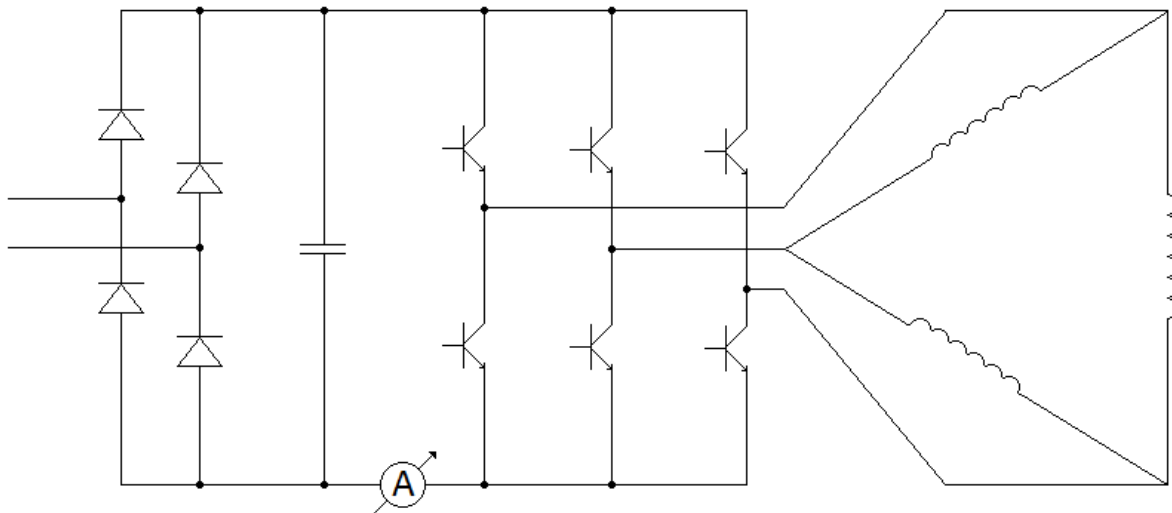
Az ábrák alapján megállapíthatjuk, hogy mindkét módszert sikerült helyesen megvalósítani. (A mérések viszont eléggé zajosak voltak.)

## 2.2 Az árammérés megvalósítása

A most következő részben megmutatjuk, hogy hogyan lehet egyszerű árammérést megvalósítani külön áramérző nélkül. Az eljárás előnye, hogy nem igényel külön áramérzőket (pl. áramváltókat), hanem az inverterben eleve meglévő hardvert használja fel az árammérés megvalósítására. Az árammérést módosított ISZM esetére fogjuk ismertetni, a működése térvektor-moduláció esetében hasonló.

A laborban található motor az inverterre delta kapcsolásban kapcsolódik, és nem csillagkapcsolásban. Ennek az az oka, hogy a motor állórész-tekerceinek 230V effektív értékű, 325 V csúcserőteljes feszültséget kell biztosítani. Mivel a bejövő egyenirányított feszültség a hálózati 230V-os feszültség, ezért a DC-tápsín feszültsége 325V. Ebből következően csak akkor tudunk  $\pm 325$  V-t biztosítani az állórész-tekercek számára, ha a motort deltába kapcsoljuk.

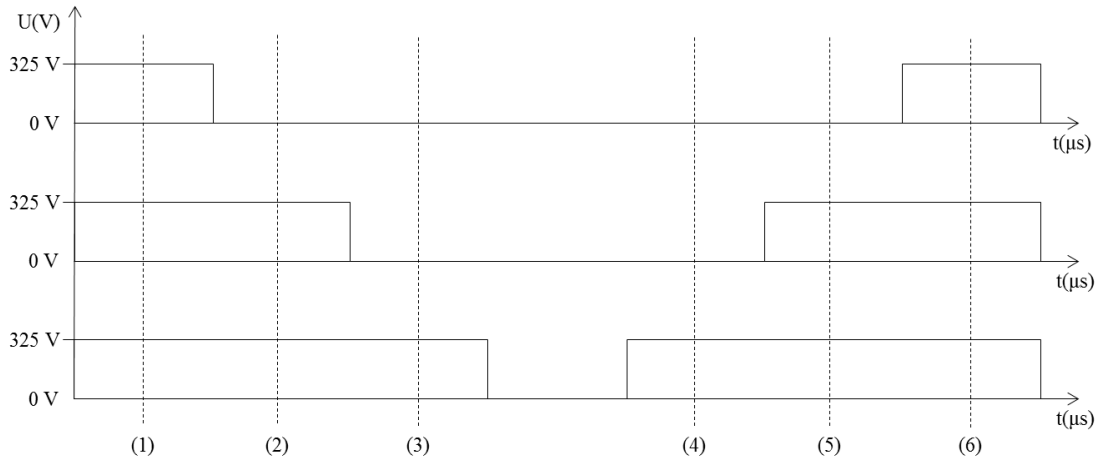
A delta kapcsolás figyelembevétele alapvető fontosságú az árammérés megvalósítása szempontjából. Az alábbi ábrán látható a motor, amint deltában az inverter kimeneteire kapcsolódik.



2.2.-1. ábra: A motor állórésze és az inverter



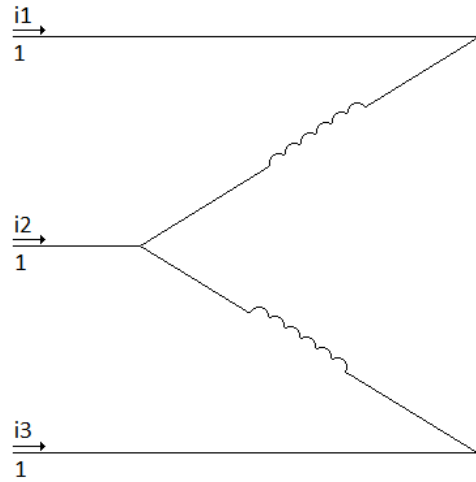
Az ábrán jól látható az is, hogy az IGBT-k visszafolyó áramát tudjuk mérni. Az alábbi ábrán láthatjuk a motor állórész-tekercei számára biztosított kapcsolóüzemű jel általános alakját egy ISZM-periódusra lebontva:



**2.2.-2. ábra: A kapcsolóüzemű jel általános alakja egy ISZM-periódusra lebontva**

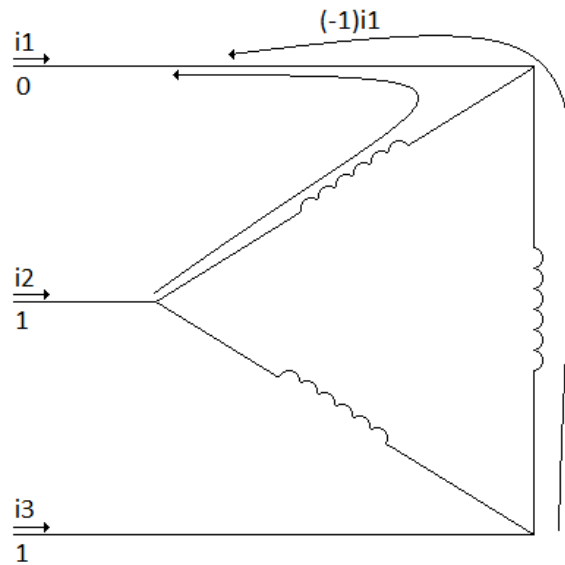
Ezek szerint van olyan időintervallum, amikor mindhárom inverter-kimenet a DC-tápsínre csatlakozik, illetve van olyan, amikor már csak kettő inverter-kimenet csatlakozik a DC-tápsínre, és van olyan, amikor már csak egy (olyan, hogy egy sem csatlakozik a DC-tápsínre, nem feltétlenül biztos, hogy van, pl. nincsen, ha a harmadik kimeneten a maximális 325V-tot akarjuk biztosítani). Az ISZM-periódus második felében ugyanezek az intervallumok ismétlődnek meg fordított sorrendben, mivel a kapcsolóüzemű jel generálása középre igazított módban történik (a kisebb mérési zaj érdekében). Az ábrán jól látható módon az egyes intervallumok közepe mérési időpontokat határoz meg, melyeket én az ábrán 1... 6 számokkal jelöltem meg. Ezekben az időpontokban célszerű mérni, mert így a mérési eredményeink jóval kisebb zajjal lesznek terheltek.

Amennyiben az 1. mérési időpontban mérünk áramot, akkor az árammérés hibáját mérjük meg. Ezt szemlélteti az alábbi ábra is.



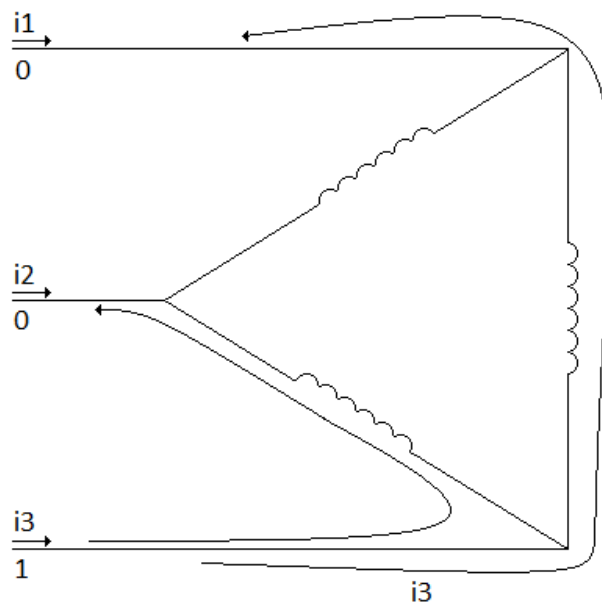
**2.2.-3. ábra: Az 1. időpontbeli mérés illusztrációja**

A 2. mérési időpontban annak az inverter-kimenetnek a vonali áramának a (-1)-szeresét mérjük meg, amelyik leghamarabb kapcsolódik rá a DC-tápsín nulla potenciálú oldalára. Ezt szemlélteti az alábbi ábra.



**2.2.-4. ábra: A 2. időpontbeli mérés illusztrációja**

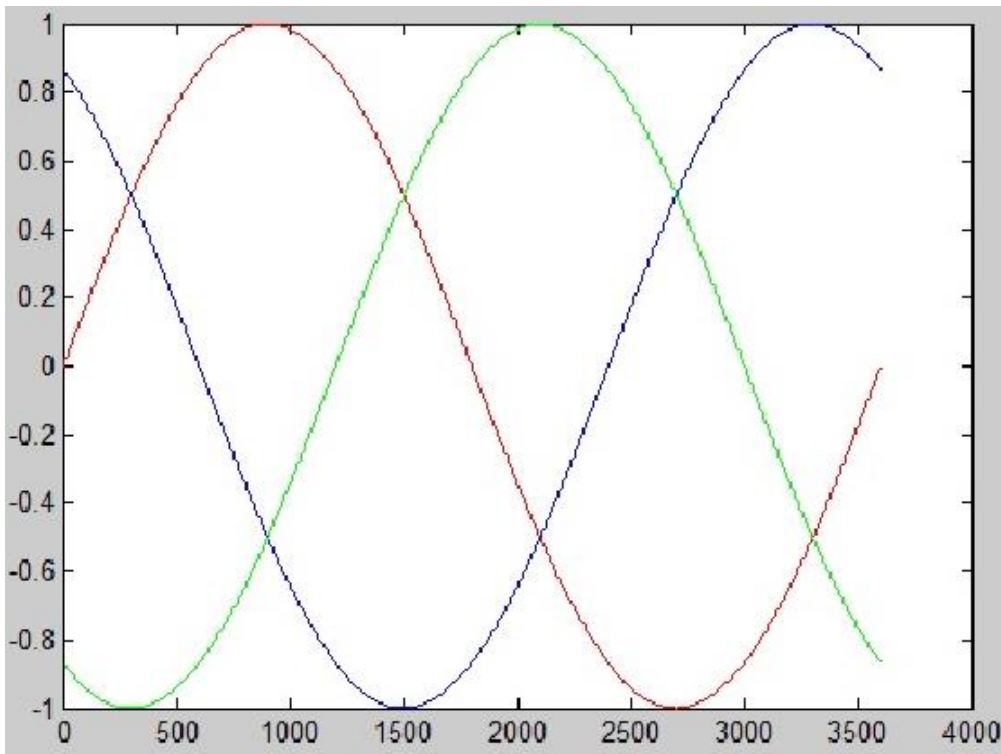
A 3. mérési időpontban annak az inverter-kimenetnek a vonali áramát mérhetjük, mely még mindig a DC-tápsínre csatlakozik. Az alábbi ábra is ezt szemlélteti.



**2.2.-5. ábra: A 3. időpontbeli mérés illusztrációja**

Mivel így ismerjük az árammérési hibát és két vonali áramot, ezért a harmadik vonali áram is kiszámítható, mivel a három vonali áram algebrai összege zérus. Ezen az elven meg lehet valósítani az egyes vonali áramok mérését.

Mégis honnét tudjuk, hogy melyik mérési időpontban melyik inverter-kimenet vonali áramát mérjük? Onnét, hogy mindig tudjuk, hogy az egyes, még zérussorrendű összetevőktől mentes szinuszos vezérlőjelek generálásánál éppen hol tartunk, tehát a nagyságuk hogyan viszonyul egymáshoz. Minél nagyobb a szinuszjel aktuális ISZM-periódusra vett pillanatértéke, annál tovább lesz 325V-ra kapcsolva az adott inverter-kimenet. Így el tudjuk dönteni, hogy a 2., illetve a 3. mérési időpontokban pontosan melyik inverter-kimenet áramát mérjük. Az alábbi ábrán láthatunk három, egymáshoz képest  $120^\circ$ -kal eltolt szinuszjelet.

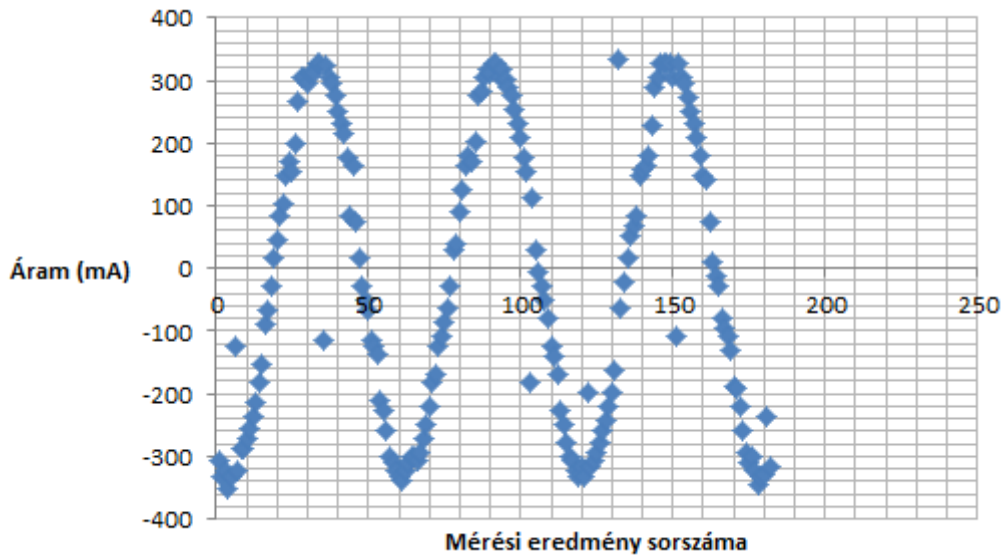


**2.2.3 ábra: Három, egymáshoz képest 120°-kel eltolt szinuszjel**

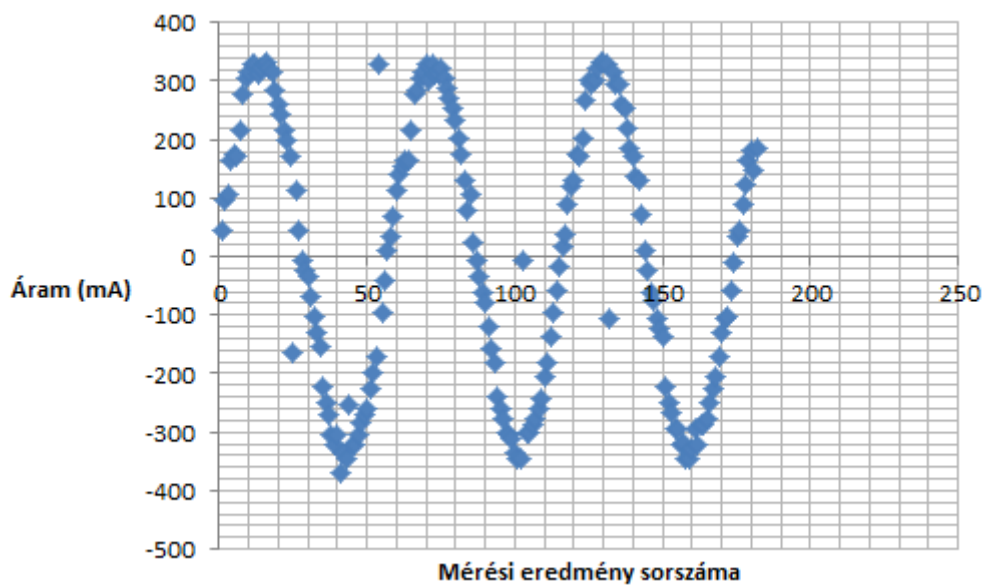
Ezen az ábrán látható, hogy a három szinuszjel egymáshoz viszonyított nagyság szerinti sorrendje a természetes kommutációs pontokban (két szinuszjel metszeténél) változik. A természetes kommutációs pontok pedig egymáshoz képest 60°-nak megfelelő távolságra vannak egymástól. Így hatféle sorrend lehetséges. Vegyük észre, hogy elegendő tudnunk, hogy egy szinuszjel (mondjuk a piros színű) generálásában éppen hány foknál tartunk, mivel ez a természetes kommutációs pontok ismerete miatt egyértelműen meghatározza a mérni kívánt szinuszok egymáshoz képesti nagyság szerinti sorrendjét. Ez így algoritmus tekintetében gyorsabb, mintha mindhárom szinuszjel aktuális ISZM-periódusra vett pillanatértékét megvizsgáljuk, és annak alapján döntjük el, hogy nagyság szerint hogyan viszonyulnak egymáshoz.

A 4., 5., és 6. mérési időpontok hasznosításáról még nem beszéltünk. A 4. mérési időpontban mérhetünk hőmérsékletet, míg az 5. mérési időpontban DC-tápsín feszültséget. Bár ezeknek a mennyiségeknek semmi köze nincs az inverter kapcsolási állapotaihoz, mégis kevésbé lesznek zajosak a rájuk vonatkozó mérési eredmények, ha ezeket a mennyiségeket is a 4., 5., 6. mérési időpontok valamelyikében mérjük meg. Észrevehetjük, hogy egy mérési időpont, jelen esetben a 6., kihasználatlan marad, mert itt nem mérünk semmit.

Az alábbi ábrán láthatjuk ezzel a mérési elvvel megvalósított árammérés esetén két fázis mérési eredményeit.



2.2.4 ábra: Az egyik szinuszjel



2.2.5 ábra: A másik szinuszjel

Jól látható, hogy a két szinuszjel egymáshoz képest  $120^\circ$ -kal van eltolva. Ez alapján a mérés alapján amplitúdójuk 340 mA-esnek adódott. Árammérő lakattal is megmérve az amplitúdót 346 mA-t mértünk. Megállapítható, hogy ezzel a mérési elvvel kielégítő pontossággal tudunk

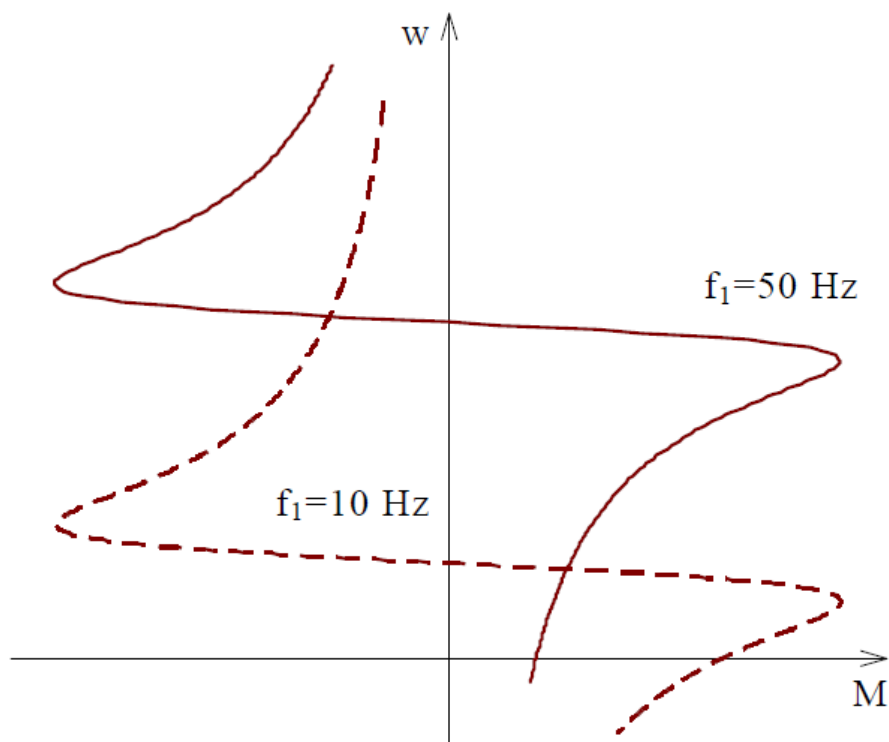
mérni. Az ábrákon látható outlier-ek rossz mérési eredményeket jelentenek, mert ilyenkor véletlenül túl rövidnek adódott az egyes mérési időpontokhoz tartozó időintervallum, és a kapcsolási jel tranziensébe mértünk bele. Természetesen az ez ellen való védekezésre is fel lehet készíteni a programot.

Térvektor-moduláció esetében annyi a különbség, hogy a (2.2.-2.) ábrán látható általános alak egy kicsit más, ugyanis ott mindig van legalább egy kimenet, aki végig a DC-tápsín pozitív oldalára csatlakozik. Éppen ezért az egyik mérési időpont fix. Ezáltal persze egy ISZM-periódusbeli mérési időpontot elveszítettünk, de ez nem okoz problémát. Ugyan előnyös a mérési zajok csökkentése céljából pl. az IGBT-k hőmérsékletét a jel generálásához igazítva mérni, de nem szükséges. Térvektor-moduláció esetében mindig tudjuk, hogy az egyes kimenetek milyen időrendbeli sorrendben kapcsolódnak rá a DC-tápsín földpotenciálú oldalára, így itt kevesebb számítás szükséges az egyes mérési időpontok kiszámításához (sőt, az egyik mérési időpont mindig fix), ami még inkább a térvektor-moduláció alkalmazásának irányába billenti a mérleg nyelvét.

A mérési eredményekből, például FFT alkalmazásával, kinyerhetjük az alapharmonikus amplitúdóját és fázishelyzetét. Ezáltal tudni fogjuk az alapharmonikus áram pontos nagyságát és fázishelyzetét. Így sikerült megvalósítanunk a pontos árammérést áramérzékelő alkalmazása nélkül.

### 2.3. Fordulatszám-szabályozás megvalósításának vizsgálata

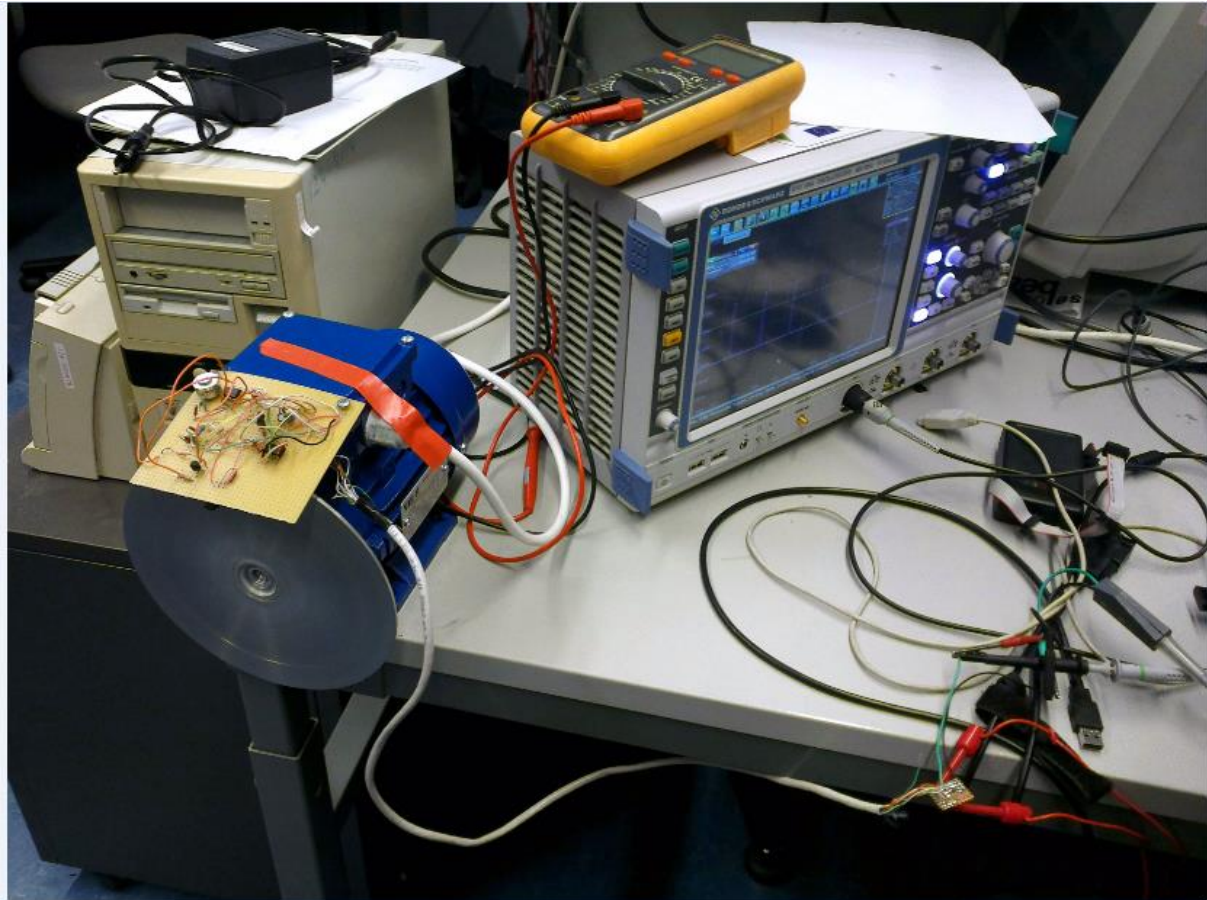
Az eddig elkészült szoftver még csak változtatható tápfrekvencia előállítására volt képes úgy, hogy mellette közel állandó értéken tartotta a gép állórész-fluxusát. Ezt egy úgynevezett U/F vezérléssel valósította meg. Ez azt jelenti, hogy a gép kapocsfeszültségét az előállítandó alapharmonikus tápfrekvenciával egyenesen arányosan változtattuk, ezáltal az inverter egy változtatható frekvenciájú és változtatható feszültségű forrásként üzemelt. Az állórész fluxus állandó értéken való tartására azért szükséges, hogy a gép minden fordulatszámon ki tudja fejteni a névleges nyomatékát. Az állandó állórész-fluxusú táplálás ugyanis azt eredményezi, hogy a tápfrekvencia névleges értékével egyenlő, vagy annál kisebb tápfrekvenciák esetén a gép nyomaték-fordulatszám jelleggörbéje a fordulatszám-tengely mentén párhuzamosan eltolódik.



2.3.-6. ábra: Aszinkron gép mechanikai jelleggörbéje állandó állórész-fluxusú táplálás esetén [5]

Ezzel a megoldással fordulatszám-vezérlést lehet csak megvalósítani. Ha fordulatszámot szeretnénk szabályozni, akkor szükség van valamilyen fordulatszám információra. Ezt a fordulatszám információt első körben egy egyszerű fordulatszám-érzékelő alkalmazásával próbáltuk megszerezni. A labor felszereltsége erősen korlátozta a szóba jöhető lehetőségeket. A legelegánsabb megoldás egy inkrementális- vagy abszolút jeladó alkalmazása jelentette

volna. Azonban mindkettő nagyon drága. A második lehetőség egy tachogenerátor alkalmazása lehetett volna. Ezzel azonban kb. 4%-os pontosságot lehet elérni, ami általában az aszinkron gépek névleges szlipje. Jobb lehetőség híján, egy optikai jeladót alkalmaztunk a fordulatszám érzékelés megvalósítására. Az optikai jeladóval egy, a gép tengelyére szerelt tárcsán lévő lyukakat számoltuk meg. A tárcsa kerületén 6 darab lyuk volt egyenletesen elosztva. Amikor az optikai jeladó lyukat érzékelt, adott egy impulzust. Ezeknek az impulzusoknak a száma alapján tudtunk visszakövetkeztetni a fordulatszámra.



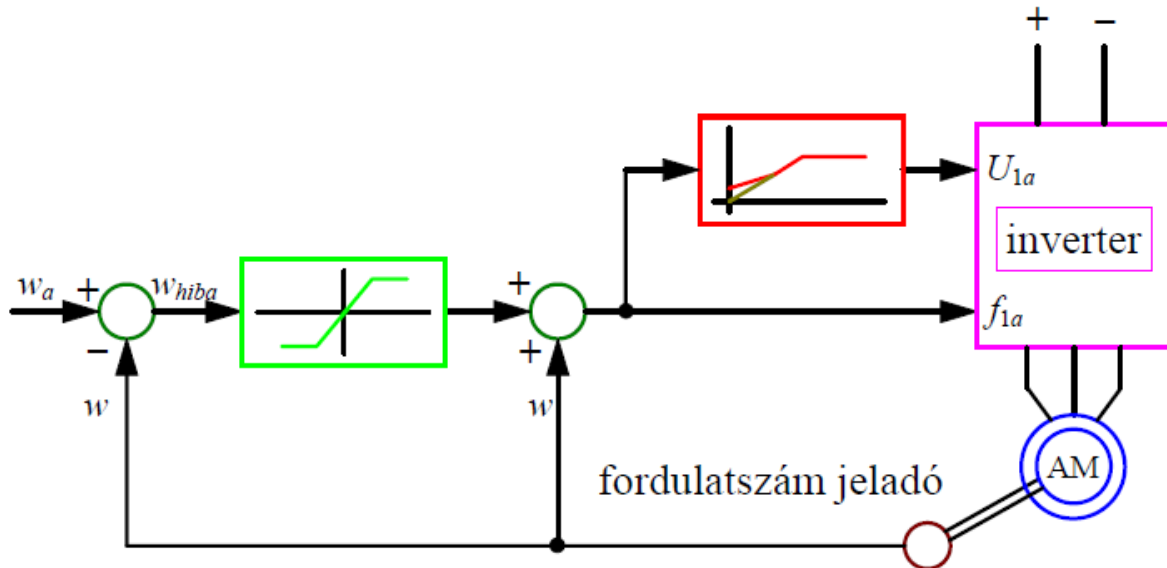
**2.3.-7. ábra: A mérési elrendezés**

Az ábrán jól látható, hogy az optikai jeladó a motor kapocstáblájára volt felcsavarozva. Ez a jeladó egy hosszú és árnyékolatlan kábelen keresztül küldte az impulzusokat az elektronika számára. Mivel így a jeladó a környezetéből minden létező zavarjelet összeszedett, ezért szűrőkondenzátorok alkalmazásával próbáltuk meg megszüntetni a jelet.

Az alkalmazott fordulatszám-szabályozási módszer nagyon egyszerű, a neve: szlipkompenzáció. Ez azt csinálja, hogy –az állandó állórész-fluxusú táplálás biztosítása mellett– a mért fordulatszám alapján képezi a fordulatszám-hibajelet, és amennyiben a hibajel



értéke kisebb, mint a felfutási rámpának megfelelő gyorsítási érték, akkor a hibajelnek megfelelő frekvencia értékkel növeli meg a tápfrekvencia értékét. Ameddig ez nem áll fenn, addig a felfutási rámpának megfelelő frekvencia értékkel növeli meg a tápfrekvenciát.



2.3.-8. ábra: Szlipkompenzáció értelmezése [5]

Ez a módszer csak lassan változó terhelések esetében működőképes. Mivel a mi esetünkben ez áll fenn, ezért ez kielégítő a számunkra.

Sajnálatos módon, azt tapasztaltuk, hogy a szűrőkondenzátorok ellenére sem sikerült a jelet kellő mértékben megsűrni. Egy PC-s kezelő felületen keresztül kérdeztük le az aktuális fordulatszám értékét, és az viszonylag tág határok között mozgott, a gép szemmel is érzékelhető állandó fordulatszáma ellenére. Ugyan a szlipkompenzáció szoftverét elkészítettem, és látszott is, hogy „erőlködik” a szabályozó, de nem sikerült az előírt fordulatszámra szabályoznia.

Éppen ezért úgy döntöttem, hogy más módszer alapján próbálom megvalósítani a fordulatszám-szabályozást. A módszer egy érzékelő nélküli fordulatszám-szabályozást valósít meg, és viszonylag robusztus. A módszer elve a következő. Az aszinkron gépekre érvényes a következő Park-vektoros (röviden: vektoros) nyomatékképlet:

$$\bar{m} = \frac{3}{2} p \bar{\Psi} \times \bar{i}$$

Ahol:

$\bar{\Psi}$ : az állórész fluxusvektora

$\bar{i}$ : az állórész áramvektora

$p$ : a gép póluspárszáma

$A \times$  a vektoriális szorzást jelöli. Ebből a nyomaték abszolútértéke:

$$m = \frac{3}{2} p (j \bar{\Psi}) \cdot \bar{i}$$

Itt a  $\cdot$  a skaláris szorzást jelöli. Ebből a képletből  $p$  ismert, az állórész áramokat mérni tudjuk, így park-vektoruk is ismert. Egyedül  $\bar{\Psi}$  ismeretlen. Ezt viszont meg tudjuk határozni, az alábbi összefüggésnek megfelelően:

$$\bar{\Psi} = \int \bar{u} - R \bar{i} dt$$

Ebből  $\bar{i}$  ismert,  $R$  egy egyszerű méréssel meghatározható, és  $\bar{u}$ -t is ismerjük, mivel azt vezéreljük ( $\bar{u}$  a gépet tápláló feszültség alapharmonikusának Park-vektora). Ebből a gép nyomatéka ismert, még tranziens üzemállapotban is. Felhasználva azt, hogy állandó állórész-fluxusú a táplálás, a mechanikai jelleggörbe (2.3.-1. ábra) lineáris szakaszára felírható egy egyszerű párhuzamos szelők tétele, melynek alapján:

$$\frac{M_{tényleges}}{M_{névleges}} = \frac{\Delta n_{tényleges}}{\Delta n_{névleges}}$$

Ebből a gép aktuális fordulatszámának aktuális szinkron-fordulatszámtól való eltérése meghatározható, és mivel az aktuális szinkron-fordulatszámot ismerjük (mivel mi vezéreljük), ezért a gép tényleges fordulatszáma is így meghatározható. Jól látható, hogy a módszer a gépparaméterek közül egyedül az állórész ellenállását használja fel a tényleges fordulatszám meghatározásához, tehát viszonylag robusztus. Fontos azonban, hogy mindig biztosítsuk, hogy a gép mechanikai jelleggörbéjének a lineáris szakaszán tartózkodjunk, mivel a párhuzamos szelők tétele csak ebben az esetben írható fel, így a módszer csak akkor működőképes. Ha a gép tényleges fordulatszámát ily módon meghatároztuk, akkor a szlipkompenzációt a korábban ismertettnek megfelelően el tudjuk végezni. Sajnos, ennek a módszernek a megvalósítása már nem fért bele a munkába.

### **3. Továbbfejlesztési lehetőségek**

Ennek a munkának számos továbbfejlesztési lehetősége van. Először is lehet IR-kompenzációt készíteni, annak érdekében, hogy a gép állórész-fluxusát alacsony fordulatszámon is a névleges értéken tartsuk. Ki lehet próbálni az előzőleg ismertetett fordulatszám-számítási eljárást is. Esetleg lehet bonyolultabb szabályozásokkal is próbálkozni, mint pl. mezőorientált szabályozás fordulatszám-érzékelő nélkül, vagy közvetlen nyomatékszabályozás. A munkának számos folytatási lehetősége létezik.

## **Felhasznált források:**

- [1]: Rakesh Parekh, Microchip Technology Inc.: AC Induction Motor Fundamentals, AN887, 2003
- [2]: Dr. Kádár István: Váltakozó áramú rendszerek előadásvázlatok: A Park-vektoros számítási módszer elve és alkalmazása, 2013
- [3]: Dr. Retter Gyula: Villamos Energetika II. kötet, elektronikus jegyzet
- [4]: Dr. Vajda István: Villamos gépek és alkalmazások előadásvázlatok, 2013
- [5]: Dr. Kádár István: Modellezés és szimuláció előadásvázlatok: Az aszinkron gépek modellezése, 2013
- [6]: Hámori Zoltán: Villamos Gépek, Nemzeti Tankönyvkiadó – Tankönyvmester kiadó, Budapest, 2000
- [7]: Dr. Erdélyi István, Dr. Farkas László: Aszinkron gép mérése, 2009
- [8]: Dr. Halász Sándor: Villamos hajtások, 1993
- [9]: Dr. Veszprémi Károly: Villamos gépek és alkalmazások előadásvázlatok, 2013
- [10]: Steve Bowling, Microchip Technology Inc.: An Introduction to AC Induction Motor Control Using the dsPIC30F MCU, AN984, 2005
- [11]: Ráczy György: Frekvenciaváltó fejlesztése kisteljesítményű aszinkron motorokhoz, Budapest, 2011
- [12]: Dr. Schmidt István, Dr. Veszprémi Károly: Hajtásszabályozások, egyetemi jegyzet, 2013