

Pannon Egyetem
Műszaki Informatikai Kar
Villamosmérnöki és Információs Rendszerek Tanszék
Villamosmérnöki BSc szak

TDK DOLGOZAT

Kisteljesítményű kísérleti szélerőmű tervezése állandó mágneses
egyenáramú generátorral

Szabó Gergely

Témavezető: Fodor Attila
2014

Köszönetnyilvánítás

Ezúton is szeretnék köszönetet mondani témavezetőmnek, Fodor Attilának a témaválasztásban és a témakör feldolgozásában nyújtott segítségével.

Szeretném megköszönni Istvánffy Dánielnek aki a gép tekercselését többször is elkészítette nekünk, illetve megosztotta tapasztalatait a villamos forgógépek gyártásával kapcsolatban.

Szeretnék köszönetet mondani Agárdi Lászlónak a kezdeti forgórész prototípusok legyártásáért.

Szeretnék köszönetet mondani Horváth Sándor Rajmund szaktársamnak akivel sokszor egymást segítve oldottunk meg az aktuálisan felmerülő problémákat, saját ötleteinkkel és az problémák más szemszögből való megközelítésével segítettük egymást átlendülni a projekt megvalósítása során többször is jelentkező holtponton.

Szeretnék köszönetet mondani Édesapámnak a villamos forgógép tervezésében nyújtott segítségével és támogatásáért, építésben valós segítségével, mint például a kommutátor, fordulatszámérő és egyéb elektromos berendezések. Szeretnék még köszönetet mondani Édesanyámnak a támogatásáért, továbbá testvéreimnek a minden héten feltett "Forog-e már a szélgenerátor?" kérdéseikért.

A dolgozat a TÁMOP-4.2.2.A- 11/1/KONV-2012-0072 projekt keretében Magyarország és az Európai Unió közös támogatásával készült.

TARTALMI ÖSSZEFOGLALÓ

Jelen dolgozat célja egy kisteljesítményű kísérleti szélérőmű tervezése állandó mágneses egyenáramú generátorral. A feladat megoldása során először a szél mint fizikai jelenség jellemzését végeztem el annak érdekében, hogy a rendszer bemenetét minél jobban megértsem és a megismerhessem a fizikai korlátokat.

A dolgozat jelentős részében a szélenergia átalakító rendszerben található villamos forgógép kiválasztását és tervezését illetve építését tárgyalom. A kezdeti felvetést, miszerint egy készre szerelt egyenáramú generátort használok fel, hamar elvettetem, mivel nem találtam megfelelő villamos és mechanikai paraméterekkel rendelkező gépet. Ezt követően döntöttem egy a kereskedelmi forgalomban is kapható ventilátor számomra megfelelő módon történő átalakításánál mivel ekkor a gépészeti problémák figyelmen kívül hagyhattam és a villamos paraméterek beállításra koncentrálni tudtam. A megépített villamos forgógép egy egyenáramú, állandó mágnesű, elektromos kommutáció generátor amelyben a tekercselést terveztem, a forgórészek tevézését és építését, a kommutátor tervezését és építését mutatom be. Több lehetséges alternatívát mutatok be melyek közül gazdasági és megvalósíthatósági szempontok szerint döntöttem.

Az építés során a kapott elektromechanikai rendszer modellezését végeztem el MATLAB Simulink környezetben, arra törekedve, hogy a kapott modell minél jobban és a számomra elégséges bonyolultsággal szimulálja a valós rendszer működését.

A dolgozat további részében a fordulatszámmerést és árammérés egy lehetséges módját mutatom be amelyhez egy mikrokontrollert tartalmazó áramkört terveztem, építettem illetve programoztam fel.

Kulcsszavak:

szélérőmű, egyenáramú generátor, elektromos kommutáció, modellezés, fordulatszám mérés

ABSTARCT

This thesis' aim is to desing a low-power experimental wind turbine with a permanent magnet direct current generator. In the first part of the task I made the characterization of the wind as a physical phenomena which is the input of the system in order to get a better understanding and learn about its physical limits.

In the significant part of the thesis I demonstrate the choosing and the designing and the construction of the rotating electro-mechanical machine. The first plan was to find and buy a dirrect current machine which parameters and characteristics' matches my requirements, but I rejected it soon because I didn't find the correct machine. Then I decided to modify a commercial ventilator in order to reduce the taking care of mechanical problems therefore I clould concentrate on the electrical parameters. The constructed rotating electro-mechanical machine is a direct current, permanent magnet, electric commutation generator in which I designed and constructed the stator winding, the rotors and the commutator. I present several alternatives from which I chosed according to economic and practicability standpoints.

I made the model of the electro-mechanical system in MATLAB Simulink enviroment, striving to get a modell that simulates the real system with satisfactory complexity.

In the rest part of the thesis I introduce one possibilyty to measure the geometrical and eletrical frequency an the amature current for which I made microcontroller based circuit and I wrote the program running on it.

Keywords:

windgenerator, direct current generator, electric commutation, modeling, rpm measurement

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	2
1.1. Szélenergia átalakító rendszerek csoportosítása	4
2. A szél fizikai jellemzése	6
3. Villamos forgógép kiválasztása és tervezése	12
3.1. A feladat megvalósításához szükséges gép kiválasztása	12
3.2. Elektromos kommutációjú DC motor tervezése	13
Az állórész tekercselése	13
A forgórész	18
Kommutáció	22
4. A generátor modellezése	29
4.1. A modell finomítása	34
5. Szabályozás alapjai	50
5.1. Fordulatszám-mérés	50
5.2. Áram-mérés	56
6. Összefoglalás	61
7. Jövőbeli tervek	63
Irodalomjegyzék	68
A. Jelölésjegyzék	70
B. Felhasznált eszközök adatlapjai	72
B.1. A felhasznált Hall-szenzor adatlapja	73
B.2. A felhasznált I2C illesztő IC adatlapja	78
B.3. A felhasznált LCD kijelző adatlapja	83
B.4. A felhasznált mikrokontroller adatlapja	84
B.5. A felhasznált árammérő IC adatlapja	87
B.6. A felhasznált SB160 Schottky dióda adatlapja	90

1. Bevezetés

Napjaink egyik legégetőbb és a társadalom minden rétegét érintő kérdése az energiaszükségletünk fedezése. A energiafelhasználása és energia iránti igény évről évre növekszik ami komoly problémát és kihívást jelent a kérdéskörrel foglalkozó kutatók és mérnökök számára. A világ 2013-ban mért energiafogyasztása elérte a 12476.6 millió tonna olajegyenértéket [1], ami $522,3 EJ = 144,72 PWh$ energiát jelent[2], melynek eloszlását a következő táblázat mutatja be:

	mtoe	%
Kőolaj	4130,5	33,11%
Földgáz	2987,1	23,94%
Szén	3730,1	29,90%
Atomenergia	560,4	4,49%
Vízenergia	831,1	6,66%
egyéb megújuló energia	237,4	1,90%
	12476,6	100,00%

1.1. táblázat. Az energiahordozók eloszlása 2013-ban

Látható, hogy a fosszilis energiahordozók bevonásával az energiaigény 86,95%-át fedeztük amely több ponton is aggályokat vet fel, mivel ezen energiahordozók csak korlátozott mennyiségben állnak rendelkezésre és a még rendelkezésre álló tartalékok kitermelése is extra költségekkel jár a kedvezőtlen féltetlek miatt, ami megjelenik a kereskedelmi árakban és ezáltal az energiaárakban is. De talán még nagyobb gondot jelent, hogy elégetésük során hatalmas mennyiségű széndioxidot juttatunk a légkörbe, amely éghajlatra gyakorolt hatását már most is érezzük. A világ éves széndioxid kibocsátásának közel 57%-a fosszilis energiahordozók felhasználásból származik ami köztudott, hogy az üvegházhatásáért felelős anyagok egyike [3].

Fontos tehát, hogy minél előbb olyan alternatívát találjunk amely képes fedezni ezt a hatalmas energiaigényt de emellett nem szennyezi a környezetet. Az egyik lehetséges és manapság egyre jobban támogatott alternatíva a megújuló energiaforrások, köztük a szélenergia hasznosítása. Bizonyos országok és társulások különböző irányelveket határoznak meg, hogy ezzel ösztönözzék és rávegyék az egyes országokat minél több megújuló energiaforrás használatra, mint ahogy azt Európai Unió tagjai a 2009. április 23-án kiadott, a megújuló energiaforrásból előállított energia támogatásáról szóló irányelvben rögzítettek. Hazánkban a

Bevezetés

megújuló energiaforrásokból előállított energiának a 2005. évi teljes bruttó energiafogyasztásban képviselt részaránya 4.3% volt, melynek a 2020-as évre meg kell haladni az évi 13%-ot.[4]

A *GWEC* (Global Wind Energy Council) a szélenergia szektort legmagasabb és legátfogóbb szinten képviselő szervezet adatai szerint a 2013-as évben a világban összesen 318105MW szélenergia kapacitás állt rendelkezésre, melyből az *EWEA* (European Wind Energy Association) adatai alapján hazánk kapacitása 329MW-ot tett ki 171 telepített toronnyal [5, 6]. Sajnos az utóbbi időkben a szélerőmű telepítések háttérbe szorultak az országban.

Hazánkban a környezetvédelem elősegítése, a munkahelyek megóvása, illetve az energiaimport függőség csökkentés érdekében, a megújuló energiaforrások termelésének növelése érdekében kötelező átvételi rendszer (KÁT) működik, amelyet 389/2007. (XII. 23.) Kormány rendelet szabályoz[7]. Ennek értelmében az így megtermelt energiát a piaci árnál magasabban, a rendszer kiépítésének idejétől, az alkalmazott technológiától és névleges teljesítménytől illetve a zónaidőtől (csúcs-, völgy- és mélyvölgy-időszak) függő áron veszik át [8].

Szélenergia felhasználásának egyik legnagyobb kihívása, hogy a termelést nem lehet hosszú távon tervezni, mivel a szél sebessége és iránya gyorsan változhat. Manapság már elérhetőek különböző szél előrejelzések, de ezekkel is csak pár órás időtartamban lehet előre tervezni.

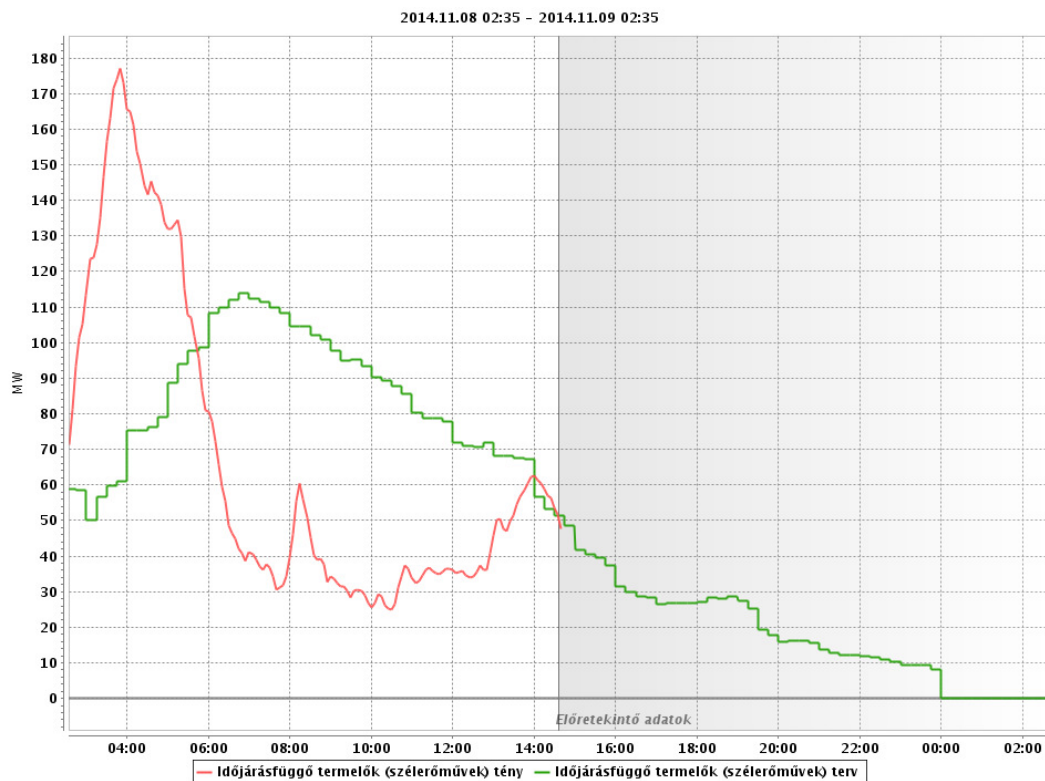


1.1. ábra. Magyarország széltérképe [9]

Ez az időbeli bizonytalanság a szélenergia hasznosítása során komoly feladatot je-

Bevezetés

lent hazánkban a Magyar Villamosenergia-ipari Átviteli Rendszerirányító számára.



1.2. ábra. Szélerő termelés tervezett és tényleges alakulása [10]

Problémát jelent még, hogy egy szélerő átalakító rendszer telepítés jelentős beruházásnak számít, amihez sok tőkét igényel. Rendkívül nagy előnyük, hogy a telepítés nem igényel nagy területet, a modern szélérőművek zajterhelése elhanyagolható, továbbá szinte teljes egészében újrahasznosítható anyagokból készülnek.

1.1. Szélerő átalakító rendszerek csoportosítása

Az emberiség a szél energiáját már régóta hasznosítja, például vitorlát vagy szélmalomok segítségével. Az első villamosenergia termelésre fejlesztett szélerő átalakító rendszert James Blyth nevéhez köthetjük.

A villamosenergia termelésre kialakított szélerő átalakító rendszereket alapvetően két csoportra bonthatjuk:

- vertikális tengelyű szél turbinák *VAWT* (Vertical Axis Wind Turbine)
- horizontális tengelyű szél turbinák *HWAT* (Horizontal Axis Wind turbine)

A horizontális tengelyű szélérőműveknél az elsődleges tengely vízszintesen helyezkedik el. A szélerő hasznosítása érdekében elkerülhetetlen, hogy ezen

Bevezetés

turbinák rotorját állandóan szélirányban tartásák, melyet kisebb generátorok esetén egyszerű vezérsíkkal, nagyobb generátorok esetén pedig szélsébség és szélirány mérő rendszer mérései alapján vezérelt szervó motor segítségével oldanak meg. Hátrányként említhetjük még, hogy karbantartás esetén szükséges a toronyra felmászni, vagy magát a generátort leszerelni arról.

A vertikális tengelyű szélgenerátoroknál az elsődleges tengely vertikálisan helyezkedik el, mely elrendezés lehetővé teszi, hogy a váltóművet és az egyéb berendezéseket ne kelljen a magasba telepíteni. Egyik legnagyobb előnye, hogy nem szükséges a berendezést folyamatosan szélirányba tartani. Egyik legnagyobb hátránya, hogy jóval kisebb fordulatszám tartományon képes üzemelni, továbbá indítónyomatéka is lényegesen nagyobb.

Mindkét típusnál elmondhatjuk, hogy az egészen kicsinek mondható háztartási mérettől a nagy, száz métert meghaladó torony nagyságig előfordulnak. A vertikális tengelyű generátorok általában kisebb teljesítményűek, pár kW -os nagyságig, míg a horizontális tengelyű gépekből nagyobb, több MW teljesítményűeket is telepítettek.

Az egyenáramú generátort tartalmazó szélergia átalakító rendszereket első-sorban kisteljesítményű rendszerekben használják, azaz ahol a telepített kapacitás pár kW -ot éri csak el. Így az ilyen villamos forgógéppel felszerelt rendszerekkel első-sorban háztartási erőművek formájában találkozhatunk, amelyek vagy sziget-üzemben működnek, vagy a rendszerhez csatlakoztatott DC/AC átalakító azaz in-verter segítségével a hálózatba termelnek vissza.

2. A szél fizikai jellemzése

Szélnek nevezzük a nyomáskülönbségek hatására létrejövő légtömegmozgást. A szél sebességét általában *méter/szekundumban* adjuk meg, de elterjedt még a Beaufort-skálán való megadása is. Elsődleges célunk a levegő kinetikus energiáját villamos energiává alakítani.

Ehhez első lépésben meg kell vizsgálnunk a mozgó légtömeg fizikai tulajdonságait. Egy m tömegű és v sebességgel mozgó test mozgási energiáját a következő módon tudjuk kiszámítani:

$$E_m = \frac{1}{2}mv^2, \quad (2.1)$$

ahol

- m a test tömege $[kg]$,
- v a test sebessége $\left[\frac{m}{s}\right]$.

Tegyük fel hogy egy A keresztmetszetű csőben vizsgáljuk a szélteljesítményt. Ekkor tudjuk, hogy

$$V = Av_{szél} \quad (2.2)$$

térfogatú levegő halad át egységnyi idő alatt a cső keresztmetszetén, amiből meghatározhatjuk az egységnyi idő alatt áthaladó levegő tömegét is azaz

$$m = v\rho_{levegő}, \quad (2.3)$$

ahol

- $\rho_{levegő}$ a levegő sűrűsége $\left[\frac{kg}{m^3}\right]$.

Mivel a vizsgált levegőtömeg valamekkora sebességgel mozog, így az (2.1) egyenletben felírt nagyságú mozgási energiával rendelkezik, ami megegyezik

A szél fizikai jellemzése

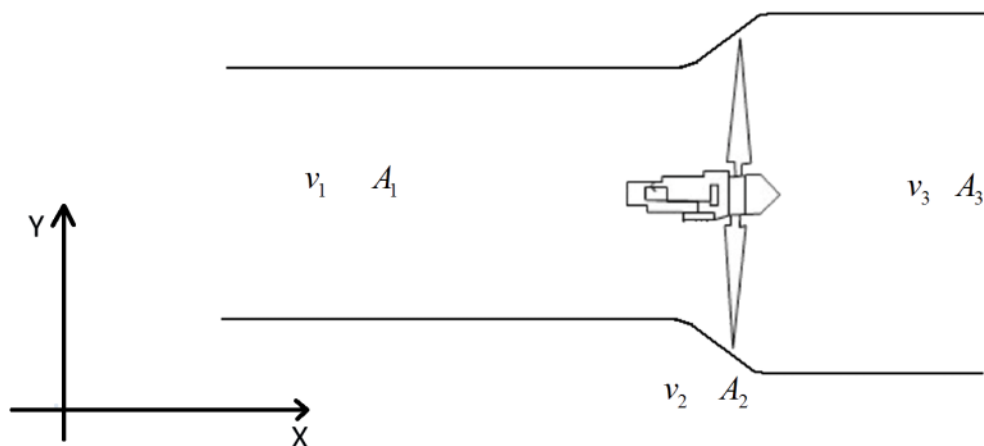
azzal a munkával amit akkor végeznénk ha egy ugyanekkora m tömegű testet az addigi v sebességéről nullára csökkentenénk le. Így a rendszer vizsgálatakor definiálhatunk különböző munkavégzéseket is. Egyik fontos kérdés számunkra a munkavégzés gyorsasága, hatékonysága, azaz, hogy a vizsgált folyamat mennyi idő alatt játszódott le. Ezek alapján definiálhatjuk a mozgó légtömeg munkavégzését azaz a pillanatnyi szélteljesítményt:

$$P_{szél} = \frac{1}{2} A \rho_{levegő} v^3 \quad (2.4)$$

A későbbi energiatermelés szempontjából lényeges, hogy a rendelkezésre álló szélteljesítmény mekkora hányadát tudjuk ténylegesen hasznosítani. Erre jó közelítést tudunk adni, ha az alábbi egyszerűsítésekkel élünk:

- a szél sebessége nem haladhatja meg a $100 \frac{m}{s}$ -ot,
- a levegőt összenyomhatatlannak tekintjük,
- eltekintünk a mechanikai és aerodinamikai veszteségektől.

A 2. pontban rögzített feltétel mindig teljesül mivel egy szél-turbina biztonságos üzemeltetése érdekében a szél sebessége nem haladhatja meg a $100 \frac{m}{s}$ -ot.



2.1. ábra. Egy szél-turbina áramlási mezeje

Az ábrán egy idealizált szél-turbina áramlási mezeje látható, amelyet v_1 sebességű szél fúj meg a rotornál v_2 szélesebbeséget míg a rotor mögött v_3 szélesebbeséget mérhetünk. A kinyerhető szélteljesítmény ekkor

A szél fizikai jellemzése

$$P_{kiny.szél} = P_1 - P_3 = \frac{1}{2} \rho_{levegő} (A_1 v_1^3 - A_3 v_3^3) \quad (2.5)$$

alakban számolható. Mivel a becslés egyik megkötése az volt, hogy a levegőt összenyomhatatlannak tekintjük ezért minden időpillanatban teljesül, hogy

$$A_1 v_1^3 = A_2 v_2^3 = A_3 v_3^3. \quad (2.6)$$

Ez alapján a (2.6) egyenletben felírt kinyerhető szélteljesítményre vonatkozó képletünket az alábbira módosíthatjuk:

$$P_{kiny.szél} = P_1 - P_3 = \frac{1}{2} \rho_{levegő} A_1 v_1 (v_1^2 - v_3^2) \quad (2.7)$$

Newton *III.* tétele alapján megállapíthatjuk, hogy a rotorra ható erő megegyezik azzal az erővel amit a rotor fejt ki mozgó légtömegre. Ennek figyelembevételével a (2.7) képletünket az alábbi alakban is felírhatjuk:

$$P_{kiny.szél} = \frac{1}{2} \rho_{levegő} A_1 v_1^3 (v_1^2 - v_3^2) = \frac{1}{4} \rho_{levegő} A_1 v_1 (v_1 + v_3) (v_1^2 - v_3^2) \quad (2.8)$$

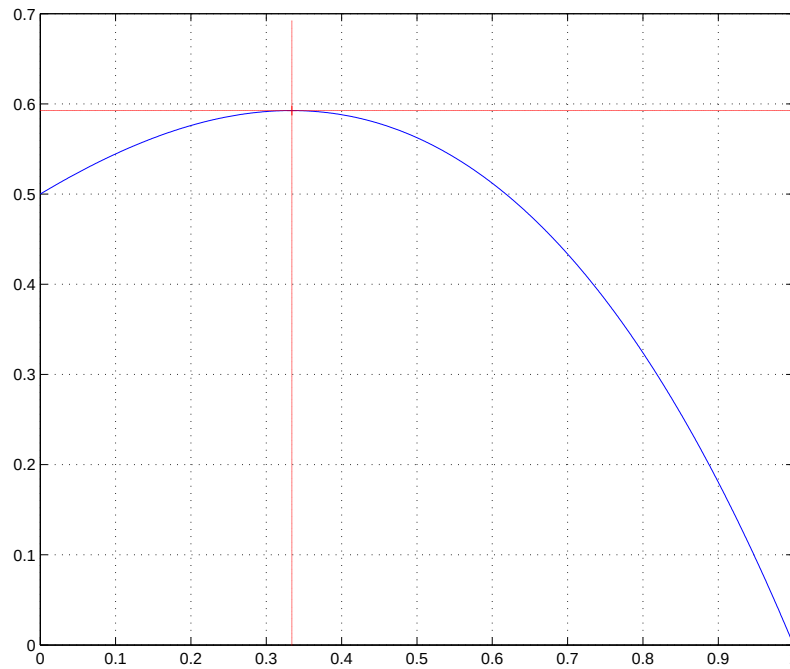
Könnyen belátható, hogy kinyerhető szélteljesítmény nagy mértékben függ a turbina fizikai tulajdonságaitól, mint például a lapát típusától vagy a rotor kialakításától. Ahhoz, hogy ezeket is figyelembe vegyünk a modellezése során vezessük be az úgynevezett teljesítmény tényezőt, amit a kinyerhető és a rendelkezésre álló szélteljesítmény hányadosaként definiálunk :

$$c_p = \frac{P_{kiny.szél}}{P_{szél}} = \frac{\frac{1}{4} \rho_{levegő} A_1 v_1 (v_1 + v_3) (v_1^2 - v_3^2)}{\frac{1}{2} A \rho_{levegő} v_1^3} \quad (2.9)$$

Ha bevezetjük az $x = \frac{v_3}{v_1}$ változót, akkor valamivel egyszerűbb kifejezést kapunk:

$$c_p = \frac{P_{kiny.szél}}{P_{szél}} = \frac{1}{2}(1+x)(1-x^2) \quad (2.10)$$

Szélsőérték vizsgálattal megkereshetjük c_p maximális értékét ami 0,5926 melyet az $x = \frac{1}{3}$ helyen vesz fel.



2.2. ábra. A teljesítménytényező maximumhelye és értéke

Látható, hogy egy tetszőleges kialakítású szélgenerátor a rendelkezésre álló összes széltelesítmény maximum 59,26 % képes hasznosítani. Ezt az elvi értéket akkor érhetjük el, ha rotoron áthaladó szél sebessége azon áthaladva harmadára csökken. A fent említett és levezetett összefüggésre a szakirodalomban Betz limit [11, 12] néven hivatkoznak.

A vizsgált szélenergia átalakító rendszerben (*WECS - Wind Energy Conversion System*) a külső gerjesztésű egyenáramú generátor bemenete nyomaték lesz, ezért szükséges definiálnunk a szél nyomatékát:

$$M_{szél} = \frac{1}{2} c_M \rho \frac{D}{2} A v^2, \quad (2.11)$$

A szél fizikai jellemzése

ahol

- c_M a nyomatéktényező,
- D az átmérő.

A rendszer leírására szolgáló paraméter még az úgynevezett gyorsjárási tényező :

$$\lambda = \frac{v_k}{v_{szél}}. \quad (2.12)$$

A (2.10) képlettel definiált teljesítménytényező segítségével is felírhatjuk a gyorsjárási tényezőt:

$$\lambda = \frac{c_p}{c_M}. \quad (2.13)$$

A modellezés és a későbbi számítások során c_p értékét egy szélkerékre vonatkozó állandóként fogjuk tekinteni annak érdekében, hogy a rotor előtti és utáni szélesebségmérést elhagyhassuk ezzel a rendszer megvalósítását olcsóbbá téve. Ezen egyszerűsítés figyelembevételével az (2.5) képlettel felírt szél teljesítményt az alábbi alakban írhatjuk fel:

$$P_{kiny.szél} = \frac{1}{2} c_p \rho_{levegő} A v^3. \quad (2.14)$$

A modell bemenetét adó (2.11) képlettel definiált szélnyomatékokat becsülni fogjuk . Tudjuk, hogy egy mechanikai rendszerre teljesül, hogy

$$P_{kiny.szél} = M_{szél} \omega(t). \quad (2.15)$$

Az egyenlet rendezése után megkapjuk a közelítő képletet. Fontos megjegyeznünk, hogy a becslés használatakor eltekintünk a veszteségektől:

A szél fizikai jellemzése

$$M_{szél} = \frac{P_{kiny.szél}}{\omega(t)} = \frac{\frac{1}{2}c_p \rho_{levegő} A v^3}{\omega(t)}. \quad (2.16)$$

3. Villamos forgógép kiválasztása és tervezése

3.1. A feladat megvalósításához szükséges gép kiválasztása

A feladat megvalósításához egy egyenáramú gépet szeretnék felhasználni, mivel a gép kapocsfeszültsége minimális hullámosságtól eltekintve egyenfeszültségnek tekinthető. A generátorral egy akkumulátor telepet, vagy egyenfeszültségű fogyasztót szeretnék táplálni. A kezdeti elgondolás az volt, hogy egy a kereskedelmi forgalomban is kapható készre szerelt ismert paraméterekkel rendelkező gépet használok fel. Másik fontos feltétel volt, hogy a gépészeti problémákat elkerüljem, mivel kompetenciám nem terjed ki ezen kérdéskör sajátosságaira. Sajnos ezen feltételek figyelembevételével nem találtam számomra megfelelő kialakítású, villamos és mechanikai paraméterekkel rendelkező forgógépet ezért merült fel az egyedi gép tervezésének és gyártásának ötlete.

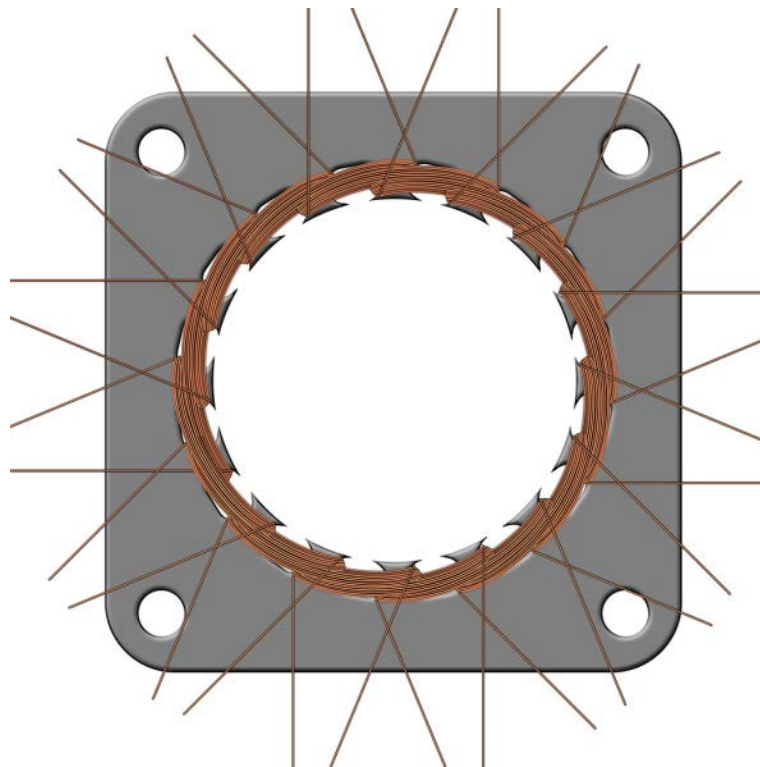
Ezek alapján a villamos paraméterekre koncentrálni azokat a fizika és az ésszerűség által megszabott korlátok között szabadon megválaszthatom. Fontos megjegyezni, hogy egy villamos forgógép tervezése is megépítése rendkívül összetett és időigényes feladat, ezért a dolgozat keretein belül elkészült gép csak egy prototípus, feladata a kérdéskör sajátosságainak, kihívásainak bemutatása az egyes tervezési és kivitelezési részfeladatokon keresztül úgy, mint a tekercselés tervezése és megvalósítása, a lehetséges forgórész típusok vizsgálata és a számunkra ideális elrendezés kiválasztása és megépítése, a lehetséges kommutációs eljárások vizsgálata és ezek közül egy megvalósítása. A gép tervezése és építése során törekedtem az egyszerűsége, illetve egyes részfeladatok lehetőség szerinti elhagyására, ezért egy teljesen új gép építése helyett egy a kereskedelmi forgalomban kapható gép átalakítása mellett döntöttem. Az átalakított gép egy TESCO PD1614W típusú álló ventilátorban található rövidrezárt forgórészű 55W -os aszinkron motor volt amely 16 hornyú állórészszel rendelkezik amelyben 4 pólusú tekercselés helyezkedett el. A ventilátor választása több okból is kézenfekvő volt, mivel a rajta elhelyezkedő propellert és a gép állványát a későbbiekben is felhasználtam.

A gép tekercselésnek, forgórészének tervezése, illetve ezek modellezése szorosan kapcsolódik egymáshoz, de a dolgozatban próbáltam ezt részenként tárgyalni.

3.2. Elektromos kommutációjú DC motor tervezése

Az állórész tekercselése

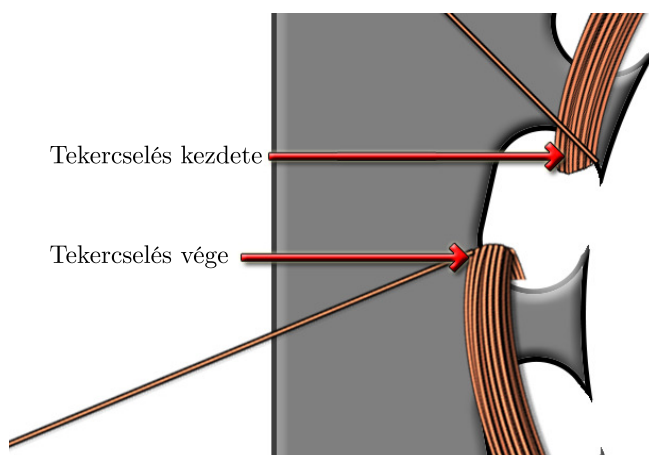
Egy klasszikus egyenáramú gépben kommutátor feladata megfelelő feszültségű és polaritású tekercsek kapcsolása a kimenetre. Nagy hátrányt jelent ezen gépeknél a kefe és a kommutátor szegmensek folyamatos kopása, a kefe súrlódásából származó mechanikai, illetve a szeletfeszültségekből származó villamos veszteség. Célom a kommutátor kiváltása, helyettesítése elektronikus elemekkel. Ezen törekvésem elérése érdekében egy hagyományostól eltérő felépítésű gépet terveztem amiben az állórészen található a tekercselés a forgórészen pedig a gerjesztés.



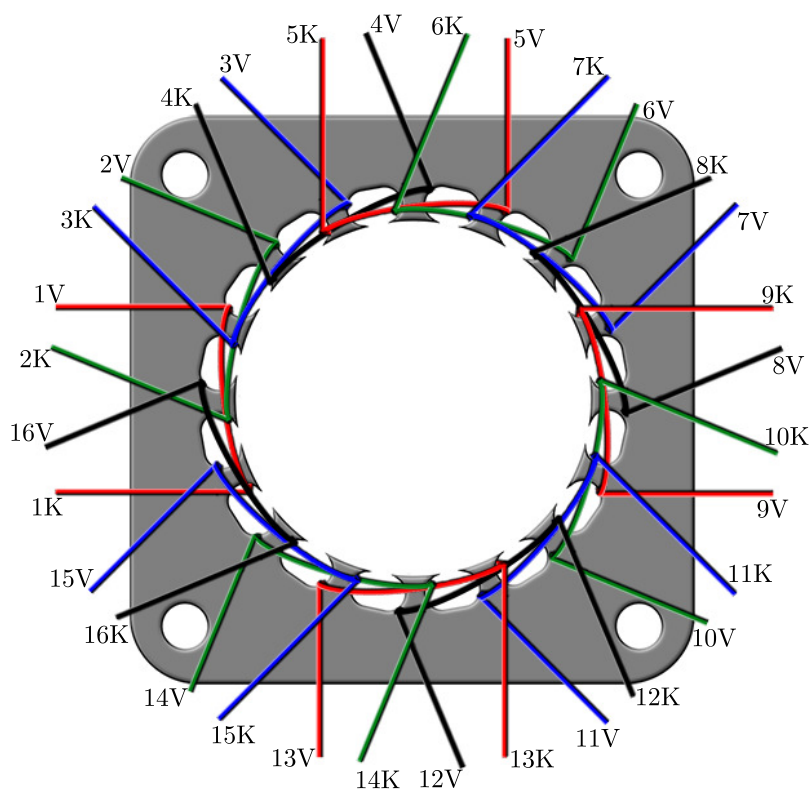
3.1. ábra. A 16 hornyú gép állórésze

A ventilátorban található tekercselés számomra nem volt megfelelő továbbá minőségi problémák is merültek fel vele kapcsolatban ezért szükségessé vált az újratervezése. A tervezésnél figyelembe kell venni az állórész hornyainak fizikai kialakítását mivel a megtervezett tekercselést bele is kell helyezni abba. Egyik legegyszerűbb megoldás az lenne ha a minden pólustörzsre egy-egy tekercset helyeznék el. Sajnos ez az elrendezés nem lenne jó, mivel sok feszültségmentes tekercset eredményezne. A megvalósított tekercselést a (3.2) és a (3.3) ábra mutatja. Minden horonyban két, egymástól független tekercselés helyezkedik el. A horony alsó részében található az egyik tekercselés kezdete, felül pedig másik

tekercselés vége.

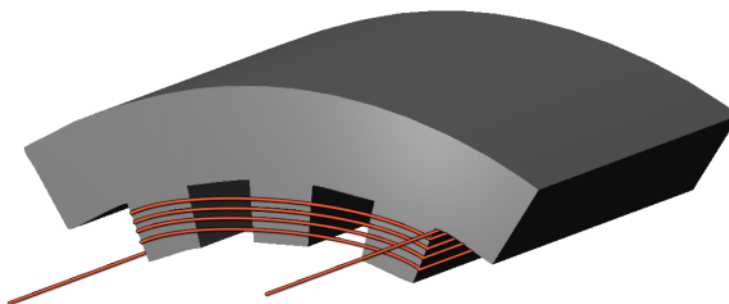


3.2. ábra. A megépített generátor tekercselésének terve

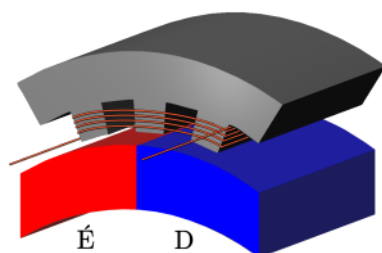


3.3. ábra. A megépített generátor tekercselésének terve

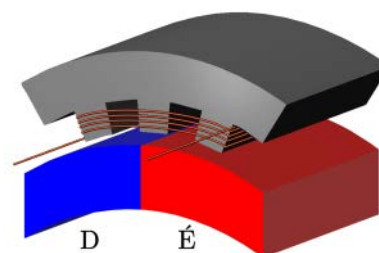
A (3.4) ábra a gép tekercselésének jobb megértését segíti, ahol berajzoltam az egymástól független tekercseket. Látható, hogy egy tekercselés kezdete és vége 2 hornyot fog közre, a tekercs 4 hornyot fed le, azaz y_h horonylépés értéke 4. Ez az elrendezés azért előnyös, mert kevesebb feszültségmentes tekercset eredményez.



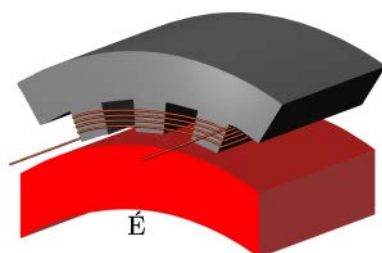
3.4. ábra. A gép tekercselésének értelmezése



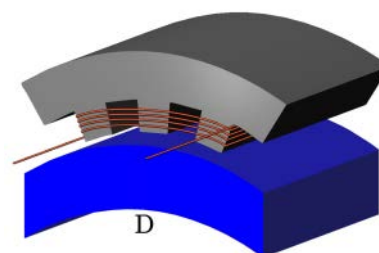
(a) Van indukált feszültség



(b) Van indukált feszültség



(c) Nincs indukált feszültség



(d) Nincs indukált feszültség

3.5. ábra. A tekercsoldalak alatti elhelyezkedő mágnesek lehetséges elrendezései

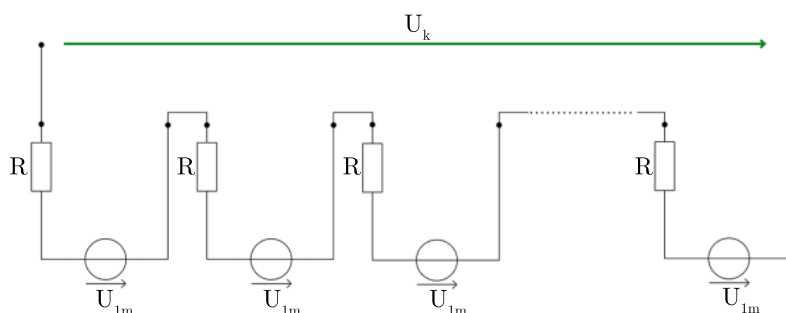
A tekercselés felfogható $2N$ darab 1 menetes tekercs sorba kapcsolásának, ahol N a menetszámot jelöli, mivel az indukált feszültség szempontjából csak a hornyokban elhelyezkedő tekercsoldalak számítanak. Az ilyen módon elhelyezett tekercselés kapcsai között csak akkor tudunk feszültséget mérni, ha az egymással sorba kötött tekercsoldalak különböző polaritású pólusok alatt helyezkednek el. A tekercsoldalak alatt a mágnesek a (3.5) ábrán látható módon helyezkedhetnek el. Az (3.5a) és (3.5b) ábrán vázolt elrendezésben a két kapocs között mérhetünk feszültséget, mivel a tekercsoldalak egyik fele északi másik pedig déli pólus alatt helyezkedik el ezért bennük azonos nagyságú, de ellentétes irányú feszültség indukálódik. Az 1 menetes tekercseket felfogható azonos fázishelyzetű szinuszos feszültségforrásként is és ekkor a soros kapcsolásnak köszönhetően megfelelő polaritású pontokat

kötünk össze. Az így kapott generátor (3.6) üresjárási feszültsége Kirchhoff huroktörvénye értelmében

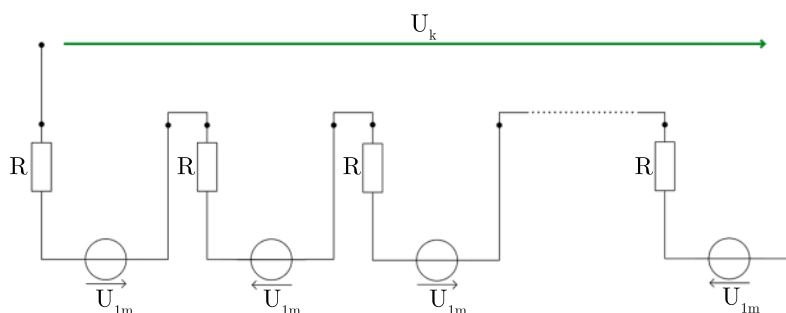
$$U_k(t) = 2NU_{1m}\sin(2\pi nt) = 2NU_{1m}\sin(2\omega nt) \quad (3.1)$$

,ahol

- N a tekercsoldalak vagy mentek száma [1],
- U_{1m} 1 tekercsoldalban indukált feszültség nagysága [V],
- n a fordulatszám $\left[\frac{1}{s}\right]$.

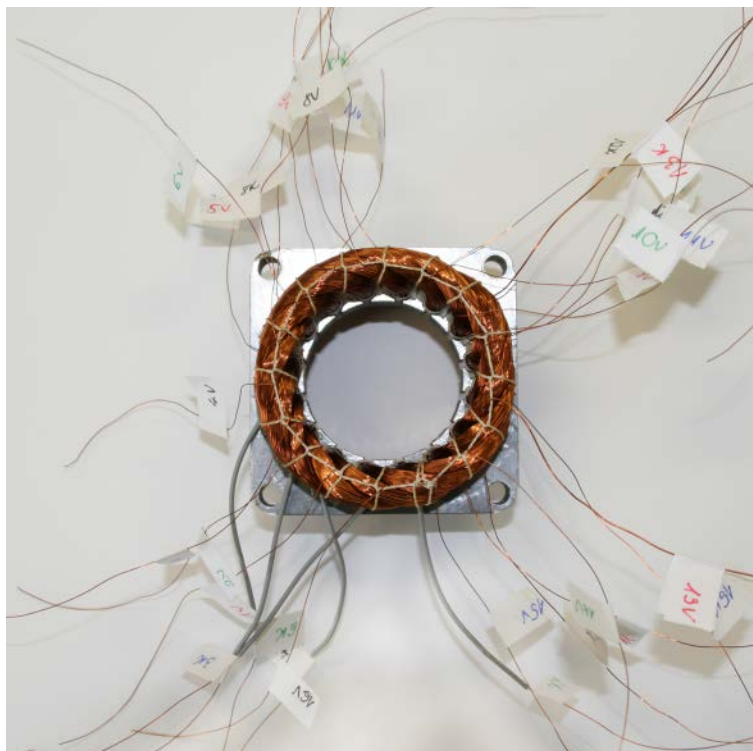


3.6. ábra. A (3.5a) és (3.5b) villamos modellje



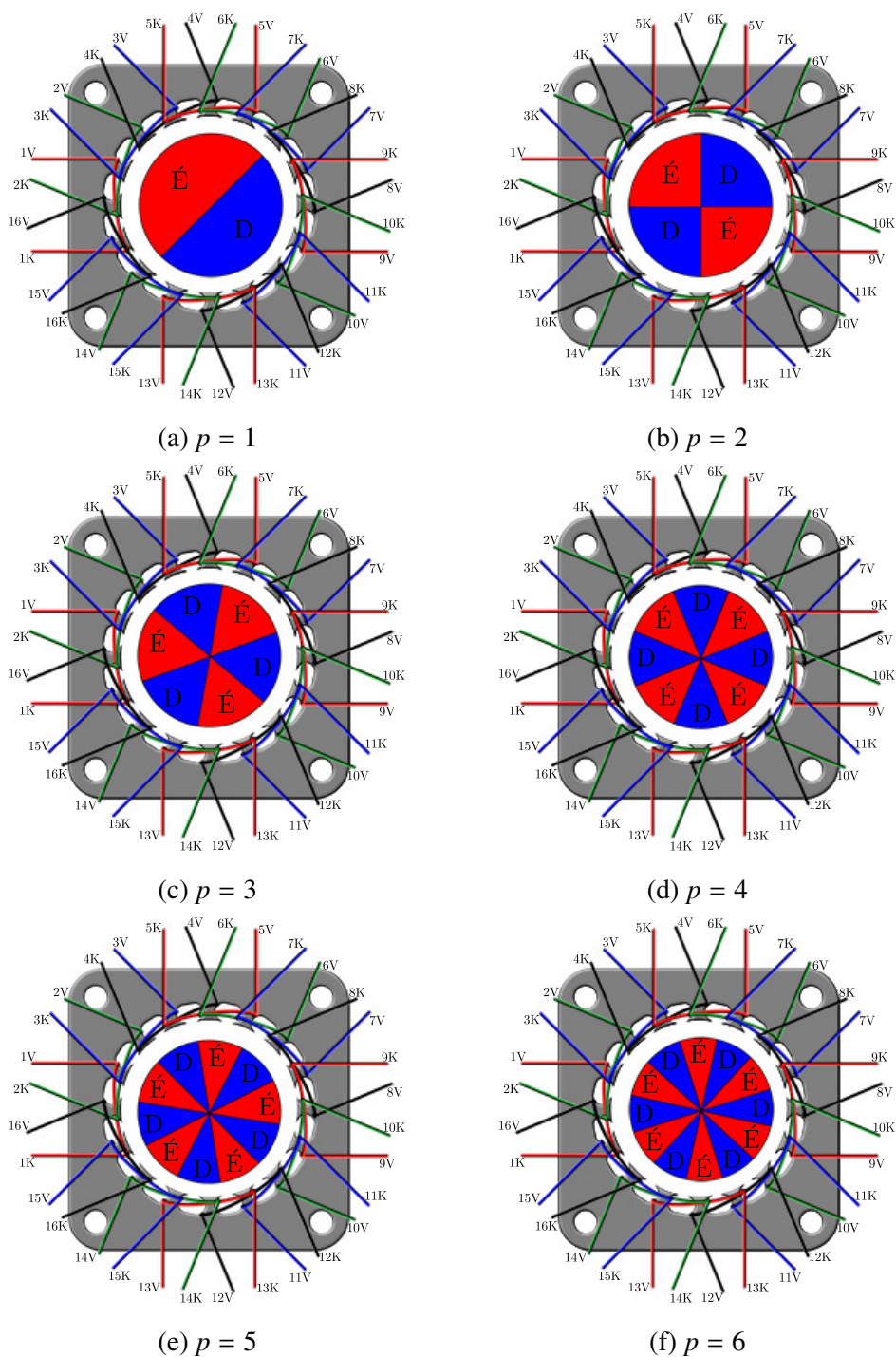
3.7. ábra. A (3.5c) és (3.5d) villamos modellje

A (3.7), (3.5c) és (3.5d) ábrán bemutatott generátor villamos modelljét mutatja be. Ebben az esetben nem mérhető feszültség a kapcsokon mivel a sorba kacsolás során azonos polaritású pontokat kötünk össze. Ha ismételten alkalmazzuk Kirchhoff huroktörvényét megkapjuk, hogy a helyettesítő generátor üresjárási feszültsége 0V. A tekercselést 0,25mm tiszta átmérőjű rézhuzalból készítettetem el amely áramterhelhetősége 200mA. Egy tekercs $N = 250$ menetből áll, így egy horonyban összesen 500 menet helyezkedik el.



A forgórész

A forgórész tervezés első fázisaként a póluspárok számának hatását vizsgáltam a tekercselésre és a bennünk indukált feszültségre. Minden esetben azonos nagyságú és a forgórészre szimmetrikusan felhelyezett pólusokat vizsgáltam és a megvalósításnál is erre kialakításra törekedtem.



3.10. ábra. A póluspárok számának vizsgált értékei

(a) $p = 1$ (3.10a ábra)

A pólusok ilyen elrendezése esetén 6 tekercsben mérhetünk 0V-tól különböző feszültséget, a többi tekercsben 0 vagy nagyon kis feszültség mérhető. A (3.10a) ábrán vázolt esetben a 6, 7, 8 és 14, 15, 16-os számú tekercsben mérhetünk feszültséget.

(b) $p = 2$ (3.10b ábra)

A póluspárok számának ilyen választása sokkal előnyösebb az előző esetnél mivel egyszerre 12 tekercsben mérhetünk 0V-tól különböző feszültséget.

(c) $p = 3$ (3.10c ábra)

A mágnesek ilyen felosztása esetén az előző esettel ellentétben csupán 10 tekercsben mérhető 0V-tól különböző feszültség

(d) $p = 3$ (3.10d), (e) $p = 3$ (3.10e), (f) $p = 3$ (3.10f) pontokban vázolt elrendezése nem működőképes a gépben megvalósított tekercseléssel, mivel a forgórész ezen pozíciói esetén mindegyik tekercsben az indukált feszültség idő függvénynek nullátmenete van.

A megvalósított gépnél a $p = 2$ póluspárszámú forgórészt választottam mivel ekkor egyszerre 12 tekercsben mérhetek indukált feszültséget.

A rotor tervezésnek második fázisában a lehetséges gerjesztési módokat vizsgáltam meg.

Külső gerjesztésű forgórész

Az ilyen típusú forgórészeken egy előre meghatározott menetszámú tekercs vagy tekercsek helyezkednek el amelyeket gerjeszteni kell annak érdekében, hogy az észak-dél póluspárok kialakuljanak. Előnye, hogy szabályozás terén még egy paraméter áll rendelkezésünkre, mivel bizonyos határok között tetszőlegesen állíthatjuk be a gerjesztés értékét. Problémát jelent viszont a tekercsek gerjesztése amit valamilyen csúszó kontaktussal vagy csatolt tekercspárral kell megoldani.

Állandó mágneses forgórész

Ennél a megvalósításnál valamilyen állandó mágneset alkalmazunk amelyek segítségével tetszőleges számú pólust alakíthatunk ki. A mágnes alkalmazásának előnye, hogy nem kell az előző esetben említett gerjesztőkört megvalósítani. Hátránya viszont, hogy egy szabályozási paramétertől esünk el. A gép építése során ilyen típusú forgórészek mellett döntöttem. A permanens mágneses rotorok kialakítása is igen változatos lehet, mi ezek közül kettőt készítettem el.

Az első megvalósított darabnál egy tömör, méretre esztergált lágyvas hengerre helyeztem fel speciális, íves kialakítású mágneseket. Neodímium-vas-bór mágneseket választottam annak érdekében, hogy a gerjesztés a lehető legnagyobb legyen, mivel ilyenkor alacsony fordulatszámon is magas az egyes tekercsekben mérhető indukált feszültség idő függvény csúcértéke. Ennél a kialakításnál fontos, hogy a szegmensek radiális, azaz sugár irányban legyenek felmágnesezve, továbbá, hogy a szegmensek felénél az északi míg másik felénél a déli pólus helyezkedjen el a külső kerületen. A forgórész kiállításához 36 darab szegmenst használtam így kialakítva a 2 póluspárt. Az ilyen típusú megoldás hátránya, hogy speciális alakú és méretű mágnesekre van szükség, ami sok esetben drága vagy nehezen beszerezhető, előnye a már korábban is említett gerjesztőkör kiváltása. A felhasznált mágnesek a neodímium skála szerint N45H besorolásúak, maximális remanens indukciójuk $1300mT$ és $1360mT$ közé esik.



(a) A lágyvas henger



(b) A felhasznált mágnes szegmensek



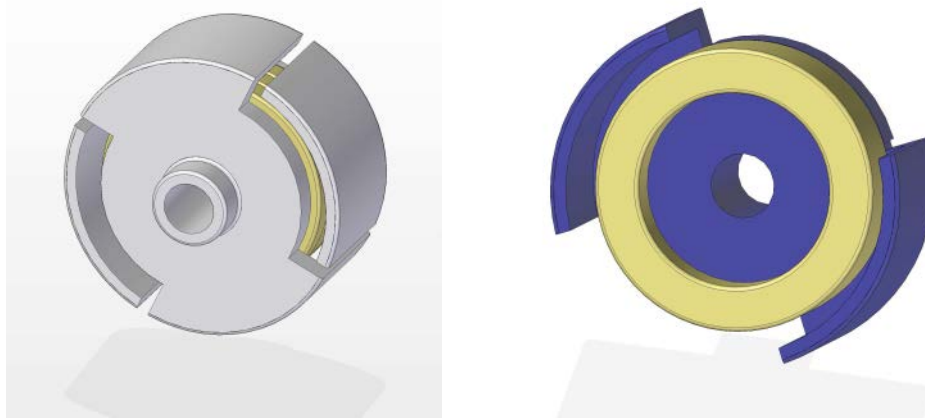
(c) A kész forgórész



(d) A kész forgórész

3.11. ábra. A forgórész kialakítása íves permanens mágnes szegmensekből

Második megoldásként úgynevezett körmös pólusú forgórészt alakítottam ki. Az elrendezés megértéséhez tekintsük a (3.12) ábrát. A rotor kialakításához



(a) Összeszerelt rotor

(b) Egy pajzs és a benne elhelyezkedő mágnes

3.12. ábra. Körmös pólusú forgórész

axiális mágnesezésű mágnesre vagy mágnesekre van szükség melyek északi és déli pólusára 1-1 lágyvasból készült pajzsot helyezünk el. Ezek feladata az indukció vonalak elvezetése az állórész tekercselése felé. A pólusokat pajzsokon kialakított kiálló részek az úgynevezett körmök adják. Fontos, hogy a pajzsok egymással ne érjenek össze mert ez esetben zárnánk a mágneses kört, továbbá a körmök között nagyobb légrést kell hagynunk mint a forgórész és állórész közötti légrés. Erre azért van szükség, hogy a mágneses ellenállás jóval nagyobb legyen két köröm között, mint a forgórész és az állórész között ami azt eredményezi, hogy az erővonalak túlnyomó része állórész fele lép ki.

Az ilyen típusú forgórész előnye, hogy nem igényel speciális alakú és méretű mágneset, mivel a gyűrűmágneseket jóval egyszerűbb beszerezni, illetve a rendelkezésre álló gyűrűmágnesre lehet igazítani a pajzsot és a légrést is kellően kicsire be lehet állítani. Hátrányt jelent viszont, hogy a pajzsokat nem egyszerű legyártani. A felhasznált gyűrűmágnes N42 besorolású, maximális $\hat{B}_r$ remanens indukciója $1280mT$ és $1320mT$ közé esik.



(a) A megvalósított pajzsok és az egyikben elhelyezkedő mágnes



(b) Összeszerelt rotor

3.13. ábra. A megvalósított körmös pólusú forgórész

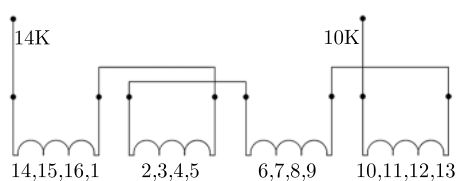
Kommutáció

Kezdeti célkitűzésem volt, hogy a kommutátort kiváltsam elektromos elemekkel, ezáltal minimalizálva a mechanikai veszteségeket. Kommutáció során egy elektronikus vagy mechanikus berendezés a kimenetre mindig a megfelelő polaritással kapcsolja a tekercseket, így biztosítva azt, hogy a kimeneti feszültség kis hullámosságtól eltekintve egyenfeszültség legyen. Ezt a berendezést hívjuk kommutátornak. A kommutáció megvalósítására számos lehetőség áll rendelkezésre, ezért szükségesről ezek vizsgálata:

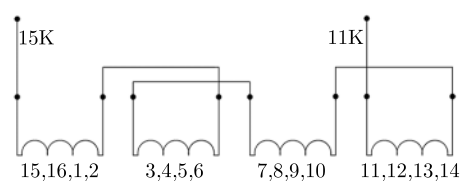
Tranzisztorokkal, FET-ekkel megvalósított kommutáció

Ebben az esetben szükségünk lesz forgórész pozíciójának ismeretére annak érdekében, hogy azonos félperiódusban lévő tekercseket kapcsolhassunk össze. A tekercsekben mérhető indukált feszültség előjelének függvényében a tekercsek kapcsolásának egy lehetséges módját a (3.14) ábra mutatja be. A tekercseket sorba kapcsoljuk, ami azt eredményezi, hogy a gép pillanatnyi kapocsfeszültsége az egyes tekercsekben indukált pillanatnyi feszültség soros eredője lesz és a gép armatúra ellenállás a tekercsellenállások összege lesz. Fontos megjegyezni, hogy ebben az esetben az armatúra áram folyik a tekercseken. A pozíció érzékelésre számos módszer létezik, én a Hall szenzoros megoldást vettem figyelembe. A motorban legalább 8 darab szenzort kell elhelyezni a pozíció kellően pontos érzékelésre, ahogy azt a (3.15) ábra is mutatja.

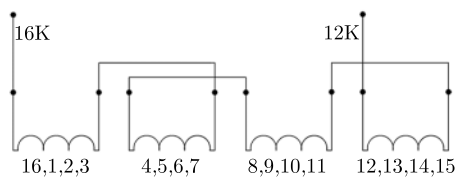
A forgórész elfordulását minden esetben a (3.10b) ábrán látható pozíciójú forgórészhez viszonyítottam. 180° -os elfordulás esetén a forgórész a kiinduló állapotnak megfelelően áll, ami azt eredményezi, hogy a 180° és 360° fok közötti esetek



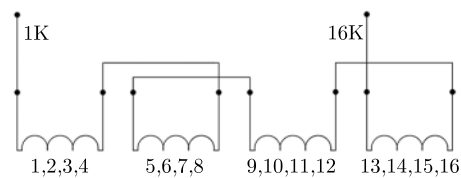
(a) 135° - 146,25°



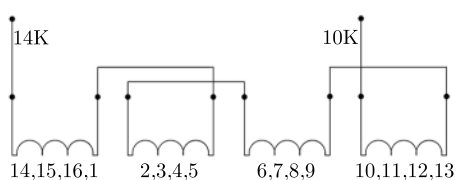
(b) 157,5° - 168,75°



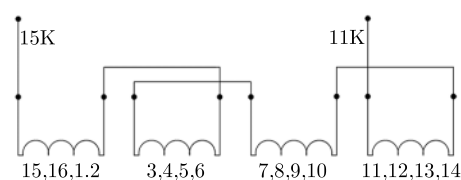
(c) 0° - 11,25°



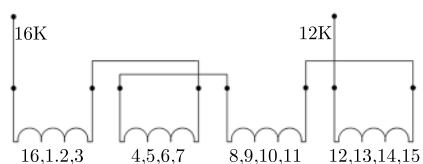
(d) 22,5° - 33,75°



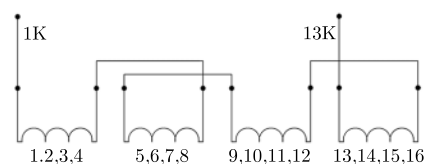
(e) 45° - 56,25°



(f) 67,5° - 78,75°



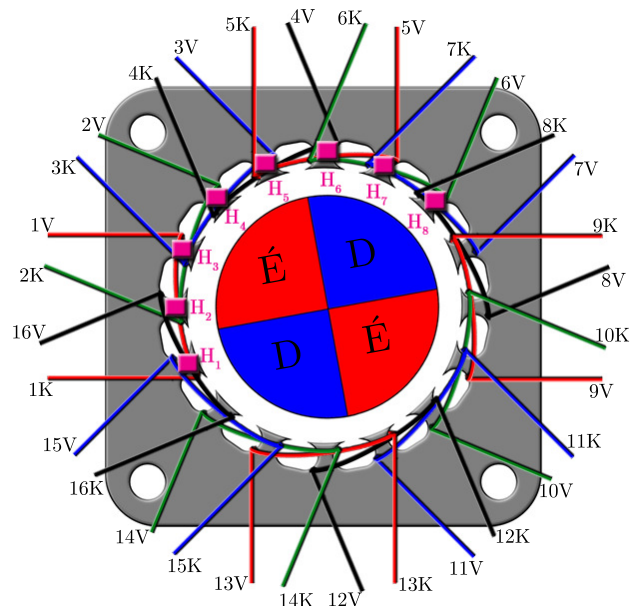
(g) 90° - 101,25°



(h) 112,5° - 123,75°

3.14. ábra. tekercsek sorba kapcsolásának módjai

megegyeznek a 0° és 180° közötti tartomány eseteivel. Észrevehetjük továbbá azt is, hogy 8-8 darab tekercsben azonos nagyságú és fázisú feszültség indukálódik. A (3.14a) ábrán láthatjuk, hogy a 14., 15., 16., 1. és a 6., 7., 8. és 9. tekercsek azonos félperiódusban továbbá a 14.-6., 15.-7., 16.-8., 1.-9., 2.-10, 3.-11., 4.-12. és az 5.-13. tekercsek is azonos fázishelyzetben vannak. Ezek alapján láthatjuk, hogy olyan "blokkokat" tudunk kialakítani amelyekben a tekercsek azonos félperiódusban vannak, továbbá az így kapott azonos blokkokban lévő tekercsek páronként azonos fázishelyzetben is vannak. A (3.14) ábra szemlélteti, hogy a forgórész pozíciójának függvényében a blokkokat alkotó tekercsek és a blokkok összeköttetése is folyamatosan változik. A módszer egyik legnagyobb nehézségét ez adja mivel, mind a pozitív mind a negatív félperiódus egy-egy összeköttetést biztosító félvezető eszközt igényel a tekercsek között, továbbá az így kapott "blokkokat" is megfelelő módon kell összekapcsolnunk. További problémát jelent még, hogy a pozíció érzékelése sok Hall szenzort igényel melyek drágák.



3.15. ábra. A Hall szenzorok elhelyezése

Tirisztorral, triakkal megvalósított kommutáció

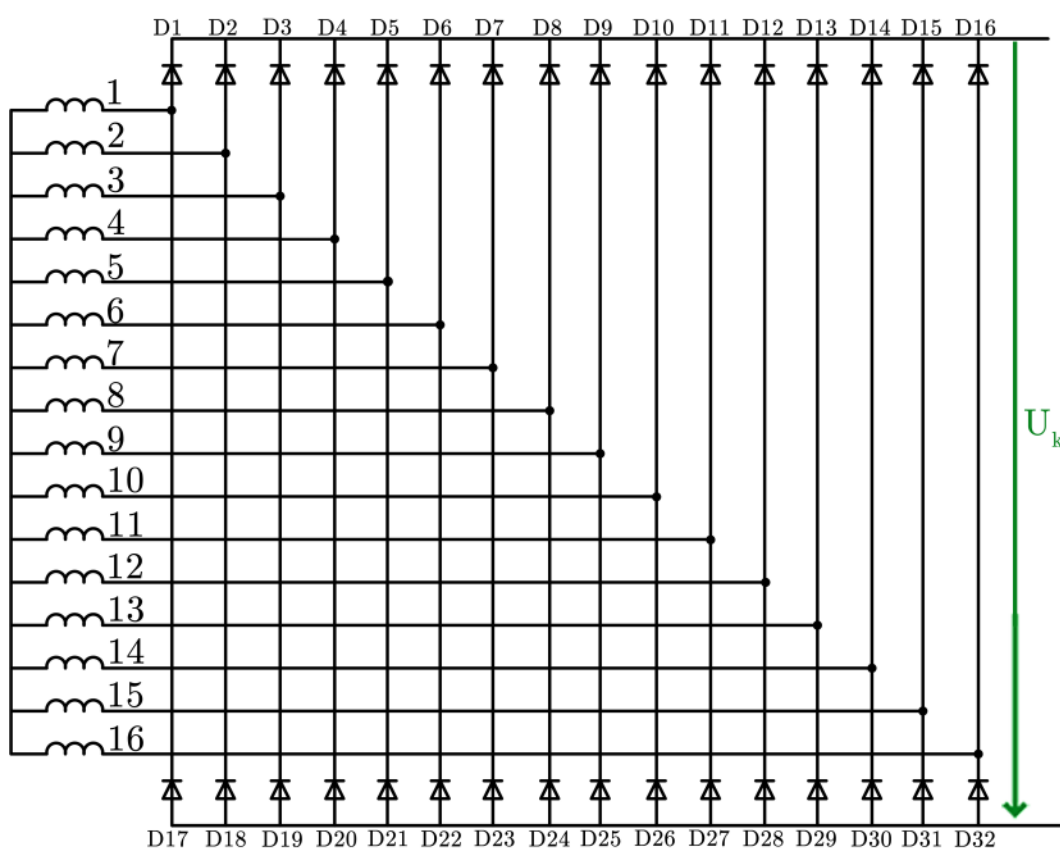
Az előző esethez hasonlóan itt is szükségünk lesz a forgórész pozíciójának ismeretére. A tekercsek közötti összeköttetést tirisztorral vagy triakkal valósítanánk meg. A módszer nagy hátránya, hogy minden egyes félvezető eszköz egymástól potenciálisan független gyújtókört igényel.

16 fázisú egyenirányító híddal megvalósított kommutáció

Ennél a módszernél a tekercsekben indukált feszültséget egyenként egyenirányítjuk. Ezt megtehetjük úgy is, hogy minden egyes tekercsre egy-egy Graetz-hidat teszünk és ekkor $16 \cdot 4$ darab diódára lesz szükségünk. Ha a tekercsek kezdeteit közzösítjük akkor az egyenirányító fele ennyi diódából is kialakítható. Az (3.16) ábra a megvalósított kapcsolást mutatja és az (3.17) ábra a tekercsekben mérhető indukált feszültség-idő függvényt és a gép kapcsain mérhető U_k kapocsfeszültséget mutatja be. A jeleknél ideális forgórészt feltételezünk. Az elkészült gépnél a $p = 2$ póluspár számú rotort választottam így

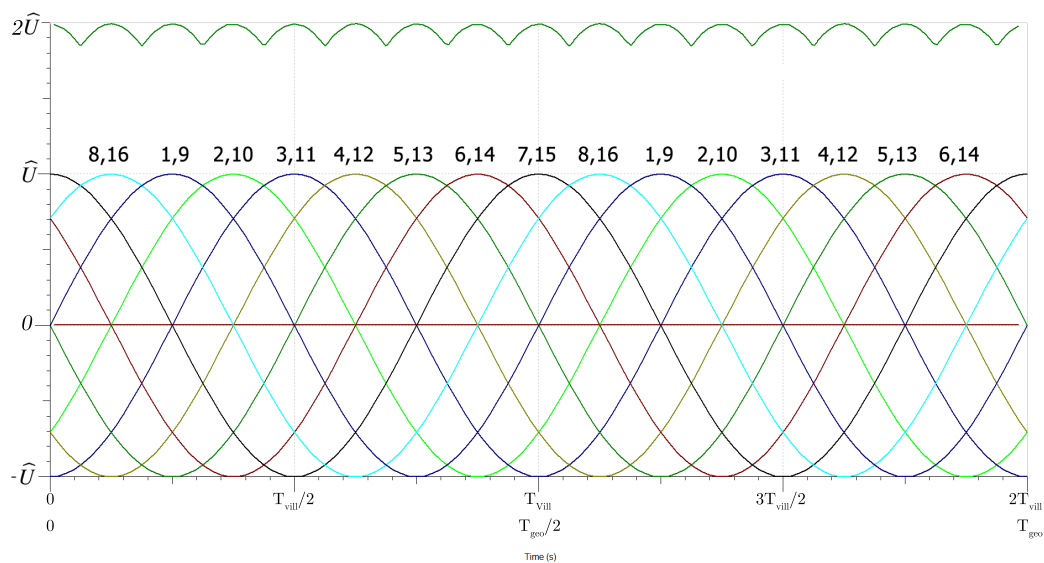
$$f_{vill} = 2f_{geo} \quad (3.2)$$

azaz a villamos frekvencia a geometriai frekvencia kétszerese.



3.16. ábra. Kommutáció 16 fázisú egyenirányítóval

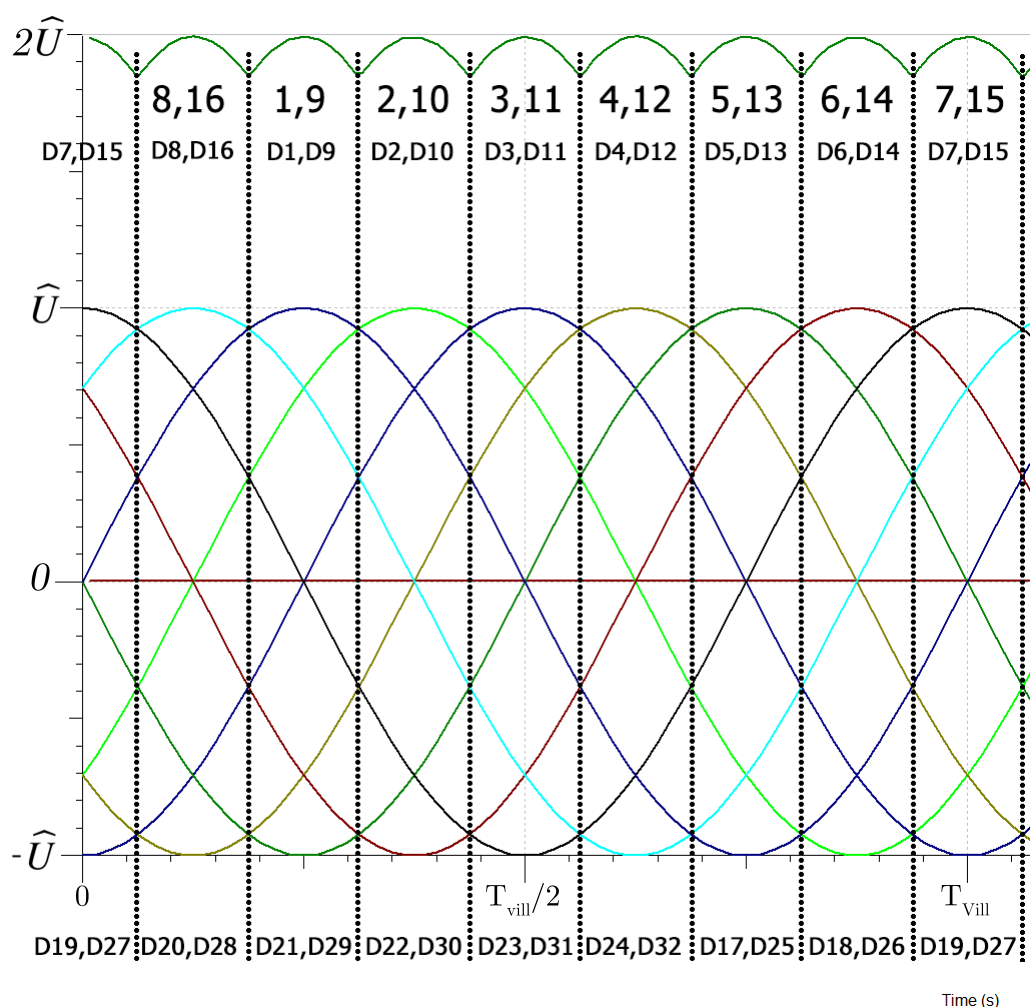
A gép tekercselésének köszönhetően két egymást követő tekercsben indukált



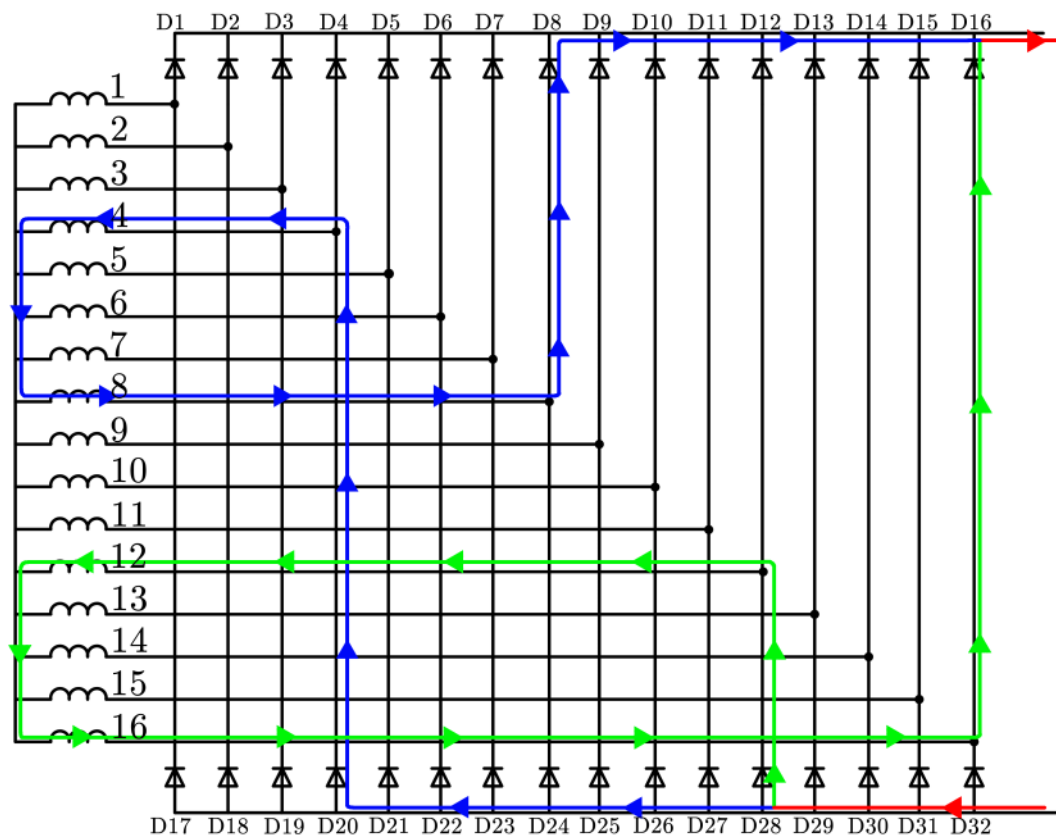
3.17. ábra. Az egyes tekercsek és a kimenet feszültség-idő függvénye

feszültség között 45° -os fáziskülönbség van. Egy villamos periódusidő alatt

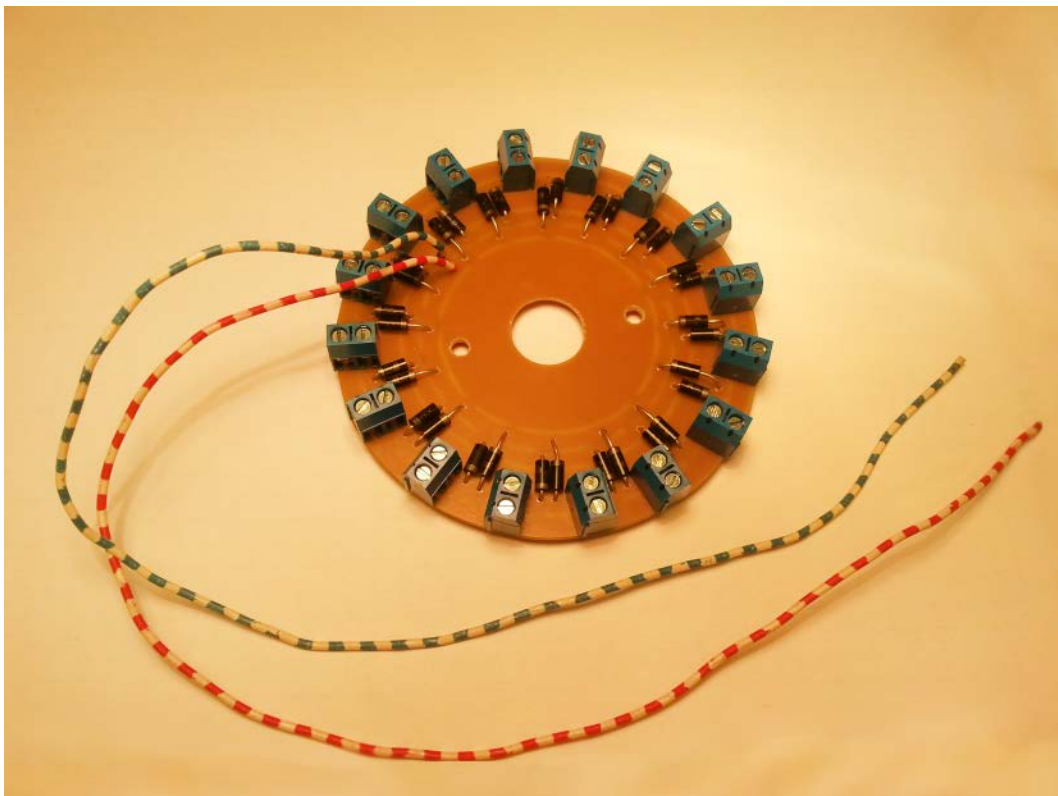
lejátszódó kommutációt a (3.18) ábra mutatja be. A könnyebb megértés érdekében vizsgáljuk meg azt az időintervallumot amikor a D8, D16, D20 és D28 diódák vezetnek. Láthatjuk, hogy két áramút alakul ki és mindegyik áramút két-két tekercsen megy keresztül. Ezen tekercsekben az indukált feszültségek közötti fáziskülönbség 180° . Például a 4. tekercs indukált feszültség idő függvényéhez képest a 8. tekercs indukált feszültség függvénye 180° -ot késik, azaz a két tekercsben azonos nagyságú de ellentétes előjelű feszültséget mérhetünk melyek a kommutáció során megfelelő polaritással kapcsolódnak össze. Megfigyelhetjük továbbá még azt is, hogy az áramutak egymással párhuzamosan kapcsolódnak, azaz a kimenetre kettő azonos forrásfeszültségű feszültséggenerátort kapcsolunk és a kimenő áram a tekercseken átfolyó áram kétszerese lesz. A lehetséges kommutációs eljárások közül én ezt valósítottam meg és az elkészült egyenirányító hídhoz nagy sebességű, alacsony feszültségű SB160 Schottky diódákat használtam fel.



3.18. ábra. Kommutáció 16 fázisú egyenirányítóban



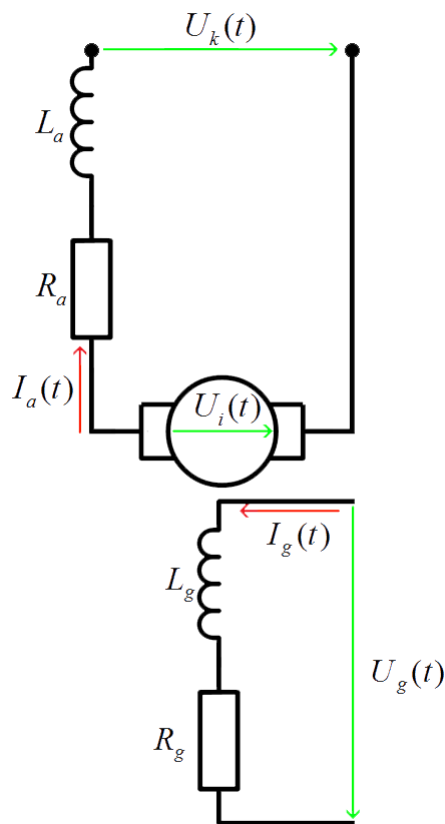
3.19. ábra. Két lehetséges áramút



3.20. ábra. Két lehetséges áramút

4. A generátor modellezése

A modellezés során arra törekszem, hogy gépet mint elektromechanikai rendszert minél pontosabban leírjam annak érdekében, hogy a modell dinamikája és egyes kimenetei a lehető legjobban közelítsék meg az általam mért eredményeket. Első lépésben megvizsgáltam egy külső gerjesztésű egyenáramú generátor modelljét:



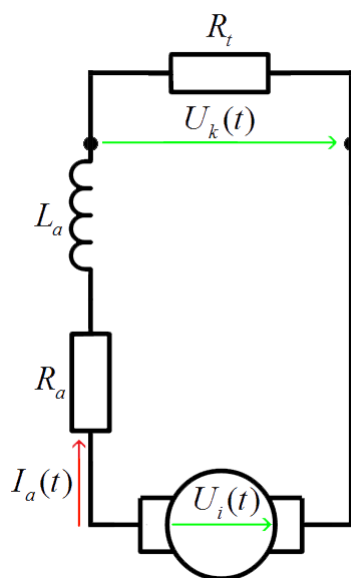
4.1. ábra. Egy külső gerjesztésű egyenáramú generátor modellje

Ahol

- U_k a generátor kapocsfeszültsége,
- I_a az armatúra áram,
- U_i az indukált feszültség,
- R_a az armatúra ellenállás,
- L_a az armatúra induktivitása,
- R_g a gerjesztő kör ellenállása,

- U_g a gerjesztő kör feszültsége,
- I_g a gerjesztő kör árama.

Mivel a megépített generátorban a gerjesztést állandó mágnesekkel oldottam meg ezért a gerjesztőkörtől eltekinthetek, továbbá Φ_p pólusfluxust állandónak tekinthetem. A generátort vizsgálatához először a kapcsokra egy R_t terhelő ellenállást helyeztem:



4.2. ábra. Egy állandó gerjesztésű egyenáramú generátor modellje R_t terhelő ellenállással

Az armatúra körben Kirchhoff II. törvénye alapján a következő hurokegyenletet írható fel:

$$u_k(t) = u_i(t) - i_a(t)R_a - L_a \frac{di_a(t)}{dt}. \quad (4.1)$$

A rendszerre az alábbi mechanikai egyenlet írható fel:

$$M_t(t) = M_e(t) + \theta \frac{d\omega(t)}{dt} + b\omega(t), \quad (4.2)$$

ahol

- M_t a gép tengelyére adott terhelő nyomaték,
- M_e az elektromechanikai nyomaték,
- θ a rotor tehetetlenségi nyomatéka,
- b veszteségi együttható.

Tudjuk, hogy az indukált feszültség és az elektromos nyomaték között az alábbi összefüggés írható fel:

$$u_i(t) = cn(t)\phi_p(t) = k\omega(t)\phi_p(t) \quad (4.3)$$

$$M_e(t) = k\phi_p(t)i_a(t) \quad (4.4)$$

Az (4.1), (4.2), (4.3) és (4.4) egyenletek összefűzéséből az alábbi differenciálegyenlet-rendszert írható fel:

$$i_a(t)R_t = k\Phi_p\omega(t) - L_a \frac{di_a(t)}{dt} - i_a(t)R_a \quad (4.5)$$

$$M_t(t) = k\Phi_p i_a(t) + \theta \frac{d\omega(t)}{dt} + b\omega(t) \quad (4.6)$$

A kapott egyenletrendszert állapotter-reprezentációban szeretném felírni, ezért szükséges bevezetnem az állapotok, ki- és bemenetek vektorát:

$$\underline{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_a(t) & \omega(t) \end{bmatrix}^T, \quad (4.7)$$

$$\underline{y}(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) & y_2(t) & y_3(t) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} u_k(t) & i_a(t) & \omega(t) \end{bmatrix}^T, \quad (4.8)$$

$$\underline{e}(t) = \begin{bmatrix} e_1(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_t(t) \end{bmatrix}, \quad (4.9)$$

ahol

- $\underline{x}(t)$ az állapotok vektora,

- $\underline{y}(t)$ a kimenetek vektora,
- $\underline{e}(t)$ a bementek vektora.

Tudjuk, hogy az állapotegyenlet nemlineáris alakja a következő alakban írható fel:

$$\frac{d\underline{x}(t)}{dt} = f(\underline{x}(t), \underline{e}(t)) \quad (4.10)$$

$$\underline{y}(t) = g(\underline{x}(t), \underline{e}(t)) \quad (4.11)$$

Mivel az elektromechanikai rendszert leíró differenciál-egyenletrendszer lineáris ezért használhatom az állapotter egyenlet lineáris alakját:

$$\frac{d\underline{x}(t)}{dt} = \underline{A} \underline{x}(t) + \underline{B} \underline{u}(t) \quad (4.12)$$

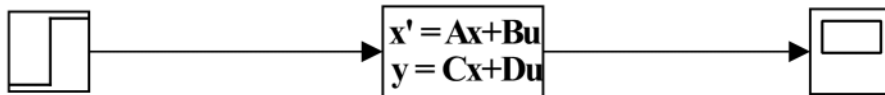
$$\underline{y}(t) = \underline{C} \underline{x}(t) + \underline{D} \underline{u}(t) \quad (4.13)$$

Ezek alapján a (4.7), (4.8) és (4.9) egyenleteket az alábbi alakra rendezhetem:

$$\begin{bmatrix} \frac{dx_1(t)}{dt} \\ \frac{dx_2(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a + R_t}{L_a} & \frac{k\Phi_p}{L_a} \\ -\frac{k\Phi_p}{\theta} & -\frac{b}{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{\theta} \end{bmatrix} [e_1(t)] \quad (4.14)$$

$$\begin{bmatrix} u_k(t) \\ i_a(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_t & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [e_1(t)] \quad (4.15)$$

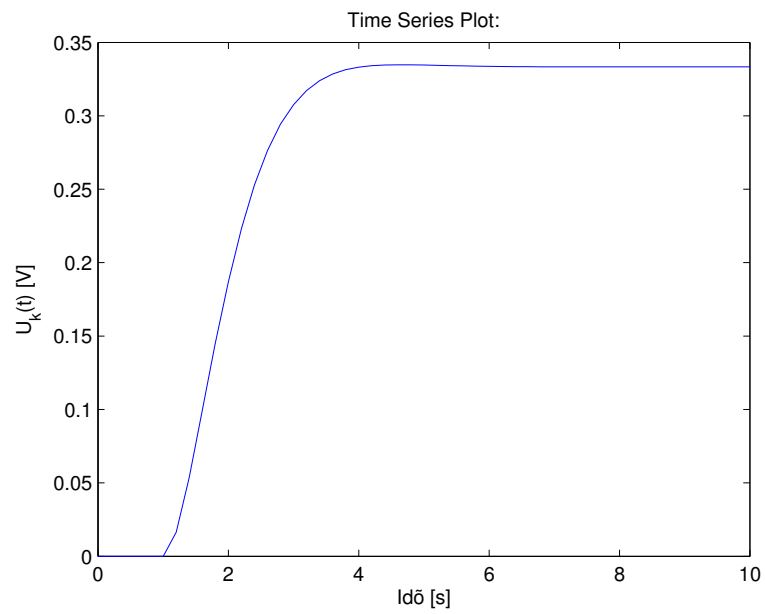
Az így kapott modell MATLAB Simulink környezetbeli megvalósítása a következő:



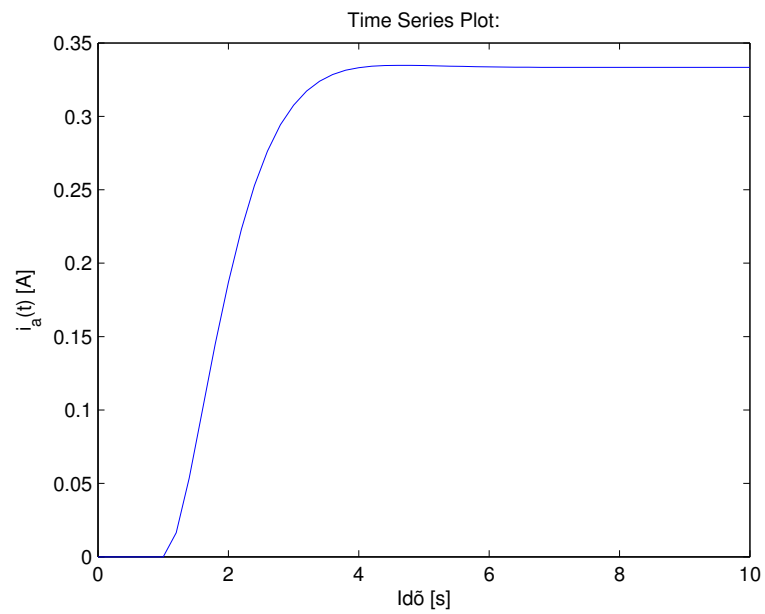
4.3. ábra. A generátor modellje MATLAB Simulink környezetben

Tegyük fel, hogy minden elemérték egységnyi. Ha a (4.3) ábrán látható módon, egységugrással gerjesztem a rendszert akkor a válasz idő függvények a következők

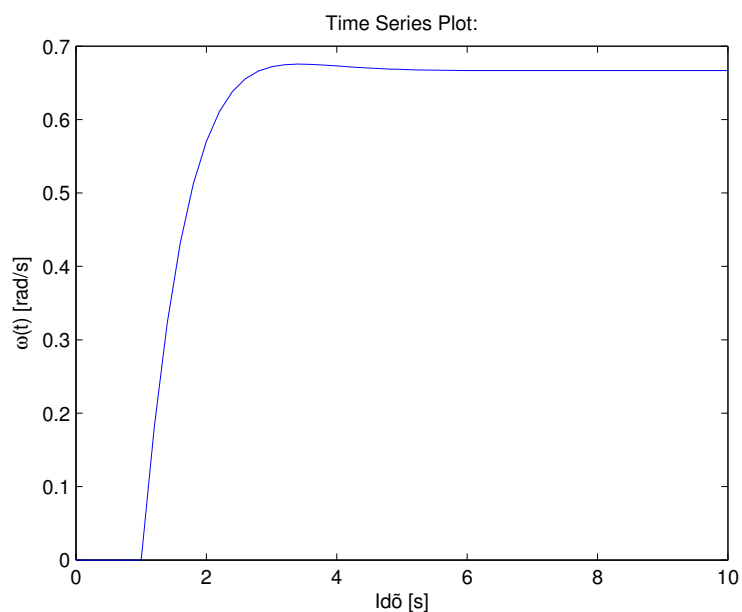
lesznek:



4.4. ábra. $U_k(t)$ kapocsfeszültség



4.5. ábra. $i_a(t)$ armatúra áram



4.6. ábra. $\omega(t)$ szögsebesség

4.1. A modell finomítása

Célom, hogy a megalkotott modellem minél jobban közelítse a valóságban megépített gépet. Első lépésben megvizsgáltam a tekercsekben indukálódó feszültséget. Tegyük fel, hogy egy homogén mágneses mezőben egy darab vezető mozog. Számunkra lényegtelen, hogy a vezetődarab vagy a mágneses tér mozog, csak az számít, hogy egymáshoz képest elmozdulnak. Tudjuk, hogy a kerületi sebesség

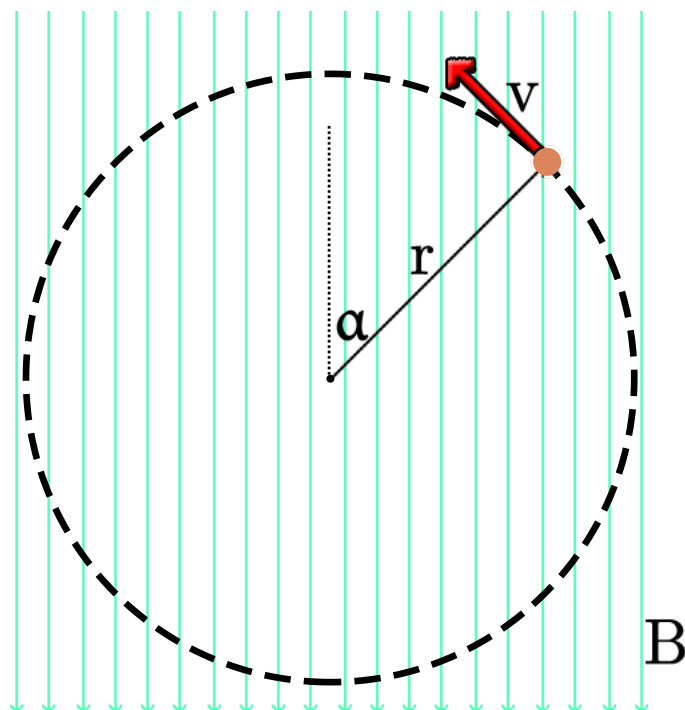
$$v_k(t) = r\omega(t), \quad (4.16)$$

ahol

- r a sugár [m],
- $\omega(t)$ a szögsebesség-idő függvény $\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}}\right]$

továbbá, hogy

$$\omega(t) = \frac{d\alpha(t)}{dt} = 2\pi n(t), \quad (4.17)$$



4.7. ábra. Mágneses térben mozgó vezetődarab

ahol

- $\alpha(t)$ a vezetődarab és a gép d tengelye által bezárt szög időfüggvénye $[rad]$
- $n(t)$ a fordulatszám-idő függvény $\left[\frac{1}{s}\right]$

A gép d tengelye alatt azt a tengelyt értjük ahol a legkisebb a mágneses ellenállás, q tengelye alatt pedig azt ahol a legnagyobb. Ezek alapján megfigyelhetjük, hogy a d tengely az indukció vonalakkal párhuzamos, a q tengely pedig az indukció vonalakra merőleges.

A vezetődarabban feszültség indukálódik az alábbi időfüggvény szerint:

$$u_i(\omega, t) = Blv_k(t)\sin(\omega t), \quad (4.18)$$

ahol

- B a mágneses indukció nagyság $[T]$,
- l a vezetődarab hossza $[m]$

A (4.17) és (4.18) egyenletek összefűzéséből kapjuk, hogy

$$u_i(\omega, t) = Blr2\pi n(t) \sin(\omega t). \quad (4.19)$$

A gép minél pontosabb leírása érdekében célszerű bevezetni az úgynevezett pólusosztást. Ezt a gépre jellemző konstanst τ -val jelöljük és azt a távolságot értjük alatta, amit két pólus között mérhetünk forgórész kerületén. Mivel a gép tekercselése nem a forgórészen hanem az állórészen helyezkedik el ezért ezt a távolság ott mérhető. Általános esetben értékét az alábbi módon kapjuk meg:

$$\tau = \frac{r\pi}{p}, \quad (4.20)$$

ahol

- p a póluspárok száma [1]

Ha a (4.19) és a (4.20) egyenletek összefűzzük az alábbi egyenletet kapjuk:

$$u_i(\omega, t) = Bl\tau 2pn(t) \sin(\omega t) \quad (4.21)$$

Az összefüggést megvizsgálva látható, hogy a τl nem más, mint egy palást, azaz egy felület. Ha mindezt megszorozzuk B nagyságú indukcióval akkor valamilyen mágneses fluxust kapunk, azaz bevezethetjük a $\Phi_p = Bl\tau$ összefüggést. Mivel a fluxus szempontjából a felületre merőleges belépő erővonalak számítanak, ezért a későbbiekben valamilyen konstans kell bevezetnünk, hiszen egy néveleges indukciójú mágnes esetén nem fog az összes erővonal a felületre merőlegesen érkezni. Mivel ez a képlet csak egy menet indukált feszültség-idő függvényét adja meg, ezért a gép kialakításából és tekercseléséből származó jellemzőket is fegyelembe kell vennünk, hogy megkapjuk egy tekercs feszültségét.

A motor tervezési fázisában, a kommutáció vizsgálatánál arra megállapításra jutottam, hogy egyszerre négy darab áram járta tekercs lesz, melyek közül kettő-kettő sorosan lesz kötve, majd ezek párhuzamosan lesznek kapcsolva. Erre bevezethetjük az úgynevezett ágpárok számát amit a későbbiekben a -val jelölünk. Szintén korábban tárgyaltam, hogy az indukált feszültség szempontjából, csak a hornyokban

elhelyezkedő tekercsoldalak számítanak, a hornyokon kívül eső tekercsfejek nem. Ezeket nevezhetjük hatásos tekercsoldalaknak és számukat jelöljük z -vel. Tudjuk, hogy egy áram járta ágban két tekercset kapcsolunk sorba így a hatásos vezetőők száma $\frac{z}{2a}$ [13]. Ezek alapján az (4.21) összefüggés a következő alakban írható fel:

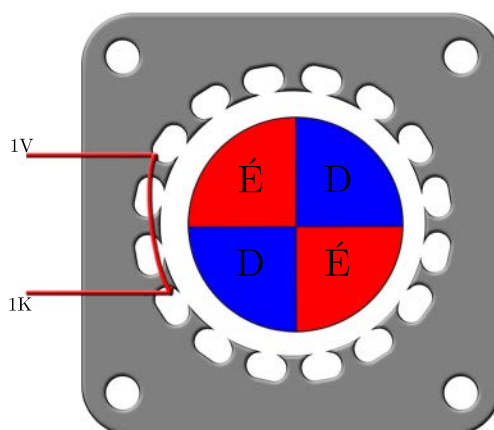
$$u_i(\omega, t) = \frac{zP}{a} \Phi_p n(t) \sin(\omega t) = c \Phi_p n(t) \sin(\omega t), \quad (4.22)$$

ahol

- c a gép fizikai paramétereiből, kialakításából származó konstans

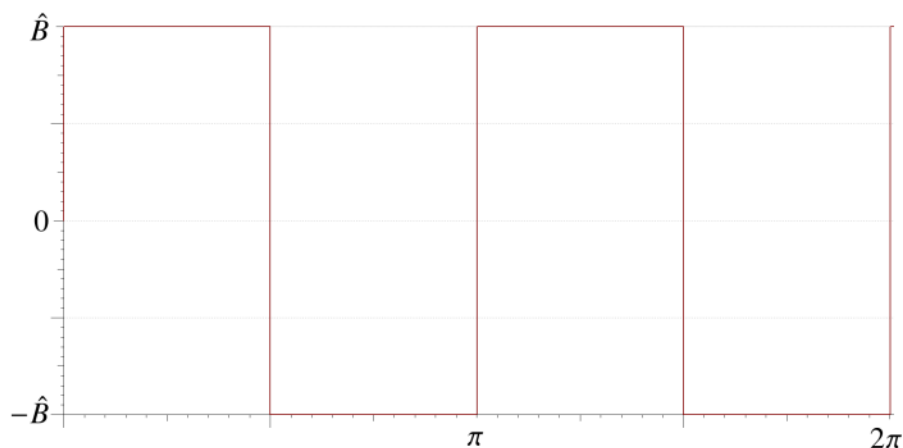
Látható, hogy egy tekercsben indukált feszültség-idő függvény egy harmonikus, változó körfrekvenciájú és amplitúdójú görbét ír le.

Az eddigi vizsgálat során homogén, egy póluspárú mágneses teret feltételeztem. Annak érdekében, hogy a modellem minél jobban közelítse a valóságot meg kell vizsgálnom valóságos gép mágneses tulajdonságait. A tervezési fázisban megállapítottam, hogy a $p = 2$ póluspár számú forgórészt kell választanom a gép ideális működtetéséhez. Tegyük fel, hogy a forgórész kerületén haladunk végig ω körfrekvenciával. A mágneses indukció a pólusok alatt legnagyobb, és a pólusok ellentétes polaritással követik egymást. Ideális mágneseket feltételezve az ellentétes pólusok közti átmenet nagyon hamar lezajlik, végtelen nagy meredekséggel. A körbejárás eredményeként megkapjuk az úgynevezett mezőgörbét, ami ideális esetben a (4.9) ábrán látható négyszögjel.



4.8. ábra. A tekercselés és forgórész vázlata

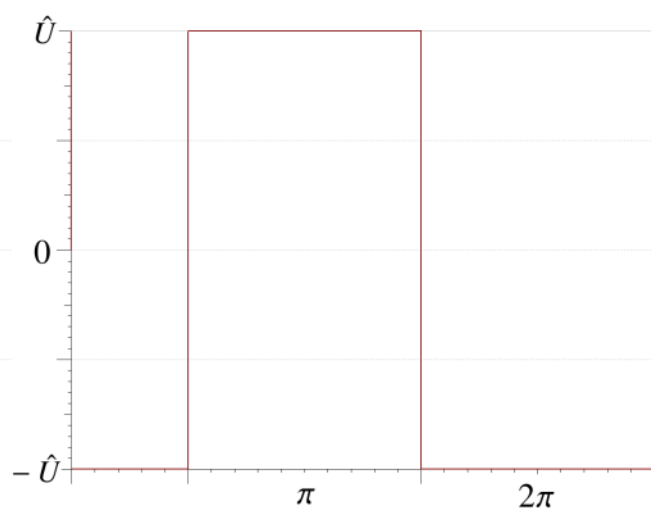
Látható, hogy egy teljes körbejárás, egy teljes elfordulás esetén a mezőgörbe kettő



4.9. ábra. A mezőgörbe

teljes periódust ír le. Tegyük fel, hogy gépünk forgórészét a (4.8) ábrán vázolt pozícióhoz viszonyítva elforgatjuk jobbra. Ha a tekercs kezdetéből a végébe mutató feszültség referenciát vesszük pozitívnak akkor $[0^\circ - 45^\circ]$ elfordulás esetén negatív $[45^\circ - 135^\circ]$ esetén pozitív, $[135^\circ - 180^\circ]$ esetén ismét negatív feszültséget kapunk. Láthatjuk, hogy a forgórészt fél fordulattal elforgatva a tekercs indukált feszültség-idő függvénye egy teljes periódust ír le. Ezek alapján beláthatjuk, hogy az indukált feszültség-idő függvény körfrekvenciája a geometriai körfrekvencia kétszerese lesz azaz

$$\omega_{vill} = 2\omega_{geo}. \quad (4.23)$$



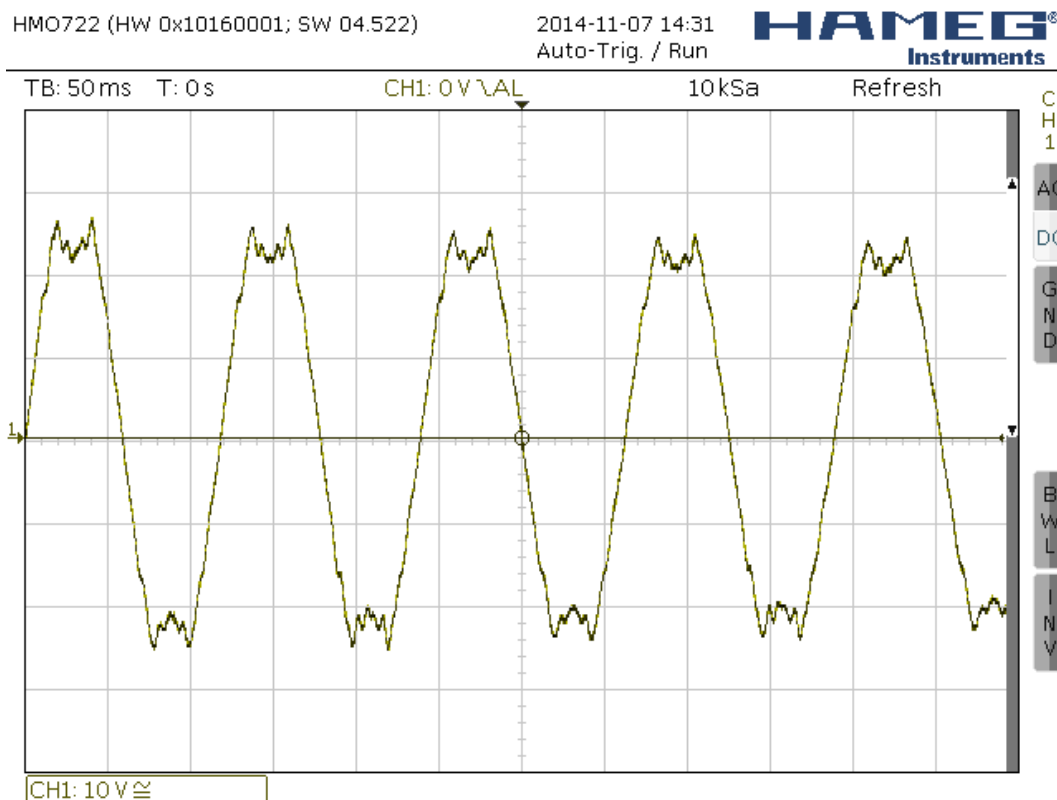
4.10. ábra. Az 1. tekercsben indukált feszültség ideális esetben

Mivel a gép nem ideális, ezért a modellt további pontosításra szorul. Tudjuk, hogy az indukált feszültség a mezőgörbét "leköveti" azaz a két jelalak megegyezik. Ezt felhasználva egy tekercs feszültségét megmérve, megkapjuk az mezőgörbe közelítő alakját. A modellezés további szakaszában az indukált feszültségre felírt (4.22) egyenletet a következő alakban fogom használni:

$$u_i(\omega, t) = c \hat{B} f_v n(t) f(\omega, t), \quad (4.24)$$

ahol

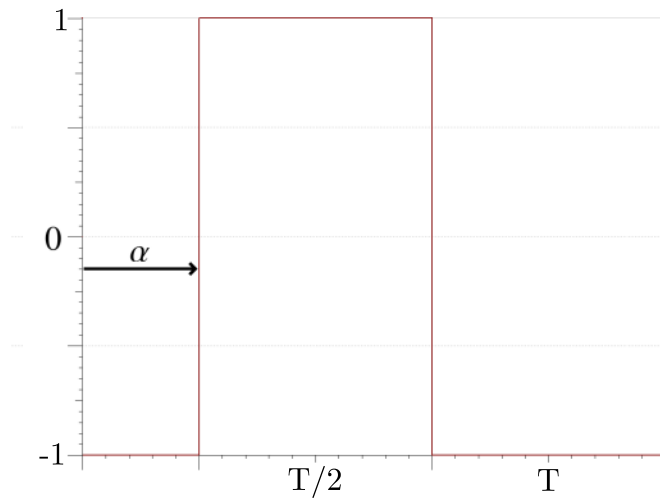
- f_v fluxus konstans. Gyakorlatilag egy felület jellegű mennyiség amivel az indukciót szorozva fluxust kapunk $[m^2]$,
- $\hat{B}$ az indukció csúcsértéke $[T]$



4.11. ábra. Egy tekercsben mérhető indukált feszültség idő függvény $n=400 \frac{1}{perc}$ esetén

Az indukált feszültséget egy egységnyi amplitúdójú, változó körfrekvenciájú $f(\omega, t)$ függvény segítségével állítom elő ami, nem lesz más mint a mezőgörbe egységnyi amplitúdóval. Ez a függvényt zárt alakban megadni nagyon nehéz ezért

közelítenem kell. A mért jelalak nagy hasonlóságot mutatott az alábbi $f^*(\omega, t)$ függvény Fourier-sorfejtésével kapott függvénye:



4.12. ábra. A sorba fejtetett $f^*(\omega, t)$ függvény

A függvény első periódusa zárt alakban:

$$f_T^*(\omega, t) = -(\epsilon(t) - \epsilon(t - \alpha)) + \left(\epsilon(t - \alpha) - \epsilon\left(t - \frac{T}{2} - \alpha\right) \right) - \left(\epsilon\left(t - \frac{T}{2} - \alpha\right) - \epsilon(t - T) \right) \quad (4.25)$$

Fourier-sorfejtés segítségével a vizsgált $f^*(\omega, t)$ a következő módon állítható elő:

$$f^*(\omega, t) = f_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \hat{f}_k^a \cos(k\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} \hat{f}_k^b \sin(k\omega t) \quad (4.26)$$

ahol

$$f_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f_T^*(\omega, t) dt, \quad (4.27)$$

$$\hat{f}_k^a = \frac{2}{T} \int_0^T f_T^*(\omega, t) \cos(k\omega t) dt, \quad (4.28)$$

$$\hat{f}_k^b = \frac{2}{T} \int_0^T f_T^*(\omega, t) \sin(k\omega t) dt. \quad (4.29)$$

Ezek alapján

$$f_0 = 0 \quad (4.30)$$

$$\begin{aligned} \hat{f}_k^a &= -\frac{1}{\pi} \int_0^\alpha \cos(k\omega t) d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_\alpha^{\pi+\alpha} \cos(k\omega t) d\omega t \\ &= -\frac{1}{\pi} \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \cos(k\omega t) d\omega t = \frac{2}{\pi k} [\sin(k(\pi + \alpha)) - \sin(k\pi)] \end{aligned} \quad (4.31)$$

$$\begin{aligned} \hat{f}_k^b &= -\frac{1}{\pi} \int_0^\alpha \sin(k\omega t) d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_\alpha^{\pi+\alpha} \sin(k\omega t) d\omega t \\ &= -\frac{1}{\pi} \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \sin(k\omega t) d\omega t = \frac{2}{\pi k} [\cos(k\pi) - \cos(k(\pi + \alpha))] \end{aligned} \quad (4.32)$$

A gép kialakításának köszönhetően az egymást követő hornyokban elhelyezkedő tekercsekben mérhető indukált feszültség-idő függvények között $\alpha = -\frac{\pi}{4}$ radiános fáziskülönbséget figyelhető meg azért az együtthatók értékének számolásakor csak az $\alpha = n\frac{\pi}{4}$, $n = 0, \dots, 7$ eseteket kell figyelembe vennem. Érdekes még megjegyezni, hogy a $n = 0, \dots, 3$ esetben számolt együtthatók csak előjelben fognak eltérni a $n = 4, \dots, 7$ eset együtthatóitól. A függvény közelítések $k = 11$ pontosságig végeztem el. Az együtthatókat a következő *MATLAB* script segítségével számoltam ki:

```

1 egyutthato=zeros(8,22);
2 for m=1:8
3   for n=1:11
4     egyutthato(m,n)=(2/(n*pi))*(-sin(n*(m-1)*(pi/4))+sin(n*(pi+(m-1)*(pi/4))));
5     egyutthato(m,n+11)=(2/(n*pi))*(cos(n*(m-1)*(pi/4))-cos(n*(pi+(m-1)*(pi/4))));
6   end
7 end

```

4.1. forráskód. Együtthatók számolása

A létrehozott 8×22 -es mátrix sorai egy-egy tekercshez rendelhetőek. Azért elég csupán nyolc tekercsre elvégezni a számolást mert a gépünk kialakításából származóan a tekercsekben páronként azonos indukált feszültség-idő függvényt mérhetünk mint például az 1. és 9. tekercsben, 2. és 10., ..., 8. és 16. tekercsben. A mátrix első 11 oszlopa tartalmazza az $\hat{f}_k^a$ együtthatókat maradék 11 oszlop pedig a $\hat{f}_k^b$ együtthatókat.

	k					
	1	2	3	4	5	6
α						
0	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
$\frac{\pi}{4}$	-0,9003	0,0000	-0,3001	0,0000	0,1801	0,0000
$\frac{2\pi}{4}$	-1,2732	0,0000	0,4244	0,0000	-0,2546	0,0000
$\frac{3\pi}{4}$	-0,9003	0,0000	-0,3001	0,0000	0,1801	0,0000
$\frac{4\pi}{4}$	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
$\frac{5\pi}{4}$	0,9003	0,0000	0,3001	0,0000	-0,1801	0,0000
$\frac{6\pi}{4}$	1,2732	0,0000	-0,4244	0,0000	0,2546	0,0000
$\frac{7\pi}{4}$	0,9003	0,0000	0,3001	0,0000	-0,1801	0,0000

4.1. táblázat. $\hat{f}_k^a (k = 1, \dots, 6)$

	k				
	7	8	9	10	11
α					
0	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
$\frac{\pi}{4}$	0,1286	0,0000	-0,1000	0,0000	-0,0818
$\frac{2\pi}{4}$	0,1819	0,0000	-0,1415	0,0000	0,1157
$\frac{3\pi}{4}$	0,1286	0,0000	-0,1000	0,0000	-0,0818
$\frac{4\pi}{4}$	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
$\frac{5\pi}{4}$	-0,1286	0,0000	0,1000	0,0000	0,0818
$\frac{6\pi}{4}$	-0,1819	0,0000	0,1415	0,0000	-0,1157
$\frac{7\pi}{4}$	-0,1286	0,0000	0,1000	0,0000	0,0818

4.2. táblázat. $\hat{f}_k^a (k = 7, \dots, 11)$

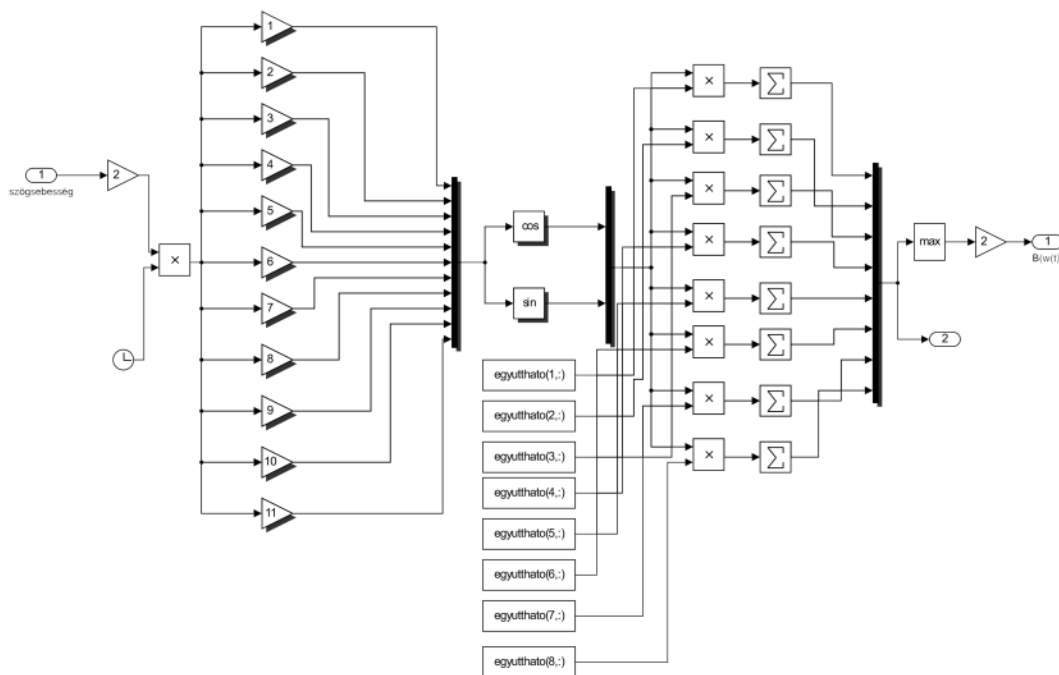
	k					
	1	2	3	4	5	6
α						
0	1,2732	0,0000	0,4244	0,0000	0,2546	0,0000
$\frac{\pi}{4}$	0,9003	0,0000	-0,3001	0,0000	-0,1801	0,0000
$\frac{2\pi}{4}$	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
$\frac{3\pi}{4}$	-0,9003	0,0000	0,3001	0,0000	0,1801	0,0000
$\frac{4\pi}{4}$	-1,2732	0,0000	-0,4244	0,0000	-0,2546	0,0000
$\frac{5\pi}{4}$	-0,9003	0,0000	0,3001	0,0000	0,1801	0,0000
$\frac{6\pi}{4}$	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
$\frac{7\pi}{4}$	0,9003	0,0000	-0,3001	0,0000	-0,1801	0,0000

4.3. táblázat. $\hat{f}_k^b (k = 1, \dots, 6)$

	k				
	7	8	9	10	11
α					
0	0,1819	0,0000	0,1415	0,0000	0,1157
$\frac{\pi}{4}$	0,1286	0,0000	0,1000	0,0000	-0,0818
$\frac{2\pi}{4}$	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
$\frac{3\pi}{4}$	-0,1286	0,0000	-0,1000	0,0000	0,0818
$\frac{4\pi}{4}$	-0,1819	0,0000	-0,1415	0,0000	-0,1157
$\frac{5\pi}{4}$	-0,1286	0,0000	-0,1000	0,0000	0,0818
$\frac{6\pi}{4}$	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
$\frac{7\pi}{4}$	0,1286	0,0000	0,1000	0,0000	-0,0818

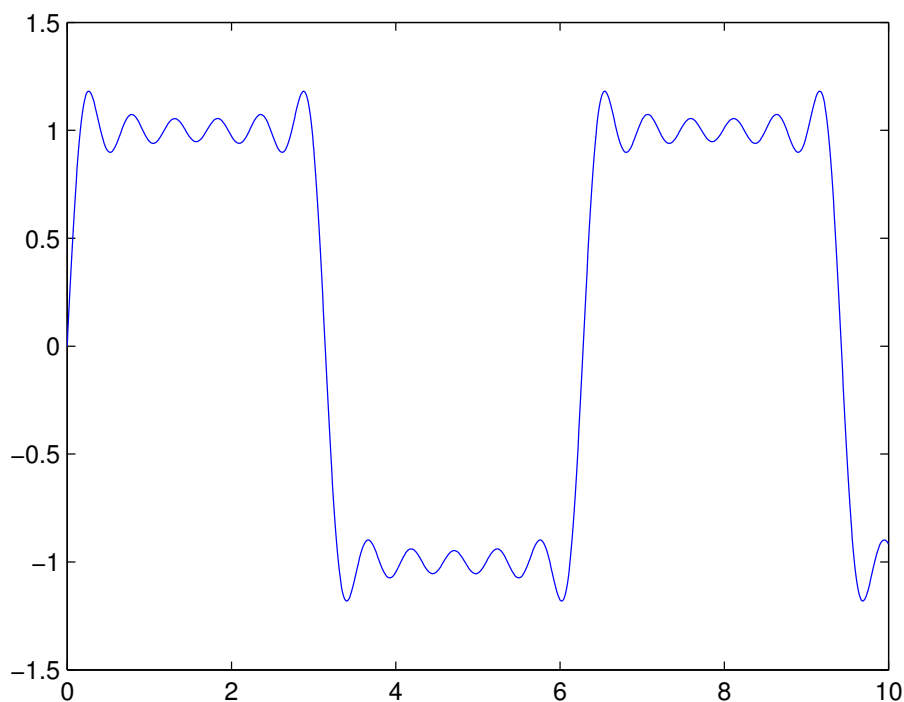
4.4. táblázat. $\hat{f}_k^b (k = 7, \dots, 11)$

Az együtthatók birtokában *MATLAB Simulink* környezetben összerakhatom a közelítő függvényt melyet a (4.13) ábra mutat. Az alrendszer bemenetként ω szögsebességet és a szimuláció idejét kapja meg melyek szorzatának és $k = 1, \dots, 11$ -ig vett erősítéséből megkapjuk szükséges szögsebességeket. Ezen jelek szinuszának és koszinuszának a megfelelő együtthatókkal való szorzása megadja keresett közelítő jelet.



4.13. ábra. A közelítő jel előállítása

A megvalósított villamos forgógépben a kommutációt egy 16 fázisú híd segítségével oldottam meg. Működését felfoghatjuk úgy is, hogy a pozitív sínre mindig a legpozitívabb tekercset kapcsoljuk, míg a negatív sínre mindig a legnegatívabb tekercset kapcsoljuk, majd ezt a két tekercset sorba kötjük. A modellezés során ezt egy egyszerű maximum kereséssel oldottam meg majd a kapott eredmény kétszeresét vettem. Ezt az egyszerűsítést azért tehetem meg, mert a kommutáció során azonos nagyságú, de ellentétes referenciájú feszültségforrásokat kapcsolunk megfelelő polaritással, ami azt eredményezi, hogy a helyettesítő generátor kapcsolófeszültsége a forrásfeszültségek kétszerese lesz.



4.14. ábra. A közelítő jel előállítása Fourier együtthatók segítségével, $\alpha = 0$ radián esetben

Ezek figyelembevételével a rendszert leíró differenciál-egyenletrendszer az alábbi alakban írhatjuk fel:

$$\frac{dx_1(t)}{dt} = \frac{c}{2\pi L_a} f_{var} \hat{B} x_2(t) e_2(t) - \frac{R_a + R_t}{L_a} x_1(t) \quad (4.33)$$

$$\frac{dx_2(t)}{dt} = -k f_{var} \hat{B} \frac{1}{\theta} x_1(t) e_2(t) - \frac{b}{\theta} x_2(t) + \frac{1}{\theta} e_1(t) \quad (4.34)$$

$$y_1(t) = R_t x_1(t) \quad (4.35)$$

$$y_2(t) = x_1(t) \quad (4.36)$$

$$y_3(t) = x_2(t), \quad (4.37)$$

ahol

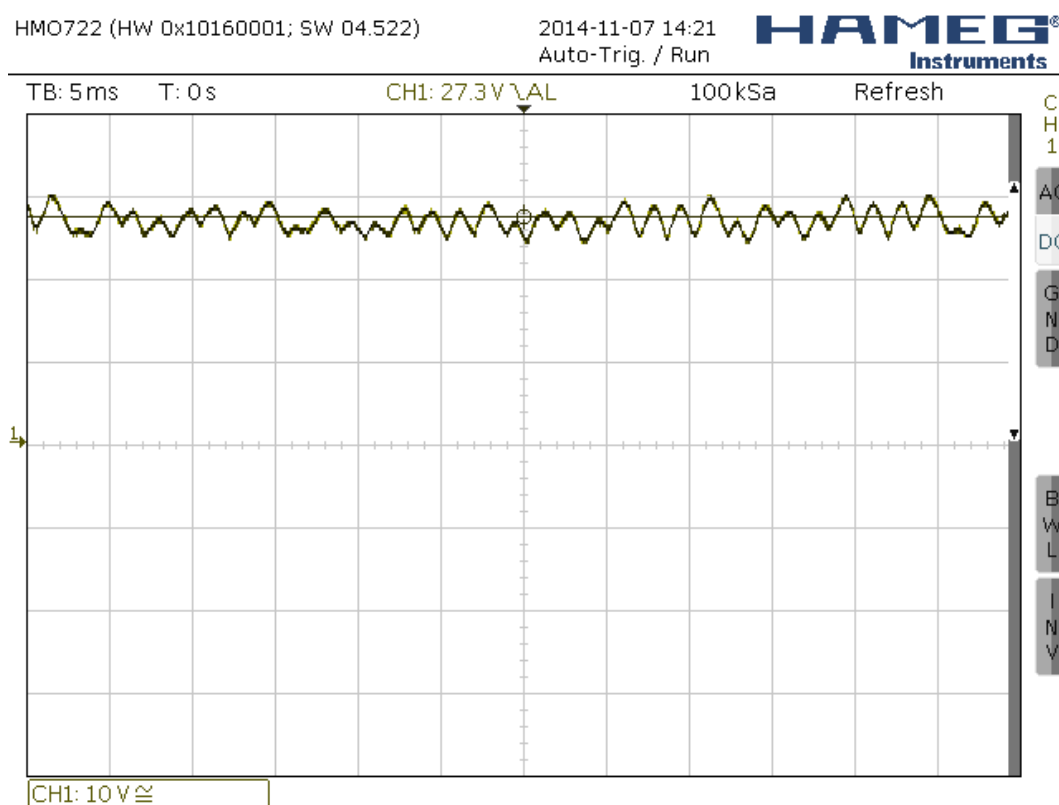
$$\underline{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_a(t) & \omega(t) \end{bmatrix}^T, \quad (4.38)$$

$$\underline{y}(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) & y_2(t) & y_3(t) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} u_k(t) & i_a(t) & \omega(t) \end{bmatrix}^T, \quad (4.39)$$

,

$$\underline{e}(t) = \begin{bmatrix} e_1(t) & e_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_t(t) & f(x_2, t) \end{bmatrix}^T. \quad (4.40)$$

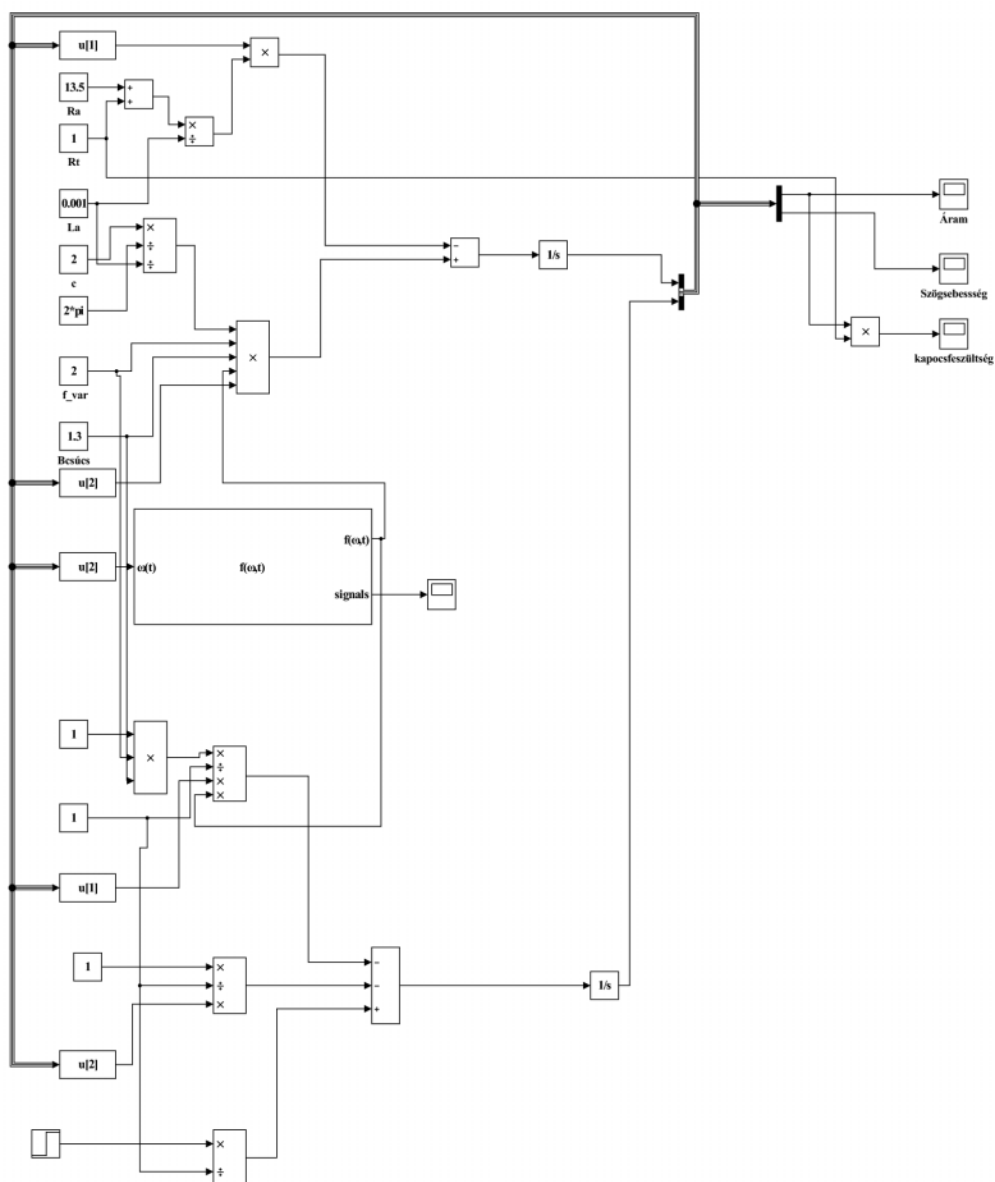
A rendszer szimulációjában $f(\omega, t)$ bemenetként vesszem figyelembe és látható, hogy az így kapott rendszer nemlineáris lesz. A szimulációt ismét MATLAB Simulink környezetben végeztem el melyet a (4.16) ábra mutatja. A gép összerelését követően a kapocsfeszültséget megmértem és a következő eredményt kaptam:



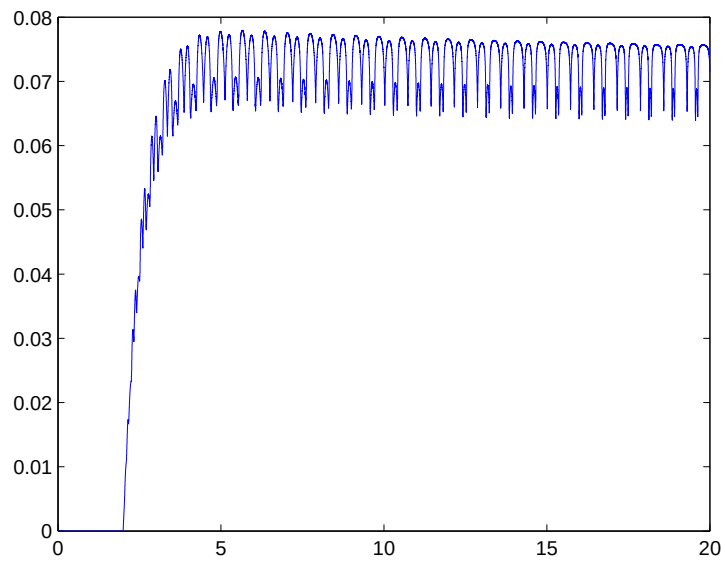
4.15. ábra. A mért kapocsfeszültség

Sajnos a mérés során nem volt lehetőségem az indítási tranziens során megfigyelhető jelalak dokumentálására, csak állandósult állapotban tudtam mérni. A

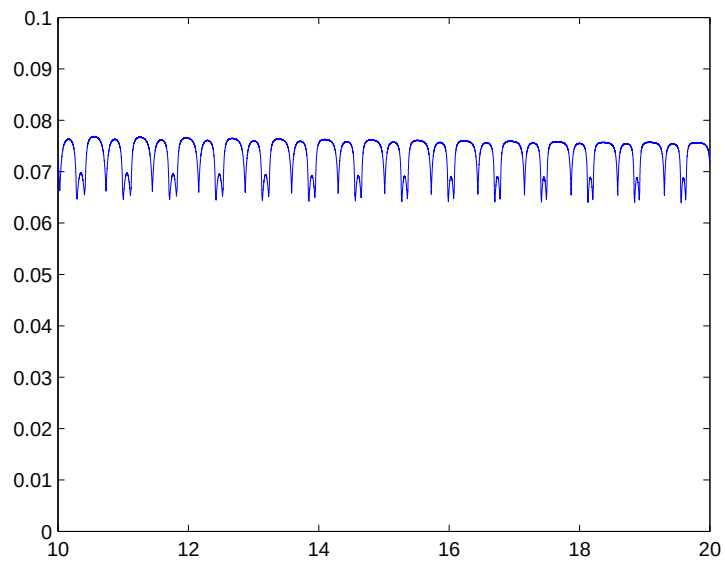
szimuláció futtatása után a kapocsfeszültségre a (4.17) és (4.18) ábrán látható eredményeket kaptam. Fontos megjegyezni, hogy a modellezés első lépésben csak a jelalakot minél jobban közelítő jel előállítására törekedtem. Az rendszer paramétereinek mérése, mint például az armatúra ellenállás, armatúra induktivitás pontos kimérésére csak később kerül sor.



4.16. ábra. A rendszer modellje MATLAB Simulink környezetben

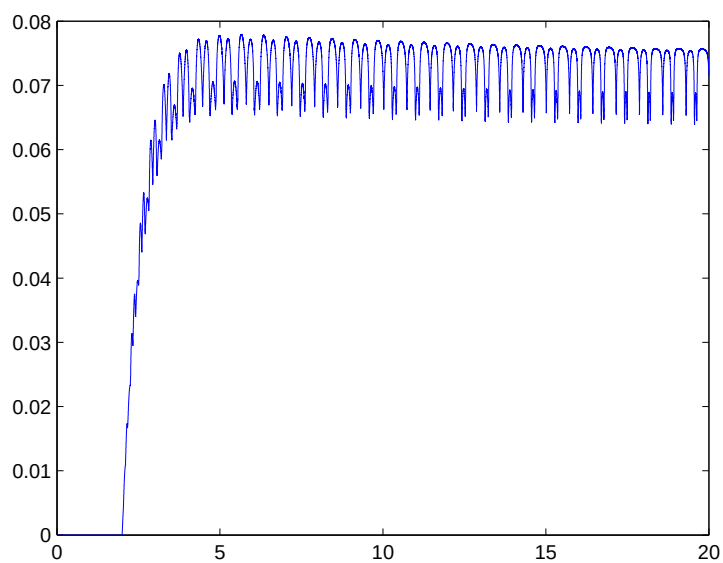


4.17. ábra. A szimulált kapocsfeszültség indítási tranziense

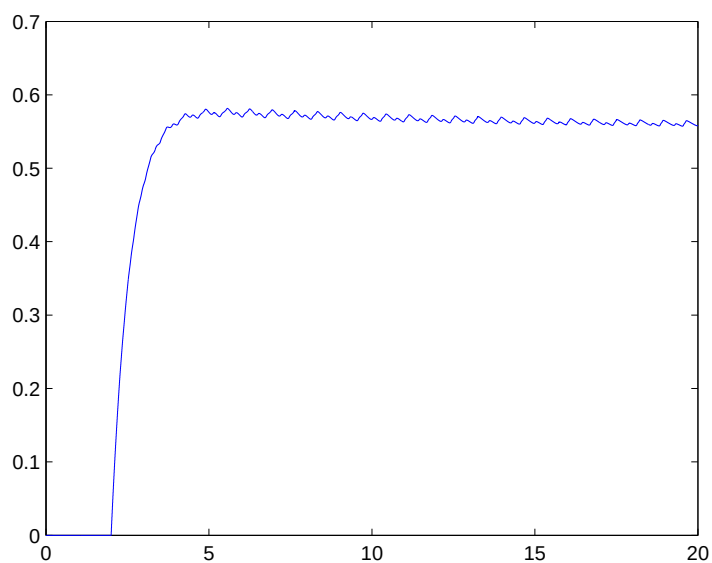


4.18. ábra. A kapocsfeszültség állandósult állapotban

A szimuláció során az armatúra áramra illetve a szögsebességre vonatkozó jelalakokat is meghatároztam melyek a következők lettek:



4.19. ábra. A szimulált armatúra áram indítási tranzienssel



4.20. ábra. A szimulált szögsebesség indítási tranzienssel

Az armatúra áram jelalakra teljesen megegyezik a kapocsfeszültség esetén kapott jelalakokkal mivel a rendszert csak tiszta rezisztív terhelésre vizsgáltam. A szögsebesség-idő függvény esetén látható, hogy jóval simább, jóval kisebb hullámosságú. A megmaradt hullámosság arra vezethető vissza, hogy valamelyik pólus beér az egyik pólustörzs alá.

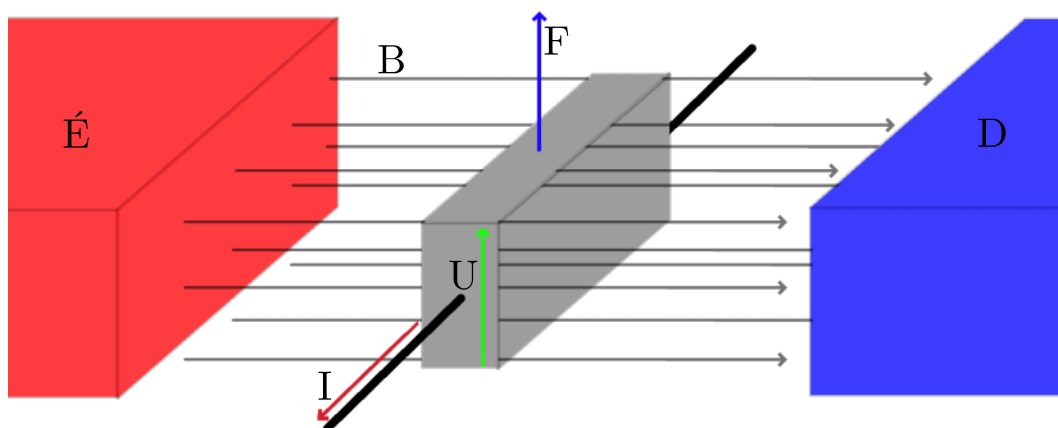
5. Szabályozás alapjai

A fejezet célja, hogy az elkészült szélenergia átalakító rendszer szabályozásához szükséges feltételeket megteremtsem. Ehhez a modellben szereplő két állapotváltozó mérésére lesz szükségem, ezért egy fordulatszám-mérő és az armatúra áram-mérő áramkört terveztem és építettem meg. A korábban tárgyalt tervezéshez hasonlóan itt is törekedtem legalább két lehetséges alternatívát megvizsgálni és közülük választani.

5.1. Fordulatszám-mérés

A szabályozáshoz illetve a modellezéshez is nélkülözhetetlen paraméter a rotor aktuális fordulatszáma, ezért mindenképpen mérnem kell. A probléma megoldására számos lehetőségem van, mint például készre szerelt resolver vagy encoder vásárlása. A probléma ezzel, hogy a gép egyedi kialakítású, így nagy valószínűséggel nem, vagy csak hosszadalmas keresgélés után találtam volna megfelelő eszközt. Egy másik lehetőség az, hogy saját magam építsek egy a célnak megfelelő berendezést. Én az utóbbit választottam mivel ilyenkor saját elképzelésem továbbá a gép felépítését figyelembe véve tervezhetem illetve építhetem az eszközt.

A mérőberendezés működésének alapja a váltakozó polaritású mágneses tér érzékelése amihez én egy bipoláris Hall szenzort használtam fel.



5.1. ábra. Hall-effektus

A (5.1) ábrán a Hall-effektus értelmezését láthatjuk. Ha egy félvezető darabon áramot folytatunk át melyet mágnes térbe helyezünk akkor az áramló töltésekre Lorenzt erő fog hatni, ami kitéríti őket a félvezető egyik felére. Ennek eredményekén feszültséget mérhetünk a félvezető eszközön.

Alapvetően kétfajta szenzor kapható kereskedelmi forgalomban ami kihasználja ezt a fizikai jelenséget:

- unipoláris típus
- bipoláris típus

Unipoláris szenzor kimenete csak a déli pólus közelségére lesz magas, amely északi pólus esetén vagy a déli pólus eltávolítása esetén alacsony lesz. Bipoláris szenzor kimenete déli pólus közelségére magas lesz, ami mind addig, míg északi pólust nem közelítünk hozzá.

A feladat megoldásához én egy TLE 4945 L típusú bipoláris szenzort használtam fel mivel bekapcsolási küszöbe $10mT$, kikapcsolási küszöbe pedig $-10mT$ így gyenge mágneses tér érzékelésére is alkalmas. A szenzor kiválasztása után a jel feldolgozására lehetséges módjait vizsgáltam meg. Alapvetően két út közül választhattam:

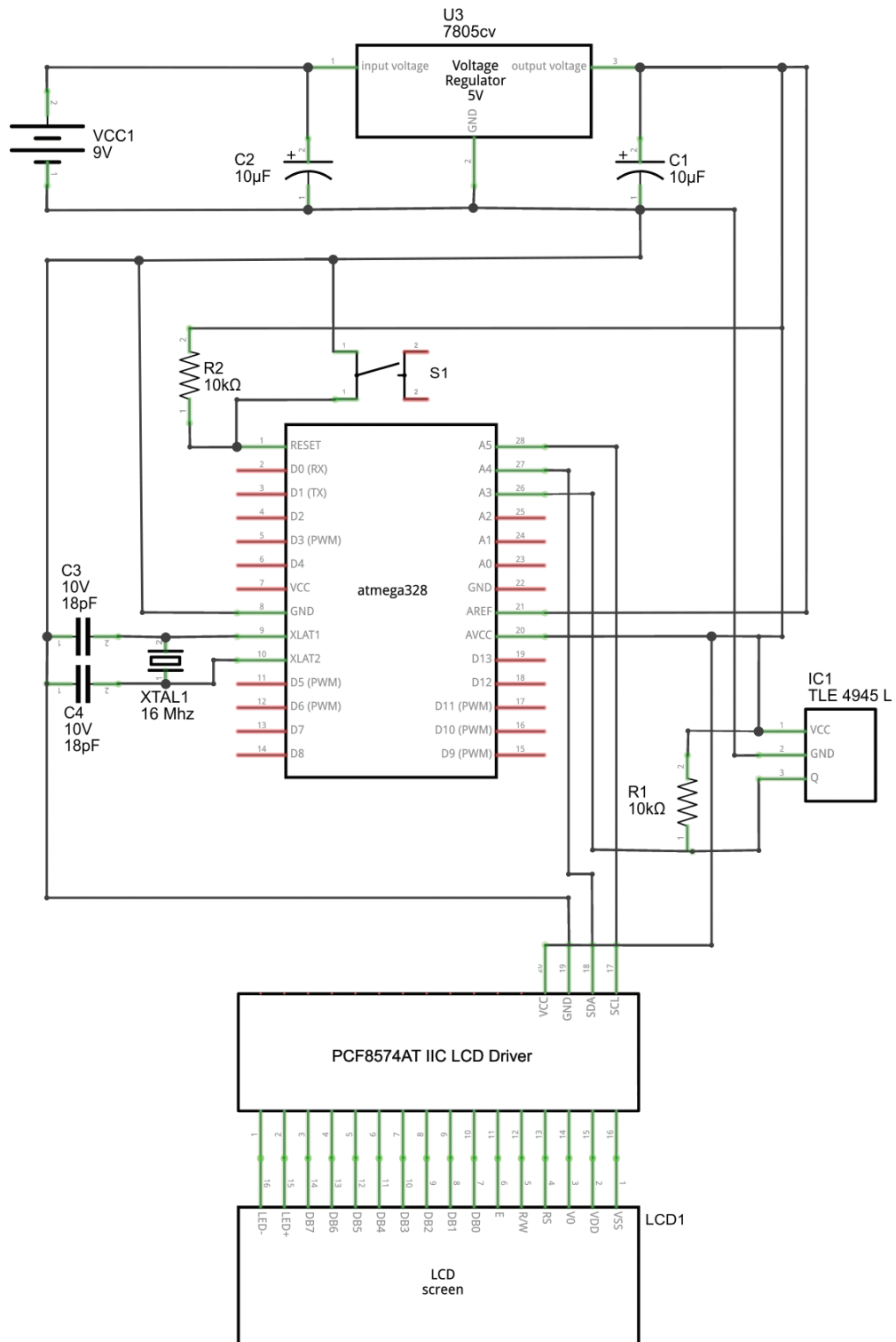
- Egy analóg áramkör tervezése vagy
- egy mikroprocesszorral ellátott rendszer tervezése.

A későbbi újrakonfigurálhatóság miatt egy mikroprocesszorral ellátott rendszer tervezése és építése mellett döntöttem. A jelfeldolgozó központi egységének egy ATmega328P-PU egycsipes mikrovezérlőt használtam fel. Ez a megaAVR termékcsalád tagja amely egy módosított 8 bites RISC utasításkészletű AVR processzormagra épül. Elsődlegesen azért döntöttem mellette mert korábbi tapasztalatim voltak vele továbbá olcsó, egyszerű és kis fogyasztású.

A fordulatszám érzékelő tervezésekor törekedtem arra, hogy a felhasználó visszajelzést kapjon a rendszer különböző állapotairól. Ennek érdekében egy QC1602A típusú 16 oszlop és két sor megjelenítésére képes LCD kijelzőt helyeztem el a rendszerben. Azért választottam ezt mert korábbi tapasztalataim is vannak vele továbbá olcsó, kis fogyasztású és egyszerűen vezérelhető. A karakteres LCD kijelzőt PCF8574AT I^2C busz vezérlőt tartalmazó egységen keresztül vezéreltem annak érdekében mivel akkor két kimeneti láb elegendő.

A fordulatszám érzékelő kapcsolási rajzát a (5.2) ábra mutatja. A rendszer működéséhez szükséges 5V stabil egyenfeszültséget egy 9V-os akkumulátor és egy 7805CV feszültségstabilizátor áramkör segítségével biztosítottam.

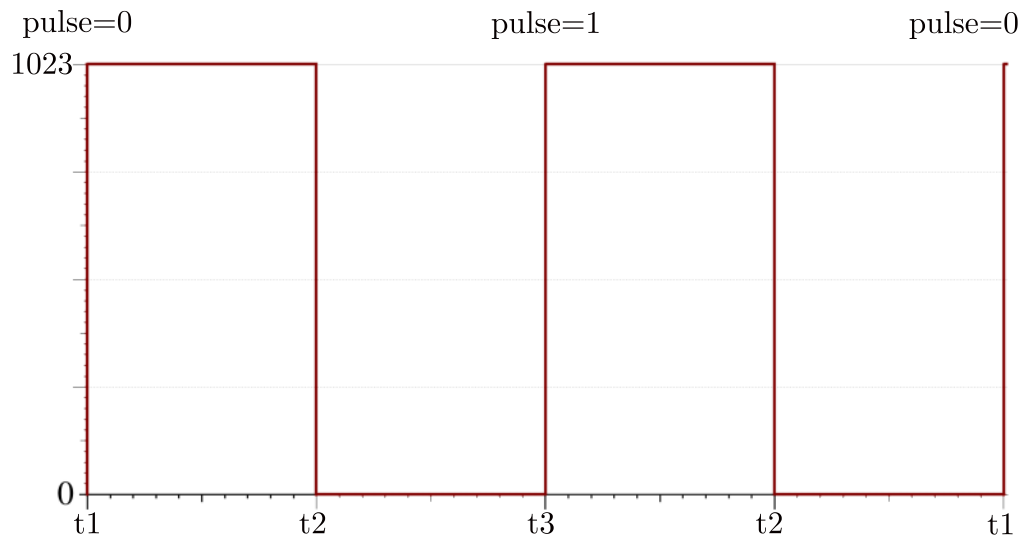
Szabályozás alapjai



fritzing

5.2. ábra. A fordulatszám mérő kapcsolás

A fordulatszám-méréskor egy négyszögjel feldolgozását kellett megvalósítanom. A hall szenzor kimenetét egy analóg bemenetre kötöttem ezért 0 és 1023 közötti értékeket fog visszaadni.



5.3. ábra. A feldolgozandó négyszögjel

A periódusidő és ezáltal a frekvencia meghatározásához a felfutó és lefutó élek detektálását és a köztük eltelt idő mérését kell megvalósítani. Problémát jelent, hogy egy felfutó él egy periódus kezdetét, míg egy másik periódus végét fogja jelezni. Ezért vezettem be egy `pulse` nevű változót amellyel megjelölöm az egyes felfutó éveket. Ha a `pulse==0` akkor a `t1`, ha a `pulse==1` akkor a `t3` változóba tárolom el az eltelt időt. A periódus időt `t1` és `t3` különbségének abszolút értéke fogja megadni. A lefutó él detektálását is és a hozzá tartozó `t2` időpillanatot is meghatároztam, hátha a későbbiek során szükség lesz rá. Ennek birtokában könnyen meghatározható mennyi ideig magas, illetve mennyi ideig alacsony a Hall szenzor kimenete. A módszer előnye, hogy változó kitöltési tényezőjű jel frekvenciáját is megmérhetem.

A programot Arduino IDE fejlesztőkörnyezetben írtam amit az (5.1) forráskód mutat. Program elején kijelzőkezeléshez szükséges könyvtárakat inkludálom, majd ezt követően a szükséges változókat deklarálom. A változók között létrehozok egy `val` illetve egy `eng` nevű logikai változót. A `val` változó segítségével a lefutó és felfutó éveket detektálom: értéke `false` ha a Hall szenzor kimenete alacsony, `true` ha magas. A másik logika változó, `eng` a `while` ciklusból akkor enged ki lépni a programot, ha a Hall szenzor által mért jelben egy felfutó és lefutó él volt.

```

1 //Szakdolgozat, Hall szenzoros fordulatszámérzékelés
2 #include <Wire.h>
3 #include <LiquidCrystal_I2C.h>
4 LiquidCrystal_I2C lcd1(0x3F, 2, 1, 0, 4, 5, 6, 7, 3,
    POSITIVE);
5
6 /*-----( Változók )-----*/
7 int hall=A3;
8 double t1,t2,t3;
9 float period;
10 boolean valt=false,eng=false;
11 boolean all=false;
12 double n=0;
13 int pulse=0;
14
15 /*----( SETUP: Egyszer fut le )----*/
16 void setup()
17 {
18     Serial.begin(9600);
19     lcd1.begin(16,2);
20     lcd1.backlight();
21     pinMode(hall, INPUT);
22     lcd1.setCursor(0,0);
23     lcd1.print("A beallitas OK");
24     delay(2000);
25     lcd1.clear();
26     lcd1.setCursor(4,0);
27     lcd1.print("T:");
28     lcd1.setCursor(0,0);
29     lcd1.print("T[ms]  :");
30     lcd1.setCursor(0,1);
31     lcd1.print("f[1/s]:");
32 }
33
34 /*----( LOOP: Azonnal lefut)----*/
35 void loop()

```

```
36 {
37   while (eng==false)
38   {
39     if (analogRead(hall)>500 && valt==false)
40     {
41       if (pulse==0)
42       {
43         t1=millis();
44       }
45       if (pulse==1)
46       {
47         t3=millis();
48       }
49       valt=true;
50       all=false;
51     }
52     if ((millis()-t1)>2500 && all==false )
53     {
54       lcd1.setCursor(7,0);
55       lcd1.print("inf      ");
56       lcd1.setCursor(7,1);
57       n=0;
58       lcd1.print(n);
59       all=true;
60     }
61   }
62   if (analogRead(hall)<500 && valt==true)
63   {
64     t2=millis();
65     valt=false;
66     pulse++;
67     pulse=pulse%2;
68     eng=true;
69     all=false;
70   }
71 }
72 period=abs(t3-t1);
```

```

73  n=1000/period;
74  lcd1.setCursor(7,0);
75  lcd1.print(period);
76  lcd1.setCursor(7,1);
77  lcd1.print(n);
78  eng=false;
79  }

```

5.1. forráskód. A fordulatszámmerő program

Az idő mérésére az Arduino egy előre megírt függvényét a `millis()`-t használtam. A függvény visszatérési értéként a program futása óta eltelt időt adja vissza milliszekundumokban mérve. A függvény visszatérési értéke körülbelül 50 nap után túlszordul és visszatér nullára. A `period` nevű változóba eltárolom `t3` és `t1` változó különbségének abszolút értéket, ami megadja a jel periódusidejét. Ezt követően `n` változóban eltárolom a fordulatszámot, majd kiíratom a mért értékeket és `eng` értékét ismét `false`-ra állítom, hogy ismét elkezdődhessen a periódusidő mérése. Fontos kezelni azt az esetet is amikor a forgórész áll azaz a a periódus idő végtelen nagyra tekinthető, míg a fordulatszám zérusnak. Én ezt az esetet úgy kezeltem, hogy a rendszerbe egy `all` nevű logikai változót definiáltam amely értéke `false` ha a gép mozgásban van és egyik félperiódus sem tart 2500 milliszekundumnál hosszabb ideig. Ha ez a feltétel nem teljesül, azaz vagy a pozitív vagy a negatív félperiódus meghaladja a 2500 milliszekundumot a gép forgórészét állónak tekintem. A fordulatszám mérés segítségével a modellem egyik állapotváltozóját a szögsebességet megtudom határozni.

5.2. Árammérés

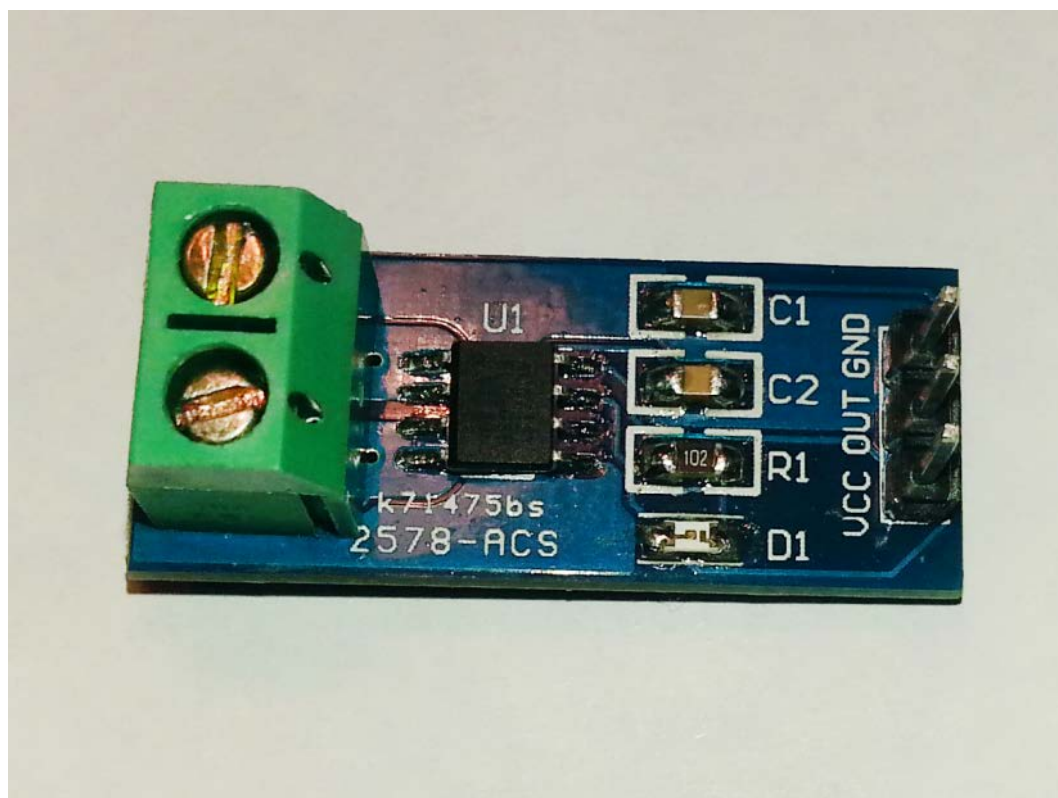
Az armatúra áram mérésére számos lehetséges mód van, amelyek közül én két lehetséges módot vizsgáltam meg:

- Árammérő sönt beiktatása az armatúra körbe vagy,
- egy megfelelő szenzorral felszerelt cél IC használta.

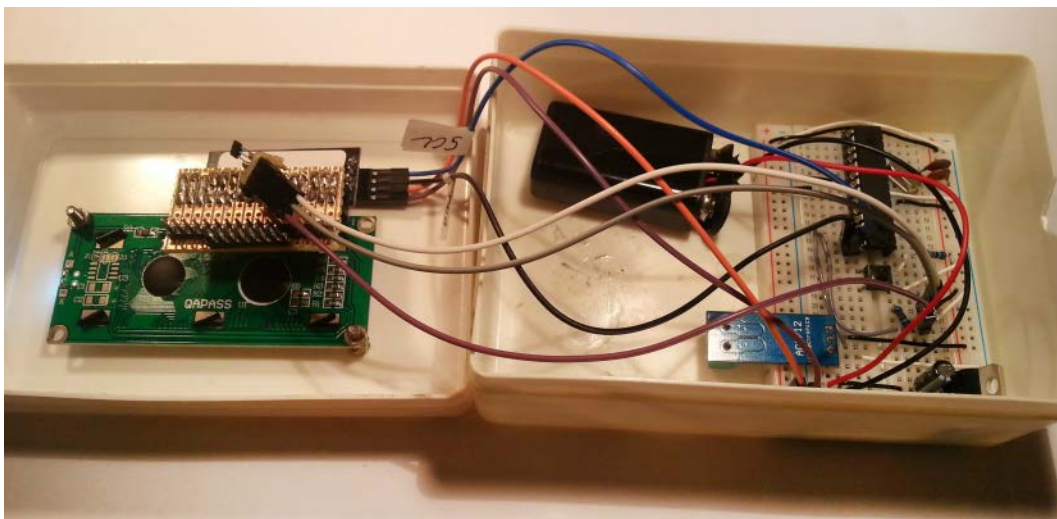
Az árammérő sönt használata esetén egy kis értékű lehetőleg induktivitás mentes ellenállást iktatunk be az armatúra körbe, amely feszültsége arányos lesz a rajta átfolyó áram erősségével. Én ezt a megoldást elvettem mivel ekkor valamilyen védelmet mindenképp be kellett volna iktatnom annak érdekében, hogy a megvédjem a mikrokontrollert az esetleges túlfeszültségtől.

Én a másik általam vizsgált alternatívát használtam fel amikor egy megfelelő szenzorral ellátott cél IC-t építettem a rendszerbe. Az árammérő modul egy ACS712 Hall-effektuson alapuló lineáris árammérő áramkör. Azért döntöttem emellett, mivel a szenzor akár ötszörös túláramot is elvisel továbbá az árammérésben részvevő lábak potenciálisan le vannak választva a jel lábokról. Ez lehetővé teszi, hogy a modul optocsatoló vagy egyéb leválasztó nélkül is beköthessem a mikrokontrollerbe. A szenzor $-20A$ és $+20A$ között képes mérni és felbontása a hőmérséklet függvényében $66\frac{mV}{A}$ és $185\frac{mV}{A}$ között változik ami megfelel a felhasználás által megkövetelt feltételeknek. Az árammérő modul jelvezetékét a mikrokontroller A3 analóg bemenetére kötöttem.

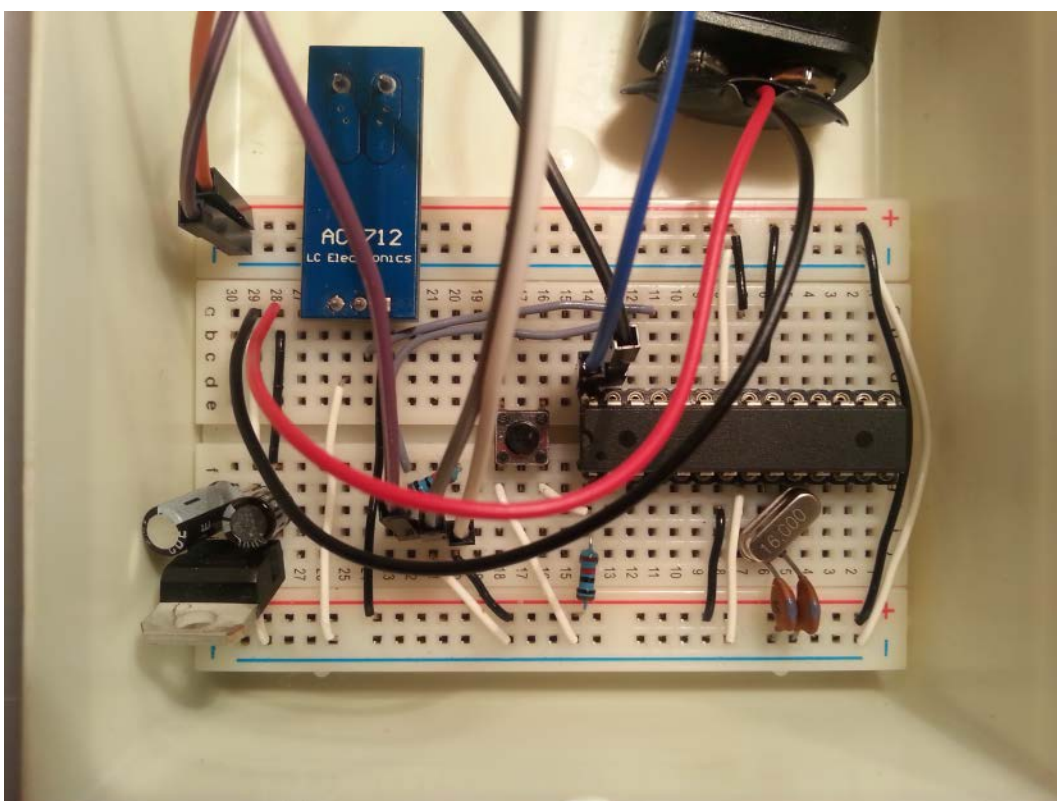
Az árammérés megvalósításával a modell másik állapotváltozóját is mérni tudom, így lehetővé téve egy modell alapú szabályozó tervezését.



5.4. ábra. A felhasznált árammérő modul

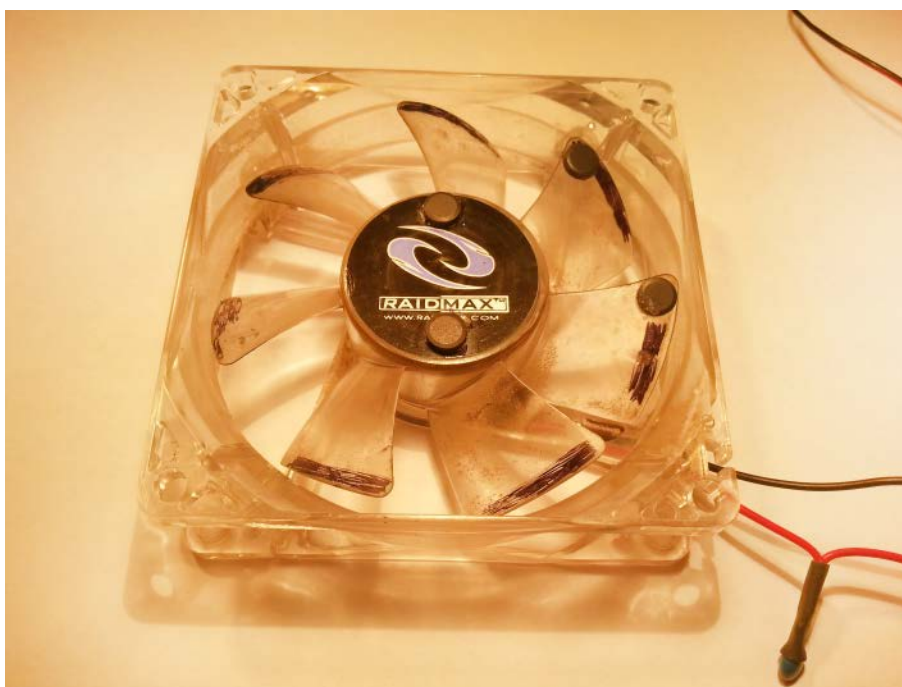


5.5. ábra. A megépített fordulatszám és árammérő rendszer



5.6. ábra. A rendszerben található mikrokontroller

A megépített fordulatszám és árammérő berendezést otthoni körülmények között egy asztali számítógépekbe szánt ventilátorra felhelyezett mágnesek segítségével teszteltem. A rendszer alkalmas változó kitöltésű tényezőjű jel periódus idejének megmérése is, amit úgy teszteltem, hogy a propellerre szimmetrikusan és aszimmetrikusan is felhelyeztem mágneseket:



5.7. ábra. A teszteléshez használt ventilátor

A ventilátor adatlapja szerint 12V névleges feszültségen $n = 2000 \frac{1}{\text{perc}}$ -es fordulatra képes. Én próbaméréseket végeztem az alábbi feszültségeken:

Feszültség [V]	Periódusidő [ms]	Frekvencia $\left[\frac{1}{s}\right]$
3	142	7,04
4,5	71	14,08
6	54	18,52
7,5	44	22,73
9	38	26,32
12	31	32,26

5.1. táblázat. Tesztmérések eredményei



5.8. ábra. A mérések eredménye bekapcsolást követően illetve túl hosszú periódusidő esetén



5.9. ábra. Mérési eredmény $f = 30\text{Hz}$ közelében

6. Összefoglalás

Manapság égető probléma, hogy a fosszilis energiahordozók lehetséges alternatíváit, elsősorban a környezetet kevésbé szennyező megújuló energiaforrásokat kutassuk. Hiszem, hogy megfelelő társadalmi összefogással és támogatással áttörés érhető el ezen területen. Ezért is tartottam fontosnak, hogy ilyen alacsony szinten is foglalkozzunk a témával és saját magam is ezért választottam ezt a témakört dolgozatom tárgyának.

A téma feldolgozásának kezdetén egy kész egyenáramú gép vásárlását tűztem ki célul, mely segítségével valósítottam volna meg egy szélenergia átalakító rendszert. Az elképzelés szerint kisebb hangsúlyt fektettem volna a gép tervezésére és a rendszer tervezésére és építésére és a nagyobb hangsúlyt fektettem volna különböző szabályozó algoritmusok vizsgálatára és implementálására. A kezdeti tervek sajnos viszonylag hamar zsákutcába értek mivel nem találtam megfelelő villamos paraméterekkel rendelkező gépet amely hiányában különböző gépészeti megoldásokat kellett volna a rendszerbe iktatnom. Mivel ez nem a szakterületem ezért új célokat kellett kitűznöm.

A következő elképzelés szerint egy a kész gépet alakítok át számomra megfelelőre. Azért is döntöttem emellett mivel ekkor a felhasznált gép gépészeti megoldásit megtartva szinte kizárólag a villamos paraméterek beállítására koncentrálnék. A gép tervezése és építése során sok előre nem látott problémával szembesültem melyek átgondolásával és megoldásával rengeteg tapasztalatot szereztem a témakörrel kapcsolatban. A gép építését követően méréseket végeztem, ahol bebizonyosodott, hogy ilyen kis méretben nem célszerű szélgenerátort tervezni és építeni, mivel a megfelelő nagyságú indukált feszültség eléréséhez magas fordulatszám tartományban kéne üzemeltetni a gépet. Ez ezért problémás mivel ez valós működési feltételek között nem érhető el, vagy a gerjesztés értékét permanens mágnesek segítségével minél nagyobb értékre beállítani, ami viszont ezért jelent problémát mivel ekkor a gép indító nyomatéka nagyobb lesz.

A dolgozat keretén belül egy egyáramú villamos forgógépet készítettem el, aminek a tekercselését megterveztem, az állandó mágneses forgórészeket megterveztem és megépítettem, a kommutátort megterveztem és megépítettem. A rendszerhez terveztem, megépítettem és felprogramoztam egy mikrokontroller vezérelt fordulatszám- és árammérő berendezést.

Összefoglalás

A projekt megvalósításának költségei:

	Tétel	Darab	Ár[Ft/db]	Összesen[Ft]
	Tesco PF1614W állóventillátor	1	2990	2990
	Ívelt mágnes szegmensek(készlet)	1	10806	10806
	Gyűrűmágnes	1	1990	1990
	Forgórészek esztergálása	1	2000	2000
	Loctite 3450 fémragasztó	1	4000	4000
	SB160 Schottky dióda	32	16,01	512,32
	DG306-5.0-2P12-LB sorkapocs	16	38,01	608,16
	9V-os elem csatlakozó	1	59,19	59,19
	TLE 4945 L bipoláris Hall szenzor	1	330,02	330,02
	L7805CV feszültségstabilizátor	1	60	60
	10 uF / 63V elektrolit kondenzátor	2	6,3	12,6
	18pF kerámia kondenzátor	2	50	100
	16MHz kristály oszcillátor	1	17,9	17,9
	TACT-64N-F nyomógomb	1	33,51	33,51
	Atmega328P-PU mikrovezérlő	1	435,5	435,5
	ACS712 árammérő modul	1	493,37	493,37
	1602 LCD kijelző	1	552,65	552,65
	I ² C PCF8574AT illesztő modul	1	515,46	515,46
	BB-005-S 400 érintkezős próbapanel	1	654,72	654,72
	X5-EPCU 200x160 egyoldalas NYÁK	1	1100	1100
	10 K 1% fémréteg ellenállás	2	3,94	7,88
				Σ 27279,28

6.1. táblázat. A projekt költségei

7. Jövőbeli tervek

Jövőbeli terveim szerint szerepel a gép és a szélátalakító rendszer paraméterbecslése annak érdekében, hogy minél pontosabb modellt tudjak készíteni. Ezt követően minél több tesztmérést szeretnék végrehajtani annak érdekében, hogy a modell működését összehasonlíthassam az valódi gép működésével.

A modell pontosítása után egy szabályozó tervezését tűztem ki célul, amely során több fajta szabályozási algoritmust szeretnék kipróbálni és a működésüket összehasonlítani.

Ábrák jegyzéke

1.1. Magyarország széltérképe [9]	3
1.2. Szélenergia termelés tervezett és tényleges alakulása [10]	4
2.1. Egy szélturbina áramlási mezeje	7
2.2. A teljesítménytényező maximumhelye és értéke	9
3.1. A 16 hornyú gép állórésze	13
3.2. A megépített generátor tekercselésének terve	14
3.3. A megépített generátor tekercselésének terve	14
3.4. A gép tekercselésének értelmezése	15
3.5. A tekercsoldalak alatti elhelyezkedő mágnesek lehetséges elrendezései	15
3.6. A (3.5a) és (3.5b) villamos modellje	16
3.7. A (3.5c) és (3.5d) villamos modellje	16
3.8. Az elkészült tekercselés	17
3.9. Az elkészült tekercselés	17
3.10. A póluspárok számának vizsgált értékei	18
3.11. A forgórész kialakítása íves permanens mágnes szegmensekből	20
3.12. Körmös pólusú forgórész	21
3.13. A megvalósított körmös pólusú forgórész	22
3.14. tekercsek sorba kapcsolásának módjai	23
3.15. A Hall szenzorok elhelyezése	24
3.16. Kommutáció 16 fázisú egyenirányítóval	25
3.17. Az egyes tekercsek és a kimenet feszültség-idő függvénye	25
3.18. Kommutáció 16 fázisú egyenirányítóban	26
3.19. Két lehetséges áramút	27
3.20. Két lehetséges áramút	27
3.21. Az elkészített 16 fázisú híd (forrasztási oldal)	28
3.22. A generátorra szerelt egyenirányító	28
4.1. Egy külső gerjesztésű egyenáramú generátor modellje	29
4.2. Egy állandó gerjesztésű egyenáramú generátor modellje R_t terhelő ellenállással	30
4.3. A generátor modellje MATLAB Simulink környezetben	32
4.4. $U_k(t)$ kapcsolófeszültség	33

4.5. $i_a(t)$ armatúra áram	33
4.6. $\omega(t)$ szögsebesség	34
4.7. Mágneses térben mozgó vezetődarab	35
4.8. A tekercselés és forgórész vázlata	37
4.9. A mezőgörbe	38
4.10. Az 1. tekercsben indukált feszültség ideális esetben	38
4.11. Egy tekercsben mérhető indukált feszültség idő függvény $n=400$ $\frac{1}{perc}$ esetén	39
4.12. A sorba fejtetett $f^*(\omega, t)$ függvény	40
4.13. A közelítő jel előállítása	44
4.14. A közelítő jel előállítása Fourier együtthatók segítségével, $\alpha = 0$ radián esetben	45
4.15. A mért kapocsfeszültség	46
4.16. A rendszer modellje MATLAB Simulink környezetben	47
4.17. A szimulált kapocsfeszültség indítási tranziense	48
4.18. A kapocsfeszültség állandósult állapotban	48
4.19. A szimulált armatúra áram indítási tranzienssel	49
4.20. A szimulált szögsebesség indítási tranzienssel	49
5.1. Hall-effektus	50
5.2. A fordulatszám mérő kapcsolás	52
5.3. A feldolgozandó négyyszögjel	53
5.4. A felhasznált árammérő modul	57
5.5. A megépített fordulatszám és árammérő rendszer	58
5.6. A rendszerben található mikrokontroller	58
5.7. A teszteléshez használt ventilátor	59
5.8. A mérések eredménye bekapcsolást követően illetve túl hosszú pe- riódusidő esetén	60
5.9. Mérési eredmény $f = 30Hz$ közelében	60

Táblázatok jegyzéke

1.1. Az energiahordozók eloszlása 2013-ban	2
4.1. $\hat{f}_k^a$ ($k = 1, \dots, 6$)	42
4.2. $\hat{f}_k^a$ ($k = 7, \dots, 11$)	42
4.3. $\hat{f}_k^b$ ($k = 1, \dots, 6$)	43
4.4. $\hat{f}_k^b$ ($k = 7, \dots, 11$)	43
5.1. Tesztmérések eredményei	59
6.1. A projekt költségei	62

Forráskódok jegyzéke

4.1. Együtthatók számolása	41
5.1. A fordulatszám mérő program	54

Irodalomjegyzék

- [1] BRITISH PETROLEUM: BP Statistical Review of World Energy
http://www.bp.com/content/dam/bp/pdf/statistical-review/statistical_review_of_world_energy_2013.pdf
2013
- [2] AMERICAN PHYSICAL SOCIETY: Energy Units
<http://www.aps.org/policy/reports/popa-reports/energy/units.cfm>
2014. december 24.
- [3] INTERGOVERNMENTAL PANEL ON CLIMATE CHANGE (IPCC): Climate Change 2007: Synthesis Report
http://www.ipcc.ch/publications_and_data/ar4/syr/en/spm.html
2014. december 24.
- [4] EURÓPAI PARLAMENT: Az Európai Parlament és a Tanács 2009/28/EK irányelve a megújuló energiaforrásból előállított energia támogatásáról, valamint a 2001/77/EK és a 2003/30/EK irányelv módosításáról és azt követő hatályon kívül helyezéséről
<http://eur-lex.europa.eu/legal-content/HU/TXT/PDF/?uri=CELEX:32009L0028&from=EN>
2009. április 23.
- [5] THE EUROPEAN WIND ENERGY ASSOCIATION: Wind energy scenarios for 2020
<http://www.ewea.org/fileadmin/files/library/publications/reports/EWEA-Wind-energy-scenarios-2020.pdf>
July 2014
- [6] MAGYAR SZÉLENERGIA IPARI TÁRSASÁG: Szélerőművek Magyarországon
<http://www.mszt.hu/dokumentumok/szeleromuvek-magyarorszagon/>
2014. december 24.

- [7] MAGYAR KORMÁNY: 389/2007. (XII. 23.) Korm. rendelet a megújuló energiaforrásból vagy hulladékból nyert energiával termelt villamos energia, valamint a kapcsoltn termelt villamos energia kötelező átvételéről és átvételi áráról
http://net.jogtar.hu/jr/gen/hjegy_doc.cgi?docid=A0700389.KOR
2014. december 24.
- [8] MAGYAR ENERGETIKAI ÉS KÖZMŰ-SZABÁLYOZÁSI HIVATAL:
Kötelező átvétel
<http://www.mekh.hu/hatosagi-arak-2/villamos-energia/kotelezo-atvetel.html>
Kötelező átvétel, 2014. december 24.
- [9] IDŐKÉP: Széltérkép <http://www.idokep.hu/szel>
2014. december 24.
- [10] MAGYAR VILLAMOSENERGIA-IPARI ÁTVITELI RENDSZERIRÁNYÍTÓ ZÁRTKÖRŰEN MŰKÖDŐ RÉSZVÉNYTÁRSASÁG: Széltermelés
<http://www.mavir.hu/web/mavir/szeltermeles>
2014. december 24.
- [11] EÖTVÖS LORÁND TUDOMÁNYEGYETEM: Megújuló energiaforrások, 4. fejezet - Szélenergia
http://elte.prompt.hu/sites/default/files/tananyagok/megujulo_energiaforrasok/ch04.html
2014. december 24.
- [12] BETZ A.: Das Maximum der theoretisch möglichen Ausnützung des Windes durch Windmotoren. Zeitschrift für das gesamte Turbinenwesen 26: 307–309 1920
- [13] FARKAS A., GEMETER J., DR. NAGY L.: Villamos gépek, BMF KKVFK-1176
2002

A. Jelölésjegyzék

Jelölés	Magyarázat
J	joule
Wh	wattóra
m	test tömege
v	test tömege
A	keresztmetszet
$\rho_{levegő}$	levegő sűrűsége
c_m	nyomatéktényező
D	átmérő
y_h	horonylépés
N	menetszám, tekercsoldalak száma
U_k	kapocsfeszültség
U_{1m}	1 tekercsoldalban indukált feszültség nagysága
n	fordulatszám
V	volt
A	amper
p	póluspárok száma
ω	szögsebesség
$\hat{B}_r$	remanens indukció csúcsértéke
f_{vill}	villamos frekvencia
f_{geo}	geometriai frekvencia
I_a	armatúra áram
U_I	indukált feszültség
R_a	armatúra ellenállás
L_a	armatúra induktivitása
R_g	gerjesztő kör ellenállása
U_g	gerjesztő kör feszültsége

Jelölés	Magyarázat
I_g	gerjesztő kör árama
R_t	terhelő ellenállás
Φ_p	pólusfluxus
M_t	gép tengelyére adott terhelő nyomaték
M_e	elektromechanikai nyomaték
θ	rotor tehetetlenségi nyomatéka
b	veszteségi együttható
$\underline{x}(t)$	az állapotok vektora
$\underline{y}(t)$	a kimenetek vektora
$\underline{e}(t)$	a bementek vektora
$v_k(t)$	kerültei sebesség
r	sugár
$\omega(t)$	szögsebesség-idő függvény
$\alpha(t)$	vezetődarab és a gép d tengelye által bezárt szög időfüggvénye
$n(t)$	fordulatszám-idő függvény
$u_i(\omega, t)$	egy vezetődarabban indukált feszültség-idő függvény
B	mágneses indukció nagyság
l	a vezetődarab hossza
τ	pólusosztás
a	ágpárok száma
z	hatásos tekercsoldalak száma
c	a gép fizikai paramétereiből, kialakításából származó konstans
ω_{vill}	villamos körfrekvencia
ω_{geo}	geometriai körfrekvencia
f_v	fluxus konstans
$\hat{B}$	az indukció csúcsértéke
$\hat{f}_k^a \hat{f}_k^b$	Fourier együtthatók
$f^*(\omega, t)$	közelítő függvény
$f_T^*(\omega, t)$	a közelítő függvény első periódusa

B. Felhasznált eszközök adatlapjai

B.1. A felhasznált Hall-szenzor adatlapja



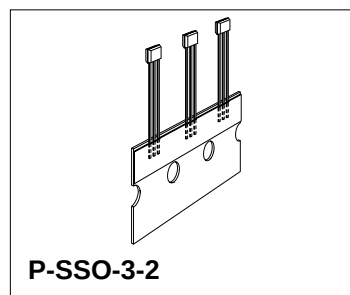
Uni- and Bipolar Hall IC Switches for Magnetic Field Applications

TLE 4905 L; TLE 4935 L;
TLE 4935-2 L; TLE 4945 L;
TLE 4945-2L

Bipolar IC

Features

- Temperature compensated magnetic performance
- Digital output signal
- For unipolar and alternating magnetic fields
- Large temperature range
- Protection against reversed polarity
- Output protection against electrical disturbances



Type	Marking	Ordering Code	Package
TLE 4905 L	05 L	Q67006-A9120	P-SSO-3-2
TLE 4935 L	35 L	Q67006-A9112	P-SSO-3-2
TLE 4935-2 L	35 2	Q67006-A9143	P-SSO-3-2
TLE 4945 L	45 L	Q67006-A9163	P-SSO-3-2
TLE 4945-2L	45 2	Q62705-K441	P-SSO-3-2

TLE 4905/35/35-2/45/45-2 L (Unipolar/Bipolar Magnetic Field Switches) have been designed specifically for automotive and industrial applications. Reverse polarity protection is included on-chip as is output protection against negative voltage transients. Typical applications are position/proximity indicators, brushless DC motor commutation, rotational indexing etc.

Pin Configuration

(view on branded side of component)

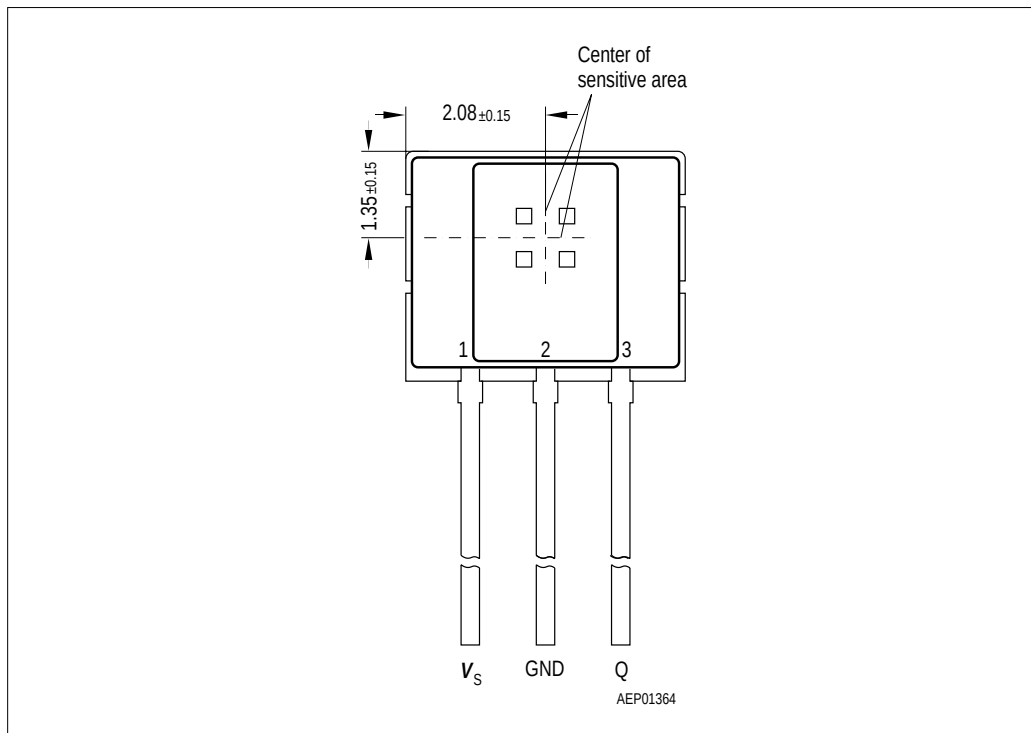


Figure 1

Pin Definitions and Functions

Pin No.	Symbol	Function
1	V_S	Supply voltage
2	GND	Ground
3	Q	Output

Circuit Description

The circuit includes Hall generator, amplifier and Schmitt-Trigger on one chip. The internal reference provides the supply voltage for the components. A magnetic field perpendicular to the chip surface induces a voltage at the hall probe. This voltage is amplified and switches a Schmitt-trigger with open-collector output. A protection diode against reverse power supply is integrated. The output is protected against electrical disturbances.

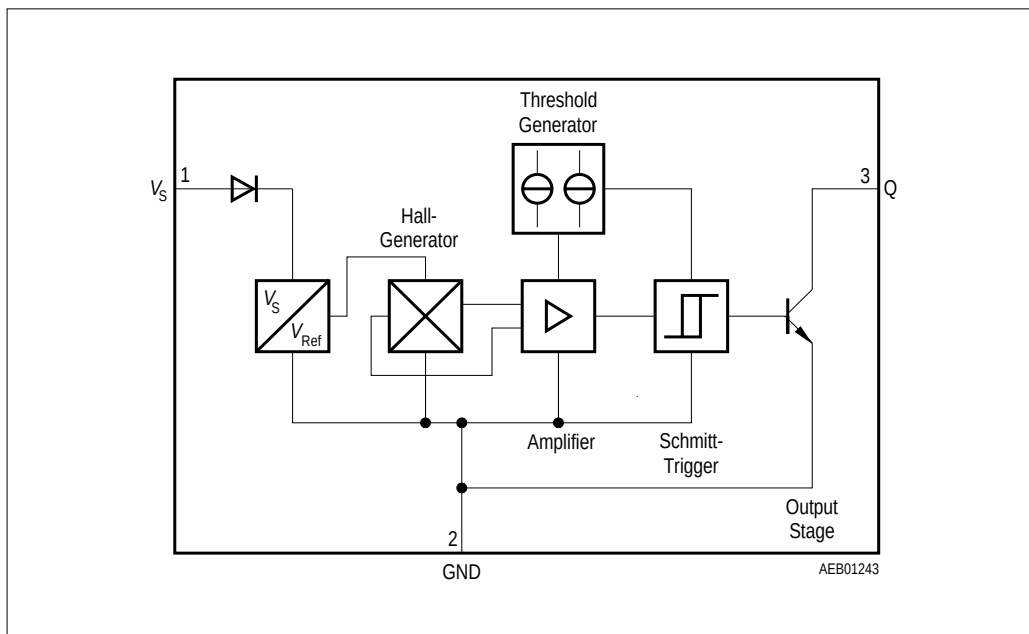


Figure 2
Block Diagram

Functional Description Unipolar Type TLE 4905 (Figure 3 and 4)

When a positive magnetic field is applied in the indicated direction (**Figure 3**) and the turn-on magnetic induction B_{OP} is exceeded, the output of the Hall-effect IC will conduct (Operate Point). When the current is reduced, the output of the IC turns off (Release Point; **Figure 4**).

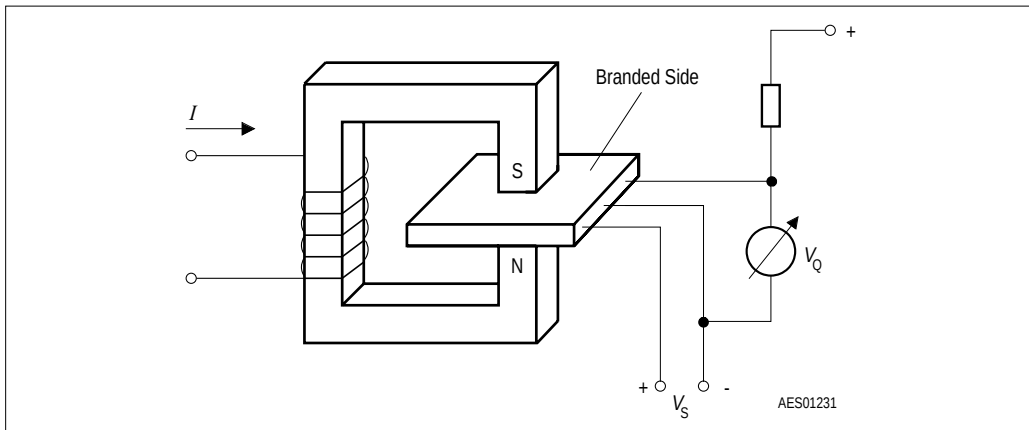


Figure 3
Sensor/Magnetic-Field Configuration

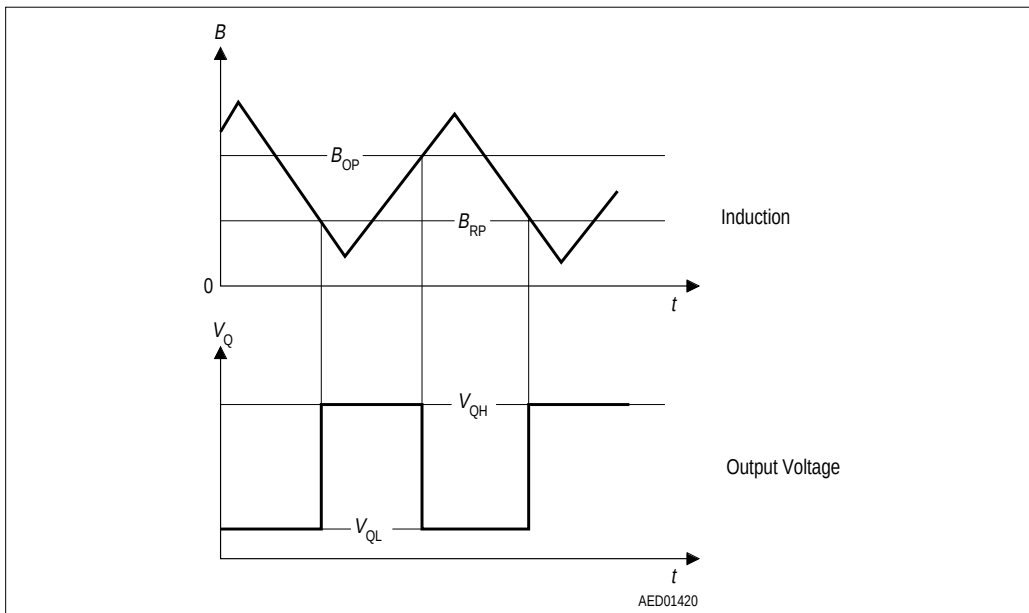


Figure 4
Switching Characteristics Unipolar Type

Functional Description Bipolar Type TLE 4935/35-2/45 (Figure 5 and 6)

When a positive magnetic field is applied in the indicated direction (**Figure 5**) and the turn-on magnetic induction B_{OP} is exceeded, the output of the Hall-effect IC will conduct (Operate Point). When a reverse magnetic field is generated, the output of the IC turns off (Release Point; **Figure 6**).

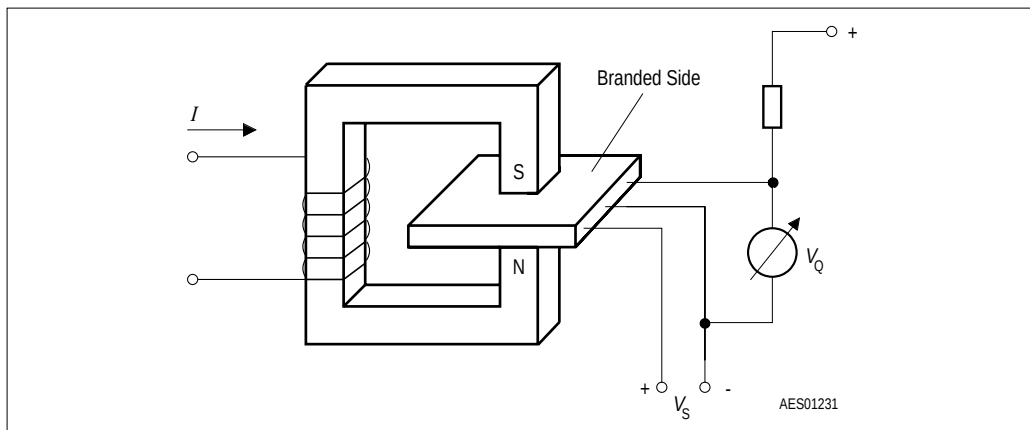


Figure 5
Sensor/Magnetic-Field Configuration

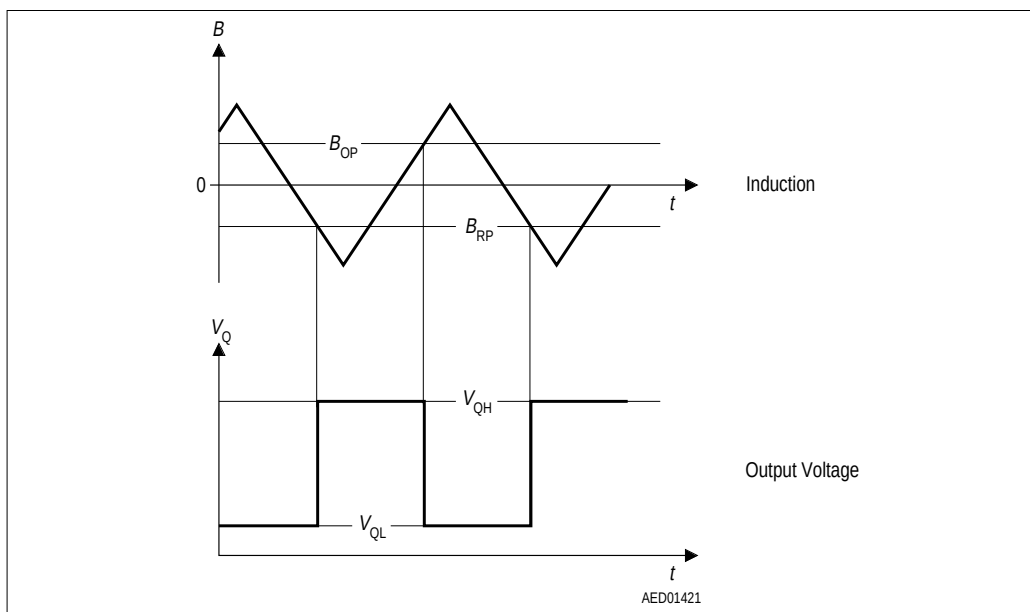


Figure 6
Switching Characteristics Bipolar Type

B.2. A felhasznált I²C illesztő IC adatlapja

INTEGRATED CIRCUITS

DATA SHEET

PCF8574

Remote 8-bit I/O expander for
I²C-bus

Product specification
Supersedes data of September 1994
File under Integrated Circuits, IC12

1997 Apr 02

Philips
Semiconductors



PHILIPS

Remote 8-bit I/O expander for I²C-bus**PCF8574****CONTENTS**

1	FEATURES
2	GENERAL DESCRIPTION
3	ORDERING INFORMATION
4	BLOCK DIAGRAM
5	PINNING
6	CHARACTERISTICS OF THE I ² C-BUS
6.1	Bit transfer
6.2	Start and stop conditions
6.3	System configuration
6.4	Acknowledge
7	FUNCTIONAL DESCRIPTION
7.1	Addressing
7.2	Interrupt
7.3	Quasi-bidirectional I/Os
8	LIMITING VALUES
9	HANDLING
10	DC CHARACTERISTICS
11	I ² C-BUS TIMING CHARACTERISTICS
12	PACKAGE OUTLINES
13	SOLDERING
13.1	Introduction
13.2	DIP
13.2.1	Soldering by dipping or by wave
13.2.2	Repairing soldered joints
13.3	SO and SSOP
13.3.1	Reflow soldering
13.3.2	Wave soldering
13.3.3	Repairing soldered joints
14	DEFINITIONS
15	LIFE SUPPORT APPLICATIONS
16	PURCHASE OF PHILIPS I ² C COMPONENTS



Remote 8-bit I/O expander for I²C-bus

PCF8574

1 FEATURES

- Operating supply voltage 2.5 to 6 V
- Low standby current consumption of 10 μ A maximum
- I²C to parallel port expander
- Open-drain interrupt output
- 8-bit remote I/O port for the I²C-bus
- Compatible with most microcontrollers
- Latched outputs with high current drive capability for directly driving LEDs
- Address by 3 hardware address pins for use of up to 8 devices (up to 16 with PCF8574A)
- DIP16, or space-saving SO16 or SSOP20 packages.

2 GENERAL DESCRIPTION

The PCF8574 is a silicon CMOS circuit. It provides general purpose remote I/O expansion for most microcontroller families via the two-line bidirectional bus (I²C).

The device consists of an 8-bit quasi-bidirectional port and an I²C-bus interface. The PCF8574 has a low current consumption and includes latched outputs with high current drive capability for directly driving LEDs. It also possesses an interrupt line (INT) which can be connected to the interrupt logic of the microcontroller. By sending an interrupt signal on this line, the remote I/O can inform the microcontroller if there is incoming data on its ports without having to communicate via the I²C-bus. This means that the PCF8574 can remain a simple slave device.

The PCF8574 and PCF8574A versions differ only in their slave address as shown in Fig.9.

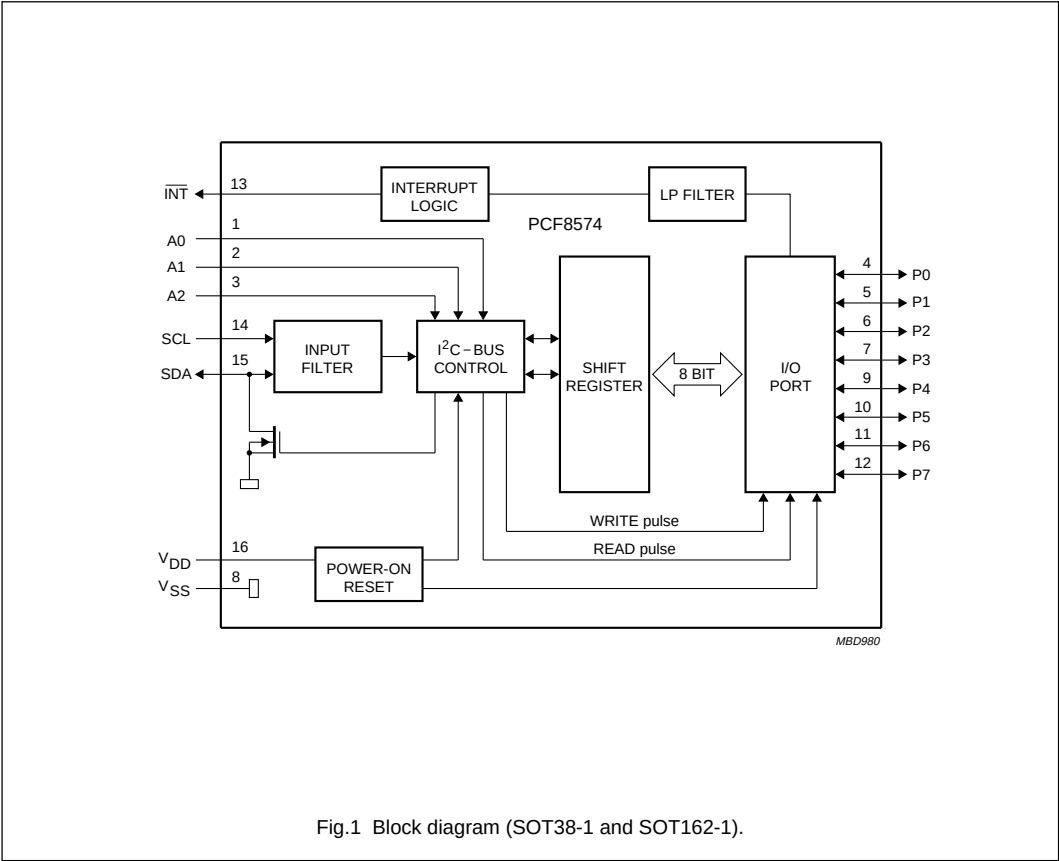
3 ORDERING INFORMATION

TYPE NUMBER	PACKAGE		
	NAME	DESCRIPTION	VERSION
PCF8574P; PCF8574AP	DIP16	plastic dual in-line package; 16 leads (300 mil)	SOT38-1
PCF8574T; PCF8574AT	SO16	plastic small outline package; 16 leads; body width 7.5 mm	SOT162-1
PCF8574TS	SSOP20	plastic shrink small outline package; 20 leads; body width 4.4 mm	SOT266-1

Remote 8-bit I/O expander for I²C-bus

PCF8574

4 BLOCK DIAGRAM

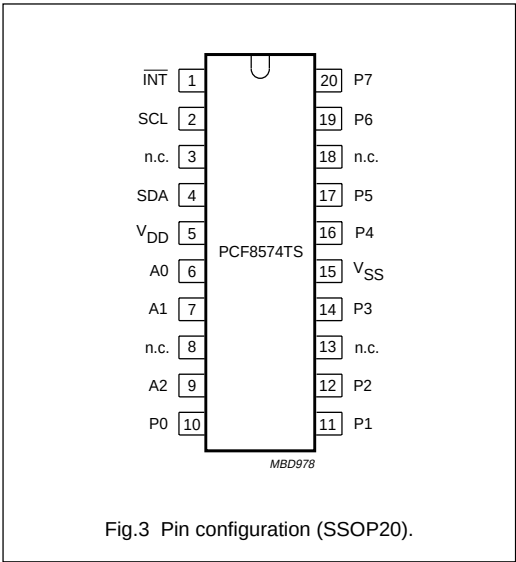
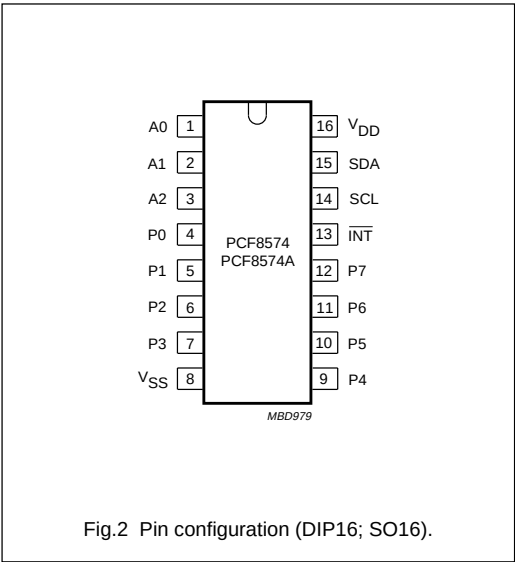


Remote 8-bit I/O expander for I²C-bus

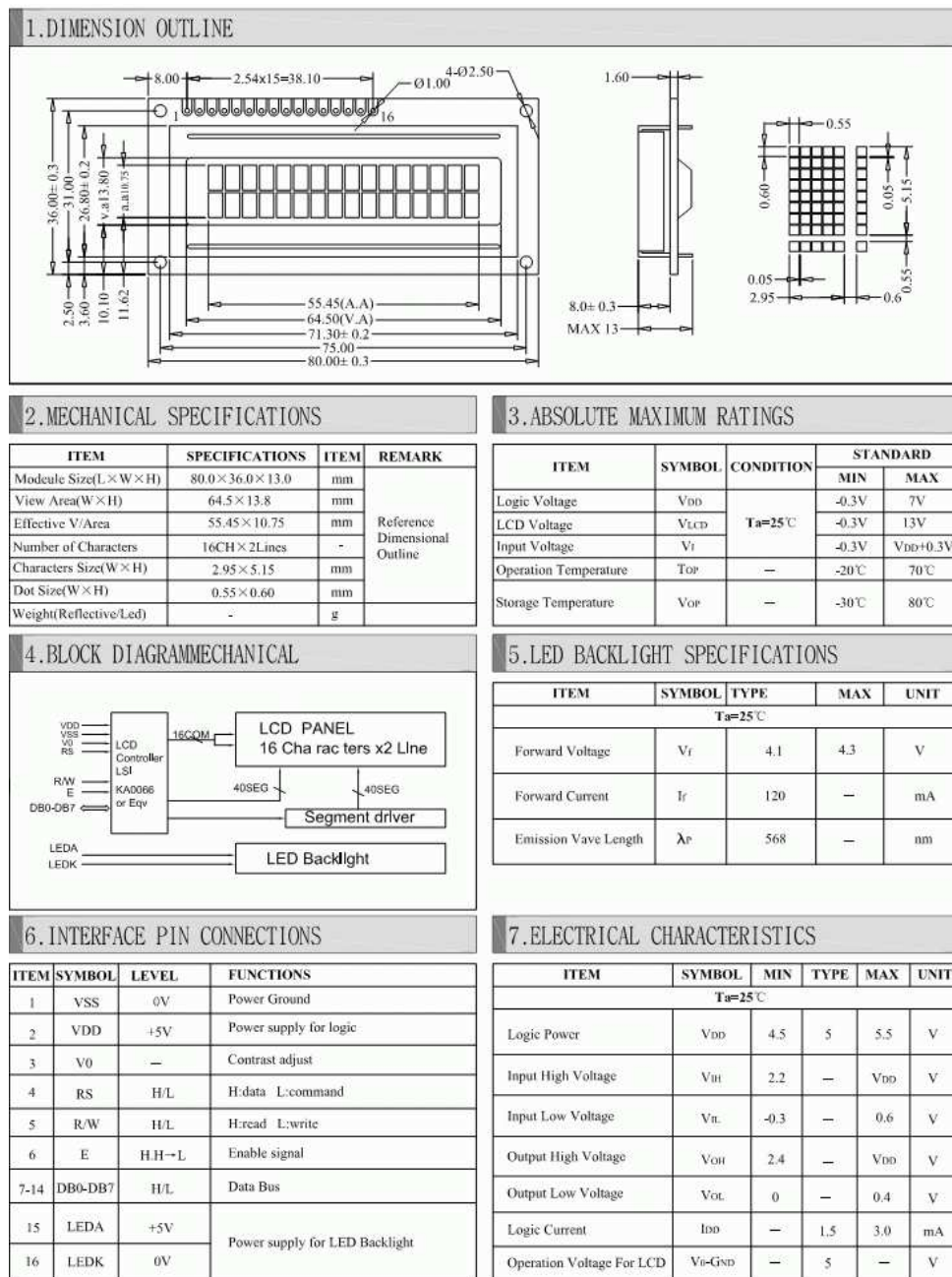
PCF8574

5 PINNING

SYMBOL	PIN		DESCRIPTION
	DIP16; SO16	SSOP20	
A0	1	6	address input 0
A1	2	7	address input 1
A2	3	9	address input 2
P0	4	10	quasi-bidirectional I/O 0
P1	5	11	quasi-bidirectional I/O 1
P2	6	12	quasi-bidirectional I/O 2
P3	7	14	quasi-bidirectional I/O 3
V _{SS}	8	15	supply ground
P4	9	16	quasi-bidirectional I/O 4
P5	10	17	quasi-bidirectional I/O 5
P6	11	19	quasi-bidirectional I/O 6
P7	12	20	quasi-bidirectional I/O 7
$\overline{\text{INT}}$	13	1	interrupt output (active LOW)
SCL	14	2	serial clock line
SDA	15	4	serial data line
V _{DD}	16	5	supply voltage
n.c.	—	3	not connected
n.c.	—	8	not connected
n.c.	—	13	not connected
n.c.	—	18	not connected



B.3. A felhasznált LCD kijelző adatlapja



B.4. A felhasznált mikrokontroller adatlapja



ATmega48A/PA/88A/PA/168A/PA/328/P

ATMEL 8-BIT MICROCONTROLLER WITH 4/8/16/32KBYTES IN-SYSTEM PROGRAMMABLE FLASH

DATASHEET

Features

- High Performance, Low Power Atmel® AVR® 8-Bit Microcontroller Family
- Advanced RISC Architecture
 - 131 Powerful Instructions – Most Single Clock Cycle Execution
 - 32 x 8 General Purpose Working Registers
 - Fully Static Operation
 - Up to 20 MIPS Throughput at 20MHz
 - On-chip 2-cycle Multiplier
- High Endurance Non-volatile Memory Segments
 - 4/8/16/32KBytes of In-System Self-Programmable Flash program memory
 - 256/512/512/1KBytes EEPROM
 - 512/1K/1K/2KBytes Internal SRAM
 - Write/Erase Cycles: 10,000 Flash/100,000 EEPROM
 - Data retention: 20 years at 85°C/100 years at 25°C⁽¹⁾
 - Optional Boot Code Section with Independent Lock Bits
 - In-System Programming by On-chip Boot Program
 - True Read-While-Write Operation
 - Programming Lock for Software Security
- Atmel® QTouch® library support
 - Capacitive touch buttons, sliders and wheels
 - QTouch and QMatrix® acquisition
 - Up to 64 sense channels
- Peripheral Features
 - Two 8-bit Timer/Counters with Separate Prescaler and Compare Mode
 - One 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare Mode, and Capture Mode
 - Real Time Counter with Separate Oscillator
 - Six PWM Channels
 - 8-channel 10-bit ADC in TQFP and QFN/MLF package
 - Temperature Measurement
 - 6-channel 10-bit ADC in PDIP Package
 - Temperature Measurement
 - Programmable Serial USART
 - Master/Slave SPI Serial Interface
 - Byte-oriented 2-wire Serial Interface (Philips I²C compatible)
 - Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Oscillator
 - On-chip Analog Comparator
 - Interrupt and Wake-up on Pin Change

- Special Microcontroller Features
 - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
 - Internal Calibrated Oscillator
 - External and Internal Interrupt Sources
 - Six Sleep Modes: Idle, ADC Noise Reduction, Power-save, Power-down, Standby, and Extended Standby
- I/O and Packages
 - 23 Programmable I/O Lines
 - 28-pin PDIP, 32-lead TQFP, 28-pad QFN/MLF and 32-pad QFN/MLF
- Operating Voltage:
 - 1.8 - 5.5V
- Temperature Range:
 - -40°C to 85°C
- Speed Grade:
 - 0 - 4MHz@1.8 - 5.5V, 0 - 10MHz@2.7 - 5.5V, 0 - 20MHz @ 4.5 - 5.5V
- Power Consumption at 1MHz, 1.8V, 25°C
 - Active Mode: 0.2mA
 - Power-down Mode: 0.1µA
 - Power-save Mode: 0.75µA (Including 32kHz RTC)

1. Pin Configurations

Figure 1-1. Pinout ATmega48A/PA/88A/PA/168A/PA/328/P

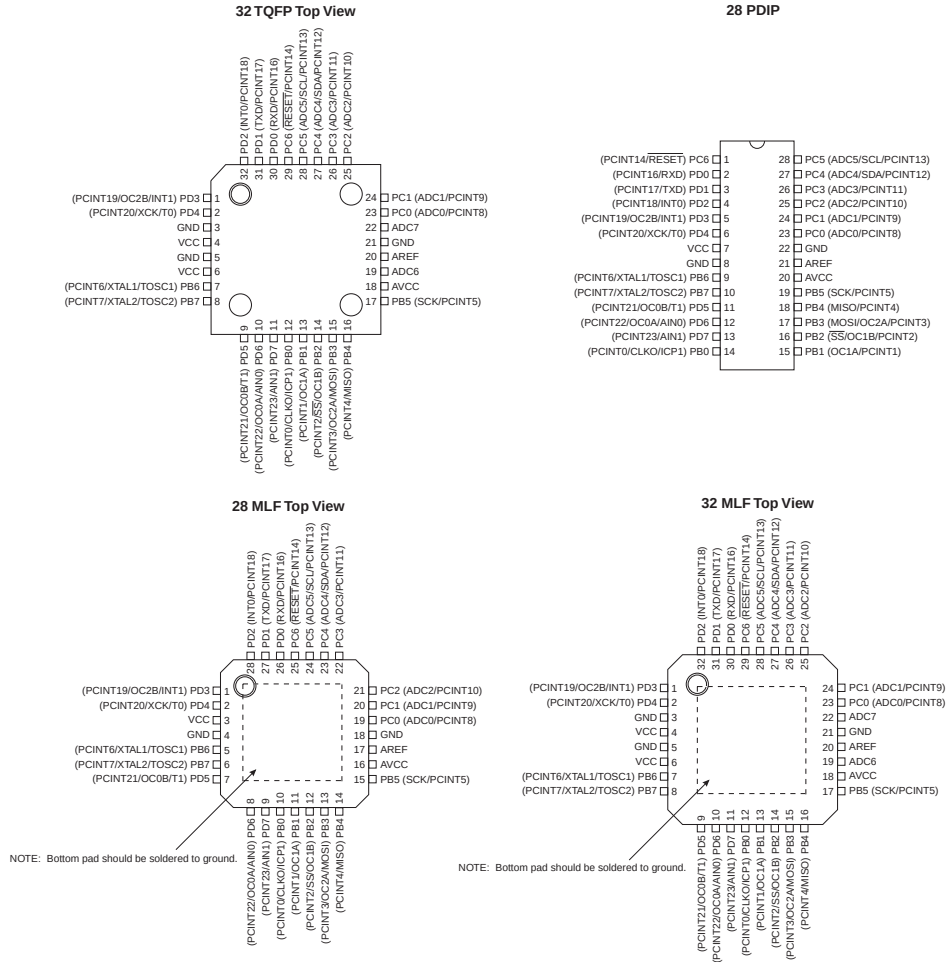


Table 1-1. 32UFBGA - Pinout ATmega48A/48PA/88A/88PA/168A/168PA

	1	2	3	4	5	6
A	PD2	PD1	PC6	PC4	PC2	PC1
B	PD3	PD4	PD0	PC5	PC3	PC0
C	GND	GND			ADC7	GND
D	VDD	VDD			AREF	ADC6
E	PB6	PD6	PB0	PB2	AVDD	PB5
F	PB7	PD5	PD7	PB1	PB3	PB4

B.5. A felhasznált árammérő IC adatlapja



ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Features and Benefits

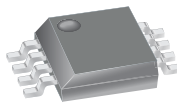
- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5 μ s output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at $T_A = 25^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m Ω internal conductor resistance
- 2.1 kV_{RMS} minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage



TÜV America
Certificate Number:
U8V 06 05 54214 010



Package: 8 Lead SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1

Description

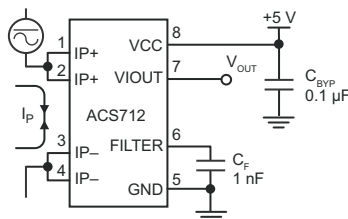
The Allegro[®] ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope ($>V_{IOUT(Q)}$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is 1.2 m Ω typical, providing low power

Continued on the next page...

Typical Application



Application 1. The ACS712 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sensed current, I_P , within the range specified. C_F is recommended for noise management, with values that depend on the application.

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Description (continued)

loss. The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to 5× overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the sensor leads (pins 5 through 8). This allows the ACS712 current sensor to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The ACS712 is provided in a small, surface mount SOIC8 package. The leadframe is plated with 100% matte tin, which is compatible with standard lead (Pb) free printed circuit board assembly processes. Internally, the device is Pb-free, except for flip-chip high-temperature Pb-based solder balls, currently exempt from RoHS. The device is fully calibrated prior to shipment from the factory.

Selection Guide

Part Number	Packing*	T _A (°C)	Optimized Range, I _P (A)	Sensitivity, Sens (Typ) (mV/A)
ACS712ELCTR-05B-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	−40 to 85	±5	185
ACS712ELCTR-20A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	−40 to 85	±20	100
ACS712ELCTR-30A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	−40 to 85	±30	66

*Contact Allegro for additional packing options.

Absolute Maximum Ratings

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V _{CC}		8	V
Reverse Supply Voltage	V _{RCC}		−0.1	V
Output Voltage	V _{IOUT}		8	V
Reverse Output Voltage	V _{RIOUT}		−0.1	V
Reinforced Isolation Voltage	V _{ISO}	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, T _A =25°C	2100	V
		Voltage applied to leadframe (Ip+ pins), based on IEC 60950	184	V _{peak}
Basic Isolation Voltage	V _{ISO(bsc)}	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, T _A =25°C	1500	V
		Voltage applied to leadframe (Ip+ pins), based on IEC 60950	354	V _{peak}
Output Current Source	I _{IOUT(Source)}		3	mA
Output Current Sink	I _{IOUT(Sink)}		10	mA
Overcurrent Transient Tolerance	I _P	1 pulse, 100 ms	100	A
Nominal Operating Ambient Temperature	T _A	Range E	−40 to 85	°C
Maximum Junction Temperature	T _{J(max)}		165	°C
Storage Temperature	T _{stg}		−65 to 170	°C

Parameter	Specification
Fire and Electric Shock	CAN/CSA-C22.2 No. 60950-1-03 UL 60950-1:2003 EN 60950-1:2001

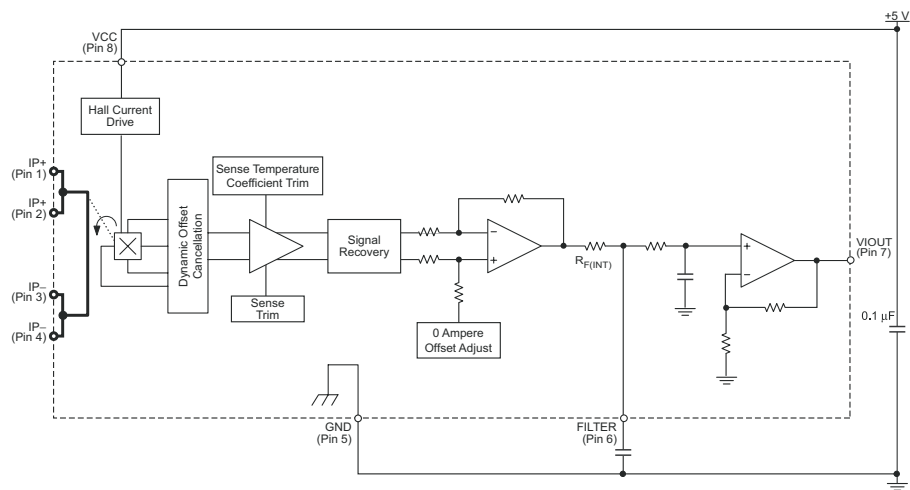


Allegro MicroSystems, Inc.
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

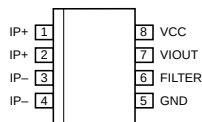
ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with
2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Functional Block Diagram



Pin-out Diagram



Terminal List Table

Number	Name	Description
1 and 2	IP+	Terminals for current being sensed; fused internally
3 and 4	IP-	Terminals for current being sensed; fused internally
5	GND	Signal ground terminal
6	FILTER	Terminal for external capacitor that sets bandwidth
7	VIOUT	Analog output signal
8	VCC	Device power supply terminal



Allegro MicroSystems, Inc.
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

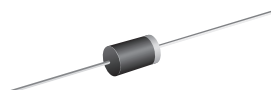
B.6. A felhasznált SB160 Schottky dióda adatlapja



SB120 thru SB160

Vishay General Semiconductor

Schottky Barrier Rectifier



DO-204AL (DO-41)

FEATURES

- Guardring for overvoltage protection
- Very small conduction losses
- Extremely fast switching
- Low forward voltage drop
- High forward surge capability
- High frequency operation
- Solder dip 260 °C, 40 s
- Component in accordance to RoHS 2002/95/EC and WEEE 2002/96/EC



RoHS
COMPLIANT

TYPICAL APPLICATIONS

For use in low voltage high frequency inverters, freewheeling, dc-to-dc converters, and polarity protection applications.

MECHANICAL DATA

Case: DO-204AL (DO-41)

Epoxy meets UL 94V-0 flammability rating

Terminals: Matte tin plated leads, solderable per J-STD-002 and JESD22-B102

E3 suffix for consumer grade, meets JESD 201 class 1A whisker test

Polarity: Color band denotes the cathode end

PRIMARY CHARACTERISTICS	
$I_{F(AV)}$	1.0 A
V_{RRM}	20 V to 60 V
I_{FSM}	50 A
V_F	0.48 V, 0.65 V
$T_J \text{ max.}$	125 °C, 150 °C

MAXIMUM RATINGS (T _A = 25 °C unless otherwise noted)							
PARAMETER	SYMBOL	SB120	SB130	SB140	SB150	SB160	UNIT
Maximum repetitive peak reverse voltage	V _{RRM}	20	30	40	50	60	V
Maximum RMS voltage	V _{RMS}	14	21	28	35	42	V
Maximum DC blocking voltage	V _{DC}	20	30	40	50	60	V
Maximum average forward rectified current at 0.375" (9.5 mm) lead length (Fig. 1)	I _{F(AV)}	1.0					A
Peak forward surge current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load	I _{FSM}	50					A
Voltage rate of change (rated V _R)	dV/dt	10 000					V/μs
Operating junction temperature range	T _J	- 65 to + 125			- 65 to + 150		°C
Storage temperature range	T _{STG}	- 65 to + 150					°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T _A = 25 °C unless otherwise noted)									
PARAMETER	TEST CONDITIONS		SYMBOL	SB120	SB130	SB140	SB150	SB160	UNIT
Maximum instantaneous forward voltage ⁽¹⁾	1.0 A		V _F	0.48			0.65		V
Maximum instantaneous reverse current at rated DC blocking voltage ⁽¹⁾		T _A = 25 °C	I _R	0.50					mA
		T _A = 100 °C		10		5.0			

Note:

(1) Pulse test: 300 μ s pulse width, 1 % duty cycle

Document Number: 88715
Revision: 20-Aug-07

For technical questions within your region, please contact one of the following:
PDD-Americas@vishay.com, PDD-Asia@vishay.com, PDD-Europe@vishay.com

www.vishay.com
59

SB120 thru SB160

Vishay General Semiconductor



THERMAL CHARACTERISTICS (T _A = 25 °C unless otherwise noted)							
PARAMETER	SYMBOL	SB120	SB130	SB140	SB150	SB160	UNIT
Typical thermal resistance ⁽¹⁾	R _{θJA}	50					°C/W
	R _{θJL}	15					

Note:

(1) Thermal resistance junction to lead P.C.B. mounted 0.375" (9.5 mm) lead length

ORDERING INFORMATION (Example)				
PREFERRED P/N	UNIT WEIGHT (g)	PREFERRED PACKAGE CODE	BASE QUANTITY	DELIVERY MODE
SB140-E3/54	0.35	54	5500	13" diameter paper tape and reel
SB140-E3/73	0.35	73	3000	Ammo pack packaging

RATINGS AND CHARACTERISTICS CURVES

(T_A = 25 °C unless otherwise noted)

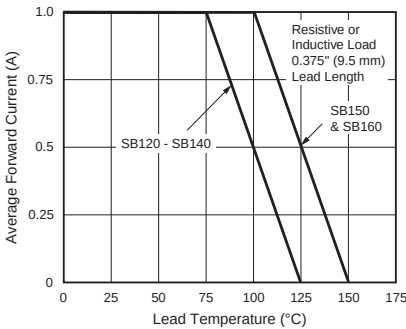


Figure 1. Forward Current Derating Curve

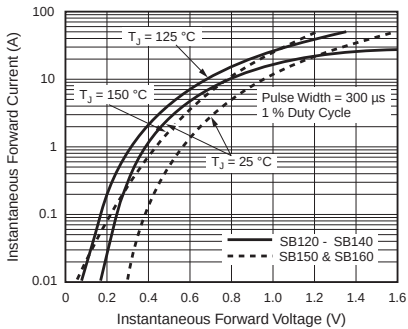


Figure 3. Typical Instantaneous Forward Characteristics

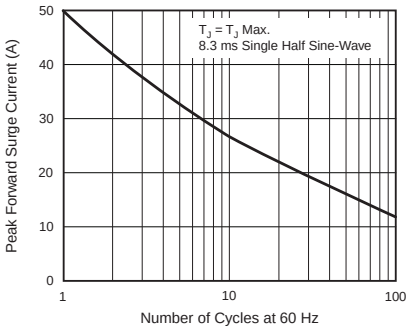


Figure 2. Maximum Non-Repetitive Peak Forward Surge Current

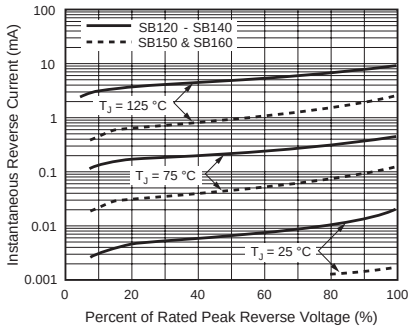


Figure 4. Typical Reverse Characteristics



SB120 thru SB160

Vishay General Semiconductor

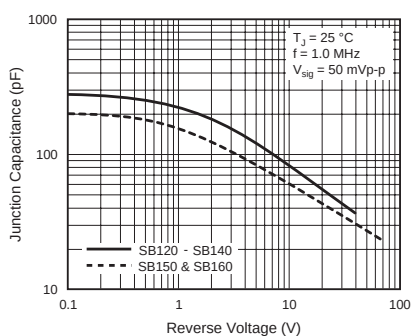


Figure 5. Typical Junction Capacitance

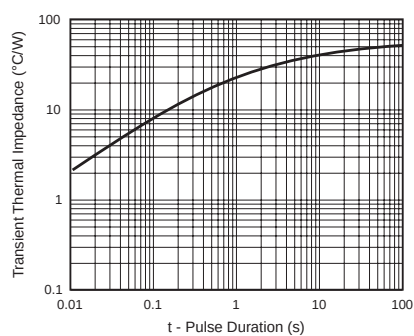
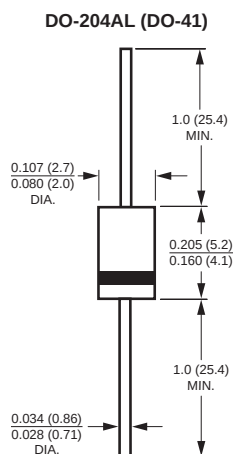


Figure 6. Typical Transient Thermal Impedance

PACKAGE OUTLINE DIMENSIONS in inches (millimeters)





Disclaimer

All product specifications and data are subject to change without notice.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained herein or in any other disclosure relating to any product.

Vishay disclaims any and all liability arising out of the use or application of any product described herein or of any information provided herein to the maximum extent permitted by law. The product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein, which apply to these products.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay.

The products shown herein are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications unless otherwise expressly indicated. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so entirely at their own risk and agree to fully indemnify Vishay for any damages arising or resulting from such use or sale. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.