



SZAKDOLGOZAT-FELADAT

Prajcer Dániel (PPPV3J)
szigorló villamosmérnök hallgató részére

Induktív rotorpozíció-szenzor elektronikus kormányrendszerekhez

A mai modern gépjárművekben egyre inkább kezdenek elterjedni az elektromos rásegítésű kormányrendszerek, melyeknek fontos szerepe van a járművek biztonságtechnikai és kényelmi funkcióinak megvalósításában, környezetvédelmi jellemzőinek javításában. A kormányrendszer részét képezi egy forgó pozíció-jeladó, amely többek között a kormányrásegítést biztosító állandómágneses villamos gép szabályzásához szükséges pozíciójelet biztosítja.

Jelenleg a szögpozíció-meghatározás egy mágneses elvű szenzorral történik, melynek egyik hátránya, hogy a külső alacsony frekvenciájú mágneses tér a szöghelyzetmérésben elfogadhatatlan mértékű hibát okozhat. A feladat az említett hibaforrás okozta pontatlanság elkerülése céljából az induktív érzékelési technológia részletes megismerése. Egy létező megoldást kínál a Texas Instruments, mely az LDC1000 típusú induktív elven működő áramkört ajánlja hasonló alkalmazásra. A feladat megoldása során cél ezen termék integrációjának és az induktív mérési elv alkalmazásának vizsgálata.

A hallgató feladatának a következőkre kell kiterjednie:

- A szenzorral szemben támasztott követelmények megismerése
- Induktív szenzorok működésének megismerése
- Meglévő mágneses elvű megoldással való összehasonlítása
- TI LDC 1000 alapú szenzor működésének megismerése
- A szenzor méretezése, megépítése
- A megtervezett szenzor működésének ellenőrzésére alkalmas mérési összeállítás elkészítése
- Mérések végrehajtása és kiértékelése, további fejlesztési irányok megfogalmazása

Tanszéki konzulens: Dr. Sujbert László, docens

Külső konzulens: Vér Ábel (ThyssenKrupp Presta Hungary Kft.)

Budapest, 2015. október 11.

.....
Dr. Jobbágy Ákos
tanszékvezető



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék

Prajcer Dániel

**INDUKTÍV ROTORPOZÍCIÓ-SZENZOR
ELEKTRONIKUS KORMÁNYRENDSZEREKHEZ**

KONZULENSEK:

Vér Ábel
(ThyssenKrupp Presta Hungary Kft.)

Dr. Sujbert László
(Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék)

BUDAPEST, 2015

Tartalomjegyzék

Tartalomjegyzék.....	1
Összefoglaló.....	4
Abstract.....	5
1. Bevezetés.....	6
2. Magnetoreszisztív elven működő szögpozíció szenzorok.....	8
2.1. A jelengleg alkalmazott szenzor.....	9
2.1.1. Anizotróp mágneses ellenállás (AMR) szenzorok.....	9
2.2. AMR szenzorok vizsgálata.....	10
3. Induktív elvű szöghelyzetmérés.....	13
3.1. Induktív érzékelők.....	13
3.2. TI LDC1000.....	15
3.3. TI LDC1000 beállítása.....	16
3.3.1. Frekvencia mérése.....	16
3.3.1.1. Maximális frissülési frekvencia.....	18
3.3.1.2. Maximális felbontás.....	18
3.3.1.3. LDC1000 beállítása frekvencia méréséhez.....	19
3.3.2. Párhuzamos ellenállás mérése.....	19
3.3.3. EVM GUI LDC1000 által meghatározott mérési korlátok.....	20
4. Forgórész tervezése.....	21
4.1. A vezető lemez formája.....	21
4.1.1. Várt kimenet.....	22
4.2. Vezető lemez anyaga.....	23
4.3. Vezető lemez méretei.....	23
5. Tekercsek tervezése.....	24
5.1. Nyomatott áramköri tekercsek induktivitása.....	24
5.2. Nyomatott áramköri tekercsek parazita kapacitása.....	29
5.3. Tekercsek soros ellenállása.....	30
5.4. Nyomatott áramköri terv.....	31
5.4.1. LC kör tervének elkészítése Altium Designer áramkörtervezővel.....	31
6. LC kör kondenzátorának megválasztása.....	33
7. Mérési eredmények.....	34
7.1. Tekercsek vizsgálata.....	34
7.1.1. Tekercsek induktivitása.....	34
7.1.2. Tekercsek érzékenysége.....	36
7.2. Forgórészek vizsgálata.....	38
7.2.1. A mérések célja.....	38
7.2.2. Mérési elrendezés.....	39

7.2.2.1.	Mért értékek mentési sebessége és a BLDC motor beállítása szinuszossgvizsgálathoz	40
7.2.2.2.	Hozzávezetés árnyékolása	40
7.2.3.	Érzékenységvizsgálat	40
7.2.4.	Szinuszossgvizsgálat.....	42
7.2.4.1.	Normál állás, különböző távolságokban.....	43
7.2.4.2.	Forgórész dőlésének beállítása	46
7.2.4.3.	Oldalirányú dőlés hatása.....	47
7.2.4.4.	Hosszirányú dőlés hatása.....	48
7.2.5.	Két lemezes elrendezés.....	49
7.2.5.1.	Normál állás.....	49
7.2.5.2.	Dölések hatása	50
7.2.6.	Léptetőmotoros üzem ellenőrzése inkrementális adóval.....	50
7.3.	Külső mágneses tér hatása.....	52
7.4.	További fejlesztések előkészítése.....	53
7.4.1.	Inkrementális adó jelének felhasználása a léptetőmotoros üzemhez.....	53
7.4.2.	Adott tekercs karakterizációja a forgórészgeometria fejlesztéséhez	54
8.	Induktív és AMR szenzorok összehasonlítása.....	57
9.	Konklúzió, további fejlesztési irányok	59
	Köszönetnyilvánítás	61
	Irodalomjegyzék.....	62
	Függelék.....	64

HALLGATÓI NYILATKOZAT

Alulírott **Prajcer Dániel**, szigorló hallgató kijelentem, hogy ezt a szakdolgozatot meg nem engedett segítség nélkül, saját magam készítettem, csak a megadott forrásokat (szakirodalom, eszközök stb.) használtam fel. Minden olyan részt, melyet szó szerint, vagy azonos értelemben, de átfogalmazva más forrásból átvettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltem.

Hozzájárulok, hogy a jelen munkám alapadatait (szerző(k), cím, angol és magyar nyelvű tartalmi kivonat, készítés éve, konzulens(ek) neve) a BME VIK nyilvánosan hozzáférhető elektronikus formában, a munka teljes szövegét pedig az egyetem belső hálózatán keresztül (vagy hitelesített felhasználók számára) közzétegye. Kijelentem, hogy a benyújtott munka és annak elektronikus verziója megegyezik. Dékáni engedéllyel titkosított diplomatervek esetén a dolgozat szövege csak 3 év eltelte után válik hozzáférhetővé.

Kelt: Budapest, 2015. 12. 09.

.....
Prajcer Dániel

Összefoglaló

A mai modern gépjárművekben egyre inkább kezdenek elterjedni az elektromos rásegítésű kormányrendszerek, melyeknek fontos szerepe van a járművek biztonságtechnikai és kényelmi funkcióinak megvalósításában, környezetvédelmi jellemzőinek javításában. A kormányrendszer részét képezi egy forgó pozíció-jeladó, amely többek között a kormányrásegítést biztosító állandómágneses villamos gép szabályzásához szükséges pozíciójelet biztosítja.

Jelenleg a szögpozíció-meghatározás egy mágneses elvű szenzorral történik, melynek egyik hátránya, hogy a külső alacsony frekvenciájú mágneses tér a szöghelyzetmérésben elfogadhatatlan mértékű hibát okozhat. A dolgozat az említett hibaforrás okozta pontatlanság elkerülése céljából az induktív érzékelési technológia részletes ismertetésével foglalkozik.

Munkám során először megismertem egy meglévő magnetorezisztív elven működő szenzor főbb jellemzőit és a szenzorral szemben támasztott követelményeket. Ezután megismertem az induktív érzékelési technológiát és a Texas Instruments LDC1000 jelfeldolgozó áramkörének működését, az áramkörrel készíthető szögpozíció szenzor lehetséges felépítését.

Ezt követően a szenzorban a jelátalakító szerepét betöltő forgórész tulajdonságait vizsgáltam. A mérésekhez különböző geometriájú és anyagú fémlemezeket terveztem. Ezután az érzékelő feladatát ellátó egy- és többretegű nyomtatott áramköri tekercsek induktivitásának geometriai paramétereiktől való függését vizsgáltam. Adott külső átmérő mellett a nyomtatott áramköri tekercsek induktivitását nagyban meghatározza az, hogy a vezetősávok szélességét és a vezetősávok közti távolságot milyen kicsire lehet választani. Mindez egyben a gyártási költségre is erős hatással van. A számított adatok mérésekkel történő igazolásához Altium Designer segítségével különböző tekercseket terveztem.

A munkám utolsó szakaszában a ThyssenKrupp által biztosított eszközök segítségével összeállítottam a mérési elrendezést, a gyűjtött adatokat Matlab segítségével feldolgoztam, megvizsgáltam a különböző paraméterek változtatásával a szenzor viselkedését, amely alapján egyértelművé vált, hogy más geometriájú forgórész használata szükséges a szöghiba csökkentéséhez. Végül megfogalmaztam a további fejlesztési irányokat.

Abstract

Electro-mechanical power assisted steering systems are becoming more widespread in modern cars, which have important role in the safety, comfort and economical functions of the cars. In the electronic steering system there is a rotating position transducer, that provides the angular position signal for the control of the permanent magnet electric motor.

The present solution of the measurement of the angular position of the rotor is carried out by magnetic sensors, whose one drawback is, that external low frequency magnetic field can cause not acceptable angular error in position measurement. In order to avoid this sort of error mentioned previously, this study deals with presenting the inductive sensing technology.

Firstly in my work, I got to know the main characteristics of an existing magnetoresistive sensor and the requirements of the angle sensor. After that, I got to know the inductive sensing technology, the working principle of the Texas Instrument's LDC1000 signal processing circuit and the possible structure of the angle sensor built up with the LDC1000.

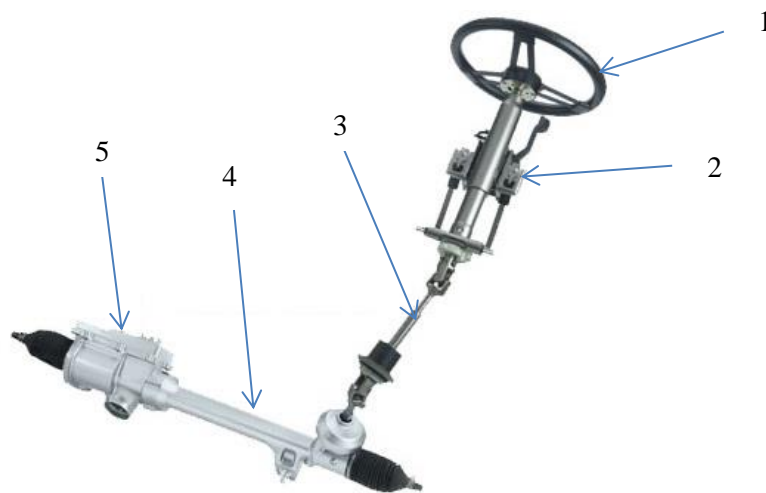
Following that, I examined the characteristics and requirements of the rotating part of the sensors. Then I designed rotating parts with different geometries made from various metals. After that, I examined the geometry of the single- and multilayer printed circuit board coils which will be the sensing element of the sensor. At fixed outer diameter of the printed circuit board coils, the inductivity of the coil depends highly on the trace width and spacing. The trace width and spacing define the manufacturing costs of the printed circuit board. To verify the calculations, I designed different coils with the help of the Altium Designer.

In the final phase of my work, I set up the measurement system with the equipment of ThyssenKrupp, then I processed the collected data with Matlab, examined the behaviour of the sensor at different conditions. Based on the results it is clarified that the geometry of the rotating part should be redesigned to reduce the angle error. Finally, I made up the next development goals.

1. Bevezetés

A mai modern autókban egyre inkább kezdik felváltani a hagyományos hidraulikus rásegítésű kormányműveket az elektromos rásegítésű kormányrendszerek. Mivel az autók irányítása ezek segítségével történik, a biztonságos és megbízható működés elengedhetetlen a jármű élettartama során.

Az elektronikus kormányrendszerek főbb részei (1. ábra): a kormánykerék (1), amellyel a gépkocsi irányítható, a nyomatékszenzor (2), amely a gépkocsivezető által a kormányra kifejtett nyomaték mérhető, a kormányrúd (3), amely a fogasléc (4) segítségével a mechanikai kapcsolatot biztosítja a kormány és a kerekek között, és a rásegítést végző elektromotor (5).



1. ábra. Elektromos rásegítésű kormányrendszer

A biztonságos működés egyik alapfeltétele a rásegítést végző motor forgórésze (rotor) szögpozíciójának ismerete. A szenzorral szemben támasztott követelmények a következők: képes abszolút szögpozíciót meghatározni 0 és 360° között, legalább 1.5° pontossággal az autó teljes élettartama során úgy, hogy a közvetlen környezetének a hőmérséklete -40 °C és $+125\text{ °C}$ között változhat, valamint a rotor maximális forgási sebessége $6000 \frac{\text{fordulat}}{\text{perc}} = 100 \frac{\text{fordulat}}{\text{s}}$ is lehet. Ezenkívül külső páratartalom-változásra, elektromágneses zavarokra, vibrációra érzéketlennek kell lennie.

Jelenleg a szögpozíció mérése egy magnetorezisztív szenzor segítségével történik. Ennek egyik hátránya, hogy a külső mágneses tér mérési hibát okoz a szöghelyzetmérésben. Mivel a mostanság egyre inkább terjedő hibrid/elektromos hajtású autókban a villanymotorokat tápláló erősáramú kábelek kisfrekvenciás mágneses tere a

szöghelyzetmérésben nem elfogadható mértékű hibát okoz, szükséges megvizsgálni, hogy milyen lehetőségek vannak a jelenlegi szenzor kiváltására. A lehetséges alternatívák keresése, valamint összehasonlítása már korábban megtörtént, amely alapján az derült ki, hogy az induktív érzékelési elv lehetne egy megfelelő választás [2].

A dolgozat bemutatja a jelenleg alkalmazott mágneses elven működő szenzort, majd a Texas Instruments induktív elven működő LDC1000 áramkörével felépíthető szögpozíció-szenzor részletes vizsgálatával foglalkozik. Végül konkrét mérési eredményeket is felhasználva összehasonlítja a két érzékelési elvet az alkalmazás szempontjából meghatározó tulajdonságok alapján. A feladat elvégzéséhez a ThyssenKrupp Presta Hungary Kft. biztosította az eszközöket.

2. Magnetoerezisztív elven működő szögpozíció szenzorok

Az autóiparban a leginkább elterjedt szenzorok a mágneses szenzorok, ami köszönhető nagyon alacsony áruknak, nagy pontosságuknak, egyszerű felépítésüknek, és külső környezeti hatásokkal szembeni érzéketlenségüknek.

A mágneses szenzorok különféle jelenségeket kihasználva mérik a mágneses tér nagyságát, illetve irányát. Ez alapján meg lehet különböztetni például Hall-szenzorokat, melyek a Hall-effektus használják ki, vagy magnetoerezisztív szenzorokat, melyek a mágneses tér okozta ellenállásváltozást használják ki [1]. Az ilyenfajta szenzorok költségének egyik meghatározó tényezője maga a mágnes, annak is a legfontosabb paramétere a mágnes által keltett mágneses térerősség.

A magnetoerezisztív szenzorok azt a jelenséget használják ki, hogy bizonyos anyagok elektromos vezetőképessége mágneses térben megváltozik. Az anyagokra jellemző MR-mennyiség (magnetoerezisztancia) megmutatja, hogy hogyan változik egy adott anyag vezetőképessége mágneses térben. Meghatározására többféle mód is létezik:

$$MR = \frac{R_H - R_0}{R_0} \cdot 100\% \quad \text{vagy} \quad MR = \frac{R_H - R_0}{R_H} \cdot 100\% \quad (1)$$

ahol R_H az anyag H mágneses térben mért elektromos ellenállása, R_0 az anyag mágneses tér nélküli ellenállása.

Mágneses tér hatására történő ellenállásváltozás minden elektromosan vezető anyagnál megfigyelhető (OMR, ordinary magnetoerezisztancia), az ellenállásváltozás mértéke azonban olyan kicsi, hogy gyakorlati alkalmazásokban ezt a típust nem használják. Ferromágneses anyagok esetén az MR érték már jóval nagyobb. Ezt a típust szokták AMR-nek (anisotropic magnetoerezisztancia) nevezni, jelenleg a gyakorlatban leginkább elterjedt szenzorok ilyenek. A vékonyréteg technológia fejlődésének és kutatásoknak köszönhetően kezdenek elterjedni a GMR (giant magnetoerezisztancia) és TMR (tunneling magnetoerezisztancia) szenzorok, melyek esetén az MR érték körülbelül egy nagyságrenddel nagyobb az AMR-ekhez képest [3][4][5][6][7][8].

Az MR szenzorok további előnyei az egyszerű felépítés, illetve hogy elkészítésükhöz az integrált áramkörökhöz nagyon hasonló technológia szükséges, ezért nagy mennyiségben olcsón gyárthatók, aminek következtében az autóiparban nagyon elterjedtek.

Általában magnetoerezisztív elven működő szögpozíció szenzorok felépítése a következő: a forgórészre egy állandó mágneset rögzítenek, amelynek a forgás következtében forog a mágneses tere. A forgás következtében változó mágneses tér miatt az MR anyagnak

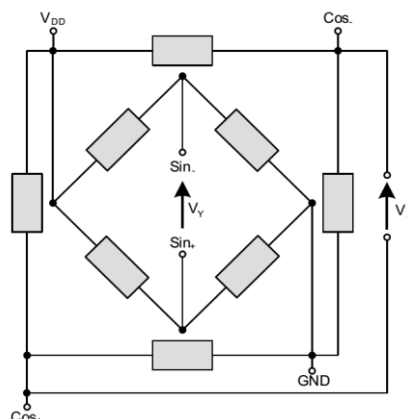
változik az ellenállása a szögpozíció függvényében. Ez az ellenállásváltozás például egy stabil tápfeszültség és egy hídkapcsolás segítségével feszültségjellé alakítható, amelyet analóg-digitális átalakítást követően megkapható a forgó tengely szögpozíciójától függő digitális érték, amely így a további komponensek (például processzor) számára feldolgozhatóvá válik.

2.1. A jellegleg alkalmazott szenzor

A ThyssenKrupp Presta Hungary Kft. számos korábbi projektjében használt komponens az NXP Semiconductors KMZ60 típusú mágneses szenzora [9]. Ez egy autóiipari felhasználásra alkalmas, AMR típusú, analóg kimenetű szenzor, beépített erősítő áramkörrel. A szenzor kimenetei egy analóg-digitális átalakítást követően válnak feldolgozhatóvá további digitális komponensek (például processzor) számára.

2.1.1. Anizotróp mágneses ellenállás (AMR) szenzorok

AMR (anisotropic magnetoresistance) anyagok ellenállása a rajtuk folyó elektromos áram iránya és a mágneses tér iránya által bezárt szögtől függ. Az AMR anyag ellenállása maximális, ha a mágneses tér iránya megegyezik az áram irányával, minimális, ha a kettő merőleges egymásra. Az ellenállásváltozás mértéke körülbelül 1-2%. Szögpozíció-szenzorokban ezeket az ellenállásokat gyakran alkalmazzák két Wheatstone-hidas kapcsolásban, ahol az egyes hidakban két-két ellenállás egymással 90° -os szöget zár be, a két híd pedig egymással 45° -os szöget zár be (2. ábra). Az egyes Wheatstone-hidakra stabil tápfeszültséget kapcsolva a kimeneteken az ellenállásváltozással egyenesen arányos feszültségek mérhetőek.



2. ábra. Két Wheatstone-hidas AMR szögpozíció szenzor felépítése

Ekkor a szenzor fölött forgatott mágnes hatására egy szinusz és egy koszinusz feszültségjel figyelhető meg, melyek 180° mechanikai szög szerint periodikusak. A feszültségjeleket digitális jellé alakítva, a szögpozíció számítása a következő módon lehetséges:

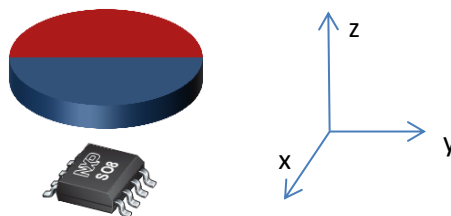
$$\alpha_{számolt} = \frac{\text{artg2}\left(\frac{U_{sin,norm}}{U_{cos,norm}}\right)}{2} \quad (2)$$

a szinusz- és koszinuszjelet -1 és 1 közé normálva, majd az ezekből képzett hányados arctg-ét számítva a szögelfordulással negyedfordulatonként lineárisan változó jelet kapunk. Ehhez a jelhez a szinusz- és koszinuszjel előjelének függvényében 180° -ot kell hozzáadni vagy kivonni (ezt teszi automatizált módon az arctg2 függvény), majd az eredményt kettővel osztva 180° -os fordulaton belül megkapjuk a szögpozíciót.

Az ilyen típusú szenzorok hátránya tehát, hogy csak 180° -os elforduláson belül tudnak abszolút szöghelyzetet megadni. További hátrányuk, hogy mivel az ellenállásváltozás kismértékű, a kimeneteket erősíteni kell [3][5][6][7][8].

2.2. AMR szenzorok vizsgálata

AMR szenzorok pontosságát meghatározza az alkalmazott mágnes, illetve az, hogy az adott mágnes tere mennyire homogén, valamint, hogy a szenzor a forgó mágneshez képest hol helyezkedik el. Adott mágnes esetén meghatározható az a pozíció, ahová az érzékelőt téve a szögpozíció mérés hibája minimális. Ha a mágnes forgásközéppontjának a szenzorhoz legközelebbi pontja az $[x, y, z] = [0, 0, 0]$, akkor a szenzornak általában minimális a hibája az $[x, y, z] = [0, 0, z_0]$ helyen, ahol z_0 a szenzor és a mágnes közti ideális távolság, függ a mágnes átmérőjétől, valamint felmágnesezésének módjától. KMZ60 esetén ebben a pozícióban a legnagyobb mérési hiba 0.2° .



3. ábra. A rotor végén lévő mágnes és az alatta elhelyezkedő érzékelő

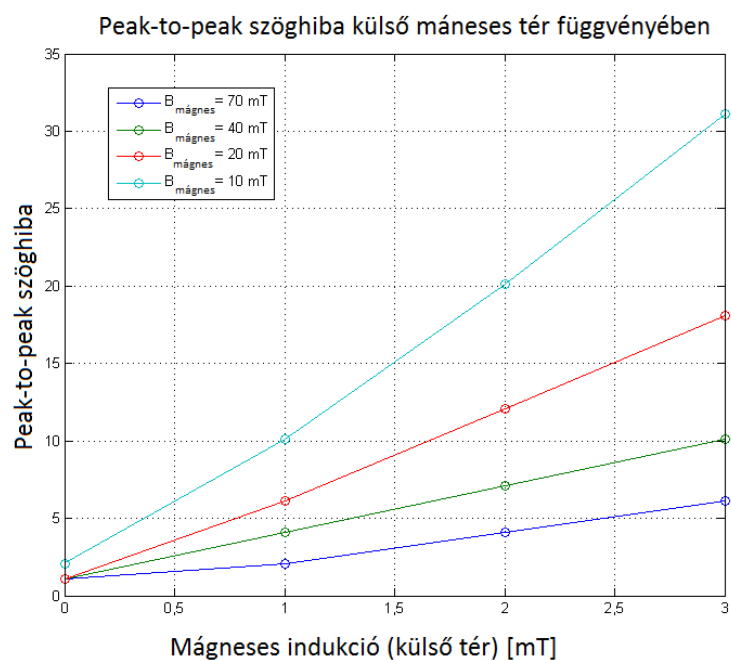
A szögpozíció szenzor méretezésekor szükséges figyelembe venni a gyártási toleranciákat, tehát, hogy a gyártás során a mágnes alatt az érzékelő nem az ideális helyre kerül. Emiatt a

mérési hiba megnő. A legnagyobb megengedett eltérés az ideálisnak kitüntetett pozíciótól radiálisan (x és y által meghatározott síkban) és axiálisan (z irányban) ± 1 mm. Különböző mágnesek esetén ez eltérő mértékű mérési hibát eredményez. Ugyanattól a gyártótól származó de eltérő átmérőjű mágnesek esetén az ideális és a worst case pozícióban mutatja a szöghibákat az 1. táblázat. Látható, hogy minél kisebb a mágnes átmérője, annál nagyobb hibát eredményez az érzékelő nem megfelelő helyre történő elhelyezése.

d [mm]	ideális pozíció [x,y,z] [mm]	szöghiba [°]	worst case pozíció [x+y ,z] [mm]	szöghiba [°]
9	[0,0,1.5]	0.23	[1,2.5]	3
14	[0,0,1.5]	0.15	[1,2.5]	1
26	[0,0,2.5]	0.24	[1,1.5]	0.8

1. táblázat. Különböző méretű mágnesek esetén a szöghiba ideális és worst case pozíciókban

Az AMR és más típusú magnetorezisztív szenzorok hátránya, hogy érzékenyek külső mágneses térre. Emiatt a mostanság egyre inkább terjedő hibrid/elektromos hajtású autókban a villanymotorokat tápláló erősáramú kábelek kisfrekvenciás mágneses tere a szöghelyzetmérésben nem elfogadható mértékű hibát okozhat. A külső mágneses tér okozta szöghiba függ attól, hogy az alkalmazott mágnes által létrehozott térerősség milyen nagy a szenzor érzékelőjénél, illetve, hogy ehhez képest mekkora a zavaró tér nagysága. Ezt szemlélteti a 4. ábra [10]. Az ábra a visszszámolt szögpozíciók és egy referenciaegyenes különbségének a maximumát mutatja a zavaró tér függvényében. Emiatt a szenzor egyéb jellemzőiből származó rendszeres hibák is hozzáadódnak az eredményhez (például, hogy a mágnes nem az ideális helyen van). A zavaró teret egy váltakozó árammal táplált vasmagos tekercs hozta létre. Látható, hogy a külső mágneses tér okozta szöghiba kisebb, ha az alkalmazott mágnes tere nagyobb, adott nagyságú zavaró tér esetén.



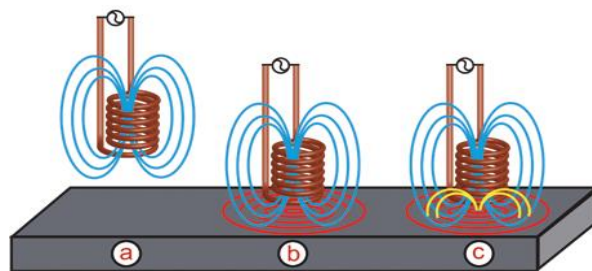
4. ábra. Külső mágneses tér hatása

A szögpozíció szenzornak a biztonságos működése érdekében ezzel a problémával kiemelkedően fontos foglalkozni. Lehetséges megoldás, hogy erősebb mágneses terű mágnesek használata mellett az erősáramú kábelt a szenzortól minél távolabb helyezzük el, mivel a zavaró mágneses térerősség nagysága a távolsággal fordítottan arányos. További lehetőségként lehet árnyékolást alkalmazni a szenzor körül. Végül lehetőség van megvizsgálni, hogy milyen alternatív szenzorok léteznek, amelyek a külső zavaró térre kevésbé érzékenyek és a jelenlegi szenzorral együtt működhetnek, vagy kiválthatják azt.

3. Induktív elvű szöghelyzetmérés

3.1. Induktív érzékelők

Változó mágneses fluxus vezetőben Maxwell II. törvénye (Faraday-féle indukciótörvény) alapján feszültséget indukál, melynek hatására a vezetőben örvényáram folyik. Örvényáram létrejöhet a statikus mágneses tér és a vezető relatív elmozdulása során, vagy időben változó mágneses tér hatására. A Lenz-törvény értelmében az örvényáram iránya olyan, hogy az általa létrehozott mágneses tér az őt kiváltó térrel ellentétes irányú. Ez az ellentétes irányú tér az eredeti mágneses teret létrehozó vezetőben rezisztív veszteséget okoz. Az örvényáram okozta veszteségi teljesítmény arányos az örvényáramot létrehozó mágneses indukció maximumának négyzetével, arányos a gerjesztés frekvenciájának négyzetével, fordítottan arányos a vezető fajlagos ellenállásával, arányos a vezető vastagságának a négyzetével, ezenkívül függ a vezető geometriájától és a hőmérséklettől [1][11][12][13].



5. ábra. Örvényáramok hatása

További rezisztív veszteséget okozhat ferromágneses anyagok esetén a hiszterézisveszteség. Ferromágneses anyagok mágnesezettségének iránya kellően nagy külső mágneses tér hatására megváltozik, amihez energia szükséges, amelyet a külső mágneses teret létrehozó gerjesztés biztosít. Ez az energiaveszteség értelmezhető a mágneses teret gerjesztő vezető rezisztív veszteségeként. A hiszterézisveszteség okozta veszteségi teljesítmény arányos a gerjesztés frekvenciájával és arányos mágneses indukció maximumának 1.5-3 hatványával, amelyet a ferromágneses anyag típusa határoz meg [13]. Ezenkívül arányos a vezető térfogatával.

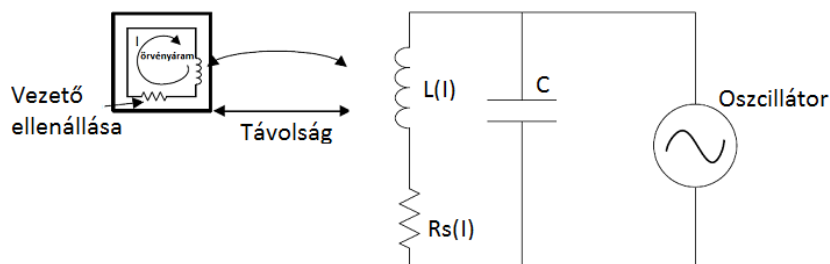
Amikor egy tekercsben időben váltakozó áram folyik, akkor a tekercs által létrehozott mágneses tér is időben váltakozó lesz. Ha ez a mágneses tér a tekercs közelében lévő vezetőben örvényáramot hoz létre, akkor ez a vezető felfogható úgy is, mint egy transzformátor szekunder tekercse, ahol a transzformátor primer tekercse a gerjesztő tekercs. Ekkor értelmezhető a két „tekercs” között a kölcsönös induktivitás, melynek nagysága függ a vezetőben létrejövő örvényáram nagyságától. Ezek alapján a gerjesztő tekercsen mért

induktivitás két részből tevődik össze: a tekercs saját induktivitasából és a kölcsönös induktivitás előjeles összegéből.

Az induktív szenzorok ezek alapján két dolgot mérhetnek: A mágneses teret gerjesztő tekercs rezisztív veszteségének a változását, vagy az induktivitasának a változását.

Induktív szenzorok általában az alábbi részekből állnak: (1) forgórész, amelynek valamilyen paramétere (például geometriája) változik az elfordulás során, (2) tekercs, amelyen a mért soros ellenállás és az induktivitás az elfordulás következtében változik, (3) további jelátalakító és jelkondicionáló elemek, amelyek lehetővé teszik a változó ellenállás és induktivitás mérését.

Az ellenállás- és induktivitásmérésnek fogyasztás szempontjából hatékony megvalósítása, hogy a tekercsel párhuzamosan egy adott kapacitású kondenzátort kell kapcsolni, amelyek így egy rezgőkört alkotnak. A tekercs induktivitasváltozásának hatására változni fog a rezgőkör sajátfrekvenciája, az ellenállásváltozásának hatására pedig a teljes rezgőkör ellenállása. A 6. ábra egy ilyen induktív működésű szenzor lehetséges elrendezését mutatja [14].



6. ábra. Induktív érzékelők felépítése

A rezgőkör sajátfrekvenciája a Thomson-formula szerint:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L \cdot C}} \quad (3)$$

ahol L az LC kör induktivitása, C pedig a kapacitása. A teljes rezgőkör ellenállását a tekercs és a kapacitás, valamint a hozzávezetések parazita ellenállása határozza meg, amelyben a tekercs soros ellenállása a domináns. Amikor a tekercs közelébe vezető kerül, a vezetõben örvényáram indukálódik, valamint ferromágneses vezetõ esetén megváltozik a mágnesezettségének az iránya, a tekercs által létrehozott mágneses térnek megfelelően. Az örvényáramú és a hiszterézis-veszteség az LC körben megnöveli a rezisztív veszteséget, az örvényáram okozta induktív csatolás pedig megváltoztatja a tekercs induktivitasát, amely

miatt megváltozik az LC kör sajátfrekvenciája ($f \sim \frac{1}{\sqrt{L}}$). Az induktív szenzorok jelfeldolgozó áramköre ezt a két paramétert képes megmérni.

Erre egy lehetséges megoldás például a rezgőkör sajátfrekvenciájának és jósági tényezőjének együttes mérése.

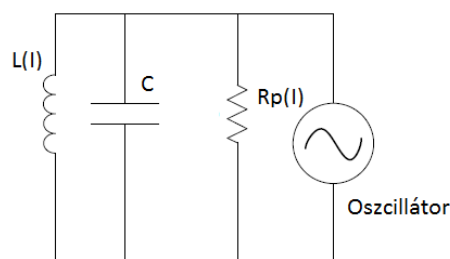
$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L \cdot C}} \rightarrow L; Q = \frac{2\pi \cdot f \cdot L}{R} \rightarrow R \quad (4)$$

Egy másik lehetőség a rezgőkör sajátfrekvenciájának mérése, amelyből meghatározható az induktivitás, valamint a rezgés amplitúdójának állandó értéken tartásához szükséges betáplált teljesítmény mérése, amely meghatározza a rezisztív veszteséget. Az utóbbi mérési elvre nyújt egy létező megoldást a Texas Instruments jelfeldolgozó áramköre, az LDC1000.

3.2. TI LDC1000

Ez az áramkör a rezisztív veszteséget (legfeljebb 16 bites felbontással) és az oszcillátor kimenetének frekvenciájával fordítottan arányos értéket (legfeljebb 24 bites felbontással) tud mérni. Rezisztív veszteségként az LC kör párhuzamos ellenállását méri úgy, hogy egy szabályozási kör segítségével a bemenő teljesítményt úgy szabályozza, hogy az oszcillátor kimenete állandó amplitúdójú legyen. Az eszköz ezt a bemenő teljesítményt méri, amelyből számítható az LC kör párhuzamos ellenállása, R_p , amely a tekercs ellenállásától az alábbi módon függ [14]:

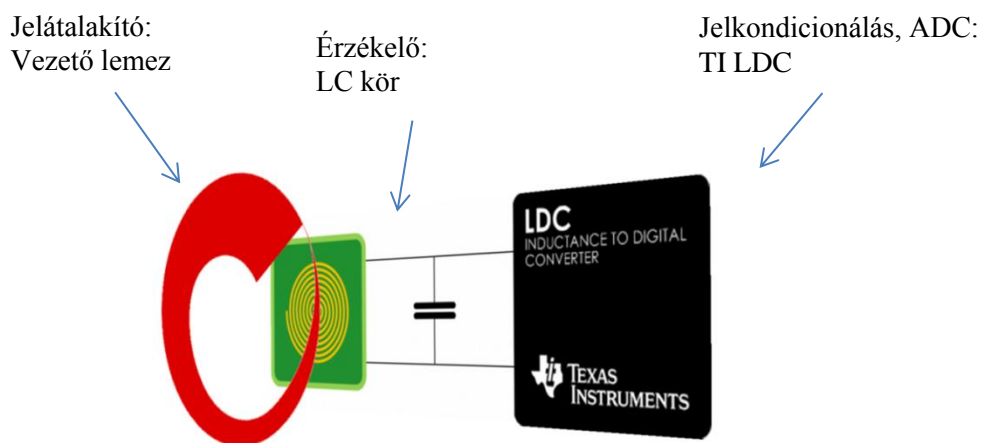
$$R_p = \frac{L_s + L(I)}{(R_s + R(I)) \cdot C} \quad (5)$$



7. ábra. Párhuzamos ellenállás

A frekvencia mérése azon alapszik, hogy az előbb említett szabályozási kör visszacsatolt kimenetének és bemenetének fázisa közt pontosan $k \cdot 2\pi$ (k egész) fáziskülönbség legyen, amikor ez teljesül akkor az LC kör pontosan sajátfrekvencián rezeg, így ezt mérve meghatározható a sajátfrekvencia [15].

Az LDC1000 áramkörrel felépíthető szögpozíció szenzor egy lehetséges elrendezését ábrázolja az 8. ábra. A jelátalakító szerepét egy meghatározott geometriájú vezető lemez látja el, amelynek a felülete a szögelfordulás függvényében változik. A szenzorban az érzékelő egy párhuzamos LC kör részeként egy nyomtatott áramköri tekerecs, melynek a vele szemben lévő változó vezetőfelület hatására megváltozik az induktivitása és a soros ellenállása. Emiatt az LC körnek megváltozik a sajátfrekvenciája és a párhuzamos ellenállása, amelyeket az LDC1000 áramkör képes megmérni, digitális jellé alakítani és SPI protokoll szerint továbbítani a jelfeldolgozó egység felé.



8. ábra. TI LDC áramkörével készíthető induktív szenzor felépítése

3.3. TI LDC1000 beállítása

3.3.1. Frekvencia mérése

A beállításhoz szükséges alapvető összefüggések [14]:

$$f_s = \frac{f_{sens}}{\frac{t_{resp}}{3}} \text{ [Hz]} \quad (6)$$

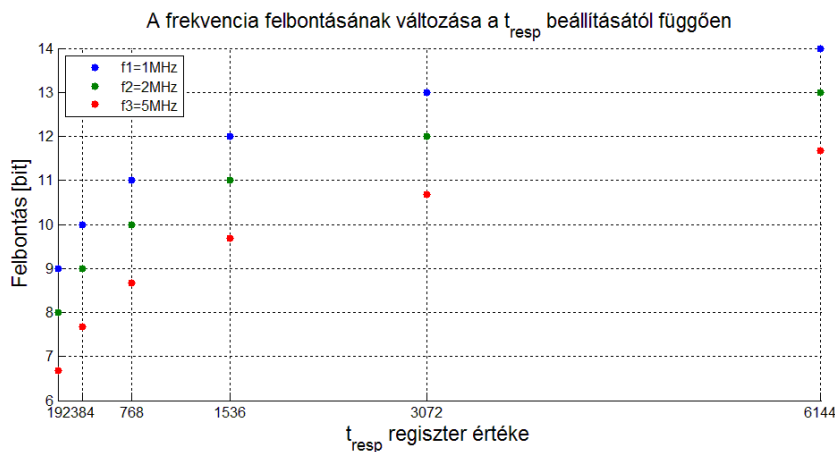
$$f_c = \frac{1}{3} \cdot \frac{f_{ref}}{f_{sens}} \cdot t_{resp} \quad (7)$$

ahol:

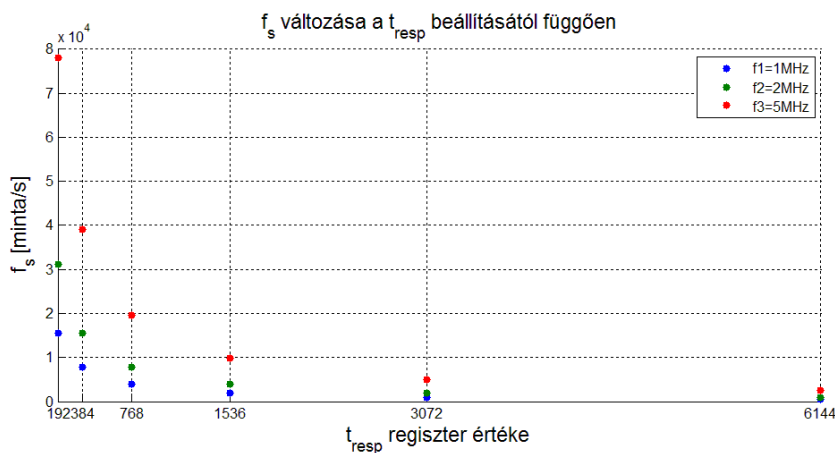
- f_s frissülési frekvencia, meghatározza milyen gyakran lehet új mért értéket kiolvasni az eszköz regiszteréből (mindkét mért értékre vonatkozik)
- f_{sens} az LC kör sajátfrekvenciája (5 kHz-5 MHz)
- t_{resp} a frissülési frekvenciát meghatározó, gyártó által előre megadott értékek szerint beállítható regiszter (*Response Time*)

- f_c az eszköz regiszterében tárolt mért érték, amely a sajátfrekvenciával fordítottan arányos (f_{count})
- f_{ref} a referencia órajelfrekvencia (max. 8MHz)

Az alábbi ábrákon megfigyelhető, hogy a t_{resp} növelésével javul a frekvenciamérés felbontása (9. ábra), tehát egyre pontosabban meg lehet határozni a szögpozíciót, ezzel együtt azonban csökken a frissülési frekvencia (10. ábra), tehát nem biztos, hogy elegendő gyakorisággal lehet új mért értéket kiolvasni. Ezenkívül a sajátfrekvencia is meghatározza a frekvenciamérés felbontását és a frissülési frekvenciát, így fontos, hogy adott induktivitású tekercs mellé megfelelő kapacitású kondenzátort kell választani, ezzel megfelelően beállítva a sajátfrekvenciát. Az ábrákon az látszik, hogy míg felbontás szempontjából a kis sajátfrekvencia a kedvező, addig frissülési frekvencia szempontjából a nagyobb értékek a jobbak.



9. ábra. t_{resp} és a frekvenciamérés felbontása közti kapcsolat



10. ábra. t_{resp} és a frissülési frekvencia közti kapcsolat

3.3.1.1. Maximális frissülési frekvencia

Ahhoz, hogy a legnagyobb sebességgel frissüljenek a mérési adatok, $f_{ref} = 8$ MHz, $f_{sens} = 5$ MHz és $t_{resp} = 192$ beállításokat kell alkalmazni. Ekkor a maximális frissülési frekvencia:

$$f_s = \frac{f_{sens}}{\frac{t_{resp}}{3}} = 78\,000 \text{ Hz} \quad (8)$$

A mérhető frekvenciatartomány felbontása [16]:

$$\log_2(f_c) = \log_2\left(\frac{1}{3} \cdot \frac{f_{ref}}{f_{sens}} \cdot t_{resp}\right) = \log_2(102.4) = 7 \text{ bit} \quad (9)$$

LSB:

$$f_{sens} = \frac{5 \text{ MHz} - 5 \text{ kHz}}{2^7} = 39 \text{ kHz} \quad (10)$$

3.3.1.2. Maximális felbontás

Ahhoz, hogy a legnagyobb felbontással lehessen mérni $f_{ref} = 8$ MHz, $f_{sens} = 5$ kHz, $t_{resp} = 6144$ beállításokat kell alkalmazni. Ekkor a mérhető frekvenciatartomány felbontása [16]:

$$\log_2(f_c) = \log_2\left(\frac{1}{3} \cdot \frac{f_{ref}}{f_{sens}} \cdot t_{resp}\right) = \log_2(3\,276\,800) = 22 \text{ bit} \quad (11)$$

A maximális frissülési frekvencia:

$$f_s = \frac{f_{sens}}{\frac{t_{resp}}{3}} = 2.44 \text{ Hz} \quad (12)$$

LSB:

$$f_{sens} = \frac{5 \text{ MHz} - 5 \text{ kHz}}{2^{22}} = 1.2 \text{ Hz} \quad (13)$$

Látható, hogy ha olyan beállításokat alkalmazunk, hogy a frissülési frekvencia maximális legyen, akkor a frekvenciamérés mérési tartománya 7 bitre csökken, ami a teljes tartományon $2^7 = 128$ különböző értéket jelent. Ha olyan beállításokat alkalmazunk, hogy a frekvenciamérés felbontása legyen maximális, akkor a frissülési frekvencia lecsökken, 0.41 másodpercenként lehet csak új mért értéket kiolvasni.

3.3.1.3. LDC1000 beállítása frekvencia méréséhez

Először meg kell mérni az alkalmazáshoz kiválasztott tekercs induktivitását. Ennek ismeretében két paraméter változtatására van lehetőség: megválasztható az LC kör kapacitása, amely meghatározza a sajátfrekvenciát, valamint változtatható t_{resp} értéke. Ez a két paraméter határozza meg a frekvenciamérés felbontását és a frissülési frekvenciát. Ezek közül a kritikusabb érték a frissülési frekvencia, mert mindkét mért érték frissítési idejét meghatározza. A kapacitást úgy kell megválasztani, hogy a sajátfrekvencia minél kisebb legyen, t_{resp} értékét pedig úgy, hogy minél nagyobb, ezáltal a frekvenciamérés felbontása nő. Viszont mindkét értéket csak addig lehet csökkenteni/növelni, amíg még teljesülnek a frissülési frekvenciára és a mérési tartományra megadott követelmények. Mindkét paramétert csak diszkrét értékek közül lehet választani, ezért a különböző lehetőségek száma véges. Az értékek kiválasztása után lehet ellenőrizni, hogy a frekvenciamérés felbontása elegendő-e vagy csak a párhuzamos ellenállásmérés eredményeit lehet felhasználni.

3.3.2. Párhuzamos ellenállás mérése

A méréshez szükséges alapvető összefüggések [14]:

$$R_p = \frac{R_{pMAX} \cdot R_{pMIN}}{R_{pMIN} \cdot \left(1 - \frac{P_{data}}{2^{15}}\right) + R_{pMAX} \cdot \frac{P_{data}}{2^{15}}} [\Omega] \quad (14)$$

$$f_s = \frac{f_{sens}}{\frac{t_{resp}}{3}} [Hz] \quad (15)$$

ahol:

- R_p az LC kör párhuzamos ellenállása
- R_{pMAX} a legnagyobb mérhető párhuzamos ellenállás (értéke állítható)
- R_{pMIN} a legkisebb mérhető párhuzamos ellenállás (értéke állítható)
- f_s a frissülési frekvencia
- P_{data} a kimeneti regiszterben tárolt párhuzamos ellenállással fordítottan arányos jel (*Proximity Data*)
- f_{sens} az LC kör sajátfrekvenciája (5 kHz-5 MHz)
- t_{resp} a frissülési frekvenciát meghatározó, gyártó által előre megadott értékek szerint beállítható regiszter (*Response Time*)

$R_{P_{MAX}}$ és $R_{P_{MIN}}$ regiszterek értékét úgy kell megválasztani, hogy a párhuzamos ellenállás maximális megváltozása ne essen kívül a mérési tartományon, de minél inkább kitöltse azt. Az IC $R_{P_{MAX}}$ és $R_{P_{MIN}}$ közötti tartományt bontja fel 16 bitre.

A párhuzamos ellenállás függ a tekercs soros ellenállásától, induktivitásától és a rezgőkör kapacitásától:

$$Rp = \left(\frac{1}{R_s} \cdot \frac{L}{C} \right) \quad (16)$$

ahol R_s és L is változik a szöggel [14]. Ezeken kívül persze a teljes rezgőkör parazita ellenállása, kapacitása és induktivitása is befolyásolja az értékét. Amennyiben t_{resp} értéke kicsi, tehát a mért adatok gyakran frissülnek, a mért érték zajos.

3.3.3. EVM GUI LDC1000 által meghatározott mérési korlátok

Az EVM GUI LDC1000 egy számítógépes szoftver, amellyel az LDC1000 áramkört lehet konfigurálni, illetve a mért értékeket képes megjeleníteni és szöveges fájlba elmenteni. Az adatok mentéséhez a maximális mentési sebesség [14]:

$$T_{mentés} = 0.1 \text{ ms} \rightarrow \frac{1}{T_{mentés}} = 10\,000 \frac{\text{minta}}{\text{s}} \quad (17)$$

A maximális mérhető forgási sebesség, ha legalább fokenként szeretnénk mintát venni:

$$\frac{10\,000 \frac{\text{minta}}{\text{s}}}{360 \frac{\text{minta}}{\text{fordulat}}} = 27 \frac{\text{fordulat}}{\text{s}} = 27 \cdot 60 \frac{\text{fordulat}}{\text{perc}} = 1620 \text{ rpm} \quad (18)$$

Maximális fordulatszám esetén a mintavételezés sebessége:

$$\frac{10\,000 \frac{\text{minta}}{\text{s}}}{100 \frac{\text{fordulat}}{\text{s}}} = 100 \frac{\text{szögjel}}{\text{fordulat}} \quad (19)$$

Ekkor legfeljebb $\frac{360^\circ}{100} = 3.6^\circ$ -onként lehet a szögpozícióról információt szerezni. A méréshez használt eszköz maximális órajelfrekvenciája: $f_{ref} = 6\text{MHz}$.

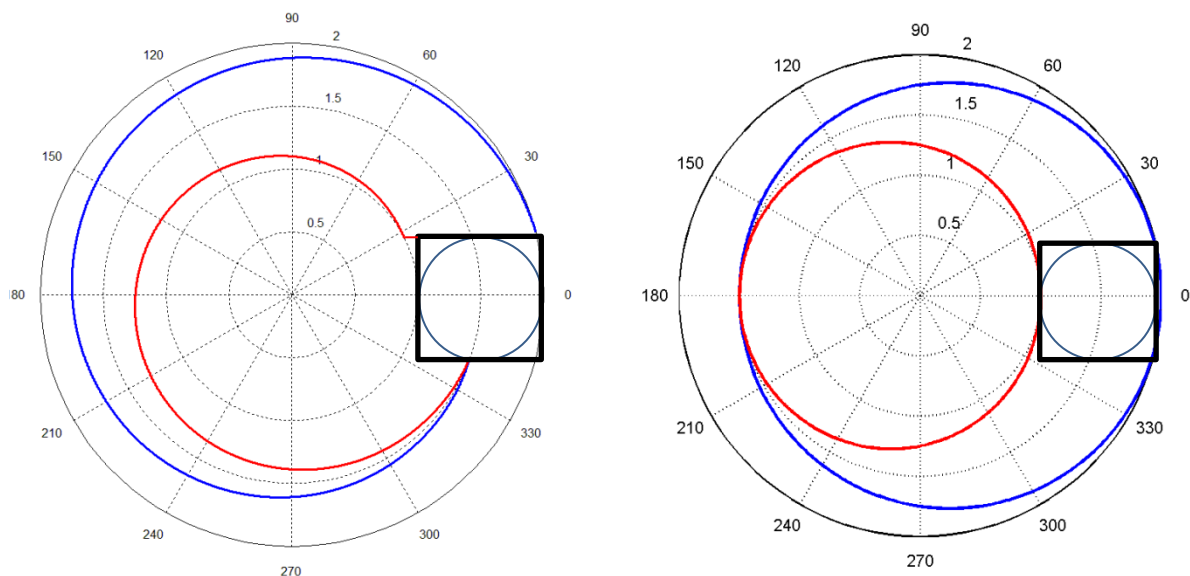
Látható, hogy a szoftver lehetővé tesz nagyobb sebességű méréseket is, azonban 6000 rpm sebességnél már nem lehet vele megfelelő méréseket végezni.

4. Forgórész tervezése

A cél olyan forgórész tervezése, amelynek a geometriája úgy változik egy teljes körülfordulás során, hogy annak hatására a szenzor kimenetén létrejövő jelből egyértelműen meghatározható legyen a forgórész szögpozíciója, a teljes 360°-os fordulaton belül.

4.1. A vezető lemez formája

A tervezés során azzal a feltételezéssel éltem, hogy a mért kimenet arányos a tekercs felületének és az azt fedő vezető lemez felületének nagyságával. A forgórész formájának tervezése során alapvetően két lehetőséget vizsgáltam. Az egyik típus az aszimmetrikus, a másik a szimmetrikus. Ezeket ábrázolja a 11. ábra, melyeken a kék és piros vonal a lemez határvonala, a fekete négyzet pedig a kör alakú tekercs hordozója.



11. ábra. Lehetséges lemezformák

Aszimmetrikus lemezforma esetén a kimenet közel lineárisan változik a szöggel, az ábra alapján kb. a 15° – 345° tartományban, a maradék 30°-os tartományban azonban a kimeneten egy nagy ugrás jelenne meg, olyan értékeket felvéve, amelyek már egyszer előfordultak még ugyanabban a fordulaton. Emiatt a 360°-os fordulaton belül eltérő volna a mérési pontosság és nem lehetne abszolút pozíciót meghatározni. További probléma, hogy ennek a maradék tartománynak a nagysága függ a tekercs átmérőjének és a forgórész külső átmérőjének arányától, ezért minél nagyobb a tekercs átmérője, annál nagyobb lesz ennek a tartománynak a nagysága. Egy kedvezőbb megoldás, hogy az első tekercshez képest 180°-kal elforgatva elhelyeznénk még egy tekercset, ekkor azonban lennének olyan szögpozíciók,

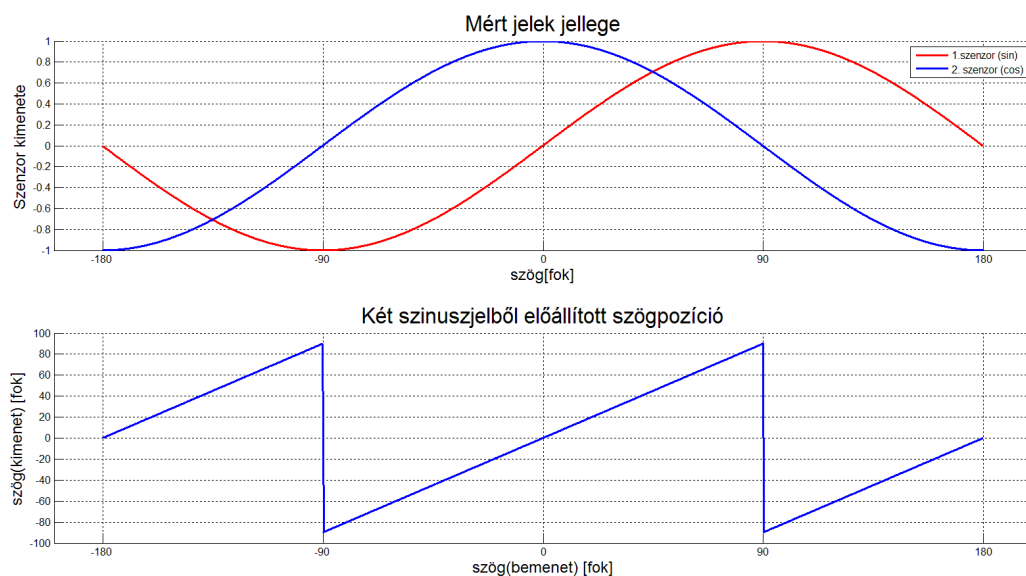
amelyekben mindkét tekercs megfelelő értéket mér, és lennének olyan szögpozíciók, amelyekben csak az egyik tekercs adna megfelelő kimenetet, így a pontosság nem lenne minden esetben állandó. Emiatt ezt a formát elvettem.

A másik típus a szimmetrikus forgórész, amely esetében legalább két tekercset kell használni, hogy a forgás irányát is meg lehessen határozni, ugyanis egy tekercs esetén a kimenet például a 11. ábrán látható pozícióban ugyanúgy változna balra vagy jobbra forduláskor is. A tekercseket ekkor úgy kell elhelyezni, hogy egymáshoz képest ne 180° -ra helyezkedjenek el.

A továbbiakban a szimmetrikus forgórész típust vizsgáltam, a megtervezett és mérésekhez felhasznált forgórészek tulajdonságai megtalálhatók a 2. mellékletben.

4.1.1. Várt kimenet

A cél, hogy egy körülfordulás alatt olyan kimenet keletkezzen, amelyből egyértelműen meghatározható a szögpozíció. A szimmetrikus formából adódóan egy lehetséges megoldás, ha az egy körülfordulás alatt keletkező jel szinuszos. Ekkor, ha a két tekercs egymáshoz képest 90° -ra helyezkedik el a forgórész mentén, a kimeneteken egy szinusz- és egy koszinuszjel jelenik meg. Így az azonos időpontokhoz tartozó kimenetek hányadosának arctg-ét véve, 180° -os elfordulásokon belül meghatározható az abszolút szöghelyzet (12. ábra). Ahhoz, hogy egy teljes, 360° -os fordulaton belül kapjunk abszolút szögpozíciót, a szinuszjelek előjelének függvényében kell a korábban kapott eredményhez 180° -ot hozzáadni vagy kivonni (ezt teszi automatizált módon az arctg2 függvény).



12. ábra. A várt kimenet és a belőle számolt szögpozíció

4.2. Vezető lemez anyaga

Az általam választott lemezek anyaga a mérésekhez: alumínium, mágnesezhető rozsdamentes acél és réz. Ezeknek a mérés szempontjából lényeges tulajdonságait mutatja a 2. táblázat. Réznél az örvényáramok hatása a meghatározó a jó vezetőképesség miatt, amely hatással van a rezisztív veszteségekre és az induktivitásváltozásra is. Alumíniumnál az örvényáramok hatása a meghatározó a jó vezetőképesség miatt, amely hatással van a rezisztív veszteségekre és az induktivitás változásra is, de mivel a vezetőképessége kisebb a rézénél, alumínium esetén az érzékenység kisebb lesz. Acélnál a hiszterézisveszteség a meghatározó a ferromágneses tulajdonság miatt, amely csak a rezisztív veszteségekre van hatással.

Anyag	Réz	Alumínium	Rozsdamentes acél
Fajlagos ellenállás	$1.68 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$	$2.82 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$	$9.61 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$
Mágneses tulajdonság	Diamágnes	Paramágnes	Ferromágnes
Relatív permeabilitás (μ_r)	<1	>1	>>1

2. táblázat. Forgórészek anyagának a mérendő mennyiségek szempontjából lényeges tulajdonságai

4.3. Vezető lemez méretei

A forgórész méreteit a rendelkezésre álló hely, valamint a méréshez használt tekercs határozza meg. Ezek alapján a lemez külső sugarát úgy választottam, hogy a rendelkezésre álló helyet maximálisan kihasználja, belső sugarát pedig úgy, hogy a lemez legnagyobb szélessége legyen akkora, hogy az egyes tekercseket ott teljesen vagy 1 mm különbséggel fedje.

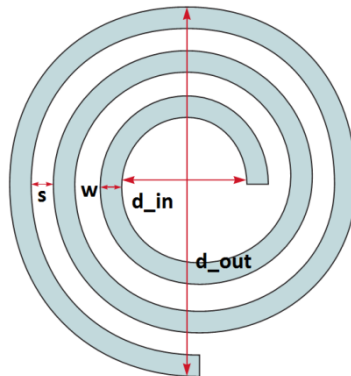
5. Tekercsek tervezése

Az induktív szenzor legmeghatározóbb része a tekercs, amely a szenzoron belül az érzékelés feladatát látja el, tehát egy nem villamos jelből – ami a vezető geometriája a tekercs előtt – egy villamos típusú jelet állít elő, amely pedig az induktivitás/ellenállás megváltozása.

A tervezett tekercsek nyomtatott áramkör alapúak, mivel más tekercsekhez képest ezek induktivitása jól becsülhető és reprodukálható, valamint nagy mennyiségben történő gyártás esetén alacsony az árak, amely az autóiparban kiemelkedően fontos.

5.1. Nyomtatott áramköri tekercsek induktivitása

A tekercsek megtervezése során lényeges szempont a tekercsek induktitásának értéke. Nyomtatott áramköri tekercs lévén ezek a tekercsek spirál alakúak, így induktitásuk függ a menetszámtól (N), a külső átmérőtől (d_{out}), a belső átmérőtől (d_{in}), a vezetősávok közti távolságtól (s), a vezetősávok szélességétől (w) és vastagságától (t).



13. ábra. Nyomtatott áramköri tekercs

Ebben a fajta tekercsben vasmag nem található, így a vasmag által okozott hibalehetőségek nem fordulnak elő.

Az ilyen spirál alakú egyrétegű nyomtatott áramköri tekercsek induktivitása az alábbi formulával számítható [17][18][19][20]:

$$L = \frac{\mu \cdot N^2 \cdot d_{avg} \cdot c_1}{2} \cdot \left(\ln \left(\frac{c_2}{\rho} \right) + c_3 \cdot \rho + c_4 \cdot \rho^2 \right) \quad (20)$$

ahol:

- $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ légmagos tekercs esetén $\mu = \mu_0$
- N a menetszám

- $d_{avg} = \frac{d_{in} + d_{out}}{2}$ [m] átlagos átmérő
- $\rho = \frac{(d_{out} - d_{in})}{d_{out} + d_{in}}$ kitöltési tényező
- c_1, c_2, c_3, c_4 formától függő konstansok, melyek kör alakú spirál tekercsek esetén:

$$c_1 = 1; c_2 = 2.46; c_3 = 0; c_4 = 0.2$$

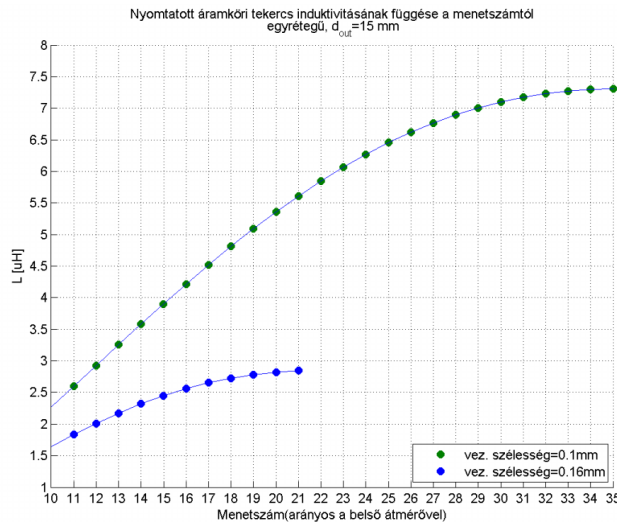
A formula azon alapszik, hogy a spirál oldalait azonos áramsűrűségű szimmetrikus felületi áramokkal közelíti [17].

A cél adott külső átmérő mellett a lehető legnagyobb induktivitás elérése, mivel az meghatározza a tekercs által létrehozott mágneses tér nagyságát, valamint hőmérsékletváltozás szempontjából stabil kerámiakondenzátorok csak kis kapacitással ($max. 10 \text{ nF} \pm 1\%$) elérhetőek, így az induktivitás növelésével csökkenthető a sajátfrekvencia, amely egyben csökkenti a parazita hatásokat is. Mivel az LDC1000 áramkör maximum 5 MHz-ig képes mérni, ezért az induktivitásnak legalább

$$L_{min} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{rez})^2 \cdot C} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 5 \text{ MHz})^2 \cdot 10 \text{ nF}} = 0.1 \mu\text{H} \quad (21)$$

értékűnek kell lennie, érdemes azonban ennél nagyobb értékűt használni, mert ilyen kis induktivitású nyomtatott áramköri tekercsek soros ellenállása olyan kicsi, hogy az kívül esik az LDC adatlapjában megtalálható mérési tartományon. További cél, hogy a tekercs előtt lévő vezető lemez a lehető legnagyobb induktivitásváltozást okozza. Ez azonban csak mérésekkel vizsgálható megfelelően. Várhatóan ilyen szempontból azok a tekercsek lesznek jobbak, amelyeknek a belső átmérője nagy, mivel ilyenkor a szomszédos vezetősávok kevésbé oltják ki egymás mágneses terét, a tekercs közepénél.

A formula alapján látható, hogy ha állandó külső átmérő mellett növeljük a menetszámot, azzal csökken a belső átmérő, amellyel a kitöltési tényező és az átlagos átmérő is csökken. Ebből az következik, hogy a menetszám növelésével az induktivitás értéke egy bizonyos menetszám fölött már nem, vagy csak kis mértékben növekszik. Emellett jelentős hatása van még a vezetősávok szélességének, illetve az azok közti távolságnak. Az induktivitás értéke jelentősen növelhető azzal, ha ezek értékét csökkentjük, mivel ekkor több menet fér el ugyanakkora belső és külső átmérő között. Az előbbieken leírt tulajdonságokat ábrázolja a 14. ábra.



14. ábra. Egyrétegű nyomatott áramköri tekercs induktivitásának menetszám és vezetőszélesség és vezetők közti távolság függése

Ezek alapján látható, hogy az induktivitás növelésére a külső átmérő és a menetszám növelésével, valamint a vezetősávok szélességének, illetve az azok közti távolságnak egyszerre történő csökkentésével van lehetőség. A külső átmérő nagyságának jelen esetben az előtte mozgó lemez külső sugara szabott határt, ugyanis szükséges azt figyelembe venni, hogy két tekercset szeretnénk elhelyezni a forgórész kerülete mentén, amelyek egymással 90° szöget zárnak be. Ez a két tekercs a pozíció meghatározása során nem zavarhatja egymást. A forgórész maximális külső sugara $r_{\text{forgórész}} = 25 \text{ mm}$ lehet, a mérésekhez tervezett tekercsek legnagyobb külső átmérője ennek 70%-a: $d_{\text{tekercs}} = 25 \text{ mm} \cdot 0.7 \approx 18 \text{ mm}$ felfelé kerekítve. Ekkor a tekercsek középpontja között a távolság legrosszabb esetben:

$$\left(r_{\text{forgórész}} - \left(\frac{d_{\text{tekercs}}}{2}\right)\right) \cdot \sqrt{2} = 22.6 \text{ mm} \quad (22)$$

ami a tekercsek között 4.6 mm üres térrészt jelent, tehát ennél nagyobb átmérőjű tekercset már nem érdemes használni.

A tekercs külső átmérője egyben határt szab a menetszámnak is, mivel egy bizonyos menetszám felett a belső átmérő nullára csökken. Utolsó lehetőségként a vezetősávok szélességét, illetve az azok közti távolságot lehet csökkenteni, aminek a nyomatott áramkörök gyártástechnológiája szab határt. Ezt a két távolságot érdemes azonos nagyságúra választani, mivel a gyártási költség meghatározása során ezt a két értéket együtt kezelik, és a kisebbet veszik figyelembe.

A nyomatott áramköri tekercsek induktivitása jelentősen megnövelhető, ha nem egy rétegen, hanem kettő vagy több rétegen helyezünk el spirálokat. Ekkor a spirálokat megfelelően sorba kötve azok mágneses tere összegződik, a teljes induktivitás megnő. Két

réteg esetén a nyomtatott áramkör ára gyakorlatilag nem változik, így ez kedvező lehetőséget nyújt az induktivitás megnövelésére. Ekkor a teljes induktivitás [17][18]:

$$L_{\text{összes}} = L_1 + L_2 + 2 \cdot M \quad (23)$$

ahol:

- L_1, L_2 a két spirál saját induktivitása
- M a két spirál közti kölcsönös induktivitás, amelynek előjele függ a két spirálban folyó áramok egymáshoz képest vett irányától

A kölcsönös induktivitás az alábbi összefüggéssel számítható [17][18]:

$$M = K_c \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (24)$$

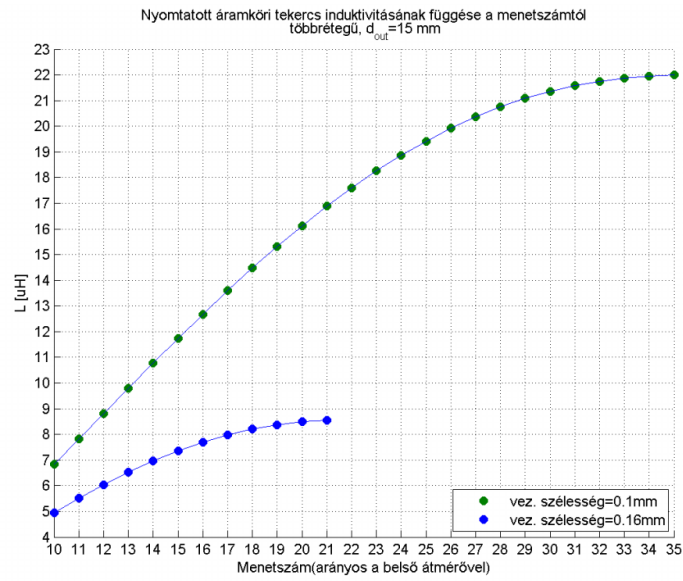
$$K_c = \frac{N^2}{0.64 \cdot (a \cdot X^3 + b \cdot X^2 + c \cdot X + d) \cdot (1.67 \cdot N^2 - 5.84 \cdot N + 65)} \quad (25)$$

ahol:

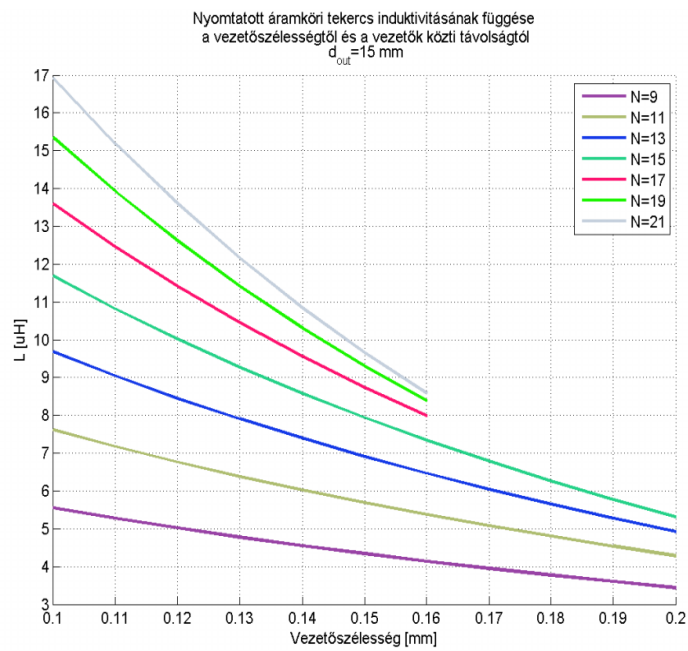
- K_c csatolási tényező, értéke 0 és 1 között van
- N menetszám
- X [mm] két spirál közti távolság, amely standard nyomtatott áramkör esetén a hordozó vastagsága: 1.5 mm
- a, b, c, d formától függő konstansok, melyek kör alakú spirál tekercsek esetén:

$$a = 0.184; b = -0.525; c = 1.038; d = 1.001$$

Két réteg esetén is hasonló problémák merülnek fel, mint egy réteg esetén, a legmeghatározóbb szerepe itt is a vezetősávok szélességének, illetve az azok közti távolságnak van. Ezt szemlélteti a 15. ábra és 16. ábra.



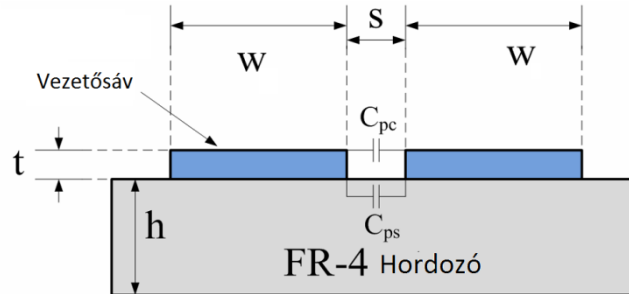
15. ábra. Kétretegű nyomatott áramkörtékeres induktivitásának függése a menetszámtól és a vezetősélességtől és a vezetők közti távolságtól



16. ábra. Induktivitás függése a vezetősélességtől és a vezetők közti távolságtól

5.2. Nyomatott áramköri tekercsek parazita kapacitása

A tekercsek egy LC oszcillátor részei, így mindenképp figyelembe kell venni a parazita kapacitásokat, illetve azt, hogy ez a parazita kapacitás általában instabil, ezért az oszcillátor kondenzátorának kapacitását érdemes ennél jóval nagyobbra választani.



17. ábra. Nyomatott áramköri tekercs keresztmetszete

A parazita kapacitás egyrétegű tekercs esetén a párhuzamosan futó vezeték között értelmezhető, amely két részre bontható: C_{pc} esetén a két fegyverzet között levegő és forrasztásgátló lakk van, C_{ps} esetén pedig a hordozó (17. ábra). A teljes parazita kapacitás közelíthető [20]:

$$C_{sajat} = C_{pc} + C_{ps} = (\alpha \cdot \epsilon_{levegő} + \beta \cdot \epsilon_{hordozó}) \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{t \cdot l}{s} \quad (26)$$

ahol:

- $\alpha = 0.9$ és $\beta = 0.1$ konstansok
- $\epsilon_{levegő} \approx 1$ a levegő és forrasztásgátló lakk relatív permittivitása
- $\epsilon_{hordozó} \approx 4.8$ FR-4-es hordozó relatív permittivitása
- t a vezető vastagsága, általában $35 \mu m$
- s a vezetősávok közti távolság
- l pedig a spirál teljes hossza, amely a menetszámtól, a külső átmérőtől, a vezetősávok közti távolságtól és azok szélességétől függ. A hossz közelíthető az alábbi kifejezéssel akkor, ha a vezetősávok szélessége (w) egyenlő a vezetősávok közti távolsággal (s). Ezt a kifejezésben w_{δ} jelöli ($w_{\delta} = w = s$).

$$l = \sum_{i=0}^{N-1} \left(\left(\left(\frac{d_{out}}{2} \right) - w_{\delta} \cdot \frac{3}{2} - i \cdot w_{\delta} \cdot 2 \right) \cdot 2 \cdot \pi \right) \quad (27)$$

Mivel ezek a kifejezések csak közelítő jellegűek, ezért a valós parazita kapacitásra ezek csak egy jó becslést tudnak adni, aminek a segítségével lehet számítani arra, hogy

körülbelül mennyi lesz egy adott tekercs parazita kapacitásból adódó sajátfrekvenciája. Az ezen a frekvencián való működtetést kerülni kell.

Az általam megtervezett tekercsek esetén a parazita kapacitások értéke 1...10 pF közé esett, így a rezgőkörben használt kondenzátorok kapacitását 100 pF-nál nagyobbra választottam.

5.3. Tekercsek soros ellenállása

A tekercsek soros ellenállásának becslésére két okból van szükség: egyrészt az LDC1000-es áramkör a sorosellenállás-változással arányos jelet is képes mérni, másrészt a soros ellenállás meghatározza az LC rezgőkör fogyasztását, egyben a rezgés csillapítását.

A soros ellenállást lehet értelmezni egyenáramú táplálás esetén, illetve váltakozó áramú táplálás esetén. Egyenáramú táplálás esetén ennek értéke az ismert kifejezéssel számítható:

$$R_{SDC} = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad (28)$$

ahol:

- ρ a vezető fajlagos ellenállása, mivel a nyomtatott áramköröket rézből készítik, ennek értéke $\rho = 0.0178 \cdot 10^{-6} \Omega m$
- l a spirál hossza, az előző pontban ismertetett módon számítható
- $A = t \cdot w$ a vezető keresztmetszetének nagysága

Nagyfrekvenciás váltakozó áramú táplálás esetén a vezető soros ellenállása megnő. Ennek oka, hogy a nagyfrekvenciás áram nem tud a vezető teljes keresztmetszetén folyni, hanem csak a külső felületén. Ezt nevezik skin-hatásnak. Adott vezető esetén meghatározható, hogy az áram a vezető külső felületéhez képest mennyire „hatol be” a vezető anyagába. Ezt nevezik behatolási mélységnek, amely a frekvencia függvénye. A behatolási mélység [21]:

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu_{Cu} \cdot \sigma_{Cu}}} \text{ [m]} \quad (29)$$

ahol:

- $\sigma_{Cu} = \frac{1}{\rho_{Cu}}$ a réz fajlagos vezetőképessége
- f az áram frekvenciája
- $\mu_{Cu} = \mu_0 \cdot \mu_r \approx \mu_0$ a vákuum és a relatív permeabilitás szorzata réz esetén

A behatolási mélységből a következő kifejezéssel számítható a nagyfrekvenciás soros ellenállás [16]:

$$R_{sAC} = R_{sDC} \cdot \frac{t}{\delta \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\delta}}\right)} \quad (30)$$

Mivel a működési frekvencia LDC1000 esetén elérheti az 5MHz-et, ezért ezzel a hatással számolni kell.

5.4. Nyomatott áramköri terv

A tekercsek geometriájának megtervezése után a gyártáshoz szükséges fájlokat Altium Designer segítségével készítettem el. A mérésekhez 10 különböző tekercset terveztem, úgy, hogy vizsgálni lehessen állandó külső átmérő mellett a menetszám változásának hatását, illetve vizsgálni lehessen állandó menetszám mellett a külső átmérő változásának hatását a kimenetre. Első alkalommal a vezetősáv szélességét, illetve a vezetősávok közti távolságot 0.1 mm-re választottam. Ez az érték az egyes tekercsek induktivitásának nagyságára nagyon kedvező hatással van, így viszonylag sok lehetőség van a geometriai adatok megválasztására, mint utólag kiderült azonban, gyártási költségük túlságosan nagy, így ezek a tekercsek végül nem kerültek legyártásra. Második alkalommal a vezetősáv szélességét, illetve a vezetősávok közti távolságot 0.16 mm-re választottam, így a gyártási költség körülbelül egy nagyságrenddel, darabonkénti kb. 10 ezer Ft-ról kb. 1000 Ft-ra csökkent, viszont az induktivitásértékek is lényegesen kisebbek lettek.

5.4.1. LC kör tervének elkészítése Altium Designer áramkörtervezővel

Az LDC1000 áramkör különböző LC rezgőkörök sajátfrekvenciáját és párhuzamos ellenállását képes mérni, így a hozzájuk csatlakoztatható nyomatott áramkör alapú érzékelők 4 fő részből állnak: a spirál alakú tekercsből, a vele párhuzamosan kapcsolt kondenzátorból, az ehhez csatlakozási pontot biztosító tűkesorból és a rögzítési furatokból.

A tekercsekhez szükséges spirálok CAD szoftver segítségével készültek el, amelyeket .dxf kiterjesztésű fájlként lehetett importálni az Altium Designer nyomatottáramkör-tervező programba. Ezekből aztán egyedi alkatrészeket létrehozva, egy lépésben elhelyezhető, megfelelően sorba kötött kétrétegű tekercseket hoztam létre. A további alkatrészek szabványos alkatrészkönyvtárakban megtalálhatóak voltak.

Külön figyelmet kellett fordítani a spirálok megfelelő elhelyezkedésére, ehhez referenciának a rögzítő furatokat használtam, így rögzítést követően ezek középpontja mindig pontosan ugyanott lesz. A nagy pontosságú pozicionálást segítő a nyomtatott áramkör felületén pozíciórajzolatokat helyeztem el. A kondenzátort minden esetben a spirálokhoz a lehető legközelebb helyeztem el, így csökkentve a különböző zavarok hatását [12]. Mivel a kondenzátor felületszerelt, a nyomtatott áramkör egyik fele teljesen üres, így ezen az oldalon a vezető lemez teljesen megközelítheti a tekercset, ezáltal lehetővé téve a távolságfüggés vizsgálatát. Mivel a csatlakozási pontot biztosító tükcesor furatszerelt, ezért ezt a rezgőkörtől távolra kellett elhelyezni, hogy a nyomtatott áramkör előtt forgó vezető lemez kellőképpen megközelíthesse azt. Emiatt induktív és kapacitív csatolású zajok megzavarhatják a mérést, valamint kismértékben növelik a parazita kapacitást is, így ezekre a mérések során ügyelni kell. A megtervezett tekercsek számolt adatai megtalálhatóak a 3. táblázatban.

N	d_out [mm]	d_in [mm]	L_1 [uH]	L_ö [uH]	C [pF]	f_sens [Hz]	RsDC [Ohm]	RsAC [Ohm]	Rp [Ohm]	C_sajat [pF]	F_sajat [Mhz]
26	18	1,36	4,9	14,8	220	2,79E+06	4,9	7,4	9112	8,31E-12	14,3
20	18	5,2	4,5	13,6	220	2,90E+06	4,6	6,9	8996	7,68E-12	15,5
20	14	1,2	2,3	7,0	330	3,32E+06	3,0	4,6	4594	5E-12	27,0
21	15	1,56	2,8	8,6	330	2,99E+06	3,4	5,2	5021	5,72E-12	22,7
15	15	5,4	2,4	7,4	330	3,23E+06	3,0	4,6	4820	5,06E-12	26,1
15	13	3,4	1,7	5,2	330	3,82E+06	2,4	3,8	4139	4,05E-12	34,5
15	11	1,4	1,1	3,4	330	4,78E+06	1,8	3,0	3364	3,04E-12	49,7
10	15	8,6	1,6	5,0	330	3,94E+06	2,3	3,7	4023	3,91E-12	36,2
10	10	3,6	0,7	2,2	1000	3,41E+06	1,3	2,1	1057	2,23E-12	72,1
10	8	1,6	0,4	1,3	1000	4,47E+06	0,9	1,5	827	1,56E-12	113,4

jelmagyarázat: N - menetszám, d_out - tekercs külső átmérője, d_in - tekercs belső átmérője, L_1 - egy rétegű tekercs induktivitása, L_ö - két rétegű tekercs induktivitása, C - kondenzátor, kapacitás, f_sens - LC kör sajátfrekvenciája, RsDC - tekercs soros DC ellenállása, RsAC - tekercs soros AC ellenállása a sajátfrekvencián, Rp - LC kör párhuzamos ellenállása, C_sajat - tekercs parazita kapacitása, f_sajat - tekercs sajátfrekvenciája

3. táblázat. Megtervezett tekercsek számolt adatai

6. LC kör kondenzátorának megválasztása

A rezgőkör kondenzátorát úgy érdemes megválasztani, hogy annak kapacitása a különböző parazita kapacitásokhoz képest nagy legyen. Ennek oka, hogy a parazita kapacitások értéke instabil, ezért ha a kondenzátor kapacitása nagy, akkor a rezgőkör teljes kapacitásának relatív megváltozása kicsi lesz, amiből kifolyólag a sajátfrekvencia és a párhuzamos ellenállás relatív megváltozása is kicsi. Az általam tervezett tekercsek esetén átlagosan ezeknek a parazita kapacitásoknak az értéke 5...10 pF (lásd 5.2. fejezet).

Emellett figyelembe kell venni a kondenzátor hőmérsékletfüggését is. Ilyen szempontból előnyösek a COG típusú kerámia kondenzátorok. Ezek hőmérsékletváltozás szempontjából igen stabilak, hőmérsékletfüggésük: $30 \frac{\text{ppm}}{\text{C}^\circ}$, $-55 \text{ C}^\circ \dots + 125 \text{ C}^\circ$ között. Ezek azonban csak kis kapacitással elérhetőek: max. $10 \text{ nF} \pm 1\% @ 25 \text{ C}^\circ$. A tervezés során 1 nF kapacitású kondenzátorral számoltam, mivel ez megfelelőnek tűnt a számolt induktivitások mellé.

1 nF -os kondenzátor esetén a hőmérsékletváltozás okozta maximális abszolút hiba:

$$\Delta C = 1 \cdot 10^{-9} \text{ F} \cdot (125 - 25) \text{ C}^\circ \cdot 30 \frac{\text{ppm}}{\text{C}^\circ} = 3 \text{ pF} \quad (31)$$

Ebből a relatív hiba:

$$h_{\text{hőmérséklet}} = \frac{\Delta C}{C} = \frac{3 \text{ pF}}{1 \text{ nF}} = 0.3 \% \quad (32)$$

A sajátfrekvencia és a kapacitás közti összefüggés:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (33)$$

A frekvenciamérés hőmérsékletváltozásból származó rendszeres relatív hibája ez alapján:

$$\frac{df}{dC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L}} \cdot C^{-\frac{3}{2}} \rightarrow \frac{\Delta f}{f} = \frac{df}{dC} \cdot \frac{C}{f} \cdot \frac{\Delta C}{C} = f \cdot -\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{C} \cdot \frac{C}{f} \cdot \frac{\Delta C}{C} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C}{C} \quad (34)$$

$$\frac{df}{dC} = -0.15 \%$$

Párhuzamos ellenállás és a kapacitás közti összefüggés:

$$R_p = \left(\frac{1}{R_s} \cdot \frac{L}{C} \right) \quad (35)$$

A párhuzamos ellenállásmérés hőmérsékletváltozásból származó rendszeres relatív hibája ez alapján:

$$\frac{dR_p}{dC} = \frac{L}{R_s} \cdot -\frac{1}{C^2} \rightarrow \frac{\Delta R_p}{R_p} = R_p \cdot -\frac{1}{C} \cdot \frac{C}{R_p} \cdot \frac{\Delta C}{C} = -1 \cdot \frac{\Delta C}{C} = -0.3 \% \quad (36)$$

7. Mérési eredmények

7.1. Tekercsek vizsgálata

7.1.1. Tekercsek induktivitása

Az maximális frissülési frekvenciát az LC rezgőkör sajátfrekvenciája határozza meg (lásd 3.3. fejezet)[14]:

$$f_s = \frac{f_{sens}}{\frac{t_{resp}}{3}} \quad (37)$$

ahol:

- f_s frissülési frekvencia, meghatározza milyen gyakran lehet új mért értéket kiolvasni az eszköz regiszteréből (mindkét mért értékre vonatkozik)
- f_{sens} az LC kör sajátfrekvenciája (5 kHz-5 MHz)
- t_{resp} a frissülési frekvenciát meghatározó, 192-6144 között előre megadott értékek szerint beállítható regiszter (*Response Time*)

A frissülési frekvenciát meghatározza az LC kör sajátfrekvenciája, amely pedig függ a benne lévő tekercs induktivitásától és a benne lévő kondenzátor kapacitásától. Ahhoz, hogy az LC körbe megfelelő kapacitású kondenzátor kerüljön, meg kell határozni a tekercsek induktivitását. A tekercsek induktivitását Agilent 4284A típusú LCR mérő segítségével mértem meg. A méréshez használt feszültség amplitúdója az LDC1000 által is alkalmazott 4 V volt, a frekvencia pedig az mérőeszköz által kiadható maximális frekvencia: 1 MHz. Az LDC1000 áramkörre maximum 5 MHz sajátfrekvenciájú LC kör köthető, amely nagyobb, mint a mérési frekvencia, viszont mivel az alkalmazás során változik a tekercs induktivitása, ezáltal az LC kör sajátfrekvenciája, a tekercs induktivitásának pontos meghatározására nincs szükség.

A tekercsek tulajdonságait a 4. táblázat mutatja. Minden tekercs kétrétegű nyomtatott áramköri tekercs, a vezetőszélesség és a vezetők közti távolság 0.16 mm.

	N	d_out [mm]	d_in [mm]	L_sz [uH]	L_m [uH]	C [pf]	f_sens [Hz]	f_s [Hz]	RsAC_m [ohm]	Rp_sz [ohm]	h_abs [uH]	h_rel [%]
1.	26	18	1,36	14,87	16,00	220	2,68E+06	4,19E+04	5,40	13468	1,13	7
2.	20	18	5,20	13,68	15,50	220	2,73E+06	4,26E+04	5,00	14091	1,82	12
3.	21	15	1,56	8,59	9,60	330	2,83E+06	4,42E+04	3,50	8312	1,01	11
4.	20	14	1,20	6,99	6,40	330	3,46E+06	5,41E+04	6,70	2895	-0,59	-9
5.	15	15	5,40	7,34	8,30	330	3,04E+06	4,75E+04	2,90	8673	0,96	12
6.	15	13	3,40	5,23	5,80	330	3,64E+06	5,68E+04	2,55	6892	0,57	10
7.	15	11	1,40	3,35	3,80	330	4,49E+06	7,02E+04	2,00	5758	0,45	12
8.	10	15	8,60	4,77	5,60	330	3,70E+06	5,78E+04	2,40	7071	0,83	15
9.	10	10	3,60	2,11	2,60	1000	3,12E+06	4,88E+04	1,25	2080	0,50	19
10.	10	8	1,60	1,22	1,60	1000	3,98E+06	6,22E+04	1,00	1600	0,38	24

*jelmagyarázat: N - menetszám, d_out - tekercs külső átmérő, d_in - tekercs belső átmérő, L_sz - számolt induktivitás, L_m - mért induktivitás, C - kondenzátor kapacitás, f_sens - sajátfrekvencia, f_s - frissülési frekvencia, RsAC_m - soros mért váltakozó áramú ellenállás, Rp_sz - párhuzamos ellenállás számolt, h_abs - abszolút hiba= L_m-L_sz, h_rel - relatív hiba=(L_m-L_sz)/L_m

4. táblázat. Tekercsek tulajdonságai LCR mérővel meghatározva

A tekercsek induktivitása a számolt értékekhez képest egy eset kivételével mindig nagyobb. Az induktivitás mérését követően a kondenzátorok úgy lettek megválasztva, hogy az LC körök sajátfrekvenciája 2 és 4 MHz közé essen. Ennek oka, hogy forgórésztől függően akár 1-1.5 MHz-cel változhat az alkalmazás során a sajátfrekvencia, és az LDC áramkör mérési határa 5 MHz. Az LCR mérővel a tekercsek soros ellenállása is mérhető volt, amelyből

$$Rp = \left(\frac{1}{R_s} \cdot \frac{L}{C} \right) \quad (38)$$

kifejezéssel számítható az LC kör párhuzamos ellenállása [14]. Az LDC áramkör esetén erre az értékre vonatkozó mérési határ: *min*: 798 Ω, *max*: 3.93 MΩ.

A kondenzátorok beforrasztását követően a tekercsek induktivitása az LDC1000 által mért sajátfrekvenciából is meghatározásra került, ezt mutatja a 5. táblázat.

	N	d_out [mm]	d_in [mm]	L_sz [uH]	L_m [uH]	C [pf]	f_sens [Hz]	f_s [Hz]	h_abs [uH]	h_rel [%]
1.	26	18	1,36	14,87	18,6	220	2,49E+06	38875	3,73	20
2.	20	18	5,20	13,68	17,2	220	2,59E+06	40426	3,52	20
3.	21	15	1,56	8,59	8,8	330	2,95E+06	46147	0,21	2
4.	20	14	1,20	6,99	5,5	330	3,74E+06	58372	-1,49	-27
5.	15	15	5,40	7,34	8,2	330	3,06E+06	47805	0,86	11
6.	15	13	3,40	5,23	5,6	330	3,70E+06	57848	0,37	7
7.	15	11	1,40	3,35	3,4	330	4,75E+06	74241	0,05	1
8.	10	15	8,60	4,77	5,4	330	3,77E+06	58910	0,63	12
9.	10	10	3,60	2,11	2,2	1000	3,39E+06	53019	0,10	4
10.	10	8	1,60	1,22	Valószínűleg a kis párhuzamos ellenállás miatt nem volt képes meghajtani az LDC1000					

*Jelmagyarázat: N - menetszám, d_out - tekercs külső átmérő, d_in - tekercs belső átmérő, L_sz - számolt induktivitás, L_m - mért induktivitás, C - kondenzátor kapacitás, f_sens - sajátfrekvencia, f_s - frissülési frekvencia, h_abs - abszolút hiba= L_m-L_sz, h_rel - relatív hiba=(L_m-L_sz)/L_m

5. táblázat. Tekercsek tulajdonságai LDC1000-el meghatározva

A mért értékek láthatóan jól követik a számolt induktivitást, a számítások jó alsó becslést adnak a valós induktivitásra. A 4. sorszámú tekercs kivételével a mért induktivitás mindig nagyobb a számoltnál. A legkisebb, 10. sorszámú tekercset az LDC nem volt képes meghajtani, aminek oka valószínűleg, hogy a párhuzamos ellenállása a mérési határon kívül esik. Ennek okozója lehet, a nagyobb gerjesztési frekvencia miatt a skin-hatás okozta sorosellenállás-növekedés, vagy a kondenzátor beforrasztásából származó parazita hatások, amely miatt a párhuzamos ellenállás a mérési határ alá csökkent.

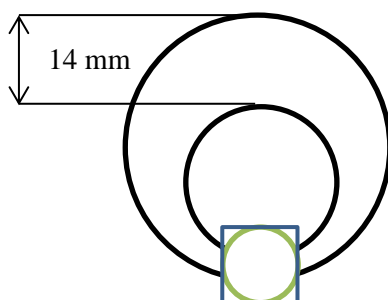
7.1.2. Tekercsek érzékenysége

Az érzékenységvizsgálat során az LDC1000 által mért párhuzamos ellenállás (R_p) legnagyobb megváltozását vizsgáltam. Az LDC áramkörön beállítható, hogy az alkalmazás során ennek az értéknek mennyi lehet a maximuma ($R_{p_{max}}$) és a minimuma ($R_{p_{min}}$) (előre megadott értékek közt lehet választani). Ezen maximum és minimum közötti tartományt képes felbontani az áramkör 16 bitre.

$R_{p_{max}}$ meghatározása: A tekercs előtti vezető lemezt abba a pozícióba kell állítani, ahol a legkisebb az átfedés, ehhez fog tartozni a legkisebb kimeneti érték. $R_{p_{min}}$ először legyen a lehető legkisebb beállítható érték. $R_{p_{max}}$ -ot addig kell csökkenteni, amíg a forgás során létrejövő jel a 0 LSB-nél nem szaturál, ekkor növelni egy egységgel. $R_{p_{min}}$ értékét ezt követően lehet beállítani.

Rp_{min} meghatározása: A tekercs előtti vezető lemezt abba a pozícióba kell állítani, ahol a legnagyobb az átfedés, ehhez fog tartozni a legnagyobb kimeneti érték. Rp_{min} értékét addig kell növelni amíg a forgás során létrejövő jel a maximumánál nem szaturál, ekkor kell csökkenteni egy egységgel.

A mérést a legszélesebb pontján 14 mm széles réz forgórész segítségével végeztem (18. ábra), a tekercstől 0.5 mm távolságra. Mivel ez a forgórész szélesebb, mint néhány tekercs átmérője, így bizonyos tekercsekkel ezt a mérést nem végeztem el, a mérések alapján azonban kijelenthető, hogy a kisebb átmérőjű, emiatt kisebb induktivitású tekercsek érzékenysége kisebb. Az érzékenységvizsgálat eredményeit mutatja a 6. táblázat.



18. ábra. Forgórész és az előtte elhelyezkedő tekercs

	Tekercsek geometriai adatai			Beállított adatok		Mért adatok		Érzékenységi mutatók		Induktivitás		
	N	d_out [mm]	d_in [mm]	Rp_max [kohm]	Rp_min [kohm]	ki_max [LSB]	ki_min [LSB]	(Rp_max-Rp_min) * (Ki_max-Ki_min) [kohm]	ΔRp [ohm]	L_LDC [uH]	L_RLC [uH]	L_számlolt [uH]
1	26	18	1,36	7,1	2,3	26000	1500	117600	3,81	18,6	16,00	14,87
2	20	18	5,20	7,1	2,3	25000	200	119040	4,27	17,2	15,50	13,68
3	20	14	1,20	1,3	0,7	22000	3600	11040	0,36	5,5	6,40	6,99
4	21	15	1.5600	4,3	1,7	31000	2800	73320	2,05	8,8	9,60	8,59
5	15	15	5,40	4,3	1,7	31000	800	78520	2,39	8,2	8,30	7,34
6	10	15	8.6000	4,3	1,3	26000	0	78000	2,78	5,4	5,60	4,77

jelmagyarázat: N - menetszám, d_out - tekercs külső átmérője, d_in - tekercs belső átmérője, ki_max - nyers kimenet maximális értéke, ki_min - nyers kimenet minimális értéke

6. táblázat. Érzékenységvizsgálat eredményei

A legnagyobb induktivitású tekercs az, amelynél Rp_{min} és Rp_{max} közti különbség a legnagyobb és emellett a legnagyobb a kimenet megváltozása LSB-ben egy fordulat során. Ez alapján az érzékenységet jól szemlélteti, ha Rp_{min} és Rp_{max} különbségét beszorozzuk a kimenet megváltozásával, vagy a TI által megadott formulát alkalmazva (3.3.2. fejezet) visszszámoljuk a maximális és a minimális kimenethez tartozó párhuzamos ellenállás értékét

és ezeknek vesszük a különbségét. Ezek alapján a legnagyobb érzékenysége az 6. táblázat szerinti a 2. tekercsnek van.

Induktivitás szerint sorba rendezve látható az érzékenység alakulása a 7. táblázatban. Ez alapján látható, hogy az érzékenység növekszik az induktivitás növelésével, valamint a közel azonos induktivitású tekercsek esetén az az érzékenyebb, amelyeknek a belső átmérője nagyobb. Emellett figyelembe kell venni azt is, hogy nagyobb külső átmérőjű tekercs esetén az érzékenység növelhető szélesebb forgórész alkalmazásával is, tehát a 18 mm külső átmérőjű tekercsek érzékenysége így még tovább növelhető.

Tekercsek geometriai adatai			Induktivitás	Érzékenységi mutatók		
N	d_out [mm]	d_in [mm]	L_LDC[uH]	ΔR_p [ohm]	(Rp_max-Rp_min) *	(Ki_max-Ki_min) [kohm]
26	18	1,36	18,6	3,81		117000
20	18	5,20	17,2	4,27		119000
21	15	1.5600	8,8	2,05		73000
15	15	5,40	8,2	2,39		78000
20	14	1,20	5,5	0,36		11000
10	15	8.6000	5,4	2,78		78000

7. táblázat. Érzékenység, induktivitás szerinti sorrendben

A mért kimeneti érték erősen függ a tekercs és a forgórész közti távolságtól, amely a tekercsek átszerelése során kissé változhatott. Ez a kimeneten tekercstől függően ~1000 LSB változást okozhatott, tehát a közel azonos induktivitású tekercsek esetén az érzékenységi sorrendet ez megváltoztathatja.

A további méréseket a 26 menetes, 18 mm külső átmérőjű tekercssel végeztem. Ennek érzékenysége az egyik legnagyobb, a nagy külső átmérő miatt az összes forgórészgeometria jól vizsgálható vele, és a prototípusszenzor készítése során létrejövő mechanikai károsodás esetén (a rögzítéshez további furatokat kellett készíteni a tekercs hordozóján) ugyanekkora külső átmérővel rendelkezésre állt még egy tekercs.

7.2. Forgórészek vizsgálata

7.2.1. A mérések célja

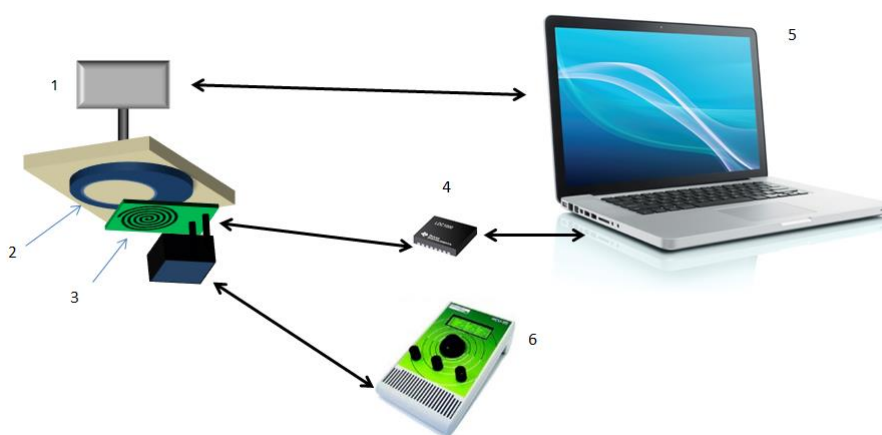
A mérések során a forgórészsel kapcsolatban két tulajdonságot vizsgáltam:

Az egyik az érzékenység, azaz, hogy egy körülfordulás során mekkora a kimenetek amplitúdója. A mérések során vizsgáltam, hogy hogyan függ az érzékenység a forgórész anyagától, valamint a tekercs és a forgórész közötti távolságtól.

A másik vizsgált tulajdonság az egy körülfordulás alatt keletkező kimeneti jelalak szinuszsága (4.1.1. fejezet). Ez alapján megvizsgáltam forgórészgeometriának, a forgórész megdöntésének és a forgórész és a tekercs közti távolság megváltozásának hatását a kimenet jelalakjára.

7.2.2. Mérési elrendezés

A forgórészek vizsgálatához kialakított mérési elrendezést szemlélteti a 19. ábra. A forgórész forgatását egy Faulhaber típusú BLDC motor [22] (1) végezte léptetőmotoros üzemmódban. A forgórész lemez (2) egy plexire került rögzítésre ragasztással, a plexit pedig, amennyiben lehetséges volt, műanyag csavar rögzítette a motorhoz. A későbbi mérésekből kiderült, hogy ez a csavar akkor sem zavarta a mérést, ha fémből készült. Ennek oka, hogy a csavar forgásszimmetrikus, valamint nagy távolságra volt a forgórésztől (kb. 1 cm). A forgórész alatt helyezkedett el a tekercs, illetve a vele párhuzamosan kapcsolt kondenzátor egy nyáklemezen (3). Ennek pozícionálását egy Smaract típusú, 5 szabadságfokú, kézi vezérlésű eszköz tette lehetővé [23][24][25] (6). Az LC kört az LDC1000 áramkör (4) hajtotta meg, amely a TI által biztosított mikrokontrollerrel csatlakozott a számítógéphez (5) egy soros porton. A számítógépről lehetett vezérelni az LDC1000 áramkört, valamint a mintavételezést, illetve innen lehetett programozni és vezérelni a Faulhaber motort.



19. ábra. Mérési elrendezés

7.2.2.1. Mért értékek mentési sebessége és a BLDC motor beállítása szinuszoságvizsgálathoz

A Faulhaber BLDC motor használható léptetőmotoros üzemben, ekkor egy fordulatot legfeljebb 3000 lépésre képes felbontani. A mérés során egy fordulat 250 egyenlő lépésre lett felosztva, így egy léptetés 1.44° -os elfordulásnak felelt meg. A mintavételezés megkezdését követően kezdődött meg a forgatás, minden szöghelyzetben egy adott ideig várva, majd egyet léptetve. Ez alapján egy fordulat idejét az adott szöghelyzetben történő várakozás, valamint a teljes fordulat adott lépésszámra történő felosztása határozza meg. A motor adott pozícióba történő beállási ideje miatt ahhoz, hogy minden szöghelyzethez egyértelműen meghatározhatóak legyenek a mért értékek, egy pozícióban legalább 1000 db mintára van szükség. Ez 2000 Hz-es mintavételezési frekvenciával és egy pozícióban 0.5 s-os várakozással lett megvalósítva ($2000 \text{ Hz} \cdot 0.5 \text{ s} = 1000$). Egy fordulat $250 \text{ lépés} \cdot 0.5 \text{ s} = 125 \text{ s}$ ideig tartott. Mivel a vett jel zajos volt, a jelet átlagoltam (200 mintát). A forgatást mindig abban a szöghelyzetben kezdtem, ahol a forgatás során keletkező jel meredeksége a lehető legnagyobb, hogy a forgatás kezdete Matlabban egyértelműen kivehető legyen. Ezáltal minden szöghelyzethez sikerült meghatározni egy kimeneti értéket, így adott volt egy szinuszos jellegű jel.

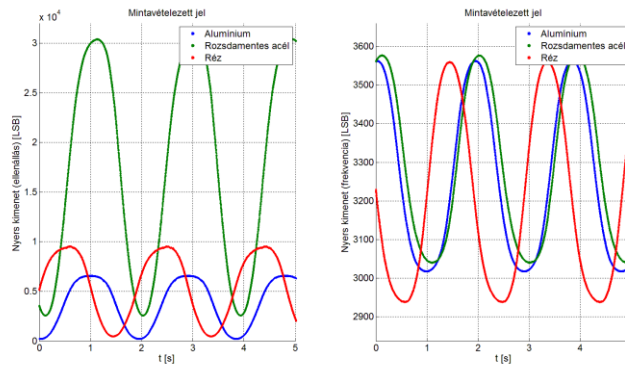
7.2.2.2. Hozzávezetés árnyékolása

Adott környezeti körülmények között a tekercs közelében lévő, a tekercset tartó (de a tekercssel nem vezető kapcsolatban lévő) fémtárgy, vagy az LDC áramkört meghajtó számítógép fémházának érintésére a kimeneten egy ofszet jelent meg, amely az érintés befejeztével elmúlt. A jelenséget a tekercs és az LDC áramkör között lévő vezeték és a további fémtárgyak közti induktív vagy kapacitív csatolás okozhatja. Árnyékolt vezeték alkalmazása esetén, az árnyékolást föld potenciálhoz csatlakoztatva, a zavarás nagymértékben lecsökkent. Ez alapján, a zavaró hatás csökkentése érdekében, a tekercs és az áramkör között a lehető legrövidebb és árnyékolt vezetéket érdemes használni.

7.2.3. Érzékenységvizsgálat

Az érzékenység vizsgálat során először a párhuzamos ellenállás és a sajátfrekvencia megváltozását mértem, különböző anyagból készült forgórészek esetén. A három anyag: mágnesezhető rozsdamentes acél, alumínium, réz. A tekercs és a forgórész között 0.5 mm távolságot tartva, a forgórészt egyenletesen forgatva mintavételeztem a kimeneteket. (Mivel ennél a mérésnél a jelalakokra nincs szükség, a korábban ismertetett léptetőmotoros

üzemmódot itt nem használtam). A párhuzamos ellenállás méréséhez $R_{P_{MAX}}$ és $R_{P_{MIN}}$ értékét úgy választottam meg, hogy a kimenet egyik anyagnál se szaturáljon. A frekvenciaméréshez t_{resp} értékét a lehető legnagyobbra választottam, hogy a frekvenciamérés felbontása maximális legyen. A mérések eredményeit mutatja a 20. ábra és a 8. táblázat.



20. ábra. Párhuzamos ellenállás és frekvencia amplitúdók 3 anyag esetén

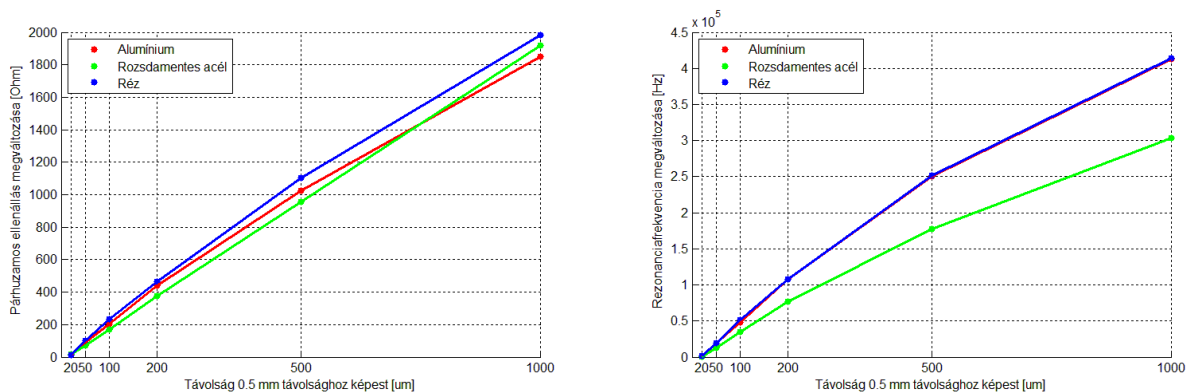
	$\Delta k_i (R_p)$ [LSB]	$\Delta k_i (F)$ [LSB]	ΔR_p [Ohm]	Δf_{sens} [Hz]
Alumínium	6358	546	3198	6,24E+05
Acél	27841	538	5014	6,08E+05
Réz	9067	623	3831	7,32E+05

8. táblázat. Egyes anyagok esetén a kimenetek peak-to-peak értéke

Az eredmények a vártak megfelelően alakultak (4.2. fejezet). Legnagyobb párhuzamosellenállás-változást az acél okoz, mivel ennél az anyagnál az örvényáramú veszteségek mellett a hiszterézisveszteség is növeli a rezisztív veszteségeket. A legnagyobb sajátfrekvencia-változás a réznél figyelhető meg, aminek oka, hogy ennek az anyagnak a legjobb a vezetőképessége.

A másik vizsgált paraméter a tekercs és a forgórész felülete közti távolság hatása. A mérések során a kimeneten erős távolságfüggést tapasztaltam, a távolság növelésével a kimenetek amplitúdója lecsökkent. Emiatt különböző anyagok esetén megvizsgáltam a kimenet távolságfüggését. A forgórész és a tekercs között 0.5 mm távolságot állítottam be, abban a pozícióban, ahol a vezető lemez teljesen fedi a tekercset, majd különböző mértékben megváltoztatva a távolságot, mentettem a kimenetet. Az egyes anyagok esetén a kimenetek megváltozását mutatja a 21. ábra. A távolságfüggés és a korábbi eredmények alapján (8. táblázat) 1 mm távolságnövekedés a kimenetek amplitúdóját körülbelül a felére csökkenti. Látható, hogy körülbelül 1 mm-ig a távolságfüggés lineárisnak tekinthető. Efölött

tapasztalataim alapján ez a függés logaritmikus jellegű, tehát a távolság megváltozásából származó hiba nagyobb távolságok esetén kisebb, cserébe viszont itt az érzékenység is kisebb.



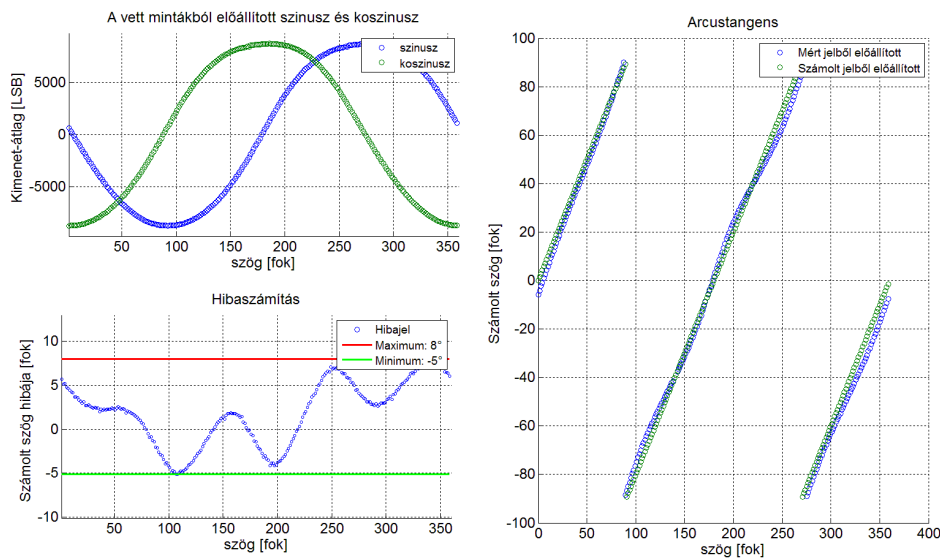
21. ábra. Az egyes kimenetek abszolút megváltozása a távolság függvényében

A távolságfüggés miatt a kimeneti jelalakra hatással van az, ha a forgástengely és a forgórész lemez síkja nem pontosan 90° -ot zár be (tehát a forgórész valamelyik irányban megdől), mivel ekkor a tekercs és a forgórész közti távolság egy fordulat során nem állandó. Ezt a hatást a gyártási toleranciákból származó hibák miatt szükséges megvizsgálni.

7.2.4. Szinuszoságvizsgálat

A kimenet szinuszoságát a 4.1.1. fejezetben ismertetett szöghelyzet-meghatározási módszer miatt szükséges vizsgálni. A módszer lényege, hogy ha a szögelfordulás függvényében rendelkezésünkre áll egy szinusz- és egy koszinuszjel, akkor ezek hányadosából képzett arctg függvény segítségével meghatározható a szöghelyzet. A Faulhaber motort léptetőmotoros üzemben használva (7.2.2.1. fejezet) sikerült 1.44° -onként minden szöghelyzethez meghatározni egy kimeneti értéket, így adott volt egy szinusz jellegű jel. A forgórész formájából adódóan, ahhoz, hogy egyértelműen meghatározható legyen a szöghelyzet, kell egy 90° -kal eltolt kimenet is (koszinusz). A mérésekhez viszont azonos tekercsekből nem volt több darab, ezért a 90° -kal eltolt jelet szoftveres úton állítottam elő, Matlab segítségével. Ez a megoldás azt feltételezi, hogy az eredeti tekercshez képest pontosan 90° -ra van egy másik ugyanolyan tekercs, amely 90° fázistolással ugyanazt a kimenetet szolgáltatja. A mintasorozat mindig 250 mintából állt, így pontosan meghatározható volt az, hogy hány mintával kell eltolni a mintavételezett jelet ahhoz, hogy egy koszinuszjel is előálljon. Az előállított szinusz és koszinusz jellegű jel (22. ábra bal felső kép) hányadosából számítható volt az arctg. A szinuszjel nem tökéletes, amiből kifolyólag a koszinuszjel sem ideális, ezért a számolt arctg-nek is lesz hibája egy ideális tangensből számolt arctg-hez képest (22. ábra jobb kép). Ez a hibajel jól reprezentálja a szöghelyzet-meghatározás hibáját

(22. ábra bal alsó kép). A vett szinuszjel kezdőfázisa pontosan nem meghatározható, ezért az illesztett arctg sem lesz pontosan azonos fázisban a vett jelből számolt arctg-sel. Ez a fázishiba a hibajelben ofszetet okoz, így a hibajelnek az ebből származó tulajdonságait nem lehet vizsgálni. Ehhez egy referenciapontra van szükség, amelynek meghatározására a többszöri átszerelés miatt nem volt lehetőség. A számolt tangensjelet úgy illeszttem a mért tangensjelhez, hogy ahol a mért jel szerint 0° lenne a szöghelyzet, ott a mért és számolt tangensjel azonos fázisban legyen. Ez a vett szinuszjelben a legnagyobb meredekségű ponthoz tartozik.

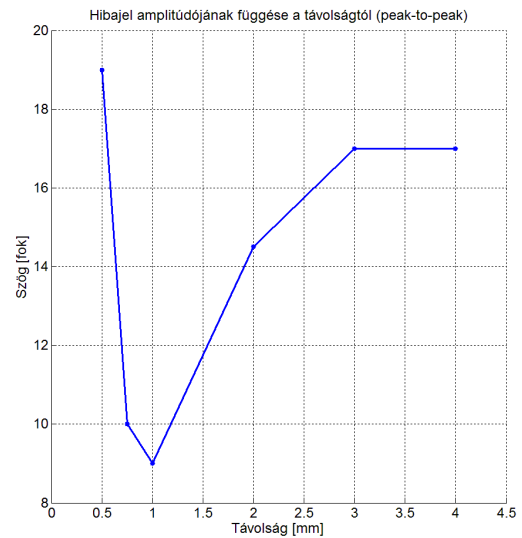
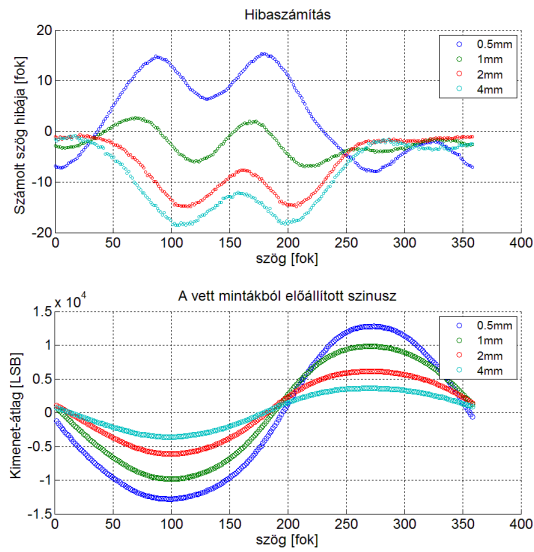


22. ábra. Szöghiba számítás lépései

A mérések során vizsgáltam a forgórész-geometria, a tekercs és a forgórész közti távolság és a forgórész dőlésének hatását a kimeneti jel spektrumára, a szöghiba peak-to-peak értékére, valamint a szöghiba spektrumára.

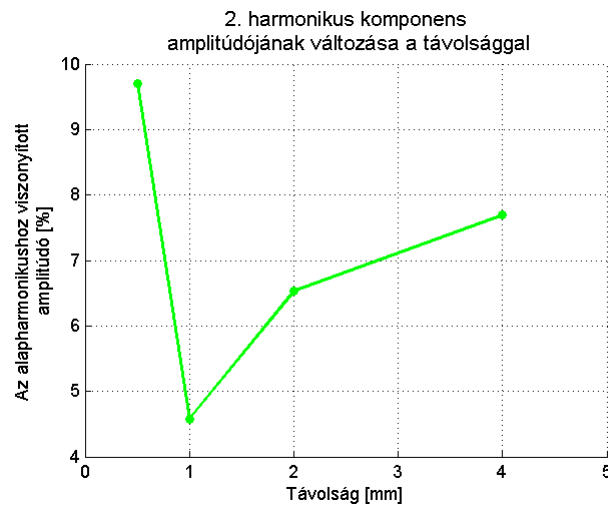
7.2.4.1. Normál állás, különböző távolságokban

A 23. ábra alapján látható, hogy a távolság növelésével a szöghiba amplitúdója növekszik. Kisebb távolság esetén egységnyi elfordulásra többet változik a kimenet, emiatt a vett szinuszjel a (forgórész szélesebb részeinek megfelelő szögpozícióban) hegyesebb, ezáltal jobban megközelíti az ideális szinuszjelet, így kisebb a szöghiba. 1 mm-nél kisebb távolság esetén a hiba amplitúdója ismét növekszik, a szinuszjel csúcsa túlságosan háromszögesedik.



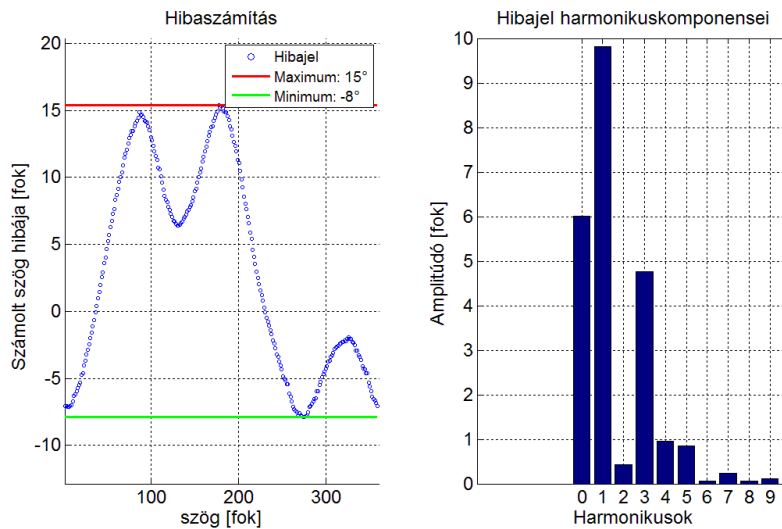
23. ábra. A hibajel (bal felső), a vett jel (bal alsó) és a hibajel peak-to-peak értéke különböző távolságok esetén

Egyértelmű összefüggés figyelhető meg mintavételezett jelben az 1. felharmonikus komponens (2. harmonikus) amplitúdója, és a szöghiba amplitúdója között, tehát ahol nagyobb a szöghiba peak-to-peak értéke (23. ábra jobb oldali kép), ott a vett jelben az 1. felharmonikus (2. harmonikus) amplitúdója is nagyobb (24. ábra).



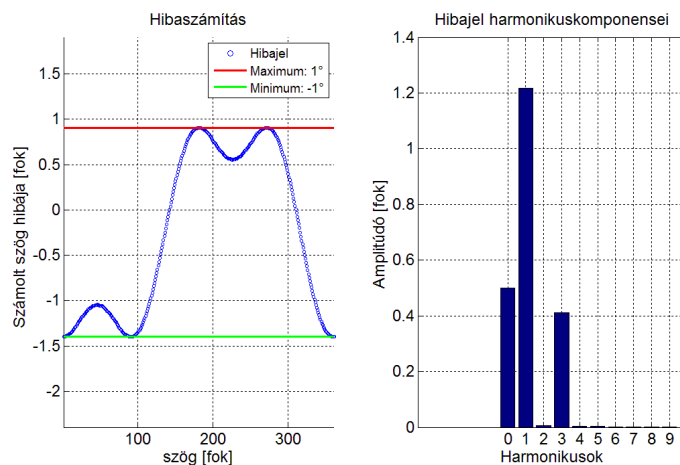
24. ábra. 2. harmonikus változása a távolsággal a vett jelben

A szöghibában minden mérés során az alapharmonikus és a 2. felharmonikus (3. harmonikus) komponens amplitúdója volt nagy, tehát ezek a hibakomponensek valószínűleg a formából származnak (25. ábra). Emiatt szükséges volt a formát is megvizsgálni.



25. ábra. A hibajel harmonikustartalma 0.5 mm távolság esetén

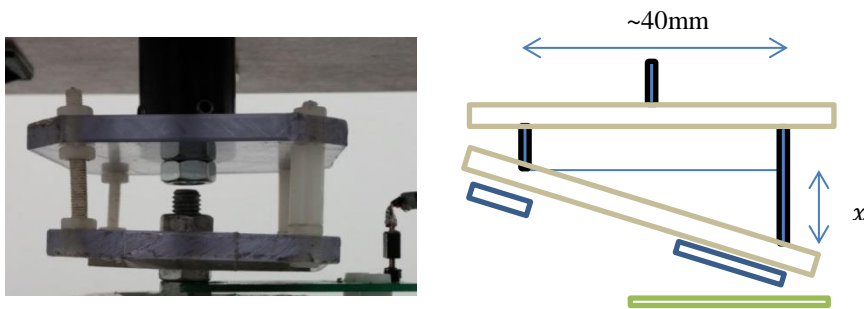
Amennyiben a kimenetet adott szögpozícióban a tekercs fölött lévő lemez szélességével közelítjük, előállítható egy teljes fordulatra a valós kimenetet közelítő jel. Ennek a jelnek is megvizsgálható a harmonikustartalma, illetve ebből a jelből is számítható „szöghiba”, a korábban ismertetett módszerrel (26. ábra). A közelítő jel esetén ugyanúgy megjelenik az 1. felharmonikus komponens, mint a méréseknél, bár csak kismértékben. A szöghiba jelében szintén megjelenik az alap- és 2. felharmonikus komponens, mint ahogyan korábban a méréseknél. Ebből lehet következtetni arra, hogy a forgórész geometriája rossz, és egyben meghatározható az is, hogy milyen hibát okoz. Az azonban, hogy ezeknek a harmonikus komponenseknek az amplitúdója milyen mértékben származik a formából, még további vizsgálatokat igényel.



26. ábra. A közelítő jelből számított szöghiba és annak spektruma

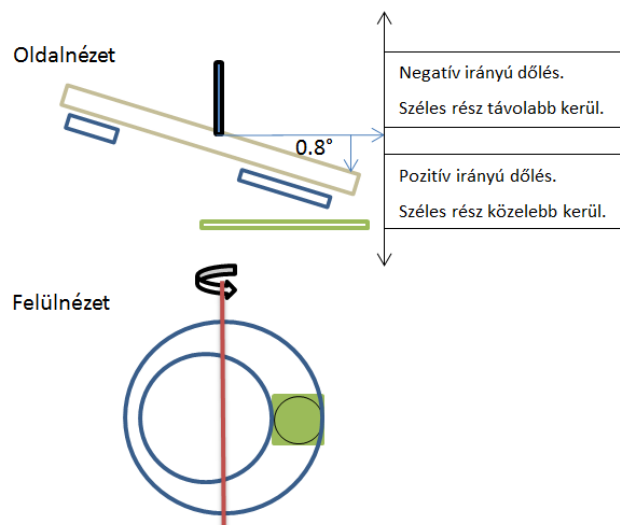
7.2.4.2. Forgórész dőlésének beállítása

A távolságfüggés miatt, a forgórész döntöttsége, amely a nem megfelelő rögzítésből származik, mérési hibát okozhat. Az ebből származó hiba vizsgálatára egy további plexi és 4 db sűrű menetes műanyag csavar segítségével készült a 27. ábrán látható elrendezés, amellyel ismert szögben lehetséges megdönteni a forgórészt. A műanyag csavar, mivel nem vezető anyagból készült, ezért a mintavételezés során zavaró hatása nincs, és a fémcavarokhoz képest nagyobb rugalmassága lehetővé teszi néhány fokos dőlés kialakítását. Az x nagysága (27. ábra jobb oldali kép) körülbelül $\Delta x = 0.1 \text{ mm}$ pontossággal állítható, ami $\text{atan}\left(\frac{\Delta x}{40 \text{ mm}}\right) = \text{atan}\left(\frac{0.1 \text{ mm}}{40 \text{ mm}}\right) \approx 0.15^\circ$ felbontásnak felel meg (kis szögek esetén).

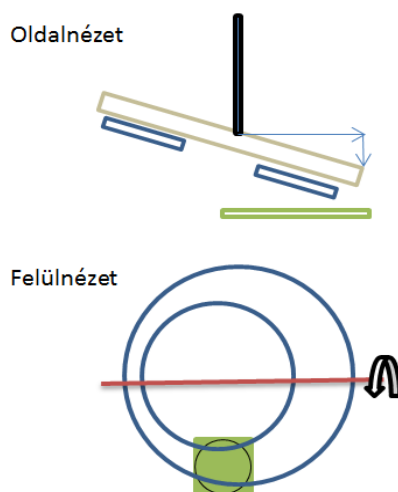


27. ábra. Forgórész megdöntése

A megdöntést a szimmetrikus formából adódóan 2 alapesetre lehet szétbontani: a hosszirányú megdöntésre (28. ábra) amelynél meg kell különböztetni, hogy a dőlésszög előjele pozitív vagy negatív, mivel ezek más jellegű hibát okoznak. A másik lehetőség az oldalirányú megdöntés (29. ábra), ahol a forgórész szimmetriájából adódóan a dőlésszöget előjel szerint nem kell megkülönböztetni.



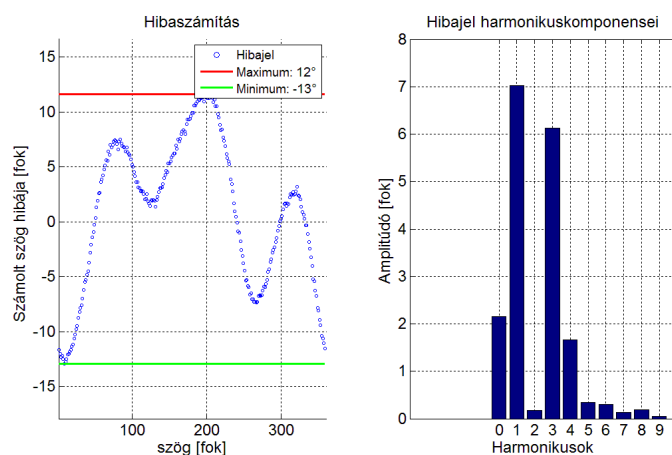
28. ábra. Hosszirányú dőlés



29. ábra. Oldalirányú dőlés

7.2.4.3. Oldalirányú dőlés hatása

Ilyen megdöntés esetén a kimeneti jel spektrumában nem figyelhető meg szabályszerűség és a szöghiba peak-to-peak értéke sem változik jelentősen, viszont a szöghiba harmonikustartalma megváltozik, az eddigi alap- és 2. felharmonikus komponens mellett megjelenik a 3. felharmonikus (4. harmonikus) is (30. ábra).

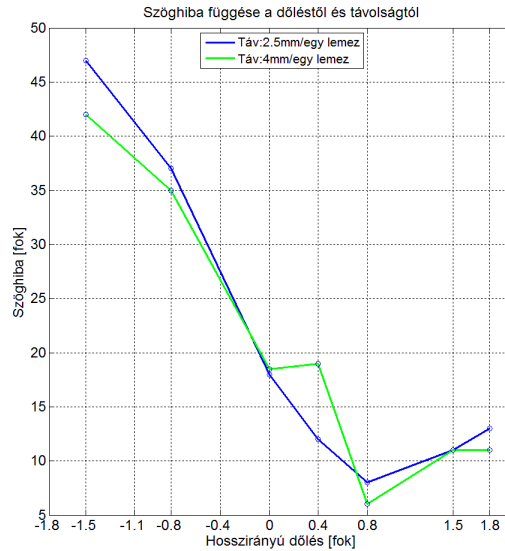


30. ábra. Oldalirányú dőlés vizsgálata, 4 mm távolság

7.2.4.4. Hosszirányú dőlés hatása

Ilyen jellegű megdöntés esetén a kimeneti jel és a szöghiba harmonikus komponensei nem változtak, viszont a szöghiba amplitúdója igen (31. ábra). Látható, hogy amikor 0.8° -kal pozitív irányba van megdöntve a forgórész, tehát a szélesebb része közelebb kerül, akkor a szöghiba amplitúdójának minimuma van. Ennek oka, hogy a vett jel meredeksége a széles résznek megfelelő pozícióban nagyobb, amely „hegyesebb” szinuszjelet eredményez, amely jobban megközelíti az ideális szinuszt, ezáltal a szöghiba lecsökken. Ebből lehet következtetni arra, hogy a lemez formája mely helyeken nem megfelelő. Jelen esetben, mivel nagyobb meredekségű jelre van szükség, a széles résznél nem növekszik kellő mértékben a szélesség. 0.8° -nál nagyobb dőlésszög esetén a szöghiba amplitúdója ismét növekedni kezdett, a szinuszjel csúcsa itt már túlságosan hátrahátrétegződik.

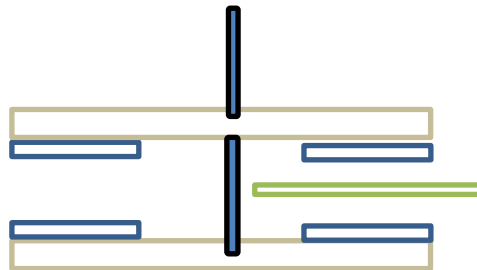
Habár megfelelő döntéssel csökkenthető a szöghiba, ezt alkalmazni nem érdemes, mivel forgatás során emiatt a forgórész függőleges irányú rezgőmozgást fog végezni, ami a mechanikai felfogatást forgási sebességtől függően terheli, ezzel csökkentve a teljes rendszer mechanikai robusztusságát.



31. ábra. Szöghiba függése a hosszirányú megdöntéstől

7.2.5. Két lemezes elrendezés

A forgórész megdőléséből származó hiba kompenzálására az 32. ábra szerinti két lemezzel felépített forgórészt is megvizsgáltam. Az elrendezés a lényege, hogy ha a felső forgórész megdől, akkor vele együtt az alsó is meg fog dőlni, tehát ha a felső lemez például egy adott helyzetben közelebb kerül, akkor az alsó lemez ugyanannyival fog eltávolodni, így a kimenet várhatóan nem változik. Emellett további előnye ennek az elrendezésnek, hogy az érzékenységet, azonos alsó és felső lemez esetén, a duplájára növeli.



32. ábra. Két lemezes elrendezés

Ennek az elrendezésnek a vizsgálatát alumíniumból készült lemezek segítségével végeztem, mivel csak ilyen anyagból készültek közel azonos méretű és geometriájú forgórészek.

7.2.5.1. Normál állás

Ilyen elrendezés esetén a szöghiba amplitúdója körülbelül a duplájára növekszik, amelynek oka a közel kétszeresére növekedett érzékenység. A kimeneti jelben és a

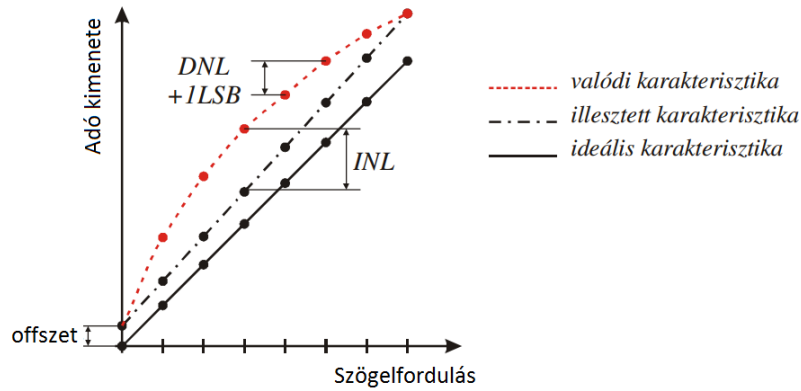
szöghibában ugyanazok a harmonikus komponensek vannak, mint egy lemezes elrendezés esetén. Elméletben, ha a két forgórész között a tekercs nem pontosan középen helyezkedne el, akkor a kimenet nem változna ahhoz képest, mint amikor a tekercs pontosan középen van. Ez a gyakorlatban nem teljesült, a két forgórész között mozgatva a tekercset, változik a kimenet, amelynek minimuma van a két forgórész között félúton.

7.2.5.2. Dőlések hatása

Az egy lemezes elrendezés esetén az oldalirányú dőlés okozta 3. felharmonikus komponens a két lemezes elrendezés esetén nem vagy csak kis amplitúdóval jelent meg, tehát a kompenzáció jól működött. Hosszirányú megdőlés esetén a dőlésből származó szöghiba amplitúdójának a megváltozása kisebb volt, mint egy lemezes elrendezésnél.

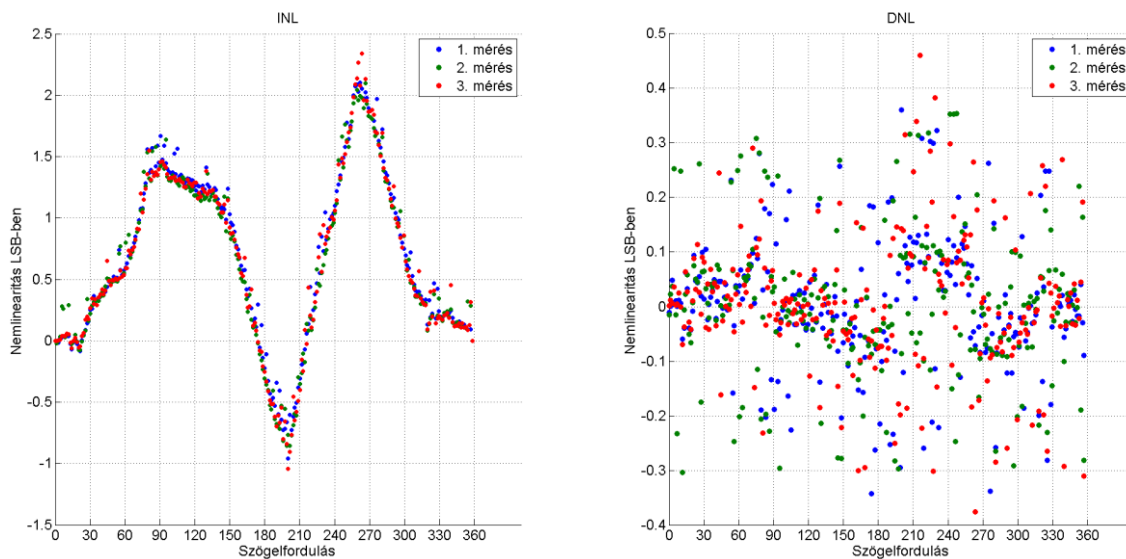
7.2.6. Léptetőmotoros üzem ellenőrzése inkrementális adóval

Mivel a szöghibák amplitúdója nagy volt az elvárthoz képest, ezért szükséges megvizsgálni, hogy mekkora hiba származik a forgatást végző motor pozicionálásából. A szögmérés pontosságát meghatározza, hogy a motor által egységnyinek vélt elfordulás minden léptetésnél azonos nagyságú-e. Ezt a motorhoz készített inkrementális adóval lehetséges ellenőrizni. A motoron ugyanazt a programot futtatva, mint ami az induktív szenzor vizsgálatához lett felhasználva (tehát egy fordulatot 250 lépésre bontva, ami lépésenként 1.44° , minden lépést követően 0.5 s-t várakozva) az inkrementális adó rögzítette a motor pozícióját. Ezáltal 1.44° -onként minden szögpozícióhoz meghatározható lett egy kimeneti érték, amely értékeket összekötve egy egyenest kapnánk, a motor egyirányú forgatásából adódóan. Mivel ezek a pontok nem fekszenek fel egy egyenesre, a motor léptetőmotoros üzemmódja nemlineáris viselkedésű. A motor nemlinearitását lehet jellemezni a kimenet végpontjaira illesztett egyenesből számítható, integrális nemlinearitási hibával (INL) és a differenciális nemlinearitási hibával (DNL) (33. ábra). INL: a valós és az illesztett egyenes által meghatározott kimeneti értékek különbsége. DNL: megadja hogy, két szomszédos szöghelyzethez tartozó kimeneti értékek különbsége mennyivel tér el az illesztett egyenes által meghatározott LSB-től [26].



33. ábra. INL és DNL

Az illesztett egyenesből számított 1 LSB-nek 1.44° szögelfordulás felel meg, amely az inkrementer kimenetén 79.65 egység változást jelent. A motor nemlinearitási hibáit mutatja a 34. ábra. Az integrális nemlinearitási hiba nagy, maximuma: $2.4 \cdot 1.44^\circ \approx 3.5^\circ$, viszont mindhárom mérés esetén azonos jellegű. A differenciális nemlinearitási hiba maximuma $< 0.5 \cdot 1.44^\circ = 0.72^\circ$.



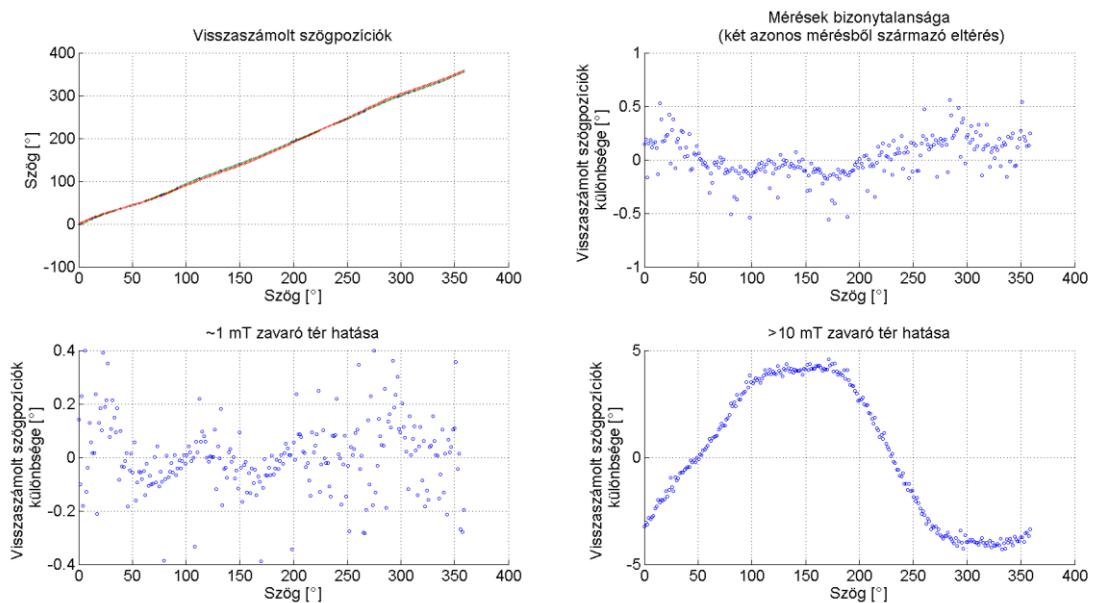
34. ábra. INL és DNL

Ez alapján az induktív szenzor vizsgálata során 3.5° -nál kisebb szöghiba nem érhető el. Emiatt, hogy a méréseket megfelelő pontossággal lehessen elvégezni szükséges a továbbiakban az inkrementer felhasználása.

7.3. Külső mágneses tér hatása

Az induktív szenzor vizsgálatának egyik oka, hogy várhatóan kevésbé érzékeny külső mágneses térre, ami nagy előnyt jelentene a mágneses szenzorral szemben. Külső mágneses tér az induktív szenzor vezető lemezében örvényáramot hozhat létre, amely mindkét mért érték esetén ofszetet okoz. Ha a vezető lemez ferromágneses tulajdonságú, akkor a külső térrel szemben az induktív szenzor nehezebben tudja átmágnesezni a vezető lemezt, ami a szenzor számára nagyobb rezisztív veszteségként értelmezhető, tehát a mért ellenállásba ofszet kerül. (Ebben az esetben várhatóan csak a külső mágneses térnek az induktív szenzor mágneses terére merőleges komponense okoz hibát.) A mérés során az ofszetből származó szöghiba mértékét vizsgáltam, ferromágneses forgórész segítségével.

Külső mágneses tér hatásának a vizsgálatakor, fontos szempont, hogy egyéb külső és a szenzor saját jellemzőiből származó hibákat ne vegyük figyelembe, ezért a vizsgálat során a vett jelből visszszámolt szögpozíciók különbségét vizsgáltam állandó nagyságú külső térrel, illetve zavaró tér nélkül. Emellett megvizsgáltam a mérés megismételhetőségéből származó hibát, így pontosan lehetett következtetni a külső tér okozta hiba mértékére. Az állandó nagyságú külső zavaró tér az induktív szenzor érzékelője alatt elhelyezett állandó mágnesből származott. A szenzornál a külső tér nagyságát egy digitális Gauss-méter segítségével mértem meg, így beállítható volt a mágnes és az induktív szenzor között a kívánt zavaró térnek megfelelő távolság. A vizsgálatok eredményeit mutatja a 35. ábra.



35. ábra. Külső mágneses tér okozta szöghiba

A mérések megismételhetőségből származó hiba peak-to-peak értéke körülbelül 1° . Látható, hogy ~ 1 mT külső mágneses indukció esetén szintén ennyi az eltérés a referencijelhez képest, tehát ekkora mágneses tér nem okoz hibát. Mérhető hibát okoz, ha a külső mágneses tér indukciója ~ 10 mT. Ekkor a szöghiba függ a forgórész szögpozíciójától, peak-to-peak értéke körülbelül 8° .

Ezek alapján az induktív szenzorok érzékenysége külső mágneses térre a magnetorezisztív szenzorokhoz képest kisebb (lásd 2.2 fejezet).

7.4. További fejlesztések előkészítése

7.4.1. Inkrementális adó jelének felhasználása a léptetőmotoros üzemhez

A léptetőmotoros üzem pozicionálásából származó hiba kiküszöbölése miatt szükséges felhasználni motorhoz kapcsolódó inkrementális adó jelét a további mérésekhez. A motorhoz kapcsolódó inkrementális adó egy optikai elven működő relatív szöghelyzetadó, amely négyszeres kiértékelési mód esetén $\frac{360^\circ}{20000} = 0.018^\circ$ felbontással képes megadni a motor forgórészének szögpozícióját [1].

A 7.2.2.1 fejezetben ismertetett vezérlési módot alkalmazva a szenzor kimenetének mentése mellett lehetőség van menteni az inkrementer kimenetét is. Ekkor minden egyes mért értékhez meghatározható a motor pozicionálásának a hibája fokban, hasonló módon, mint ahogy korábban az integrális nemlinearitás lett meghatározva (7.2.6 fejezet). Ekkor az első vett mintát referenciának véve meghatározható, hogy melyik szöghelyzetben történt a szenzor kimenetének a mintavételezése. Ennek pontosságát az inkrementális adó felbontása, és a motor adott pozícióra történő beállításának a bizonytalansága határozza meg. A motor adott pozícióra történő beállításának a bizonytalanságát az okozza, hogy amikor a motor megáll egy adott szöghelyzetben akkor egy adott pozícióra próbál szabályozni, ami miatt időnként kissé elmozdul. Emiatt az inkrementer kimenete is változik, mérések alapján maximum 10 egységgel, ami $\frac{360^\circ}{20000} \cdot 10 = 0.18^\circ$ -nak felel meg. Ezek alapján annak a hibája, hogy a szenzor kimenetén mintavételezett értékek melyik szöghelyzethez tartoznak $\pm 0.18^\circ$. Ekkor viszont a szomszédos minták szögpozíciója közti távolság nem állandó. Ez bizonyos vizsgálatoknál problémát okozhat, ami miatt szükség lehet a kapott jel újramintavételezésére. Erre ad lehetőséget például a Matlab `spline()` függvénye, amely a mintavételezett jel összetartozó x és y koordinátái alapján, szomszédos pontokra illesztett harmadfokú polinom segítségével újramintavételezi a jelet adott mintavételi frekvenciával.

Így becsülhető a szenzor kimenete adott szögpozíciókban, úgy hogy az egyes minták pozíciója közti távolság állandó és úgy, hogy a motor pozícionálásából származó hibát kiküszöböltük.

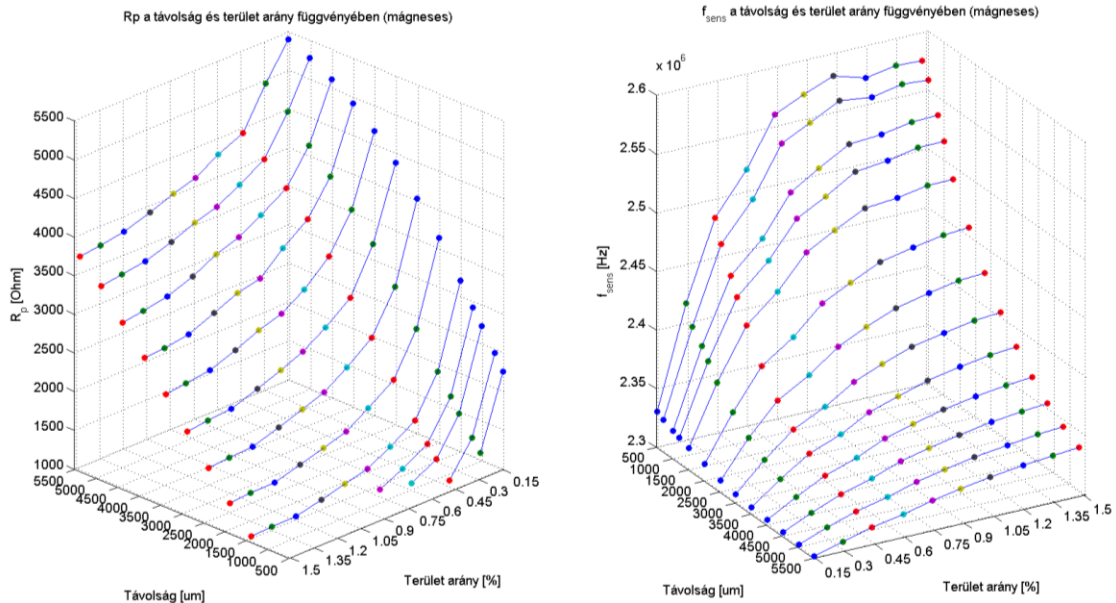
7.4.2. Adott tekercs karakterizációja a forgórészgeometria fejlesztéséhez

További forgórészek tervezéséhez szükséges pontosan leírni az adott tekercs viselkedését. Emiatt a korábbi mérésekhez felhasznált 26 menetes és 18 mm átmérőjű tekercs (3. táblázat) kimenetét vizsgáltam különböző távolságokban és különböző átmérőjű fémkorongokkal, ahol a fémkorongok mágnesezhető, illetve nem mágnesezhető rozsdamentes acélból készültek (9. táblázat). Ezáltal meghatározható az egyes kimenetek távolságfüggése, illetve felülettől/átmérőtől való függése, amelyek alapján a továbbiakban megtervezhető, hogy a forgórésznek adott szögpozícióban milyen szélesnek kell lennie ahhoz, hogy a kimenet szinuszosan változzon a forgás során.

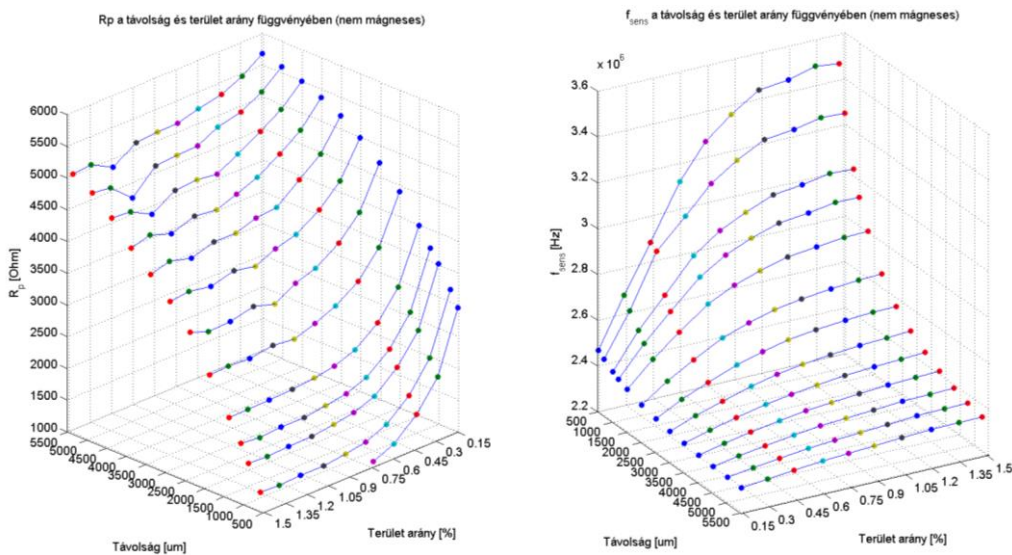
Anyag	Ferrites krómaccél	Ausztenites acél
Permeabilitás	600 - 1000 (20°C)	1,021 (20°C)
Mágnesezhetőség	igen	nem

9. táblázat. Mágnesezhető és nem mágnesezhető fémkorongok vizsgálat szempontjából lényeges tulajdonságai

A vizsgálathoz felhasznált korongok átmérőjét úgy választottam meg, hogy a korongok és a tekercs felületének az aránya lineárisan változzon 15% és 150% között. Minden korongnál a távolságot 500 μm és 5500 μm változtattam legalább 500 μm -es felbontással, és rögzítettem a tekercs párhuzamos ellenállásának és sajátfrekvenciájának az értékét. A mérések eredményei láthatók a 36. és 37. ábrán. Nagyobb távolságoknál egyértelműen látszik, hogy a hiszterézisveszteség miatt a mágnesezhető acélnál nagyobb ellenállásváltozás érhető el, mint nem mágnesezhető acélnál.



36. ábra. Szenzor kimenetének távolság és felülettől való függése mágnesezhető anyag esetén



37. ábra. Szenzor kimenetének távolság és felülettől való függése nem mágnesezhető anyag esetén

A távolságfüggés a korábbi méréseknek megfelelően alakult (7.2.3. fejezet). Ezzel szemben a lemezek felületétől való függés eltért a várttól (4.1. fejezet), a kimenet nem egyenesen arányos a felülettel. Emiatt megvizsgáltam a kimenetnek a korognok átmérőjétől való függését is. Ha a korongok felületének nagysága nem nagyobb, mint a tekercs felülete, akkor különböző távolságokban a sajátfrekvencia átmérőtől való függése legfeljebb 10% (nem mágnesezhető acél) illetve 15% (mágnesezhető acél) hibával lineáris, ahol a hiba egy adott távolságban a végpontokra illesztett egyenestől való legnagyobb eltérés és a kimenet

maximális megváltozásának az aránya százalékban. Legkisebb a linearitás hibája 3.5 mm és 4 mm-nél, ahol a hiba körülbelül 5% mindkét anyag esetén. A párhuzamos ellenállás átmérőtől való függése a sajátfrekvenciához képest kevésbé lineáris, hibája 20%-30% között változik távolságtól függően. Ezek alapján az egyes kimenetek sem a vezető felület nagyságával, sem a vezető felület szélességével sem egyenesen arányosak, valamint egymástól is függetlenek. A forgás során szinuszos kimenetet nyújtó forgórész tervezése a következő módon történhet: egy kiválasztott távolságban meg kell határozni az inverz függvényét (legyen $g(x)$) kimenet-felület nagyság függvénynek (legyen $f(x)$). Az inverz függvény definíciója alapján $f(g(x))=x$, aminek ha vesszük a szinuszát $\sin(f(g(x)))=\sin(x)$, ahol x a felület nagysága, tehát adott kimeneti értékhez meghatározható, hogy mekkora kell legyen $f(g(x))$ függvény értéke, amiből meghatározható, hogy mennyi legyen $g(x)$ értéke, amiből kiszámítható x értéke, tehát, hogy mekkora kell legyen a tekercs és a forgórész felületének a metszetének a nagysága.

Mindezek alapján a továbbiakban ezen mérési eredmények felhasználásával előre tervezhető, hogy előírt távolságban és adott szögpozícióban a forgórésznek milyen szélesnek kell lennie ahhoz, hogy a kimenet szinuszosan változzon a forgás során.

8. Induktív és AMR szenzorok összehasonlítása

Különböző szögpozíció szenzorok esetén az alkalmazás szempontjából elsődleges összehasonlítási szempontok: a szenzor ára, mérete (és tömege), külső hatásokkal szembeni ellenállósága, pontossága és hogy teljesít-e az előírt követelményeket. A jelenleg használt AMR szenzor és a vizsgált induktív szenzor tulajdonságai láthatók a 10. táblázatban.

Típus	Jelfeldolgozó áramkör	Ár [USD]	Mechanikai robusztusság	Külső mágneses térre érzékeny	Méret
AMR	NXP KMZ60	IC: 1	-	igen	IC: 6 mm x 5 mm x 1.75 mm
		márges: 1			+márges
Induktív	TI LDC1000	IC: 2.95	vibrációra érzékeny lehet	igen, de kevésbé érzékeny	IC: 4 mm x 5 mm x 1.5
		PCB tekercs: 2			+PCB tekercs
		fémlemez: 1			+forgórész

10. táblázat. AMR és induktív szenzorok főbb tulajdonságai

Ezek közül a tulajdonságok az egyik leginkább meghatározó az ár, mivel több millió legyártott darab esetén már néhány dolláros árkülönbség is jelentős többletköltséget okoz. A táblázatban látható árak körülbelül 1000 db elkészített szenzor esetén mutatja 1 db szenzornak az árát. Látható, hogy az AMR szögpozíció szenzorok nagyon olcsók, úgy általában a szögpozíció szenzorok között is a legolcsóbb típusok közé tartoznak. Induktív szenzorok árát meghatározza a bennük alkalmazott forgórész és a nyomtatott áramköri tekercs ára. A nyomtatott áramköri tekercs alkalmazásának előnye, hogy akár gyártható a kormányrendszerben alkalmazott valamelyik ECU-val (Electronic Control Unit) együtt is. Ekkor ennek az alkatrésznek a gyártási költsége jelentősen lecsökkenhet ahhoz képest, mintha külön kellene gyártani.

Robusztusság szempontjából, mivel a vibráció és a rázkódás az autókra különösen jellemző, szükséges további vizsgálatokat végezni az induktív szenzorokkal. Például egy lényeges szempont az egyes alkatrészek megfelelő rögzíthetősége.

Emellett fontos foglalkozni a külső mágneses tér okozta mérési hibákkal (11. táblázat). A magnetorezisztív szögpozíció szenzornak csak a külső mágneses térből származó hibája a következő módon becsülhető [27]:

$$\Delta\alpha_{\text{mágneses}} \approx 57^\circ \cdot \frac{B_{\text{külső}}}{B_{\text{mágnes}}} \quad (\text{ha } \mu \text{ állandó}) \quad (39)$$

ahol $B_{k\ddot{u}ls\ddot{o}}$ a k\ddot{u}ls\ddot{o} zavar\ddot{o} t\ddot{e}r m\ddot{a}gneses indukci\ddot{o}ja $B_{m\ddot{a}gnes}$ a m\ddot{a}gnes m\ddot{a}gneses indukci\ddot{o}ja a szenzor \ddot{e}rz\ddot{e}kel\ddot{o}j\ddot{e}n\ddot{e}l. A 11. t\ddot{a}bl\ddot{a}zatban szerepl\ddot{o} \ddot{e}rt\ddot{e}kek $B_{m\ddot{a}gnes} = 70$ mT \ddot{e}s $B_{m\ddot{a}gnes} = 10$ mT esetén a k\ddot{u}ls\ddot{o} m\ddot{a}gneses t\ddot{e}r okozta sz\dd{o}ghib\ddot{a}t mutatj\dd{a}k. A m\dd{e}r\dd{e}sek alapj\dd{a}n az indukt\dd{iv} szenzorok \ddot{e}rz\dd{e}ketlenebbek a k\dd{u}ls\dd{o} m\dd{a}gneses t\dd{e}rrel szemben, mint a magnetoreziszt\dd{iv} szenzorok. L\dd{a}that\dd{o}, hogy bizonyos esetekben a m\dd{a}gneses szenzor hib\dd{a}ja m\dd{a}r 3 mT t\dd{e}r esetén is tekinthet\dd{o} nagyobb\nak, mint az indukt\dd{iv} szenzor hib\dd{a}ja 10 mT nagys\dd{a}g\dd{u} k\dd{u}ls\dd{o} t\dd{e}r esetén. Az indukt\dd{iv} szenzor ezen tulajdons\dd{a}ga mindenk\dd{e}pp nagy el\dd{o}nyt jelent a magnetoreziszt\dd{iv} szenozrral szemben.

K\dd{u}ls\dd{o} m\dd{a}gneses t\dd{e}r [mT]	1	3	10
Sz\dd{o}ghiba [°] (magnetoreziszt\dd{iv})	1-6	2.5-17	8-57
Sz\dd{o}ghiba [°] (indukt\dd{iv})	0	-	8

11. t\dd{a}bl\dd{a}zat. K\dd{u}ls\dd{o} m\dd{a}gneses t\dd{e}r okozta sz\dd{o}ghiba indukt\dd{iv} \ddot{e}s magnetoreziszt\dd{iv} szenzorok esetén

9. Konklúzió, további fejlesztési irányok

Munkám során először megismertem az elektronikus kormányrendszerekben alkalmazott rotorpozíció-szenzorral szemben támasztott követelményeket, valamint a jelenleg is használt AMR szenzor működését és jellemző tulajdonságait. Ezt követően az induktív szenzorokkal kezdtem el foglalkozni, megismertem ezek működését, felépítését, valamint az LDC1000 áramkört. A további feladatokhoz a ThyssenKrupp biztosította a Texas Instruments LDC1000 áramkörét, valamint a különböző tervező- és mérőeszközöket.

Ezután megterveztem, valamint méréseket végeztem az érzékelés feladatát ellátó nyomtatott áramköri tekercsekkel. A szenzor további vizsgálatához sikerült megfelelő tekercseket tervezni, illetve legyártatni. A mérési eredmények alapján a nyomtatott áramköri tekercsek induktivitását megfelelően lehetett becsülni a szakirodalmakban talált közelítő számítások segítségével.

Ezt követően a szenzorban a jelátalakító szerepét betöltő forgórész tulajdonságait vizsgáltam. A lehetséges formák közül a szimmetrikus forma bizonyult megfelelőnek, amelyhez két szenzorra van szükség az abszolút szöginformáció előállításához.

A mérésekhez három különböző anyagból készült forgórészt terveztem, amelyek legyártásra kerültek. Ezekkel kapcsolatban először megvizsgáltam mindkét mért érték esetén az érzékenységet.

Az érzékenységvizsgálatot követően megvizsgáltam a tekercs és a forgórész közötti távolság változásának a hatását. A mérések során erős távolságfüggést tapasztaltam. A távolságfüggés miatt a kimeneti jelalakra számottevő hatással van az, ha a forgástengely és a forgórész lemez síkja nem pontosan 90° -ot zár be (tehát a forgórész valamelyik irányban megdől). Emiatt megvizsgáltam a forgórész megdőléséből származó hibákat is, valamint ezen hibák kompenzálása céljából vizsgáltam a két lemezes elrendezést. Ezzel az elrendezéssel a dőlésből származó hibák nagymértékben lecsökkentek.

A mérések során vizsgáltam az egy fordulat alatt keletkező jel szinuszoságát. Előnyös megoldásnak bizonyult az \arctg függvénnyel számolt szöghibák vizsgálata (7.2.4. fejezet), mivel jól reprezentálták a főbb mechanikai összeállításból adódó hibák hatását. Segítségével könnyen meghatározható volt, hogy milyen hiba származik a forgórész geometriájából és milyen hiba származik egyéb külső hatásokból, mint például a forgórész megdőlése. A vizsgálathoz szükséges \arctg számításához szükséges koszinusz jel szoftveres úton lett előállítva, és nem egy valós mintavételezett jelből. Ez a módszer elhanyagol bizonyos külső hatásokat, amelyeket a továbbiakban vizsgálni szükséges. A két különböző tekercsen egy

körülfordulás alatt mért jelek amplitúdója eltérhet az összeszerelési toleranciák, illetve a forgórész megdőlése miatt. Erre a problémára egy lehetséges megoldás, ha a mintavételezett szinusz és koszinusz jeleket -1 és 1 közé normáljuk. További hibát okozhat, ha az összeszerelési toleranciákból adódóan a két tekercs nem pontosan 90° -ra helyezkedik el egymáshoz képest. Ennek hatását is szükséges a továbbiakban megvizsgálni.

A mérések alapján a forgórészgeometria további optimalizálására van szükség, mivel a geometriából származó hiba nem elfogadható mértékű. Ehhez karakterizáltam a mérésekhez felhasznált tekercset, aminek segítségével várhatóan lehet tervezni olyan forgórészt, amelynek forgása során a kimenet szinuszosan változik. Ezt követően lehet a két lemezből felépített forgórészt pontosabban megvizsgálni, hogy ekkor is lehetséges-e vele a forgórész megdőléséből származó hibák kompenzálása. Emellett szükséges a pontosabb mérésekhez a mérési elrendezést is továbbfejleszteni, amelyben szükséges felhasználni az inkrementális adó jelét. A dolgozatban ismertettem ennek egy lehetséges megvalósítási módját .

Végül megvizsgáltam a külső mágneses tér hatását az induktív szenzorra, és összehasonlítottam a magnetorezisztív szenzornál kapott eredményekkel. Az induktív szenzorok a mérések alapján kevésbé voltak érzékenyek a külső mágneses térre. Ezzel kapcsolatban szintén célszerű további vizsgálatokat végezni, a külső mágneses tér hatásának pontosabb és részletesebb megismeréséhez.

Köszönetnyilvánítás

Szeretném megköszönni Vér Ábelnek, Pavlisinec Gergelynek és Sujbert Lászlónak, hogy tanácsaikkal, ötleteikkel hozzájárultak a dolgozatom elkészítéséhez, munkám során rengeteg segítséget nyújtottak.

Köszönöm Ercsey Gergelynek, hogy segített a gépészeti és mechanikai problémák megoldásában, valamint a Szensor Csoport tagjainak, hogy támogatták munkámat.

Köszönöm a ThyssenKrupp Presta Hungary Kft.-nek, hogy lehetőséget biztosított dolgozatom megírásához.

Irodalomjegyzék

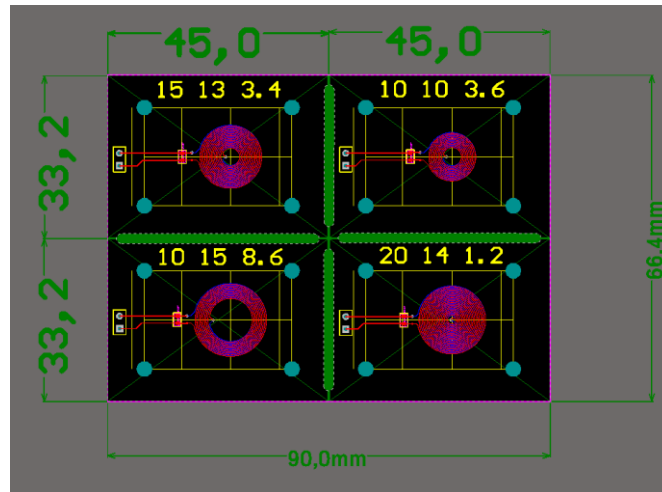
- [1] J. Hesse, J.W. Gardner, W. Göpel: *Sensors for Automotive Applications*, Volume 4, ISBN 3-527-29553-4, WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2003., pp. 432-442
- [2] Prajcer Dániel: *Induktív rotorpozíció-szenzor elektronikus kormányrendszerekhez*, TDK-dolgozat, BME-VIK Tudományos Diákköri Konferencia, 2015, pp. 7-21
- [3] Németh Zoltán: *Néhány kolosszális mágneses ellenállást mutató anyagcsalád szerkezetvizsgálata Mössbauer-spektroszkópiával és mágneses módszerekkel*, ELTE TTK Kémiai Intézet, Elméleti és fizikai kémia, anyagszerkezet-kutatás program, Doktori értekezés, 2008., pp. 1-7
- [4] Bakonyi Imre, Simon Eszter, Péter László: *Mágneses ellenállás ferromágneses és mágneses nanoszerkezetekben*, MTA Szilárdtestfizikai és Optikai Kutatóintézet, K 60821 pályázat, 2008., pp. 93-98
- [5] Candid Reig, María-Dolores Cubells-Beltran and Diego Ramirez Munoz: *Magnetic Field Sensors Based on Giant Magnetoresistance (GMR) Technology: Applications in Electrical Current Sensing*, OPEN ACCESS Sensors, ISSN 1424-8220 www.mdpi.com/journal/sensors, 2009., pp. 7919-7942
- [6] Albrecht Jander, Carl Smith, Robert Schneider: *Magnetoresistive Sensors for Nondestructive Evaluation*, Presented at the 10th SPIE International Symposium, Nondestructive Evaluation for Health Monitoring and Diagnostics, Conference 5770, 2005.
- [7] Pavel Ripka: *Magnetic sensors and magnetometers*, Artech House, ISBN 1-58053-057-5, 2000., pp. 175-179, pp. 129-169
- [8] Candid Reig, Susana Cardoso de Freitas, Subhas Chandra Mukhopadhyay: *Giant Magnetoresistance (GMR) Sensors*, Volume 6, Springer, ISBN 978-3-642-37172-1, 2013., pp. 134-147
- [9] NXP Semiconductors: KMZ60, http://www.nxp.com/documents/data_sheet/KMZ60.pdf, 2015. október
- [10] ThyssenKrupp Presta Hungary Kft., Szenzor csoport mérési eredményei, 2014
- [11] Kovács Gábor: *Elmozdulás- és közelítésérzékelők*, Egyetemi jegyzet, BME-VIK: Programozható irányítóberendezések és szenzorrendszerek, 2015.
- [12] Texas Instruments: *LDC Sensor Design*, 24 Mar. 2015.
- [13] Janusz Turowski, Marek Turowski: *Engineering Electrodynamics Electric: Machine, Transformer, and Power Equipment Design*, CRC Press, ISBN-13: 978-1-4665-8932-2, 2014., pp. 50-51
- [14] Texas Instruments: *LDC1000 Inductance-to-Digital Converter*, 12 Dec. 2014.

- [15] Frank Ellinger: *Radio Frequency Integrated Circuits and Technologies*, Springer, ISBN-13 978-3-540-35788-9, 2007., p. 385
- [16] Texas Instruments: *Inductive Sensing Design Calculator Tool* , 04 Mar. 2015.
- [17] Jonsenser Zhao: *A new calculation for designing multilayer planar spiral inductors*, EDN, Vol. 55 Issue 14, 7/29/2010., pp. 37-40
- [18] Martin Pospisilik, Lukas Kouril, Ivo Motyl, Milan Adamek: *Single and Double Layer Spiral Planar Inductors Optimisation with the Aid of Self-Organising Migrating Algorithm*, ISBN: 978-1-61804-027-5, pp. 272-277
- [19] Sunderarajan S. Mohan, Maria del Mar Hershenson, Stephen P. Boyd, and Thomas H. Lee: *Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 34, No. 10, October 1999., pp. 1419-1424
- [20] Ashraf B. Islam, Syed K. Islam, Fahmida S. Tulip: *Design and Optimization of Printed Circuit Board Inductors for Wireless Power Transfer System*, Circuits and Systems, 4 237-244, 2013., pp. 237-244
- [21] Dr. Fodor György: *Elektromágneses terek*, Műegyetemi kiadó, Azonosító:55019, 2005., p. 250
- [22] Faulhaber: Brushless DC motors, https://fmcc.faulhaber.com/technology/PGR_13801_13601/PGR_13814_13801/en/GL_OBAL/, 2015. október
- [23] Smaract: HCU-3DM, <http://www.smaract.de/index.php/products/controlsystems/scu/hcu-3d>, 2015. október 12.
- [24] Smaract: Linear Positioners, <http://www.smaract.de/index.php/products/linearpositioners>, 2015. október
- [25] Smaract: Goniometers, <http://www.smaract.de/index.php/products/goniometers>, 2015. október
- [26] Dr. Zoltán István: *Méréstechnika*, Műegyetemi kiadó, Azonosító: 55029, 1997., pp. 86-92
- [27] MEAS Deutschland GmbH: *Precise Angle Measurement utilizing AMR Sensor KMT32B*, 2014, p. 7

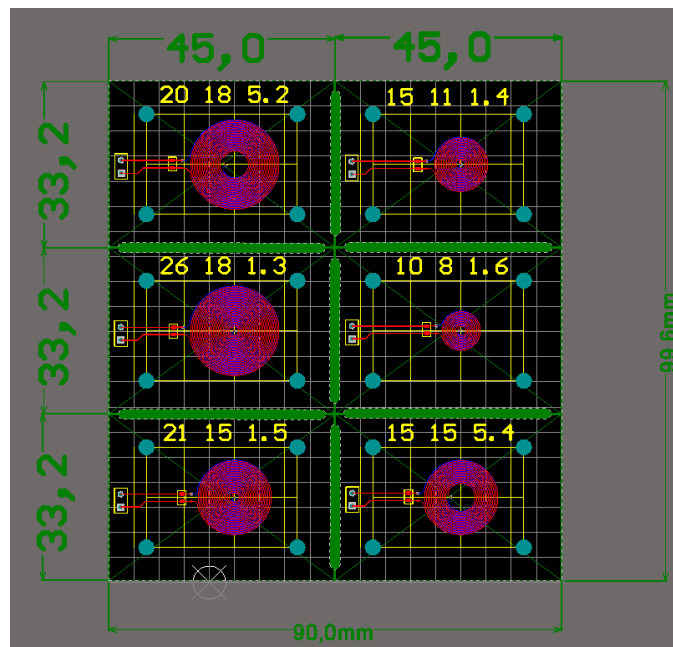
Függelék

1. melléklet Nyomatott áramköri tekercsek tervei

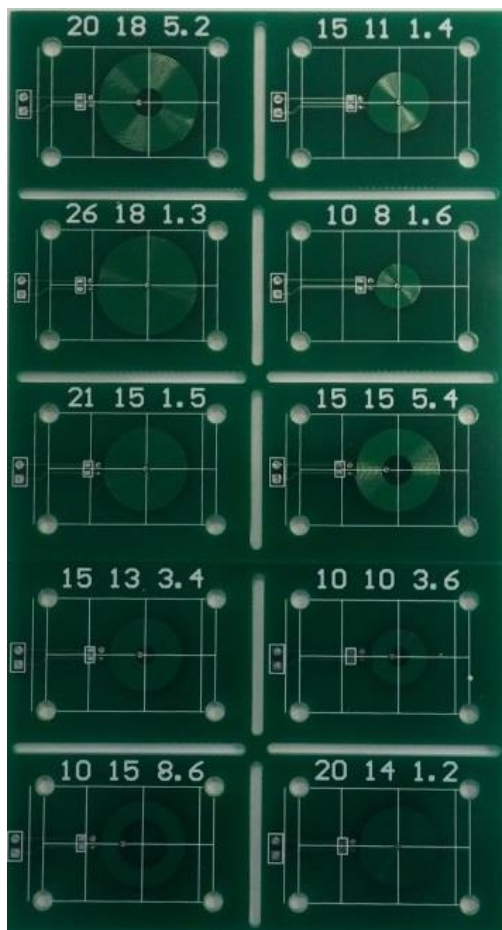
Az ábrák a mérésekhez megtervezett és felhasznált nyomtatott áramköri tekercseket mutatják. Az egyes tekercsek felett elhelyezkedő három szám a menetszámot, a külső átmérőt mm-ben és a belső átmérőt mm-ben jelölik.



38. ábra. Tekercsek nyomtatott áramköri terve (NYÁK1)



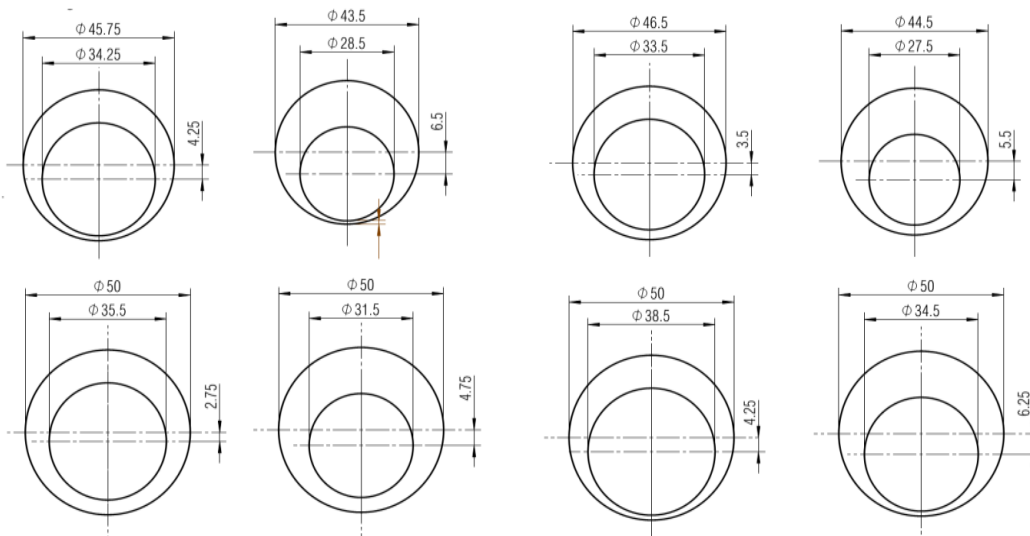
39. ábra. Tekercsek nyomtatott áramköri terve (NYÁK2)



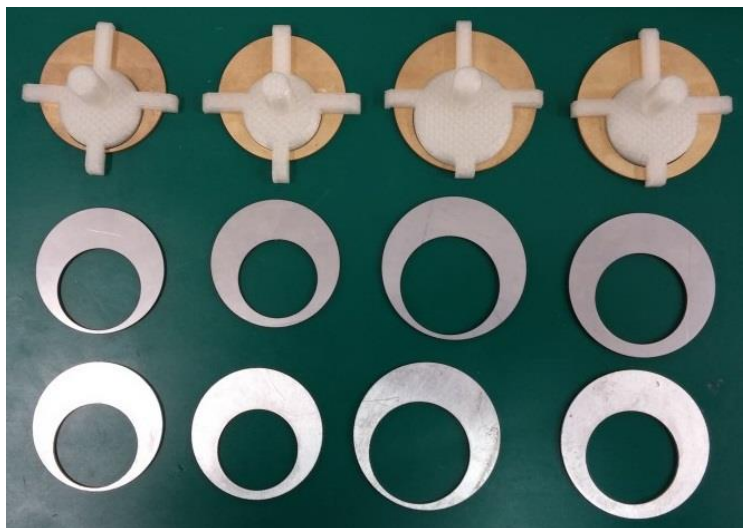
40. ábra. Legyártott nyomtatott áramköri tekercsek

2. melléklet Forgórészek

Az ábrák a megtervezett és a mérésekhez felhasznált forgórészeket ábrázolják. A mérésekhez 3 különböző anyagból: alumíniumból, rézből és mágnesezhető rozsdamentes acélból készültek forgórész lemezek, különböző méretekben.



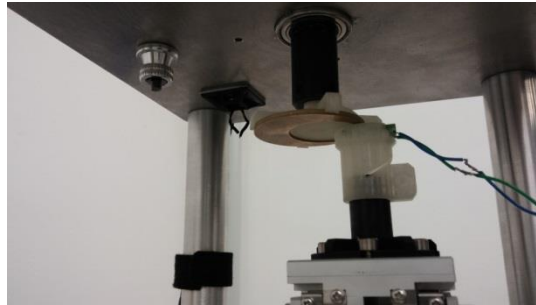
41. ábra. Megtervezett forgórészek méretei



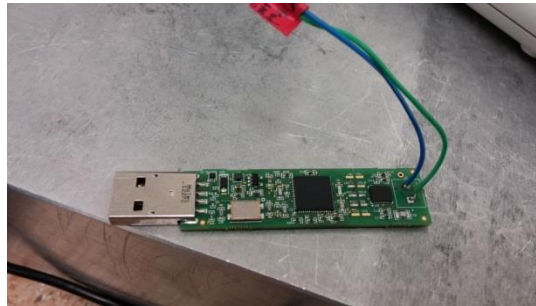
42. ábra. Legyártott forgórészek

3. melléklet Mérési elrendezés elemei

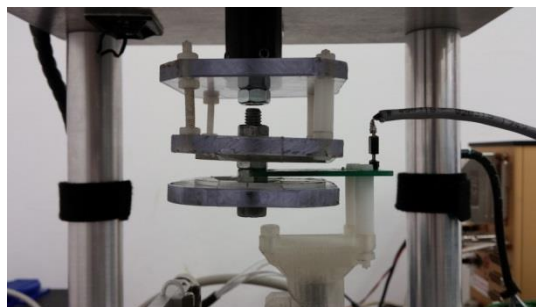
Az ábrák a mérési elrendezést mutatják (fentről lefelé haladva): forgórész és alatta a szenzor tekercse; LDC1000 áramkör és a hozzátartozó mikrokontroller, ami lehetővé teszi a PC-vel történő kommunikációt; Nyomtatott áramköri tekercs; Két lemezes forgórész.



43. ábra. Forgórész és alatta a nyomtatott áramköri tekercs



44. ábra. LDC1000 és a TI által biztosított mikrokontroller



45. ábra. Két lemezzel kialakított, dönthető forgórész