



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

**Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem**  
Villamosmérnöki és Informatikai Kar  
Automatizálási és Alkalmazott Informatikai Tanszék

Durbák Norbert

# **ELEKTROMOS AUTÓ TÖLTŐEGYSÉGÉNEK HÁLÓZAT- INTERAKTÍV IRÁNYÍTÁSA**

KONZULENSEK

Dr. Varjasi István

Automatizálási és Alkalmazott Informatika Tanszék

Prikler László

Villamos Energetika Tanszék

BUDAPEST, 2013

## Tartalomjegyzék

<b>Összefoglaló .....</b>	<b>4</b>
<b>Abstract.....</b>	<b>5</b>
<b>1 Bevezetés .....</b>	<b>6</b>
<b>2 Az autótöltő és a hálózat kapcsolata .....</b>	<b>8</b>
2.1 Kiserőművek csatlakozási követelményei .....	8
2.2 Az autótöltő egység hálózatjavító szerepe.....	10
2.3 Feszültségletörések mértéke .....	12
<b>3 A feszültségcsökkentő kapcsolat vizsgálata.....</b>	<b>15</b>
3.1 Követelmények a DC/DC konverterrel szemben.....	16
3.1.1 Hálózati igények kiszolgálása.....	16
3.1.2 Akkumulátor töltést specifikáló szabvány .....	17
3.2 A DC/DC szűrőkör méretezése.....	17
3.3 A főáramkör Simulink modellje .....	20
3.4 Különböző működési elvű szabályozók.....	22
3.4.1 Vektoros PI szabályozó .....	23
3.4.2 Csúcsáram szabályozó .....	27
3.4.3 Szaggatott vezetés érdekében módosított PI-szabályozó.....	32
3.4.4 Csúcsáram érzékelésen alapuló fluxus-szabályozó .....	36
3.5 Összefoglalás .....	42
<b>4 Mérési eredmények.....</b>	<b>43</b>
4.1 A felhasznált induktivitások karakterisztikájának mérése.....	44
4.2 A szabályozók működése.....	46
4.2.1 Diszkrét légréses fojtóval rendelkező szakasz.....	48
4.2.2 Osztott légréses fojtóval rendelkező szakasz.....	49
<b>5 Az eredmények értékelése, továbbfejlesztési lehetőségek .....</b>	<b>51</b>
<b>6 Köszönetnyilvánítás .....</b>	<b>52</b>
<b>Irodalomjegyzék.....</b>	<b>53</b>
<b>Ábrajegyzék.....</b>	<b>54</b>

## HALLGATÓI NYILATKOZAT

Alulírott **Durbák Norbert** kijelentem, hogy ezt a dolgozatot 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.

Kelt: Budapest, 2013. 10. 25.

.....  
Durbák Norbert

## Összefoglaló

A jövőben előrevetíthető, hogy a villamosenergia-hálózat átalakulása szorosabb együttműködést követel a fogyasztók és a termelők között. Ennek érdekében szükséges azon kérdéskörrel foglalkozni, hogyan lehet hálózatbarát működést biztosítani rendellenes üzemállapot esetén. Ilyen szempontokat a jövőben lényeges szerepet betöltő berendezésnek, az elektromos autó töltőegységnek a tervezése esetén is érdemes figyelembe venni.

Dolgozatomban első fejezetében bemutattam, milyen új követelmény jelent meg hálózattámogatással kapcsolatosan az energiarendszere csatlakozó kiserőművek feltételrendszereiben, valamint azt, hogyan tudják támogatni a hálózatot a töltőberendezések. Végül a leggyakrabban előforduló hibák okairól és mértékéről nyújtottam betekintést.

A második fejezetben bemutattam, hogyan épül fel egy ilyen berendezés akkumulátor felőli oldala, milyen követelményeket támaszt a hálózat és az akkumulátor töltést specifikáló szabvány. Elvégeztem a kimeneti szűrőkör méretezését. Részletesen tárgyaltam, hogyan lehet a DC/DC konverter különböző tulajdonságait figyelembe venni a szabályozó tervezésekor. A megoldásokat számítógépes szimulációs környezetben teszteltem a magam által elkészített főáramköri modellen. Az eredmények értékelésekor azoknak a tényezőknek a hatását is figyelembe vettem, melyeket a modellalkotás során elhanyagoltam.

Végül a legkritikusabb két szabályozót egy 10 kW-os DC/DC átalakítón teszteltem. Ehhez mérésrel meghatároztam két rendelkezésre álló (diszkrét és osztott légréses) fojtótekerccs karakterisztikáját. A vizsgálattal bebizonyítottam, hogy a paraméter érzékenység ellenére van létjogosultsága a csúcsáram szabályozónak mindkét típusú induktivitás alkalmazása esetén.

## Abstract

In the 21st century, fossil fuel vehicles will be replaced by electrical car. The penetration of car charging inverters which are connected to the electrical grid will be significant. Thereby the disturbances of distribution network will behave differently than nowadays. To ensure stability of the mains, we need to investigate how inverters could be controlled optimally under these circumstances.

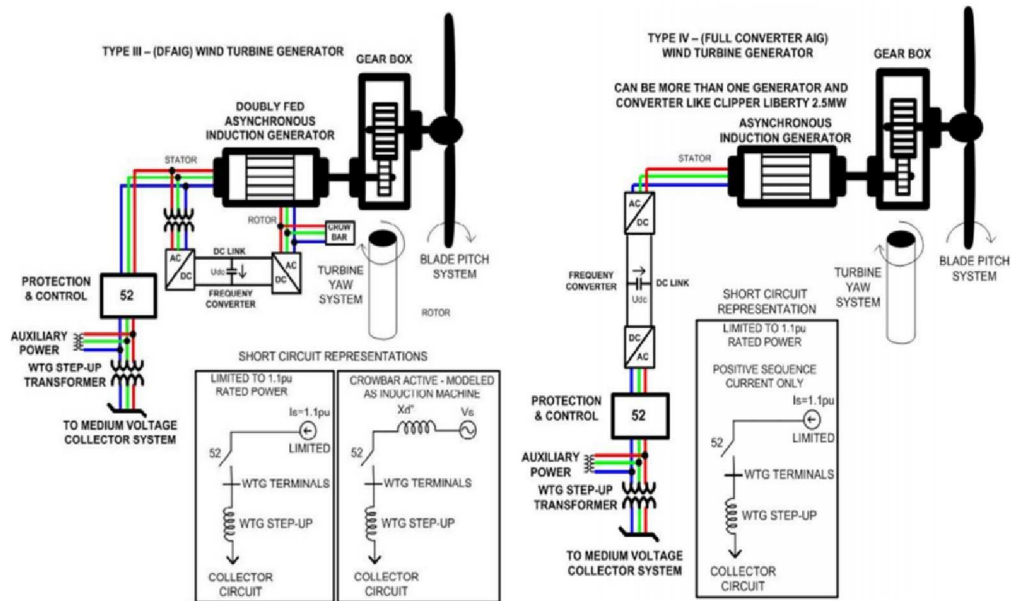
In the first section of my essay, I make a review about the requirements of small power plants which are connected to the low voltage grid and how the charger unit is affected by disturbances of the grid. Then I introduce the tools and methods for the better power quality under abnormal operating conditions.

In the second chapter, I examine multichannel step-down converter of the charger equipment. Then I make a review of the requirements are claimed by the accumulator management unit and the power demands. I show that how filter have to be designed for fulfilling car battery charging standards. Then I realize the modell of the DC/DC converter in a simulation environment. I design controls based on different principles: Park-vector PI-, continous current mode PI-, momentary value-, discontinous and continous current mode PI, momentary value flux-controller. I test these controls on the circuit modell. I compare them according to these behaviors in the ideal simulation environment and I consider impact of the neglected factors.

Eventually I implement these control algorithms in C language and test them on a 10 kW DC/DC converterhe with linear coil and nonlinear coil too. Then I evaluate the measurements, summarize the results and make a suggestion for developing facilities.

# 1 Bevezetés

A következő évtizedekben előreláthatóan gyökeresen meg fog változni a villamos elosztóhálózat működése. A fokozódó éghajlati változásoknak köszönhetően termelői oldalon megnövekszik a megújuló energiát hasznosító, kis egységteljesítményű erőművek száma. Ezek közül számos típusú erőmű – úgymint C és D típusú szél erőművek, valamint a fotovoltaikus erőművek - inverter segítségével juttatják az energiát a villamos hálózatba. Továbbá fogyasztói oldalról ugyancsak jelentős változás valószínűsíthető az elektromos autók elterjedése következtében, melyek hálózatra csatlakozó töltőegysége ugyancsak teljesítményelektronikán alapul. A konvencionálisnak tekinthető villamos gépekhez képest ezen berendezések sokkal kisebb időállandóval rendelkeznek, hálózaton fellépő hibákra gyorsabban reagálnak, mely a hálózat szempontjából akár előnyként, de akár hátrányként is jelentkezhet.



1.1. ábra: C és D típusú szél erőmű blokkvázlata [1]

Dolgozatom célja megvizsgálni hogyan lehet optimálisan irányítani az elektromos autó töltőegység DC/DC konverterét, figyelembe a főáramkör tulajdonságai okozta nehézségeket (szaggatott vezetési tartomány nemlinearitása, nemlineáris fojtó alkalmazása), töltésmenedzsment igényeit. Továbbá szem előtt tartva, hogy az előbb említett változások a hálózaton a villamos energia rendszer dinamikájának növekedését eredményezik. Aminek következtében egy idő múlva a hálózat felől is jelentkezni fog az az igény, hogy a jelenleginél szigorúbb feltételeket betartva vegyen fel teljesítményt a

fogyasztó a hálózatból. Számos teljesítményelektronikai eszköz konstans teljesítményt igyekszik fogyasztani. Ennek következtében, ha feszültségletörés történik a hálózaton – például egy vagy többfázisú zárlatok alatt, a berendezés nagyobb áramot fog felvenni a hálózatból. Könnyen belátható, ha számottevő nagyságú fogyasztó ilyen dinamikai viselkedést mutat, az veszélyezteti a hálózat stabilitását is, hiszen a villamosenergia-hálózaton a megtermelt és az elfogyasztott energia minden pillanatban meg kell, hogy egyezzen.

Rövid számítást végeztem, hogy mekkora elektromos energia fogyasztási növekedést jelentene Magyarországon, ha ma minden folyékony üzemanyaggal üzemelő autót elektromosra cserélnénk. 2011-ben 1293 millió liter benzint és 1587 millió liter gázolajat fogyasztottak. [1] Az üzemanyagok égéshője segítségével 1. és a 2. egyenlet alapján átszámíthatjuk, mennyi energiát égettek el az autók. [3]

$$\text{Benzin: } 1293 \text{ millió liter} \cdot 47 \frac{\text{MJ}}{\text{kg}} \cdot 0,73 \frac{\text{kg}}{\text{dm}^3} = 4,44 \cdot 10^{16} \text{J} = 12,3 \text{ TWh} \quad (1.)$$

$$\text{Gázolaj: } 1587 \text{ millió liter} \cdot 44,8 \frac{\text{MJ}}{\text{kg}} \cdot 0,85 \frac{\text{kg}}{\text{dm}^3} = 6,04 \cdot 10^{16} \text{J} = 16,8 \text{ TWh} \quad (2.)$$

Az interneten megtalálható adatok alapján a kőolaj alapú üzemanyaggal működő autók kb. 20%-os hatásokkal alakítják át az üzemanyag energiáját mozgási energiává, míg az elektromos autók esetén a villamosenergia-hálózatból nyert energia 60%-a fordítódik mechanikai energiává. [4] Így éves szinten  $(12,6 \text{ TWh} + 16,8 \text{ TWh}) \cdot \frac{0,2}{0,6} = 9,7 \text{ TWh}$  energiára volna szükség az autók ellátásához. 2011-ben az ország nettó villamosenergia összfogyasztása 36,4 TWh óra volt. [5] Tehát számításaim szerint mintegy 27 %-kal növekedne a hálózat fogyasztása, ha minden folyékony üzemanyaggal működő autót lecserélnénk elektromosra. Persze ez az érték csak nagyságrendileg helyes, hiszen több tényezőt nem vettem figyelembe. De biztosak lehetünk abban, hogy ekkora növekedés a teljesítményelektronikai eszközök arányában olyan mértékű változást okoz a hálózat viselkedésében, melyre érdemes előre felkészülni. Főként, ha figyelembe vesszük, hogy ez az érték az átlagfogyasztásra vonatkozik. Időszakosan akár sokkal nagyobb fogyasztás növekedést okozhatnak a villamos autó töltők.

## 2 Az autótöltő és a hálózat kapcsolata

Napjainkban a villamosenergia-hálózat és a fogyasztók kapcsolata szorosabbá kezd válni. Felvetődött, és kezd kifermálódni az okos hálózat fogalomköre és annak elemei. A nyugat-európai országokban már számos kezdeményezés van e rendszer kiépítésére.

*„A **smart grid** vagy **okoshálózat** olyan elektromos hálózat, mely az információs és kommunikációs technológiák segítségével gyűjt információkat a szolgáltatók és a fogyasztók szokásairól, majd ezeket felhasználva automatikusan képes növelni a hálózat hatékonyságát, megbízhatóságát, gazdaságosságát és fenntarthatóságát.” [6]*

A smart hálózat kifejlődésével párhuzamosan a megújuló energiaforrások növekvő kihasználása következtében megnövekedtek a kisteljesítményű erőművek száma, melyek többnyire a kis- és középfeszültségű hálózatra csatlakoznak. HMKE-nek, Háztartási méretű kiserőműnek nevezzük azokat a kiserőműveket, melyek csatlakozási teljesítménye nem haladja meg az 50 kVA-t. Legtöbbször ezek fotovoltaikus erőművek, melyek hasonlóan az elektromos autó töltőhöz, inverteren keresztül csatlakoznak a hálózatra.

### 2.1 Kiserőművek csatlakozási követelményei

HMKE-re vonatkozó csatlakozási feltételeket az áramszolgáltatók elosztói szabályzata határozza meg. A szabályzat szerint 2,5 kVA teljesítmény felett csak háromfázisú csatlakozás lehetséges. Az inverter által visszatáplált áram teljes harmonikus tartalma (THD) nem haladhatja meg a névleges áram 5%-át. A HMKE csatlakozási pontján az alábbi védelmi rendszerekről kell minimálisan gondoskodni:

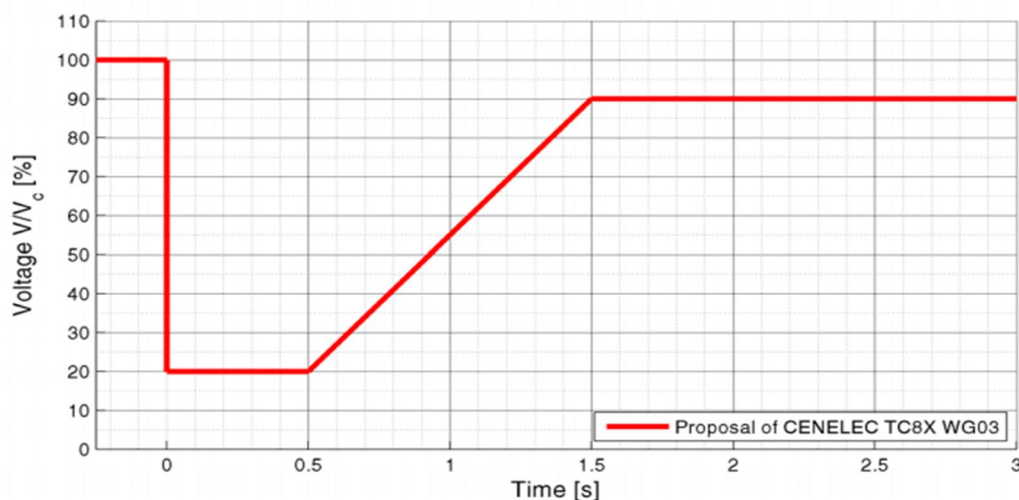
- Rövidzárlati védelem
- Túlterhelési védelem
- Feszültségcsökkenési-/növekedési védelem
- Frekvencianövekedési-/csökkenési védelem
- Elosztóhálózati-szigetüzem elleni védelem
- Földzárlati/testzárlati védelem
- Érintésvédelem



- Egyenáramú védelem

A védelmek beállítási értékeire a szabályzat vonatkozóan csak javaslatokat fogalmaz meg. Sziget üzem esetére viszont pontosan definiálja a védelmi követelményt: feszültség-kimaradás esetén 200 ms alatt le kell csatlakoznia a hálózatról, galvanikus leválasztást biztosítva, s csak 5 perc folytonos üzemben eltelt idő múlva kapcsolódhat vissza a hálózatra az inverter. Tehát a szigetüzemi működést a szabályzat tiltja a közcélú hálózaton, viszont a saját szigetüzemi ellátást engedélyezi. A HMKE üzemeltetheti saját fogyasztóját szigetüzemben. De ha a hálózati feszültség 5 perc kivárási idő után is az előírtaknak megfelelő, akkor a HMKE-t le kell állítani és a fogyasztó visszakapcsolását biztosítani. Ezt követően a HMKE-t is vissza lehet szinronozást követően kapcsolni.

Az elmúlt években problémaként jelentkezett, hogy az egyenként kis egységteljesítményű megújuló energiát hasznosító erőművek mára együttvéve szignifikáns teljesítményt képviselnek. Egy-egy nagyobb zárlat esetén ma már nem megengedhető, hogy lekapcsolódjanak az erőművek a hálózatról. Ennek hatására született meg a zárlati áthidalóképesség követelménye (angol szakirodalomban: Fault-ride Through), melyet sorra vezetnek be egyre kisebb teljesítményű egységekre. Hazánkba még csak a 120 kV és annál nagyobb feszültségű hálózatra csatlakozó erőművek esetén vezették be. Viszont a DERlab (Elosztott Energiatermelést Kutató Laboratórium) jelenleg egy olyan CENELEC szabvány specifikálásán dolgozik, mely minden kisfeszültségű, 16 A-nál nagyobb névleges áramú kiserőműre vonatkozni fog. Ennek karakterisztikáját láthatjuk a 2.1. ábraán.

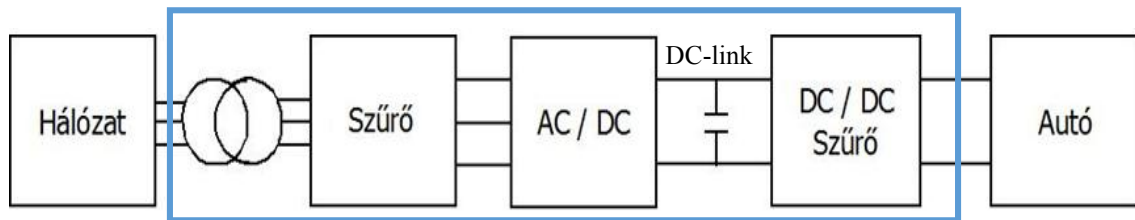


2.1. ábra: A tervezett Fault-ride Through karakterisztika [8]

A függőleges tengelyen a névleges feszültség százalékos értékei találhatók. A karakterisztikát úgy kell értelmezni, hogy  $t = 0$  időpillanatban bekövetkezik a feszültségletörés a hálózaton fellépő hiba következtében. A berendezés pedig csak akkor csatlakozhat le a hálózatról, ha a feszültségletörés időtartama nagyobb, mint a karakterisztika által megadott érték, azaz amikor a feszültségletörés időfüggvénye a piros görbe alá kerül.

Elképzelhető, hogy a hálózat összetételének átalakulása következtében a jövőben hasonló követelmény fog megjelenni a fogyasztók esetén is. Hiszen a hálózat szempontjából hasonló problémát okozhat az, ha nem a termelés, hanem a fogyasztás oldalán jelentkezik nagy teljesítményű kisesés.

## 2.2 Az autótöltő egység hálózatjavító szerepe



2.2. ábra: Az elektromos autó töltőegység blokkvázlata

A fenti ábrán látható az töltőegység tipikus blokkvázlata, mely megegyezik az általam vizsgált autótöltő felépítési struktúrájával. Az eszköz háromfázisú csatlakozáson keresztül kapcsolódik a villamos energiahálózathoz egy leválasztó-transzformátoron keresztül, melynek szerepe a galvanikus leválasztás biztosítása az autó és az elektromos hálózat között. A transzformátort követően a szűrő következik, mely az AC/DC jelentős felharmonikus tartalommal terhelt szinuszos háromfázisú feszültségét szűri. Az AC/DC teljesítmény-átalakító állítja elő a képen látható kondenzátor, az ún. DC-link feszültségét. Minimum 650 V feszültségre van szükség ahhoz, hogy az IGBT kapcsolási állapota határozza meg a AC/DC hálózat felőli feszültségét. (A belső kondenzátor feszültségének nagyobbak kell lennie, mint a hálózat feszültség pillanatértékének maximuma, különben a parallel diódák kinyitnak.) Az így kapott egyenfeszültségből a DC/DC átalakító állítja elő az autó számára a szükséges 200 – 500 V-os feszültséget. Ez a teljesítményátalakító egyben a szűrőt is tartalmazza, mely feladata az áramhullámosság és feszültség hullámosság csökkentése.

Maga az autótöltő kétféleképpen is segíteni tudja a hálózatot rendellenes hálózati üzemi viszonyok esetén:

**1) Konstans áramot vesz fel a hálózatról hiba esetén:**

Amikor a feszültség normál üzemi tartományban mozog ( $90\% \leq U \leq 110\%$ ), az inverter állandó teljesítményt vesz fel a hálózatról, annak érdekében, hogy ki tudja szolgálni a töltendő akkumulátor által támasztott igényt. Ha egy feszültségletörés esetén a berendezés rákapcsolódva marad a hálózaton és ekkor is megpróbál ugyanakkora teljesítményt felvenni a hálózatról, akkor mindez nagyobb áramfelvétellel fog járni. Feltételezve, hogy számottevő teljesítményelektronikai eszköz van a hálózaton, ami ugyanígy reagál, nagyobb lesz a feszültségesés a hálózaton. Ennek következtében még nagyobb áramot igyekszik kivenni a töltőegység a hálózatról. Így elegendő összteljesítmény esetén feszültség instabilitás alakulhat ki.

Hasonlóan megbomolhat a szinkronstabilitás is, ha a feszültségletörésre reagálva igen nagyszámú töltőegység hirtelen lekapcsolódik a hálózatról.

Tehát legjobb stratégia, ha állandó áramot vesz fel a berendezés a hálózatról. Viszont ez azzal jár, hogy a DC/DC átalakítónak is kisebb teljesítményt és azzal járó kisebb áramot szabad felvennie az inverter felől, annak érdekében, hogy a középső DC-kör feszültsége a hálózati feszültség csúcserőértéke fölött maradjon.

**2) A lehető legnagyobb meddőteljesítményt táplál be a hálózatba hiba esetén:**

Egy vezetéken a feszültségesés, ha a vezeték elején és végén lévő feszültség között a szögkülönbség kicsi:

$$\Delta U = R \cdot I_h - X \cdot I_m, \text{ ahol } I_h - \text{ az áram hatásos komponense,}$$

$$I_m - \text{ az áram meddő komponense előjelhelyesen.}$$

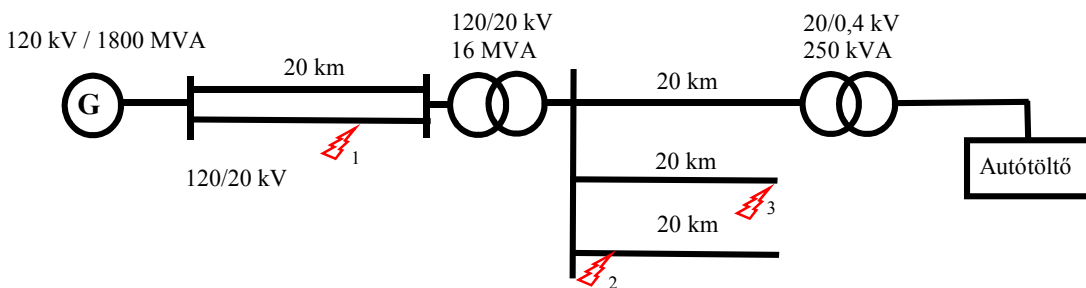
A feszültség szint növekedésével az  $\frac{X}{R}$  arány nő, tehát az áram meddőkomponensének segítségével a feszültségesést egyre könnyebben befolyásolni tudjuk. Középfeszültségen kondenzátortelepek illetve ún. FACTS eszközök (olyan teljesítményelektronikai eszközök, melyekkel szabályozottan tudunk meddőteljesítményt előállítani) segítségével történik. Ilyen FACTS eszköz a STATCOM – a statikus szinkron kompenzátor, mely lényegében egy olyan inverter, mely nem állít elő hatásos teljesítményt. A kondenzátorban tárolt energia segítségével tisztán meddő áramot táplál a hálózatba. [9] Ugyanerre a feladatra használhatjuk a töltőegység inverterét is, hiszen a

maximális megengedhető áram értékig bármekkora meddőteljesítményt elő tudunk állítani az AC/DC konverter megfelelő vezérlésével. Ha van egy központi hálózatmenedzsment, amely felügyeli ezt a fajta feszültségszabályozást, akkor az autótöltőegységeket is felhasználhatjuk erre a célra normál üzemi körülmények között.

Hasonló feszültségtámogatást érhetünk el hálózati rendellenesség esetén, ha a feszültségletörésre úgy reagál a töltőegység, hogy minél nagyobb meddőteljesítményt táplál be a hálózatba. Ha számottevő összteljesítményben van jelen ilyen berendezések a hálózaton, akkor emelkedhet a feszültség értéke a hálózaton, azaz javulhat a feszültségminőség.

### 2.3 Feszültségletörések mértéke

Megvizsgáltam, mekkora feszültségletörések várhatóak a kisfeszültségű hálózaton. Ehhez létrehoztam konzulensemmel, Prikler László segítségével egy nagy/közép/kisfeszültségű hálózatot egy hálózatszimulátor program, az ATP-EMTP/ATPDraw keretében. [10] Ennek egyvonalas sémája látható az alábbi ábrán:



2.3. ábra: A feszültségletörések vizsgálatára használt hálózatmodell sémája

Kétrendszerű 120 kV-os vezetéken keresztül kap táplálást egy közepfeszültségű légvezetékes hálózat. Az egyik közepfeszültségű szárnyvezetékre csatlakozik az a transzformátor, melyen keresztül kap energiaellátást a töltőberendezés.

A következő szenáriók esetére vizsgáltam meg, hogy mekkora feszültségletörést jelent a kisfeszültségű hálózaton a közép- és nagyfeszültségű hálózaton keletkező zárlat:

- 1) Egyfázisú földzárlat keletkezik a 120 kV-os hálózaton az 1. számú helyen, melyet az egyik vezetékrendszer kikapcsolásával 100 ms alatt hárít a védelem készüléke.

- 2) Egyfázisú földzárlat zárlat keletkezik az 2. helyen, majd a megemelkedett fázisfeszültségnek köszönhetően a 3. helyen is egyfázisú földzárlat zárlat lép fel.
- 3) Háromfázisú zárlat lép fel a 2. helyen
- 4) Háromfázisú zárlat lép fel a 3. helyen
- 5) Kétfázisú zárlat lép fel az 2. helyen
- 6) Kétfázisú zárlat lép fel a 3. helyen

Ennek hatására a 20/0,4 kV-os fogyasztói transzformátor kisműködésű oldalán a fázisfeszültségek értékei a névleges feszültség százalékában az alábbi táblázatban bemutatott módon alakulnak:

**Táblázat 1.: A feszültségletörések különböző szenáriók esetén**

Szenárió	A fázis	B fázis	C fázis	Átlag
1) (1FN 120 kV-on)	66%	74%	101%	80%
2) (2x1FN távol)	83%	110%	86%	93%
3) (3F leág. elején)	10%	10%	10%	10%
4) (3F leág. végén)	49%	49%	49%	49%
5) (2F leág. elején)	90%	81%	9%	60%
6) (2F leág. végén)	86%	94%	50%	77%

Az 120 kV-os hálózaton az esetek 90%-ában 1FN zárlat lép fel. Egyfázisú zárlat a szigetelt csillagpontú közepfeszültségű hálózaton nem okoz feszültség problémát a kisműködésű hálózaton. Éppen ezért közepfeszültségen a leggyakrabban előforduló, nagy zárlati áramot okozó zárlatfajta a 2FN zárlat, amely az esetek többségében úgy keletkezik, hogy fellép egy 1FN zárlat a hálózat egyik pontján, mely hatására a nem zárlatos fázisok feszültsége a vonali feszültségre kerül. Ekkor a szigeteléseket ez a megnövekedett feszültség veszi igénybe, ami gyakran egy további fázisban is átütést okoz. Ekkor a hálózat másik pontján is 1FN zárlat keletkezik, mely együttesen 2FN zárlatot eredményez. Tehát a 1) és a 2) szenárió előfordulási gyakorisága a legnagyobb.

A leggyakoribb hibák esetén – ahogy az a fenti táblázatból látható, a feszültségletörés értéke 80-90 % közé tehető. Első közelítésben – elhanyagolva, hogyan viselkedik az inverter aszimmetrikus hálózati feszültség esetén - körülbelül ilyen mértékben szükséges az inverter által felvett teljesítményt és áramot csökkenteni a rendellenesség fennállásáig. A 120 kV-os hálózaton körülbelül 100 ms, a 20 kV-os

hálózaton 150 ms alatt történik a zárathárítás. Ennek köszönhetően a feszültségletörések várható időtartama is hasonló nagyságrendbe esik.

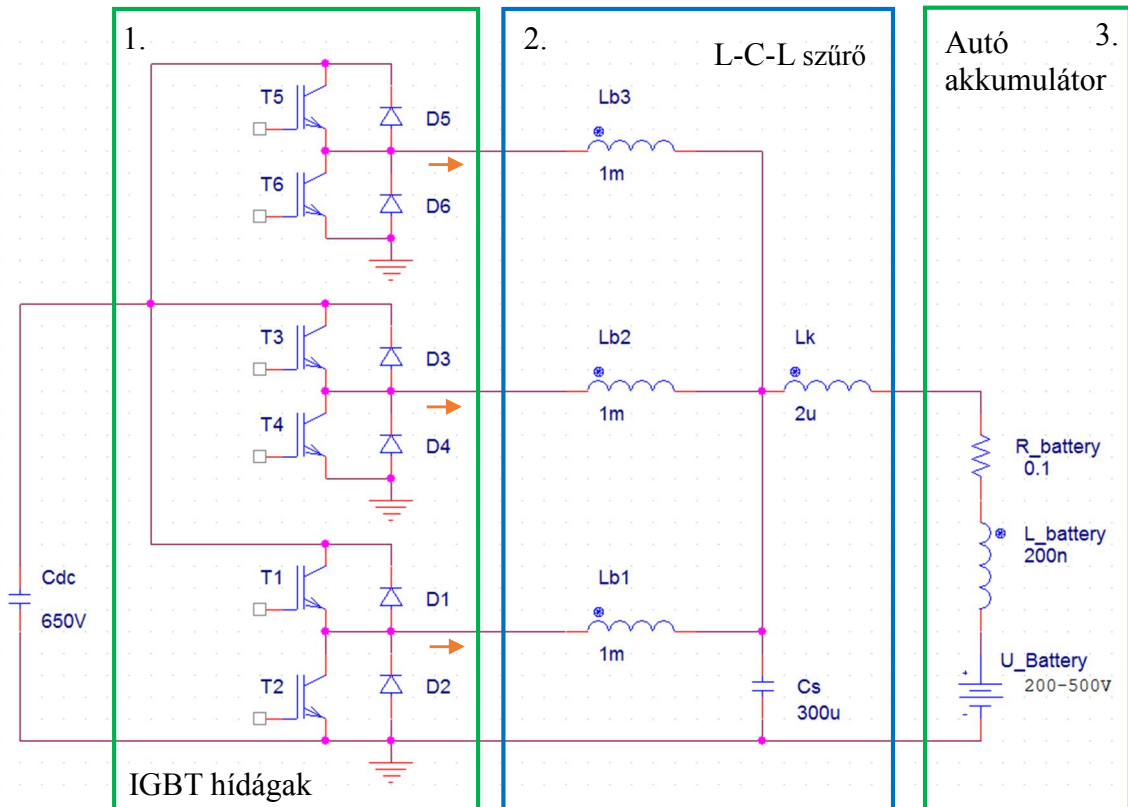
A hálózatmodellen való vizsgálatot követően sikerült az egyik áramszolgáltatótól mérési adatokat szerezni, mely alapján egy statisztikát tudtam készíteni a kisfeszültségű hálózaton előforduló feszültségletörések mértékére és azok időtartamára vonatkozóan. A mérőberendezések a közép/kisfeszültségű transzformátor kisfeszültségű oldalán voltak elhelyezve, összesen 3x1 hónap időtartamig mértek. A feszültségletöréseket az egyes fázisokra vonatkozóan lettek meghatározva. Az adatok időbélyeget nem tartalmaztak, így nem tudtam a zárlatfajtára vonatkozóan következtetéseket levonni.

**Táblázat 2.: A kisfeszültségű hálózaton előforduló feszültségletörések eloszlása**

U [%] \ t [ms]	0-20	20-200	200-500	500-1000	1000-5000	5000-60000	60000-tól	Összesen:
120 % ≥ U	0,42 %	0,02 %	0,00 %	0,00 %	0,00 %	0,00 %	0,00 %	0,44 %
120 % > U ≥ 115 %	2,40 %	0,33 %	0,21 %	0,06 %	0,08 %	0,50 %	1,41 %	4,99 %
115 % > U ≥ 110 %	6,41 %	0,84 %	0,28 %	0,13 %	0,20 %	0,24 %	0,48 %	8,58 %
90 % > U ≥ 80 %	6,20 %	20,14 %	7,24 %	3,88 %	4,45 %	5,91 %	6,66 %	54,48 %
80 % > U ≥ 70 %	4,47 %	3,58 %	0,48 %	0,17 %	0,11 %	0,17 %	0,07 %	9,04 %
70 % > U ≥ 40 %	2,98 %	3,05 %	0,36 %	0,17 %	0,28 %	0,30 %	0,05 %	7,20 %
40 % > U ≥ 10 %	4,83 %	1,96 %	0,08 %	0,04 %	0,05 %	0,03 %	0,01 %	6,99 %
10 % > U	0,53 %	1,14 %	0,76 %	0,95 %	2,27 %	1,01 %	1,62 %	8,28 %
Összesen:	28,24 %	31,05 %	9,40 %	5,40 %	7,44 %	8,16 %	10,30 %	100,00 %

A fenti táblázatból látható, hogy a leggyakrabban előforduló feszültségletörés mértéke és időtartama abba az intervallumba esik, amelyet az elméleti megfontolások alapján feltételeztünk.

### 3 A feszültségcsökkentő kapcsolás vizsgálata



3.1. ábra: A DC/DC konverter főáramköre

A következő másfél-két évben az Automatizálási és Alkalmazott Informatika Tanszék egy 22 kW-os, kétirányú elektromos autótöltő-egységet fog megtervezni és megvalósítani a Siemens Zrt. közreműködésével. Ezen projekthez kapcsolódva kaptam a feladatot, hogy megvizsgáljam, hogyan lehet az töltőegység DC/DC konverterének irányítását optimalizálni.

A 2. ábrán látható a DC/DC átalakító és a szűrőkör kapcsolási rajza. Az ábrán négyzettel határolt részek a következők:

- 1.) IGBT modulok: A SIEMENS fogja ezeket a modulokat biztosítani, mely tartalmazza a 2 IGBT elemet, továbbá az antiparallel diódákat. Továbbá magába foglal egy árammérő egységet, így külön árammérő nélkül, közvetlenül lehetőség adódik az utána helyet foglaló fojtótekercs áramának mérésére. Maximális működési frekvenciájuk  $f_k = 8 \text{ kHz}$ .
- 2.) Szűrőkör: Az belső fojtók ( $L_{b1}, L_{b2}, L_{b3}$ ) lehetővé teszi, hogy a kapcsolás feszültségcsökkentő vagy feszültségnövelő üzemmódban működjön. A  $C_s - L_k$  másodfokú szűrő biztosítja, hogy megfeleljünk az

akkumulátortöltést specifikáló szabvány áram és feszültség hullámosság értékeinek.

3.) Az autó akkumulátorát helyettesítő kapcsolás.

A teljesítményátalakító az inverter által előállított kb. 650 V-os feszültséget alakítja át az autó-akkumulátor számára megfelelő feszültséggé. Az egyes hídágakban a felső IGBT az alsó diódával, illetve az  $L_b$  induktivitással egy Buck (feszültségcsökkentő) kapcsolást alkot. Munkám során csak ezt az üzemmódot vizsgáltam, de az áramkör az alsó IGBT és a felső dióda segítségével Boost (feszültségnövelő) üzemmódban képes az autóakkumulátor kisebb feszültségét átalakítani a  $C_{dc}$  kondenzátor töltéséhez szükséges nagyobb feszültséggé alakítani.

## 3.1 Követelmények a DC/DC konverterrel szemben

### 3.1.1 Hálózati igények kiszolgálása

Az AC oldalon ugyancsak három IGBT modul lesz, melyek kimenete az egyes fázisokra fog csatlakozni. A közbülső DC kör feszültségének mindig a hálózati vonali feszültség csúcserőértékénél nagyobbak kell lennie, különben a hálózati feszültség hatására kinyitnak az ellenpárhuzamos diódák és az így kialakuló zárlati áramot gyakorlatilag csak a dióda átmeneti ellenállása korlátozza.

Amennyiben feltételezzük, hogy a hálózatbarát működés érdekében az inverter változatlan áramot vesz fel a hálózatról feszültségletörés esetén, akkor a hiba fennállásáig lecsökken az a teljesítmény, amely a hálózatról a DC kör felé áramlik. Erre lehetőleg minél hamarabb a DC/DC konverternek is teljesítmény leadás csökkentéssel kell reagálnia, különben a DC kör kondenzátor-telepe kisül és a hálózat feszültségének visszatérésekor előáll az előbb említett állapot, a kondenzátor nagyon nagy árammal feltöltődik.

A hálózatról felvett teljesítmény csökkenése körülbelül arányos a fázisfeszültségek átlagos letörési értékeivel. Ha a közbülső DC kör a névleges hálózati feszültség csúcserőértékének megfelelő feszültségértékre van feltöltve, akkor a változatlan kisütő teljesítmény mellett, 70-80%-os feszültségű letörés esetén a szokásos nagyságúra méretezett kondenzátor feszültsége egy hálózati periódusidő alatt pár százalékban lecsökken. Így a hálózati feszültség visszatérésekor jelentős túláramot eredményez a DC kör feszültsége és a hálózati feszültség csúcserőértéke közötti feszültségkülönbség, mely a



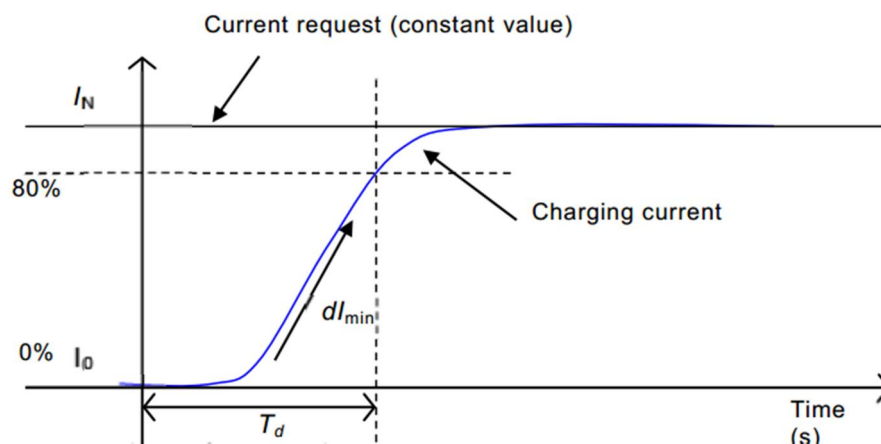
diódára esik. Ennek hatására lekapcsolódik a hálózatról az inverter, ami nagyszámú autótöltő esetén nem megengedhető.

### 3.1.2 Akkumulátor töltést specifikáló szabvány

Az akkumulátor töltést az *IEC-61851-23* szabvány specifikálja. Dinamikai szempontból fontos tartalma, hogy specifikálja az akkumulátor töltésmenedzsmenete által előírt alapjel követési sebességét. Az alapjel értékének 80 %-át el kell érnie

$T_d \leq \frac{0,8(I_N - I_0)}{dI_{min}}$  idő alatt, ahol  $I_N$  az alapjel értéke,  $I_0$  az új alapjel előtt érvényes áram,

$$dI_{min} = \pm 16 \frac{A}{s}$$



3.2. ábra: Az akkumulátor töltés specifikációja [11]

Az akkumulátor töltés vészleállítása esetén pedig, ha a töltésmenedzsmenete hibát jelez 400 ms-ig (például túlfeszültséget), akkor  $200 \frac{A}{s}$ -os meredekséggel kell az áramot a névleges töltőáram 5%-ára csökkenteni.

Kimenő áramhullámosságra csúcstól-csúsig maximálisan 3 A-t enged meg, míg feszültség-hullámosság esetén ez a korlát  $8 V_{pp}$ . [11]

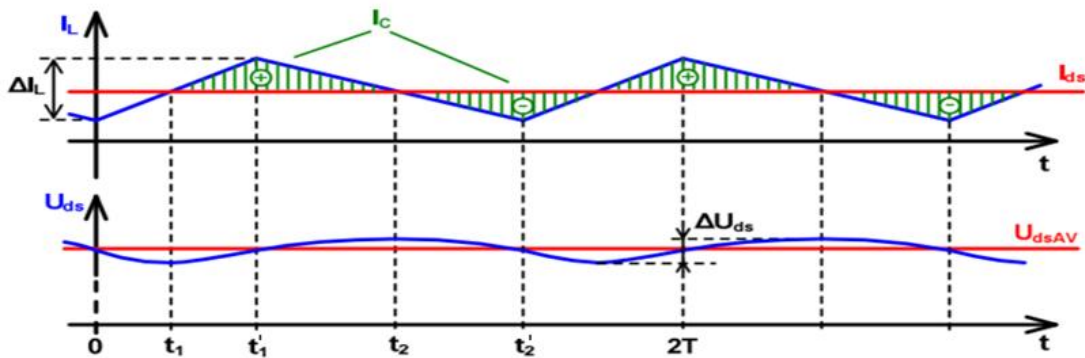
## 3.2 A DC/DC szűrőkör méretezése

Az *IEC 61851-23* szabványban foglaltak szerinti kimeneti áram illetve feszültség-hullámosság betartásához az  $L_b - C - L_k$  paramétereket kell megfelelően megválasztani. Melyeket legegyszerűbb analitikus módszerek segítségével meghatározni.

Elsőnek a belső induktivitás meghatározása történt meg. Az  $L_b$  induktivitáson nagy áramhullámosságot engedünk meg, hiszen ettől függ milyen áramnövekedési meredekséggel növelhetjük a kimenő áram értékét, azaz milyen gyorsan tudjuk a kimenő áram értékét megváltoztatni. Továbbá gazdasági megfontolások alapján is célszerű minél

kisebb fojtótekeresztet választani (melyhez nagyobb áramhullámosság tartozik), ugyanis ezen elemek ára az induktivitás értékével exponenciálisan arányos. A nagy belső áramhullámosságot a  $L_k-C_s$  másodfokú szűrő, továbbá az eltolt vezérlés fogja a szabványban foglalt érték alá csökkenteni.

Konzulensemme, Varjasi Istvánnal egyeztetve 20 A belső áramhullámosságot engedünk meg. Felhasználva, hogy a Buck konverter maximális áramhullámossága 50 %-os kitöltési tényező esetén lép fel,  $L_b = \frac{U}{4 \cdot f \cdot \Delta I} = \frac{650 \text{ V}}{4 \cdot 8 \text{ kHz} \cdot 20 \text{ A}} \cong 1 \text{ mH}$  adódik. Ez egy gazdaságosan megvalósítható érték. [12]



3.3. ábra: Az áramhullámosság és a feszültség hullámosság kapcsolata [12]

A három csatorna hídágát szimmetrikusan,  $\frac{T}{3}$ -mal eltolva vezéreljük. Az induktivitások, továbbá a három hídág kapcsolgatásával megvalósított négyoszjel generátor lineáris rendszert alkot. Következésképpen alkalmazhatjuk a szuperpozíció elvét. A feszültségforrásokat egyesíthetjük az áramhullámosság szempontjából, így egy  $\frac{650 \text{ V}}{3} = 217 \text{ V}$  üresjárási feszültségű,  $f_{k2} = 3 \cdot f_k = 24 \text{ kHz}$  kapcsolási frekvenciájú,  $\frac{L_b}{3} = \frac{1}{3} \text{ mH}$  belső induktivitással rendelkező feszültségforrást kapunk. Ebből következik, hogy az áramhullámosság harmada lesz az  $L_b$  induktivitáson levőnél, mely az eredő forrás 50%-os kitöltésénél, amely az egyes ágaknak megfelelő  $\frac{1}{6}; \frac{3}{6}; \frac{5}{6}$ -os kitöltési tényezőknél lesz a maximális.

Természetesen legnagyobb eredő áramhullámosság esetén lesz a legnagyobb a feszültség hullámosság értéke. Azzal a közelítéssel élünk, hogy a kimenő áramhullámosság elhanyagolható, csak a belső áramhullámosság sűti ki/tölti a kondenzátort (3. egyenlet). Hasonlóan a külső áramhullámosságot pedig úgy vesszük, mintha azt csak a kondenzátor feszültségének ingadozása okozná. (4. egyenlet) (Jelöléseket lásd.: 3.3. ábra)

$$\Delta U_c = \frac{1}{c} \int_{t_1}^{t_2} (i_L - i_{ds}) dt \quad (3.)$$

$$\Delta I_k = \frac{1}{L_k} \int_{t_1'}^{t_2'} (u_{ds} - u_{dsAV}) dt \quad (4.)$$

$$\Delta U_c = \frac{\frac{\Delta I_b}{3}}{8 \cdot f_{k2} \cdot C_s} = \frac{\frac{U_b}{3}}{32 \cdot f_{k2}^2 \cdot \frac{L_b}{3} \cdot C_s} = \frac{U_b}{32 \cdot f_{k2}^2 \cdot L_b \cdot C_s} \quad (5.)$$

$$\Delta I_k = \frac{\frac{\Delta I_b}{3}}{2 \cdot 24 \cdot L_k \cdot C_s \cdot f_{k2}^3} = \frac{\frac{U_b}{3}}{192 \cdot L_k \cdot \frac{L_b}{3} \cdot C_s \cdot f_{k2}^3} = \frac{U_b}{192 \cdot L_k \cdot L_b \cdot C_s \cdot f_{k2}^3} \quad (6.)$$

Az képletekből jól látható, hogy az frekvenciafüggés alapján, az eltolt vezérlésből következőben többszörösen csökkennek a hullámosság értékek. A feszültség hullámosság  $\frac{1}{9}$ -szer, míg az áramhullámosság  $\frac{1}{27}$ -szer akkora, mint amit eltolás nélküli vezérlés esetén kaptunk volna.

A (5.) egyenletből a kondenzátor értékére  $C_s = 4,4 \mu F$  adódik. Ennél sokkal nagyobb kondenzátor választható gazdaságosan, ezért  $C_s = 300 \mu F$  választásával éltem. Ekkora kondenzátor esetén, a 3A-es kimeneti áramhullámossághoz  $L_k = 272 nH$  induktivitás szükséges. Tehát gyakorlatilag a külső induktivitást el is hagyhatjuk, ahhoz hogy a szabványban foglaltakat tartani tudjuk, hiszen a csatlakozást biztosító kábel, továbbá az egyéb hozzávezetés, akkumulátor együttesen biztosan jelent  $1 - 2 \mu H$  induktivitást.

A DC/DC átalakító-szűrőt OrCAD PSpice áramkör-szimulátorba megvalósítva ellenőriztem a számított eredményeket (Szimuláció paramétereit:  $L_b = 1 mH; C_s = 300 \mu F; L_k = 0 H; R_{akku} = 100 m\Omega; L_{akku} = 0 H$ )

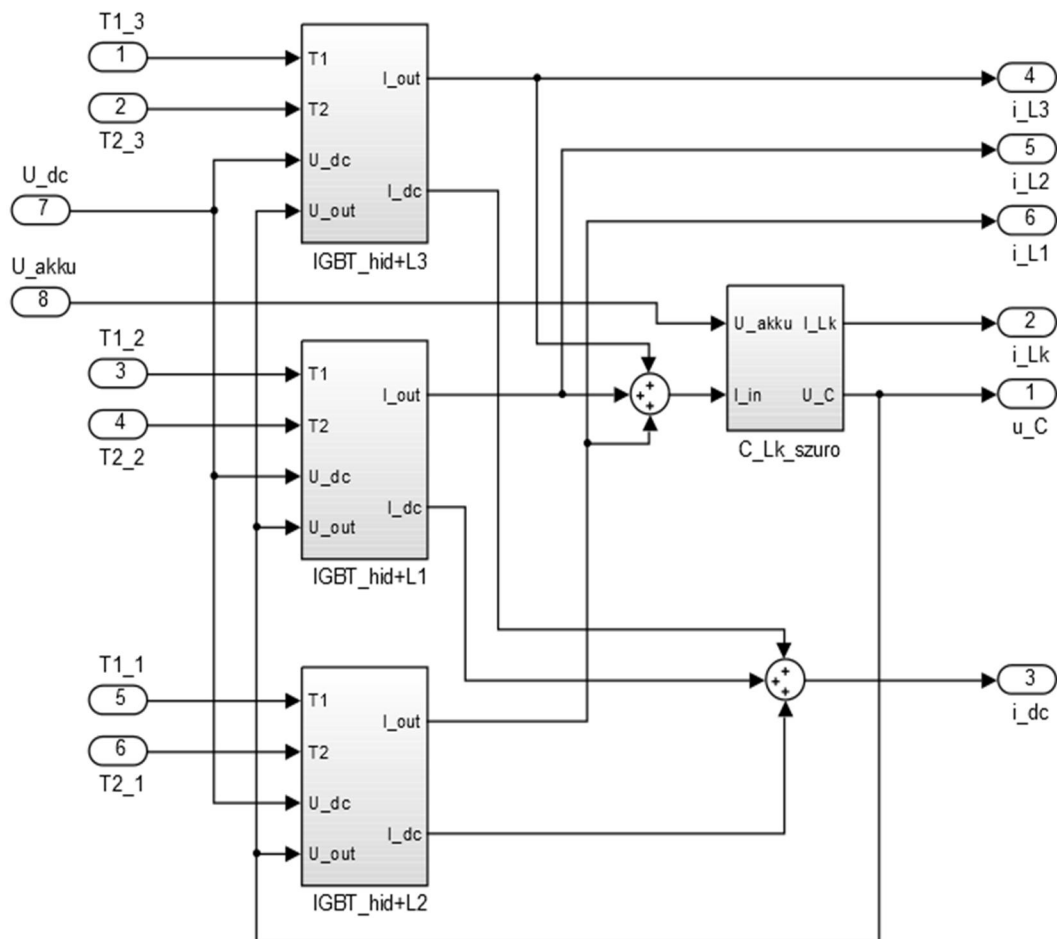
**3.2.1. Táblázat: Analitikus módszerrel és szimulációval kapott értékek**

	$\Delta I_k$	$\Delta I_{eredő}$	$\Delta I_c$	$\Delta U_c$
Analitikus	20 A	6,66 A	-	0,118 V
Szimuláció	19,95 A	6,56 A	1,135 A	0,113 V

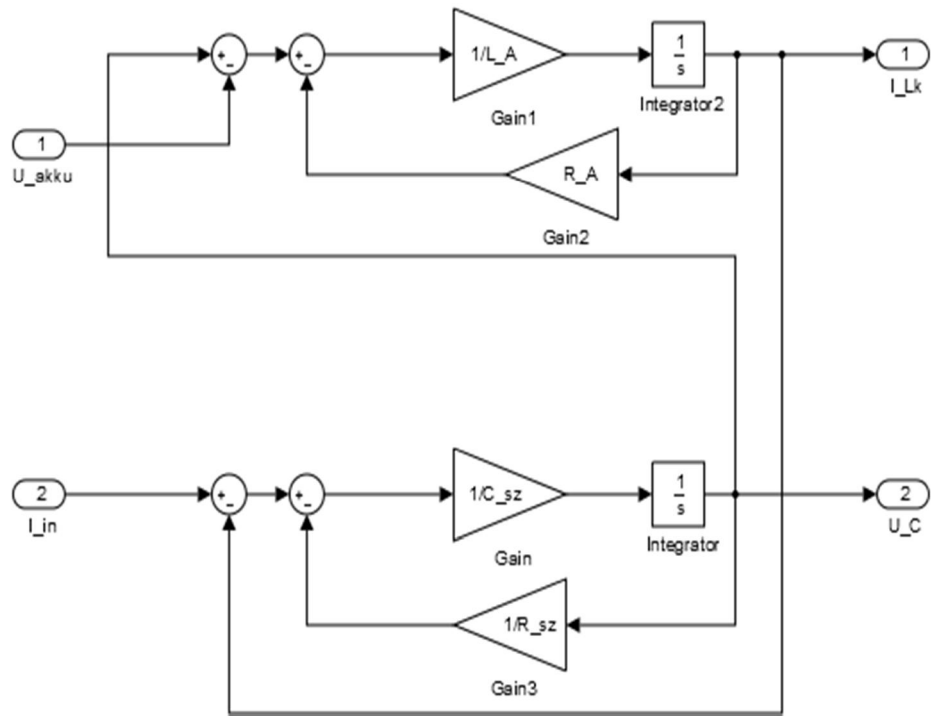
Az eredményekből látható, hogy az analitikus módszerekkel kapott értékek jól közelítik a szimulációval kapott értékeket. Továbbá akkor is a határérték alatt marad a külső áramhullámosság értéke, amikor az akkumulátormodell egy maximális értéknek tekinthető  $100 m\Omega$  soros ellenállásból és egy ideális feszültségforrásból áll.

### 3.3 A főáramkör Simulink modellje

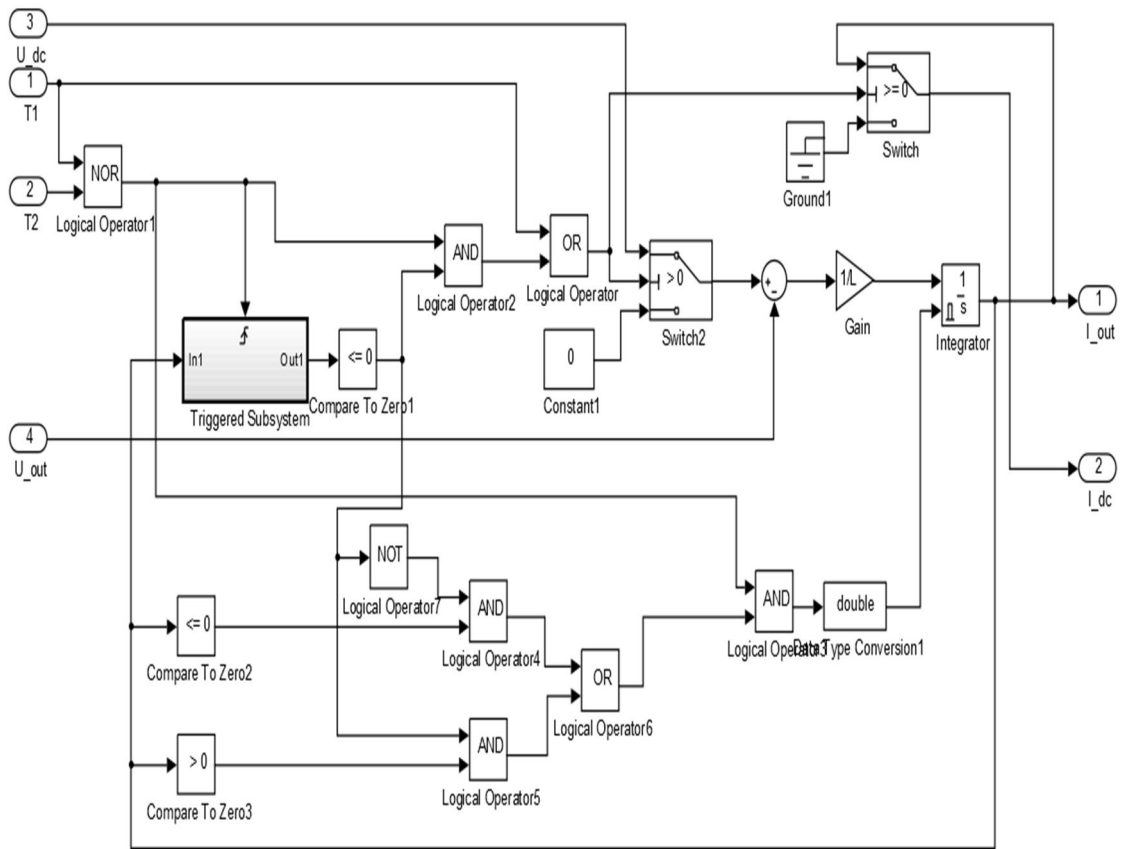
A főáramkörhöz különböző működési elvű szabályozót terveztem, melyek tesztelését Matlab-Simulink környezetben végeztem el. Ehhez szükséges volt létrehozni magát a főáramkör modelljét is, mely történhetett állapotegyenletek felírásával a komplex frekvenciatartományban vagy PowerSystem Toolbox segítségével, teljesítményelektronikai elemek összeállításával. Az előbbi módszer mellett döntöttem, mert a közeljövőben cél egy olyan FPGA-n megvalósítható valós idejű főáramkör szimulátort megvalósítani, amely segítségével a hardveresen megvalósított szabályozót tesztelni lehet és így fel lehet gyorsítani a fejlesztési időt. Ha a főáramkör modell állapotegyenletek segítségével van felírva és az azokat megvalósító elemek segítségével (integrátor, konstans erősítés, műveletvégző egységek) realizálva van, akkor – kihasználva a Matlab szolgáltatásait – viszonylag egyszerűen lehet ebből VHDL kódot generálni, majd azt az adott FPGA-ra lefordítani.



3.4. ábra: A DC/DC konverter Simulink modellje



3.5. ábra:  $C_s - L_k$  Simulink modellje

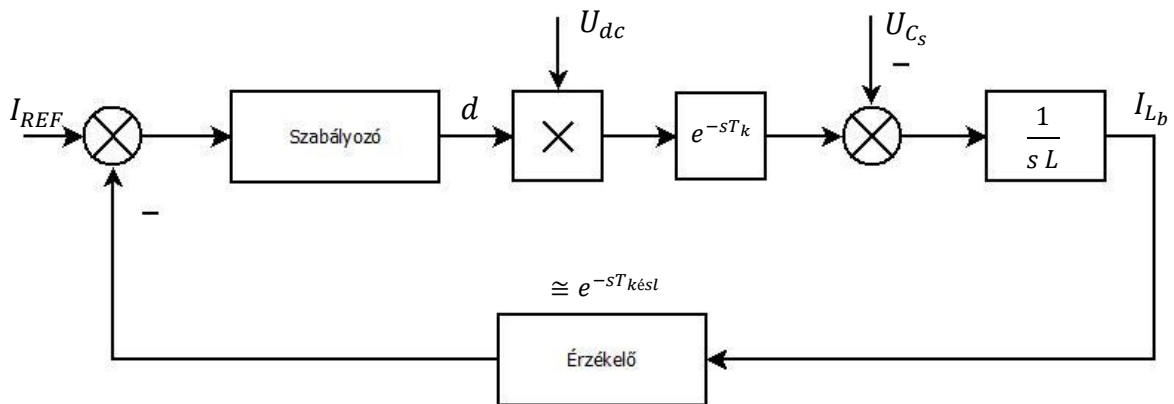


3.6. ábra: IGBT híd –  $L_b$  Simulink modellje

Az állapotváltozók legegyszerűbben integrátorok segítségével írhatóak fel.  $C_s - L_k$  egyenletei egyszerűen adódnak. Az induktivitások árama a rajtuk eső feszültség integráljával, míg kondenzátor feszültsége a rajta folyó áram integráljával arányos.

Az IGBT-dióda hídágot és az  $L_b$  induktivitást egy blokkban valósítottam meg, hiszen ennek a fojtónak a feszültsége függ a hídág állapotától. Ha a felső IGBT be van kapcsolva a rajta eső feszültség  $U_{dc} - U_c$ , míg ha az alsó IGBT van bekapcsolva, akkor  $-U_c$  (mindkét IGBT bekapcsolt állapotát nem előforduló állapotnak tételeztem fel). Ha bármelyikük kikapcsol, akkor az áram iránya határozza meg az egyenleteket. Pozitív áram esetén az alsó dióda nyit, tehát  $U_{L_b} = U_{dc} - U_c$ . Negatív áram esetén pedig a felső dióda kapcsol be,  $U_{L_b} = -U_c$ . Ezt a modellben úgy valósítottam meg, hogy bármely IGBT bekapcsolása esetén mintavételezésre kerül az áram iránya és ez alapján az ennek megfelelő egyenlet lép életbe, mely hatására az áram értéke csökkenni kezd. Nulla érték elérésekor az induktivitáson eső feszültség is zérus, amit az integrátor nullába állításával oldottam meg.

### 3.4 Különböző működési elvű szabályozók



3.7. ábra: A szabályozási kör

A 3.7. ábraán látható a főáramkör, mint szabályozandó szakasz és annak szabályozási köre folyamatos vezetés tartományban. Ebben az esetben a szakasz egy egyszerű integrátornak tekinthető, mely a rákapcsolt feszültséget integrálja. Az így keletkező áramot egy érzékelő segítségével mérjük, majd a referenciajelből kivonva előállítjuk a hibajelet. A szabályozó ezen érték alapján kiszámolja az új kitöltési tényezőt, mely komparálásra kerül egy kapcsolási frekvenciájú háromszög jellel. A komparátor kimenete vezérelt az IGBT-eket, így átlagértékben egy  $d \cdot U_{dc}$  feszültség értéket kapunk,

melynek hatása egy  $T_k$ , kapcsolási periódus holtidő múlva jut érvényre. Ebből a feszültségből kivonódik a kondenzátor feszültsége, s így előáll a fojtóra eső feszültség.

A szabályozó tervezésekor figyelembe szükséges venni:

- Az áramérzékelő fajtáját, hiszen ettől függ az érzékelés holtideje ( $e^{-sT_{kés}}$ ).
- Szaggatott vezetés tartományában a beavatkozás nemlineáris,  $d \cdot U_{dc}$  nem alkalmazható
- Az induktivitás nem tekinthető feltétlenül lineárisnak. Főként nem, ha osztott légréses fojtót alkalmazunk.

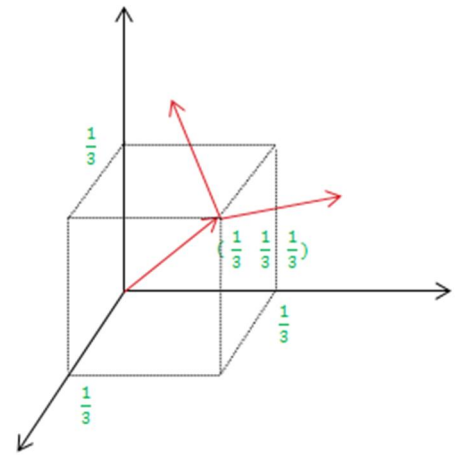
A kapcsolat szimmetriájából adódóan elviekben, ha az IGBT-eket azonos kitélési tényezővel vezéreljük, akkor az ágáramok is azonosak lesznek. De a gyártási szórásból adódó minimális eltérések a szakasz integráló tulajdonságából adódóan az idő előrehaladtával olyan mértékű eltéréseket okoz, mely esetén az ágáramok szimmetriája teljesen felborul. Ezért - bár az töltés szempontjából csak az eredő áram értéke fontos - a veszteségek egyenletes elosztása érdekében az egyes hídágakat külön-külön szükséges szabályozni.

### 3.4.1 Vektoros PI szabályozó

Az ágáramok egyenlőségét megoldhatjuk ún. Park-vektoros szabályozó segítségével is. Ennek a szabályozó működési elvnek a lényege, hogy a bejövő három áramértéket felbontjuk egymástól független három komponensre. Erre tökéletesen alkalmas a háromfázisú rendszerekben alkalmazott Park-vektoros felbontás. Melynek mátrixos alakja:

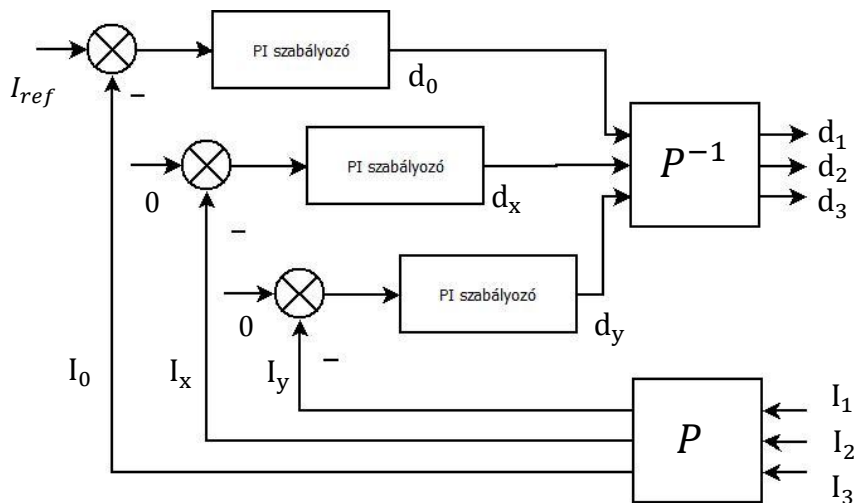
$$\begin{aligned}
 I_{123} &= P^{-1} \cdot I_{0xy} & I_{123} &= P^{-1} \cdot I_{0xy} \\
 \begin{matrix} I_0 \\ I_x \\ I_y \end{matrix} &= \begin{matrix} \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{-1}{\sqrt{3}} \end{matrix} \times \begin{matrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{matrix} & \begin{matrix} I_0 \\ I_x \\ I_y \end{matrix} &= \begin{matrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{matrix} \times \begin{matrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{matrix}
 \end{aligned}$$

Ennek a felbontásnak az egyik komponense az ágramok átlagértékét adja. Továbbá némi számolás után látható, hogy teljesíti az ortogonalitást is.  $I_0$  komponens az átlagáram harmadára, míg  $I_x$  és  $I_y$  komponenseket zérus értékre szabályozva teljesül, hogy az ágramok értéke a kívánt mértékű lesz.



3.8. ábra: Ortogonális bázisvektrok

A szabályozásunkhoz lényegében bármely vektortérbeli ortogonális felbontás megfelelne, melynek egyik bázis egyik vektora az  $(\frac{1}{3}; \frac{1}{3}; \frac{1}{3})$  koordinátájú vektor (ez fejezi ki az átlagértéket).

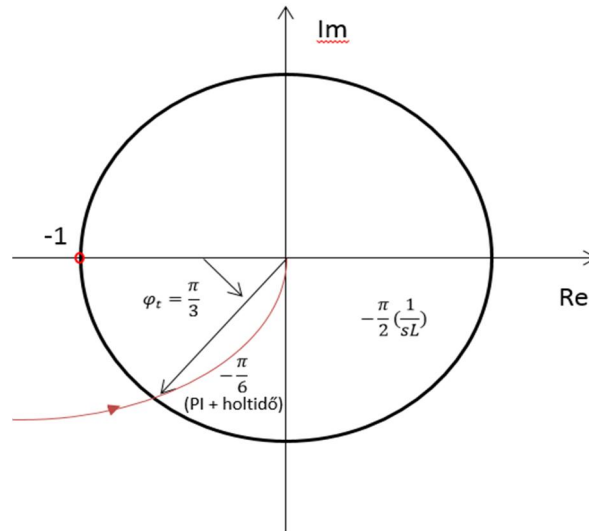


3.8. ábra: Park-vektoros szabályozó blokkvázlata

Az érzékelt áram hullámosságát egy aluláteresztő szűrő segítségével csökkentjük, melynek átviteli függvénye  $\frac{1}{1+sT_k}$ . A Park transzformációnak köszönhetően a szabályozási kör a három ágának a párhuzamos eredője lesz. A szabályozó szempontjából olyan mintha egy IGBT águnk lenne  $\frac{L_b}{3}$  induktivitással,  $\frac{U_{dc}}{3}$  bemeneti feszültséggel és  $3 \cdot f_k$  kapcsolási frekvenciával. A szűrő eredő átviteli függvénye pedig  $\frac{1}{1+s\frac{T_k}{3}}$  lesz, mely átvitelét vágási körfrekvencián közelíthetjük egy  $e^{-s\frac{T_k}{3}}$  taggal. Így a felnyitott kör hurokerősítésére a következő egyenlet adódik:

$$W(s) = A_p \left(1 + \frac{1}{sT_i}\right) \cdot \frac{U_{dc}}{3} \cdot e^{-s\frac{T_k}{3}} \frac{1}{sL/3} e^{-s\frac{T_k}{3}} \quad (7.)$$





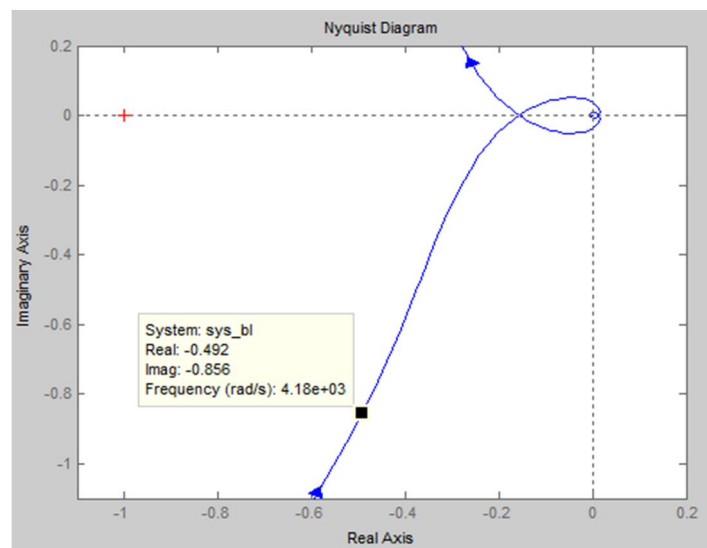
3.9. ábra: A felnyitott kör közelítő Nyquist diagrammja

3.9. ábraán látható, hogy a  $60^\circ$ -os fázistartalék esetén, mivel a fojtónak  $90^\circ$ -os fáziskésleltetése van, a szabályozóra és a járulékos tagokra  $30^\circ$  fázistolás engedhető meg. Egy ökölszabályt alkalmazva ezt úgy osztjuk el a szabályozó és a mérésből ill. beavatkozásból adódó holtidő között, hogy  $\frac{2}{3}$ -a az utóbbira, míg  $\frac{1}{3}$ -a magára a PI szabályozóra jusson. Így következő egyenletek és abból számítható eredmények adódnak:

$$\omega_c \cdot \frac{2 \cdot T_k}{3} = \frac{\pi}{6} \cdot \frac{2}{3} \quad \longrightarrow \quad \omega_c = 4,19 \frac{\text{krad}}{\text{s}} \quad (8.)$$

$$\tan^{-1} \frac{1}{\omega_c \cdot T_i} = \frac{\pi}{6} \cdot \frac{1}{3} \quad \longrightarrow \quad T_i = 1,378 \cdot \text{ms} \quad (9.)$$

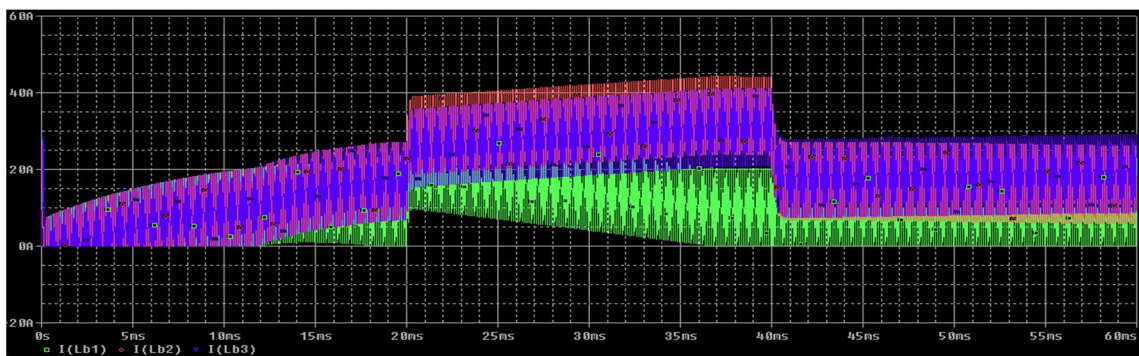
$$A_p \cdot \frac{U_{dc}/3}{\omega_c \cdot L_b/3} = 1 \quad \longrightarrow \quad A_p = 6,27 \cdot 10^{-3} \quad (10.)$$



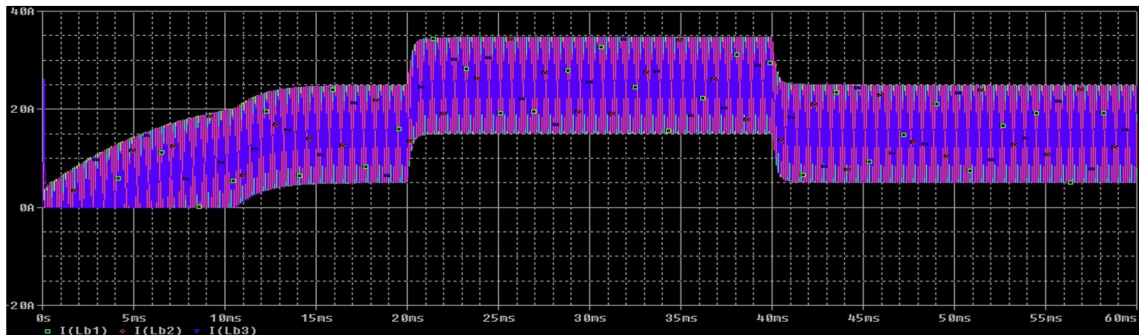
3.10. ábra: A felnyitott kör tényleges Nyquist diagrammja

Az összehasonlítás érdekében terveztem egy PI szabályozót, mely az eredő áramot méri és az egyes IGBT-eket azonos kitöltési tényezővel vezérli. Az alkalmazott paraméterek azonosak, hiszen az összáram hullámossága harmada az egyes ágakénak, így elegendő egy  $\frac{1}{1+s\frac{T_k}{3}}$  aluláteresztő szűrőt alkalmazni az érzékelésnél. Továbbá a szabályozó kimenete mindhárom ágat vezérli, ezért hasonlóan a Park-vektoros szabályozóhoz az új kitöltési tényező értékének érvényre jutása ugyancsak  $\frac{T_k}{3}$  holtidővel valósul meg.

Az egyik ágban  $0,2 \mu\text{s}$ -mal csökkentettem a bekapcsolási időt, melynek hatására a szabályozó működésére a következő ábrán figyelhető meg:



3.11. ábra: Az ágakamok kapcsolási idő eltérés esetén, Park-vektoros szabályozó nélkül



3.12. ábra: Az ágakamok kapcsolási idő eltérés esetén, Park-vektoros szabályozóval

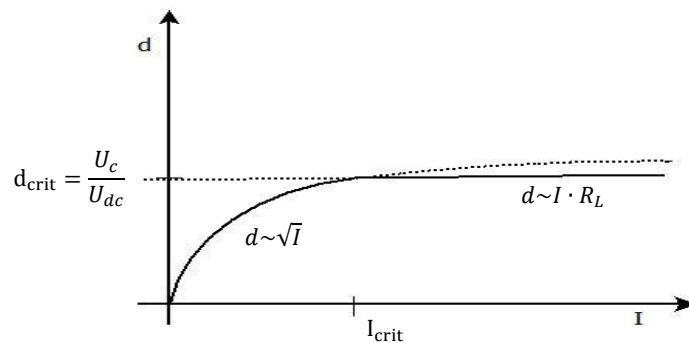
Látható, hogy a kapcsolási idő eltérés következtében az eredőáramra való szabályozás esetén az egyes ágakamok értéke egyre növekvő mértékben eltér. Ez annak köszönhető, hogy amelyik ágban lecsökkentettük a bekapcsolási időt, ott kisebb az a feszültség-idő terület, ami az induktivitásra jut. Aminek köszönhetően azonos kitöltési tényező esetén az ágakam lefelé kezd integrálódni. A másik két ágakam igyekszik kiegyenlíteni ezt az eltérést. Park-vektoros szabályozás esetén nem merül fel hasonló probléma. A szabályozó kiküszöböli a főáramkör kis aszimmetriáit. Ez úgy lehetséges, hogy az  $x$  és  $y$  komponenseknek köszönhetően különböző lesz az egyes ágakam kitöltési

tényezője. Továbbá az is megfigyelhető, hogy ezt a kiegyenlített szabályozást változatlan sebességgel teszi meg.

Az ábrából az a következtetés levonható, hogy a folyamatos vezetésre tervezett szabályozó a szaggatott vezetés tartományában, bár működőképes, de több mint egy nagyságrenddel lassabban működik. Tehát gyors szabályozó érdekében szaggatott vezetésre más módszert szükséges alkalmazni.

### 3.4.2 Csúcsáram szabályozó

Amennyiben az árammérést a kapcsolási periódusidőhöz képest nagyon gyors érzékelő segítségével tudjuk elvégezni, alkalmazhatunk ún. csúcsáram szabályozót. Mint már említettem, a szakasz a kétféle vezetési tartományban teljesen eltérően viselkedik. A szaggatott vezetés tartományában a szabályozandó szakasz nemlineáris, a mindenkori áram a kitöltési tényező négyzetes függvénye, míg folytonos vezetés esetén a szakasz lineáris, egy egyszerű integrátorként modellezhető.



3.13. ábra: Kitöltési tényező az átlagáram függvényében

Folytonos vezetés esetén:

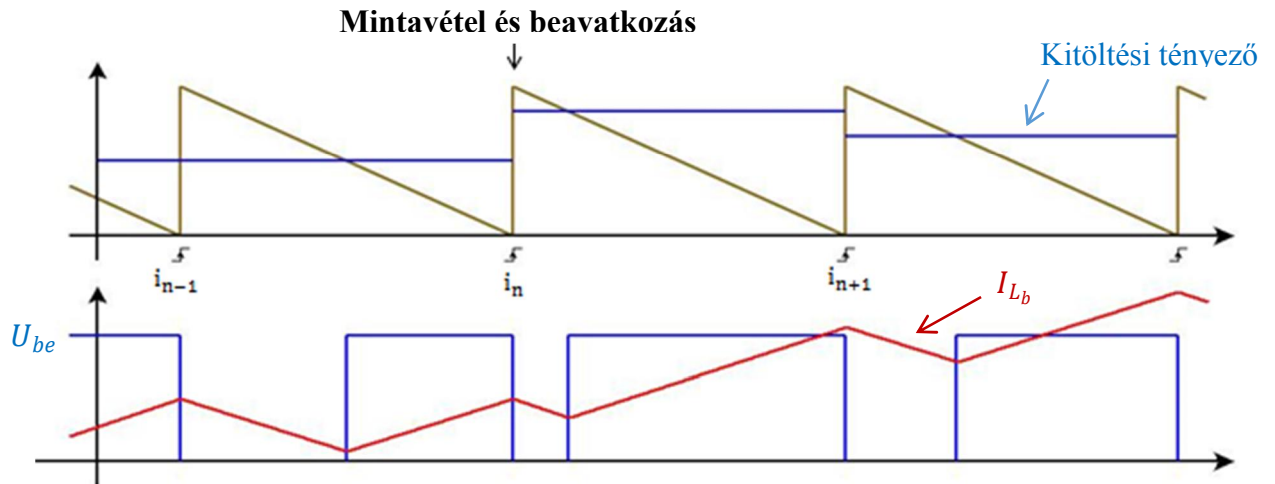
$$I_{\text{átlag}} = \int_{t_0}^{k \cdot T + t_0} \frac{d \cdot U_{be} - U_{ki}}{L} + I_0 \quad (11.)$$

Szaggatott vezetés esetén:

$$I_{\text{átlag}} = \frac{U_{be}(U_{be} - U_{ki}) \cdot T \cdot d^2}{2 \cdot U_{ki} \cdot L} \quad (12.)$$

Az 3.13. ábraán látható, hogy folytonos vezetés esetén a kitöltési tényező majdnem a kritikus kitöltési tényezővel egyenlő. Értékét csak az induktivitás soros rezisztenciáján eső feszültség szabályozza. Mivel az ellenállás értéke meglehetősen kicsi, az egyenes meredeksége is csekély.

### 3.4.2.1 Pillanat-beavatkozású áramcsúcs szabályozó:



3.14. ábra: Szabályozó működése: kitöltési tényező és áram alakulása

Megvalósítottam egy olyan szabályozót – az egyes IGBT-híd ágakra külön-külön, mely minden kapcsolási periódust követően megmintavételezi az áram csúcserőértékét és annak függvényében közvetlenül módosítja a kitöltési tényező értékét. Az IGBT-k vezérlése a 3.14. ábraán látható fűrészfél segítségével történik. A kitöltési tényező komparálásra kerül a háromszög jellel. Az IGBT pedig akkor van bekapcsolva, ha a kitöltési tényező nagyobb mint a fűrészfél. Az így történő vezérlés, továbbá felfutóélre történő áram-mintavételezés segítségével biztosítható, hogy az áram csúcserőértékét mérjük. Egy ilyen szabályozónak csak akkor van létjogosultsága, ha az algoritmus FPGA-n fut le, hiszen csak ekkor biztosítható hogy 100 ns-os nagyságrendbe esik a beavatkozási idő, ami még pillanatszerűnek tekinthető.

#### A szabályozó működése:

Meghatározásra kerül, hogy mekkora áramhullámosság ( $\Delta I$ ) tartozik a mindenkori bemeneti és kimeneti feszültséghez. Ha a referenciaáram ez alatti értékű, akkor az állandósult áram szaggatott vezetéshez tartozik. Ekkor a csúcsáram az átlagáram nemlineáris függvénye (15.). Ha  $\frac{\Delta I}{2}$  feletti értékű, akkor a stacionárius áram folyamatos vezetéshez tartozik, tehát a csúcsáram az referenciaáram és az áramhullámosság felének az összege.

$$\Delta I = \frac{U_{ki} \cdot (U_{be} - U_{ki}) \cdot T}{U_{be} \cdot L} \quad (13.)$$

$$\text{Ha } I_{ref} > \frac{\Delta I}{2}, \text{ akkor } \widehat{I}_{REF} = I_{REF} + \frac{\Delta I}{2} \quad (14.)$$

Különben 
$$\widehat{I}_{REF} = \sqrt{\frac{2 \cdot U_{ki} \cdot (U_{be} - U_{ki}) \cdot T \cdot I_{ref}}{U_{be} \cdot L}} \quad (15.)$$

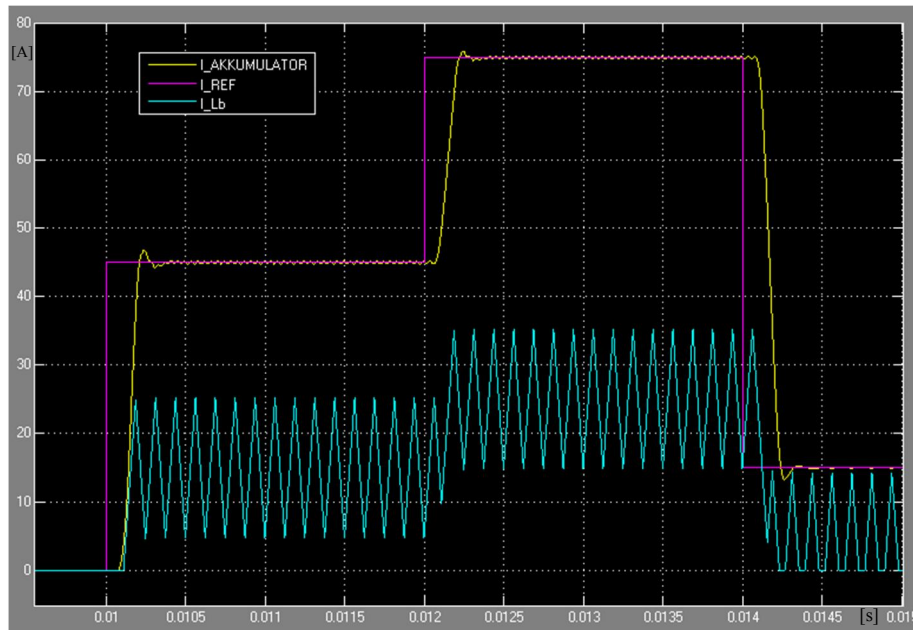
Ha kívánt csúcsáramhoz folyamatos áramvezetés segítségével tudunk eljutni, akkor a kitöltési tényező a 16. egyenletből adódik.

$$d_{foly} = \frac{(\widehat{I}_{REF} - I_n) \frac{L}{T} + U_{ki}}{U_{be}} \quad (16.)$$

Ha szaggatott vezetés segítségével tudunk eljutni, akkor pedig akkora kitöltési tényezőt kell kiadnunk, hogy az ezt meghatározó bekapcsolási idő alatt elérjük a már meghatározott referencia csúcsáram értékét:

$$d_{szag} = \frac{\widehat{I}_{REF} \cdot L}{T \cdot (U_{be} - U_{ki})} \quad (17.)$$

Ahogy az a 3.13. ábraából is látható, a két kitöltési tényező közül mindig a kisebb értékű az érvényes. Tehát a kimenetre  $\min(d_{szag}, d_{foly})$  függvény értéke jut.



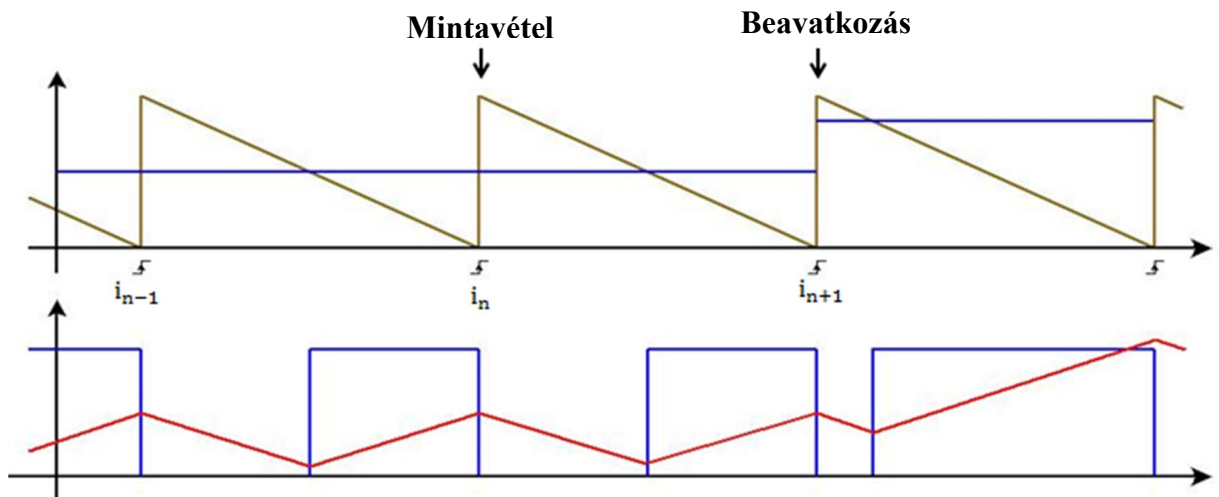
3.15. ábra: Pillanatműködésű áramcsúcs szabályozó működése

A szabályozó működése a 3.15. ábrán látható.  $I_{L_b}$  az egyik hídág árama,  $I_{AKKUMULATOR}$  az akkumulátor árama, míg  $I_{REF}$  pedig a három szabályozó referenciaáramának összege, azaz a kívánt kimeneti áram értéke. Maximális gyorsasággal, körülbelül egy kapcsolási periódus ( $125\mu s$ ) alatt beáll az alapjelnek megfelelő áram.

A szabályozó hátránya, hogy nagyon zavarérzékeny. A felhasznált egyenletekből észrevehető, hogy nincsen „emlékezőképessége”, ami segítségével a paraméterek, mért értékek pontatlanságát kiküszöbölné. Az ábrán látható ideális működés a felhasznált paraméterek szórása, az érzékelés pontatlansága, zaja következtében nem megvalósítható. Továbbá problémát okozhat, hogy  $L_b$  induktivitás értéke a terhelőáram nemlineáris függvénye, térése akár 10%-ot is elérhet.

### 3.4.2.2 Egy kapcsolási periódus alatt beavatkozó áramcsúcs szabályozó:

Ha a szabályozó megvalósítása mikrokontrolleren történik meg, akkor figyelembe kell venni, hogy az új kitöltési tényező meghatározása időbe telik. Ezt a problémát úgy tudjuk kiküszöbölni, hogy nem a mintavételezett áramot vesszük figyelembe, hanem annak értékét módosítjuk a mintavételezés pillanatában kiadott feszültség alapján, amit a kiadott kitöltési tényezőből számítunk.



3.16. ábra: Szabályozó működése: kitöltési tényező és áram alakulása

Az előző szabályozó működése annyiban módosul, hogy itt  $I_n$  helyébe  $I_{n+1}$  becslője lép, mely meghatározása az alapján történik, hogy a mintavételezést követő periódus milyen vezetéshez tartozik.

$$I_n < \frac{(1-d) \cdot T \cdot U_{ki}}{L} \quad (18.)$$

Ha a fenti egyenlet igaz, akkor az áram a csúcserőtről a kikapcsolási idő alatt nullára csökken, azaz szaggatott vezetéshez tartozik a következő periódus. Ekkor  $I_{n+1}$  értéke egyenlő lesz a bekapcsolási időhöz tartozó áramhullámosság értékével, azaz

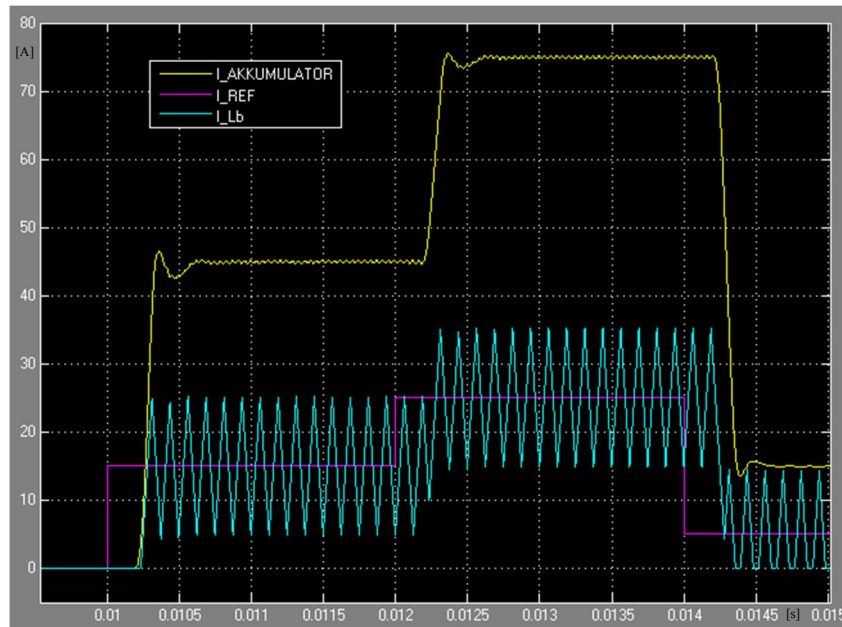
$I_{n+1} = \frac{(U_{be}-U_{ki}) \cdot d \cdot T}{L}$ . Ellenkező esetben az áram nem csökken nullára a következő periódusban, azaz a folyamatos vezetés képlete alapján  $I_{n+1} = I_n + \frac{(d \cdot U_{be} - U_{ki}) \cdot T}{L}$ .

Tehát a kitöltési tényező meghatározása teljesen analóg az előző szabályozóval. Ha a csúcáramhoz folyamatos áramvezetés segítségével tudunk eljutni, akkor:

$$d_{foly} = \frac{(\widehat{I_{REF}} - I_{n+1}) \frac{L}{T} + U_{ki}}{U_{be}} \quad (19.)$$

Ha szaggatott vezetés segítségével tudunk eljutni, akkor pedig:

$$d_{szag} = \frac{\widehat{I_{REF}} \cdot L}{T \cdot (U_{be} - U_{ki})} \quad (20.)$$



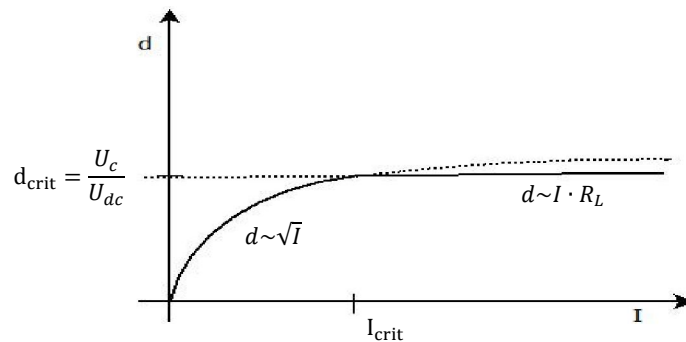
**3.17. ábra: Egy kapcsolási periódus alatt beavatkozó áramcsúcs szabályzó működése**

A szabályozó működése a 3.17. ábraán látható. A pillanatműködésű szabályozóhoz képest egy kapcsolási periódussal lassabban működik az irányítás, ahogy ez a működés leírásából várható is volt. Az irányítás hátránya tényleges megvalósítás esetén változatlan, továbbra nagyon érzékeny a főköri paraméterek értékeire, a mért mennyiségek pontosságára. Sőt az érzékenység tovább nőtt, hiszen a kitöltési tényező az áram becsült értéke alapján történik, mely meghatározásához hasonlóan a problémás tényezőket használtuk fel.



### 3.4.3 Szaggatott vezetés érdekében módosított PI-szabályozó

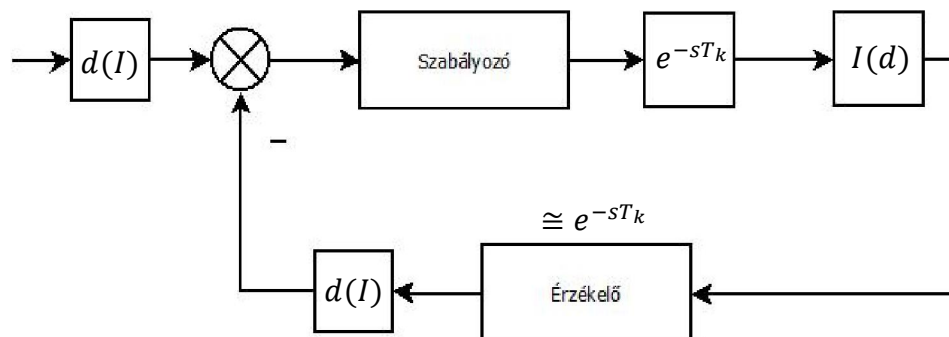
A paraméterek szórása, és az érzékelt áram okozta zavar-érzékenységet integrátort tartalmazó szabályozóval küszöbölhetjük ki, hiszen ekkor nem csak a pillanatnyi áramérték, hanem a szabályozási kör „előlete” is meghatározza az új kitöltési tényező értékét. A 3.4.1. fejezetben tervezett PI- szabályozók esetén már megfigyelhető volt, hogy a folyamatos vezetésre tervezett szabályozó sokkal lassabb szabályozást eredményez a szaggatott vezetési tartományban. Ennek érdekében másfajta irányítástechnikát szükséges alkalmazni erre az esetre.



3.18. ábra: Kitöltési tényező az átlagáram függvényében

Az egyes ágakra egy-egy szabályozót helyezünk el. Ha a 21. egyenlet alapján – mely a 12. egyenletből következik - átszámítjuk a referenciaáramot és a mért áramértéket egyenértékű kitöltési tényezővé, akkor a rendszert linearizáltuk a szaggatott vezetési tartományra. Így egy tárolómentes, tisztán holtidőt tartalmazó rendszerhez jutunk, melynek szabályozási köre a 3.17. ábraán látható. Ehhez legcélszerűbb egy tisztán integrátoros szabályozót megvalósítani.

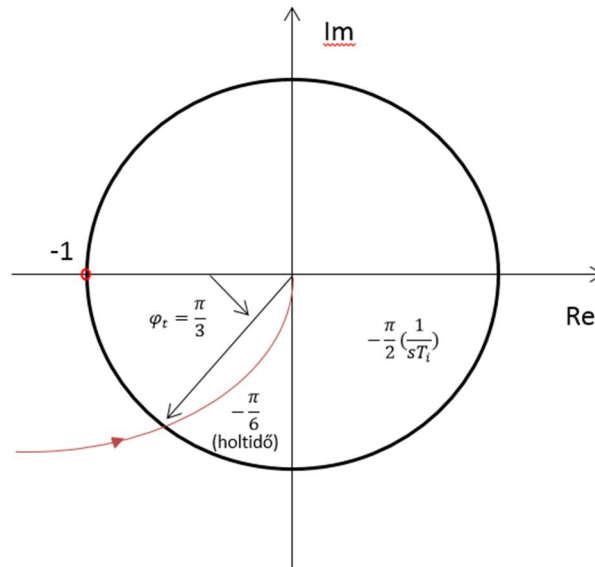
$$d = \sqrt{\frac{2 \cdot U_{ki} \cdot L \cdot I}{U_{be}(U_{be} - U_{ki}) \cdot T}} \quad (21.)$$



3.19. ábra: A DC/DC átalakító szabályozási köre szaggatott vezetés esetén

$$W(s) = \frac{1}{s \cdot T_i} \cdot e^{-sT_k} e^{-sT_k} \quad (22.)$$



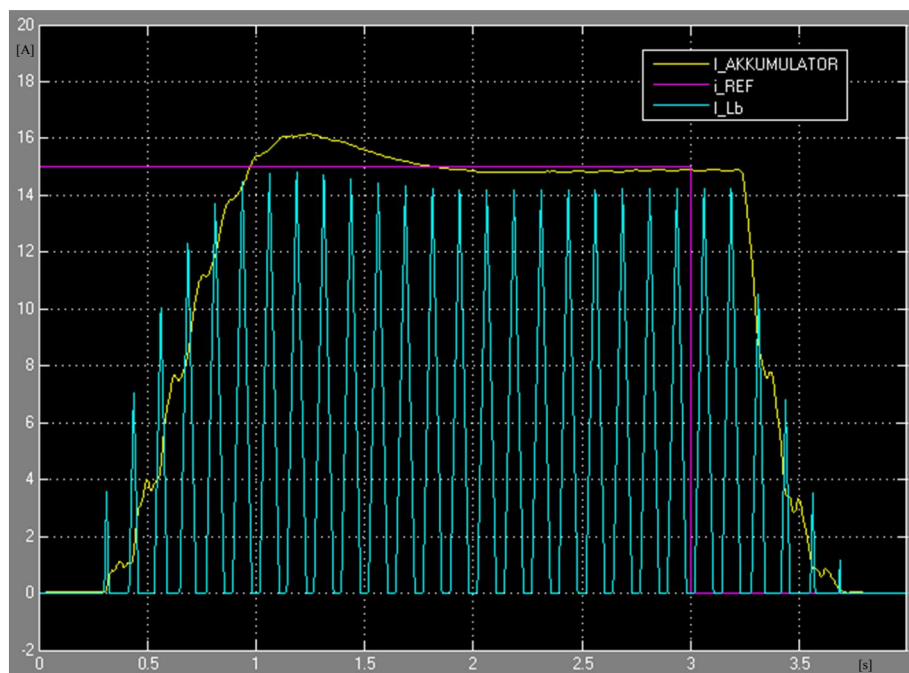


**3.20. ábra:** A szabályozási kör közelítő Nyquist diagrammja szaggatott vezetés esetére

Felírva az felnyitott hurok átviteli függvényét a 22. egyenlet adódik. A holtidők most a kapcsolási periódus idejével egyeznek meg, mert az egyes ágakat egymástól függetlenül vezéreljük. Felrajzolva a 3.20. ábraán látható közelítő Nyquist diagrammot, látható hogy az integrátor  $90^\circ$ -os fázistolása, továbbá a  $60^\circ$ -os fázistartalék következtében a holtidőre  $30^\circ$ -os fáziskésleltetés jut a vágási körfrekvencián. Így az alábbi egyenletek és az azokból számítható eredmények adódnak:

$$\omega_c \cdot 2 \cdot T_k = \frac{\pi}{6} \quad \longrightarrow \quad \omega_c^{szagg} = 2,09 \frac{krad}{s} \quad (23.)$$

$$\frac{1}{\omega_c \cdot T_i} = 1 \quad \longrightarrow \quad T_i^{szagg} = 477,46 \cdot \mu s \quad (24.)$$



**3.21. ábra: A szaggatott vezetés esetére tervezett I szabályozó működése**

A szabályozó ugrásválasza a 3.21. ábraán látható. Az alapjelnek megfelelő értékre minimális túllövással gyorsan beáll a kimeneti áram.

Ha a 3.4.1. fejezetben leírtak alapján tervezhetünk folyamatos vezetés tartományára egy szabályozót az egyes hídágakra. Ekkor a szabályozási körben  $T_k$  beavatkozásból adódó, továbbá  $T_k$  mérésből adódó holtidő található. Ezek alapján a Park-vektoros szabályozó esetén leírt egyenletek az alábbiak szerint módosulnak:

$$\omega_c \cdot 2 \cdot T_k = \frac{\pi}{6} \cdot \frac{2}{3} \quad \longrightarrow \quad \omega_c = 1,396 \frac{\text{krad}}{\text{s}} \quad (25.)$$

$$\tan^{-1} \frac{1}{\omega_c \cdot T_i} = \frac{\pi}{6} \cdot \frac{1}{3} \quad \longrightarrow \quad T_i = 4,06 \cdot \text{ms} \quad (26.)$$

$$A_p \cdot \frac{U_{dc}}{\omega_c \cdot L_b} = 1 \quad \longrightarrow \quad A_p = 2,12 \cdot 10^{-3} \quad (27.)$$

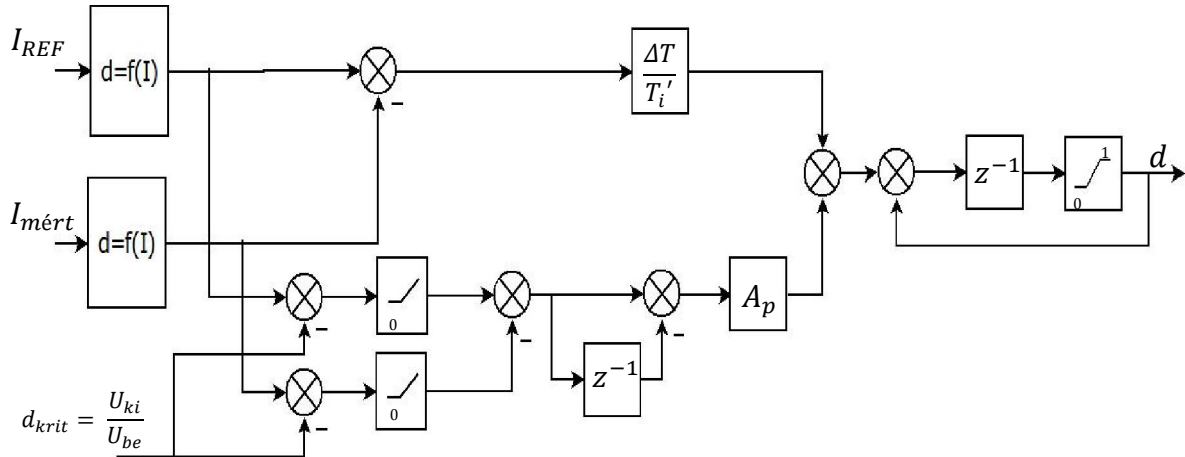
Így két szabályozóhoz jutottunk, melyek külön-külön - azon a vezetési tartományon amelyikre tervezték - megfelelően működnek, viszont a másik vezetési tartományon nagyon lassúnak bizonyulnak. (A szaggatott vezetésre tervezett I-szabályozó is lassú működésű lesz a folyamatos vezetési tartományon, hiszen – ahogy az a 3.18. ábraán is látható – folyamatos vezetési szakaszon a kitöltési tényező meredeksége csekély, ennek következtében a hibajel is kis értékű.) Felvetődik a kérdés, hogyan lehet a két szabályozót egyesíteni, esetlegesen a két szabályozó között átkapcsolást biztosítani.

Szükséges volna érzékelni, melyik vezetési tartományban tartózkodunk a pillanatnyi kapcsolási periódusban. Ez történhet az érzékelt áram alapján. A mért bemeneti és kimeneti feszültségből kiszámíthatjuk a 28. egyenlet alapján az áramhullámosság értékének felét. Ha a pillanatnyi áram ez alatti érték, akkor szaggatott vezetési tartományban vagyunk, különben folyamatosban.

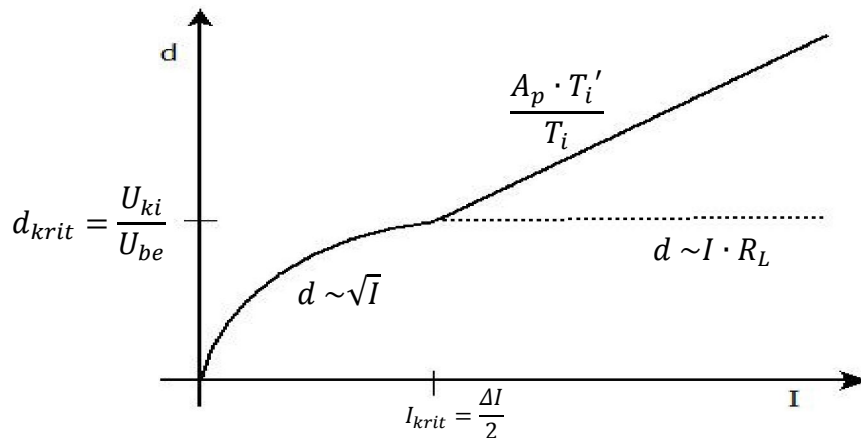
$$\frac{\Delta I}{2} = \frac{U_{ki} \cdot (U_{be} - U_{ki}) \cdot T}{U_{be} \cdot L} \quad (28.)$$

Ennél a meghatározási módnál problémát okoz, hogy a számítás során alkalmazott paraméterek értékét nem ismerjük kellő pontossággal. Továbbá az az áramérték, ami alapján eldöntjük, mely vezetési tartományban vagyunk, a döntés pillanatában már nem aktuális, hiszen az egy  $T_k$  holtidővel a kiértékelés előtt érvényes érték. Ennek következtében nem tudunk éles határt húzni a kétféle vezetési tartomány között.

Némi vizsgálódás után elvettem az átkapcsoláson alapuló szabályozó kombinálást és folyamatos átkapcsolást biztosító megoldás után kutattam. Legalkalmasabb struktúrának a következő szabályozó bizonyult:

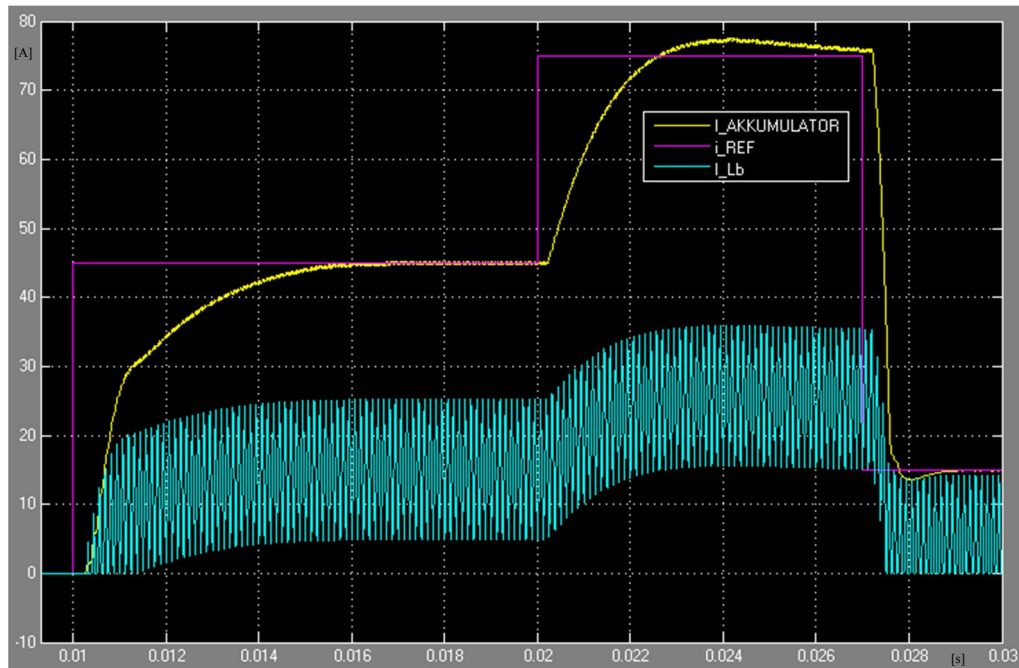


3.22. ábra: Módosított PI-szabályozó blokkvázlata



3.23. ábra: A módosított kitöltési tényező-áram függvény

A szaggatott vezetés tartományára tervezett szabályozó esetén alkalmazott  $d(I)$  függvény folyamatos vezetés tartományára eső szakaszát úgy módosítjuk, hogy annak meredekségének értékét  $(\frac{A_p \cdot T_i'}{T_i})$  szorozva az integrálási együtthatóval  $(\frac{T_k}{T_i})$  a folyamatos vezetés esetén alkalmazott integrálási együtthatót adja  $(\frac{A_p \cdot \Delta T}{T_i})$ . Továbbá az arányos tagot a mért feszültségértékekből számított kritikus kitöltési tényező alapján korlátozzuk, annak érdekében, hogy csak a folyamatos vezetési tartományban hasson. Ez a határhúzás kevésbé zavar érzékeny, hiszen a ki és bemeneti feszültség jól méretezett szűrő esetén lassan változik.

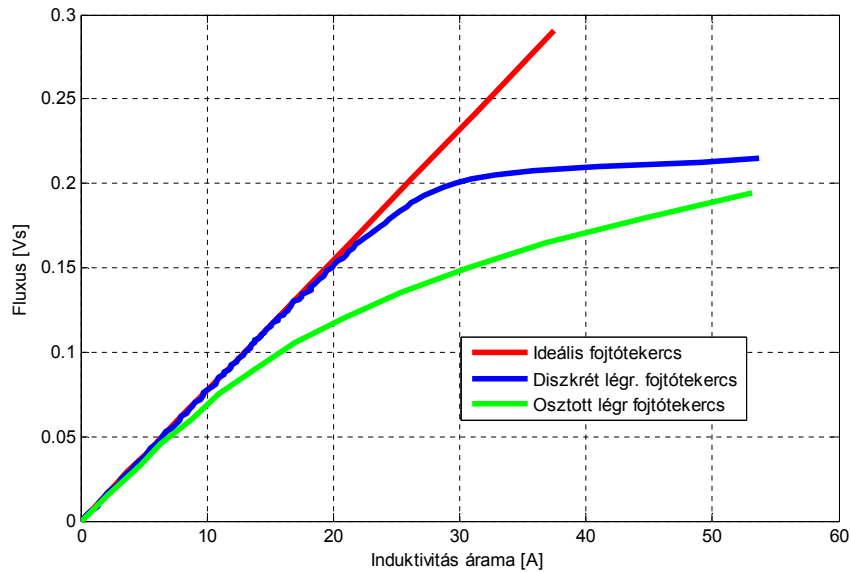


3.24. ábra: A módosított PI-szabályozó működése

A 3.24. ábraán látható a szabályozó működése. Az alapvetően  $60^\circ$ -os fázistartalékra tervezett paramétereken utólag módosítottam, a jobb dinamikai viselkedés érdekében. A szaggatott vezetésre tervezett szabályozót  $65^\circ$ -os fázistartalékra terveztem annak érdekében, hogy kisebb legyen a túllövés. Ugyanis gondot okozott, hogy szaggatott vezetéshez tartozó alapjel esetén a túllövés hatására folyamatos vezetési tartományban mozgott a szabályozandó áram és ekkor a kitöltési tényező változása nagyon nagy áramváltozást eredményezett. Továbbá a folyamatos vezetésre tervezett PI szabályozó integrálási idejét felére csökkentettem, mely hatására gyorsult a szaggatott- és a folyamatos-vezetés közötti átmeneti idő. Utóbbi minimális túllövést eredményezett, amikor folyamatos vezetési tartományban mozgó áram esetén folyamatos vezetéshez tartozó referenciaáram lép életbe.

#### 3.4.4 Csúcsáram érzékelésen alapuló fluxus-szabályozó

Nemcsak a szaggatott vezetés okozhat nemlinearitást a DC/DC konverter szabályozási körében, hanem az alkalmazott fojtó is. A 3.25. ábraán látható a leggyakrabban alkalmazott kétféle induktivitás, a diszkrét és az osztott légrésű fojtótekeres fluxus-áram karakterisztikái.

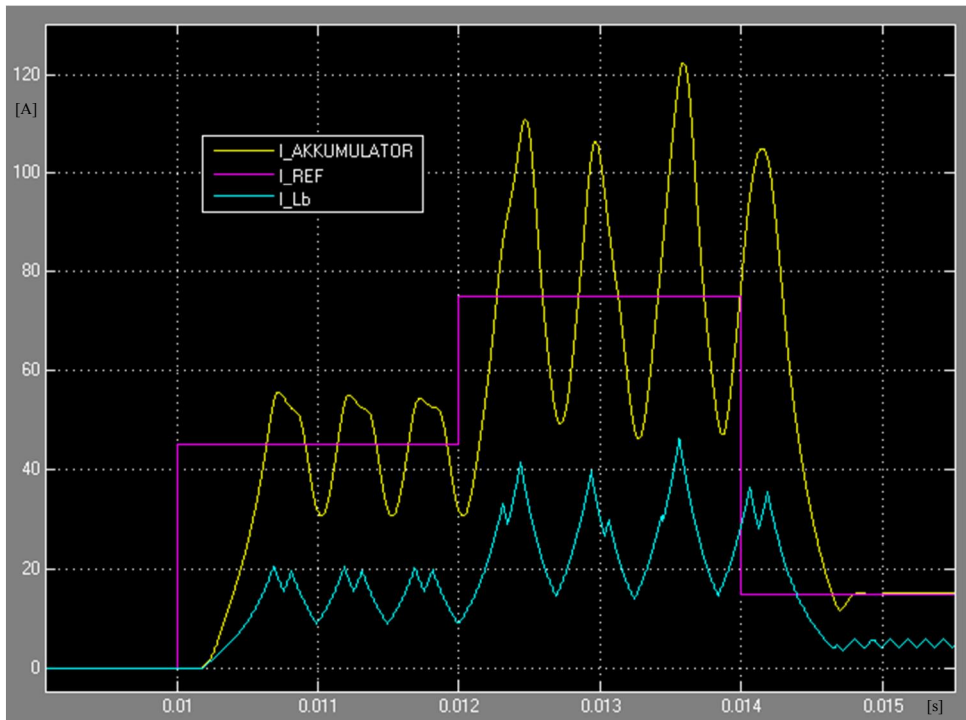


**3.25. ábra: Fojtótekercsek fluxus-áram görbéi**

Látható, hogy a diszkrét légrésű fojtó egy bizonyos fluxus-értéknél telítésbe kerül, míg az osztott légrésű fojtótekercs differenciális induktivitása – mely a szabályozástechnikai szempontokból releváns – folyamatosan csökken. Diszkrét légrésű fojtót a szabályozási körben a telítési áramértékig ideálisan lineáris induktivitásként lehet figyelembe venni. A kezdeti meredekség alapján meghatározható a tekercs induktivitása, mely alapján a már részletezett szabályozók alkalmazhatóak. Ennél nagyobb áramértéket pedig nem szabad alkalmazni a kapcsolatban, hiszen onnantól kezdve az induktivitás integráló tulajdonsága gyakorlatilag megszűnik.

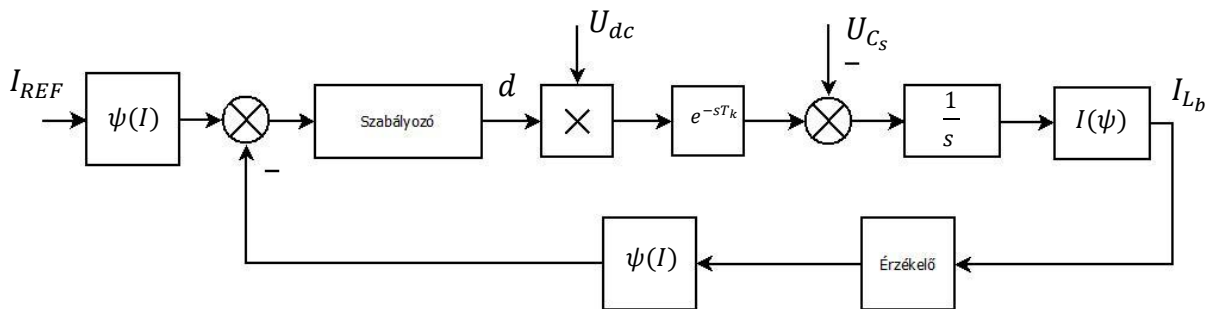
Osztott légrésű fojtótekercs esetén módosítás nélkül nem alkalmazhatóak a szabályozók, ugyanis ekkor a szabályozandó szakasz erősen nemlineáris. A szakaszt valamilyen módon linearizálni szükséges.

Munkám során megvizsgáltam, hogyan lehet módosítani a 3.4.2.2. fejezetben részletezett csúcsáram-szabályozót annak érdekében, hogy nemlineáris fojtó esetén is alkalmazható legyen. Ezt megelőzően a főáramkörü modellbe beleillesztettem az induktívás nemlineáris fluxus-áram karakterisztikáját, melynek hatására a szabályozó instabil működőse a 3.26. ábraán látható módon alakul. Látható, hogy módosítás nélkül a szabályozás használhatatlan.

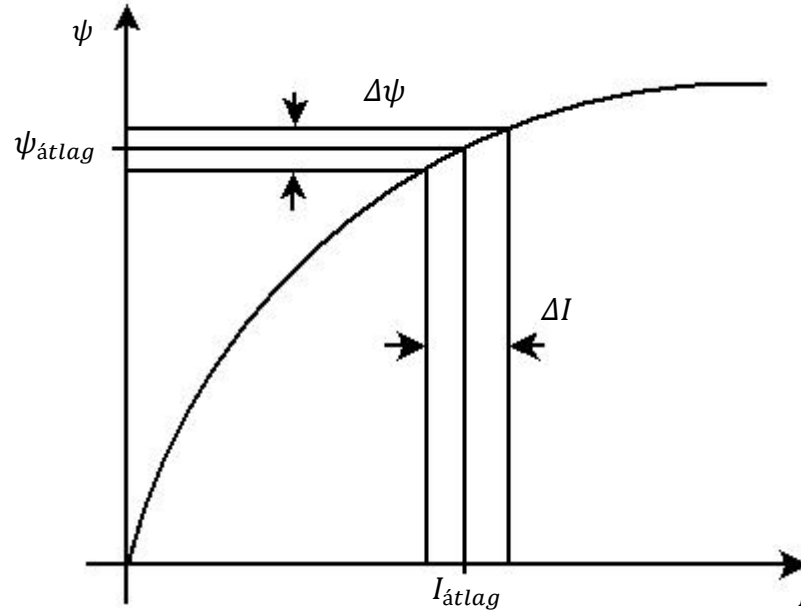


3.26. ábra: A csúcsáram-szabályozó működése nemlineáris induktivitás esetén

Ha ismerjük az induktivitás fluxus-áram görbéjét, akkor a szakaszt 3.27. ábraán látható módon linearizálhatjuk. Így a fluxusra vonatkozóan egy lineáris szabályozási körhöz jutunk. Amennyiben kicsi az áramhullámosság az átlagáramnak megfelelő fluxus értéke meg fog egyezni az átlagos fluxus értékével, így nincs más dolgunk, mint a fluxusra vonatkozóan átírni a 3.4.2 fejezetben leírt egyenleteket.



3.27. ábra: Osztott légrésű fojtóval rendelkező szakasz linearizálása



3.28. ábra: Kis áramhullámosság esetén  $\psi_{\text{átlag}} \cong \psi(I_{\text{átlag}})$

Ha feltételezzük, hogy a szabályozó megvalósítása mikrokontrolleren történik, akkor hasonlóan, mint a lineáris fojtóra tervezett szabályozó esetén, itt is szükség lesz a következő időlépésben kialakuló fluxusértékre, melyet a mérés pillanatában kiadott kitöltési tényező és feszültségértékek alapján számolhatunk.

A szabályozó működése:

$$\psi_n < (1 - d) \cdot T \cdot U_{ki} \quad (29.)$$

Ha a fenti egyenlet igaz, akkor az fluxus a csúcserőtről a kikapcsolási idő alatt nullára csökken, azaz szaggatott vezetéshez tartozik a következő periódus. Ekkor  $\psi_{n+1}$  becült értéke egyenlő lesz a bekapcsolási időhöz tartozó fluxushullámosság értékével, azaz  $\psi_{n+1} = (U_{be} - U_{ki}) \cdot d \cdot T$ . Ellenkező esetben az áram nem csökken nullára a következő periódusban, azaz a folyamatos vezetés képlete alapján  $\psi_{n+1} = \psi_n + (d \cdot U_{be} - U_{ki}) \cdot T$ .

Továbbá meghatározásra kerül az áramalapjelhez tartozó fluxuscsúcs értéke:

$$\Delta\psi = \frac{U_{ki} \cdot (U_{be} - U_{ki}) \cdot T}{U_{be}} \quad (30.)$$

$$\text{Ha } \psi_{ref} > \frac{\Delta\psi}{2}, \text{ akkor } \widehat{\psi}_{REF} = \psi_{REF} + \frac{\Delta\psi}{2} \quad (31.)$$

$$\text{Különben } \widehat{\psi}_{REF} = \sqrt{\frac{2 \cdot U_{ki} \cdot (U_{be} - U_{ki}) \cdot T \cdot \psi_{ref}}{U_{be}}} \quad (32.)$$

Végül a kitöltési tényezők meghatározása történik. Ha a csúcsáramhoz folyamatos áramvezetés segítségével tudunk eljutni, akkor:

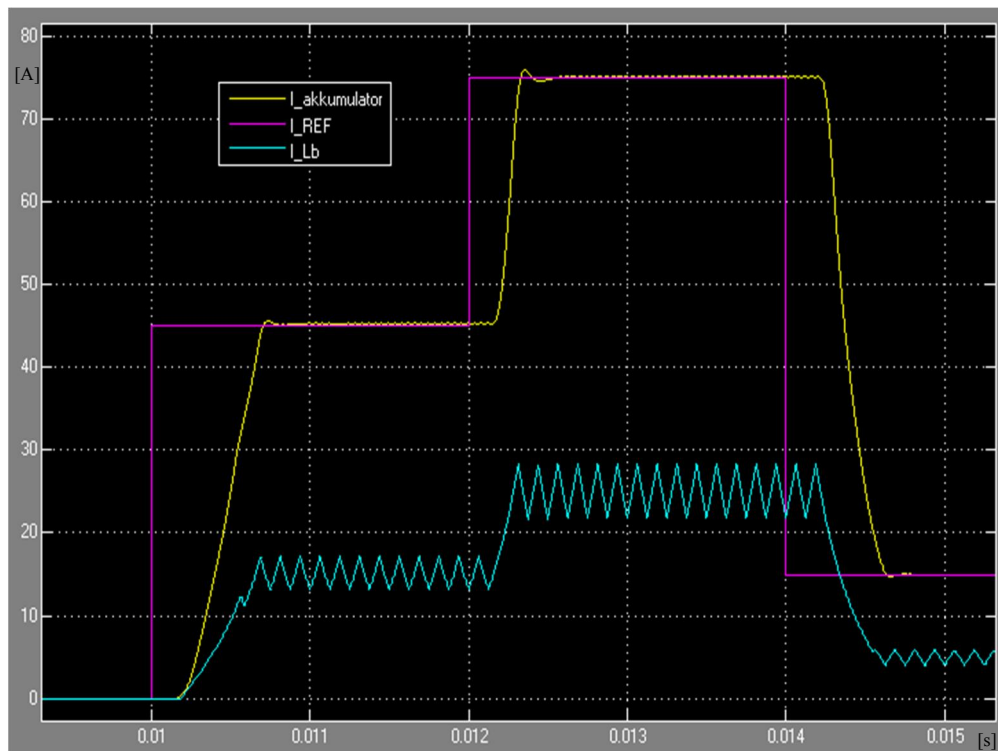
$$d_{foly} = \frac{(\widehat{\psi}_{REF} - \psi_{n+1})^{\frac{1}{T}} + U_{ki}}{U_{be}} \quad (33.)$$

Ha szaggatott vezetés segítségével tudunk eljutni, akkor pedig:

$$d_{szag} = \frac{\widehat{\psi}_{REF}}{T \cdot (U_{be} - U_{ki})} \quad (34.)$$

Ekkor is érvényes az az összefüggés, hogy a két kitöltési tényező közül a kisebbik az érvényes, tehát a kimenetre  $d = \min(d_{foly}, d_{szag})$  kitöltési tényező fog kerülni.

A szabályozó működése:

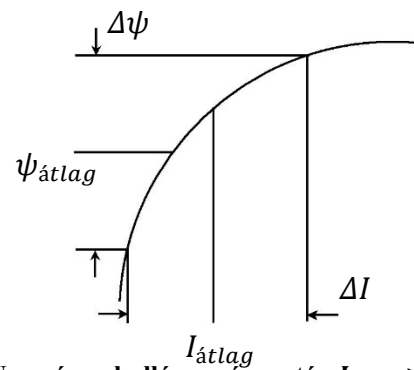


**3.29. ábra: Fluxus-szabályozó működése**

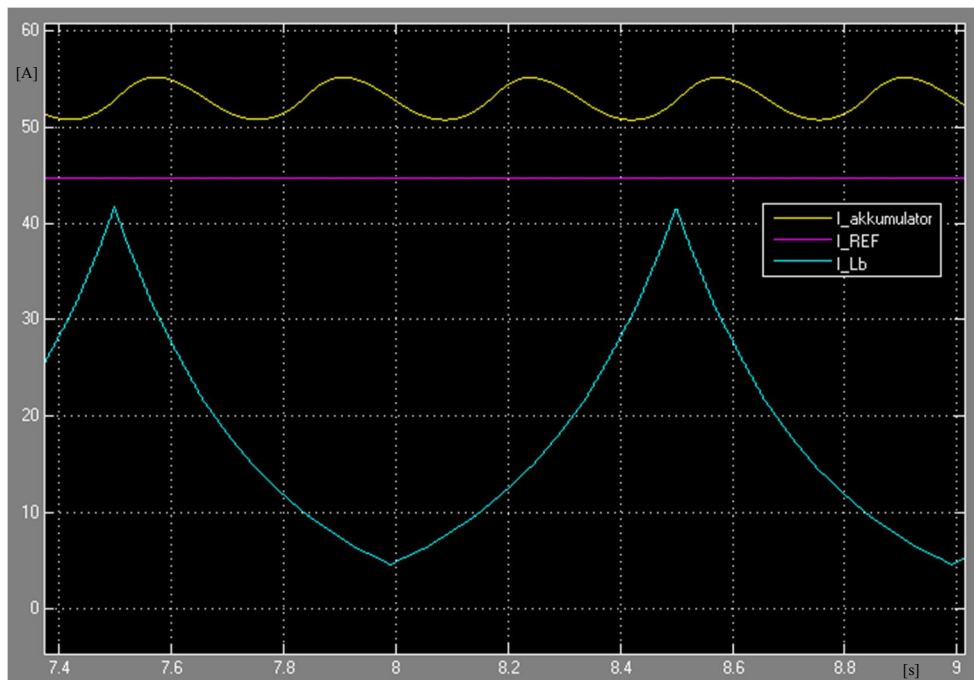
Látható, hogy ezzel a szabályozási módszerrel ki tudjuk küszöbölni az induktív nemlinearitását. A szabályozó gyorsasága érdemileg nem változott. A relative kis áramhullámosság következtében az áram háromszög alakú függvényei torzulatlanok, ennek következtében a kimenő áram nagy pontossággal követi a referenciaáram értékét. Szemben ezzel a 3.31. ábraán látható egy olyan eset, amikor lecsökkentve a kapcsolási frekvenciát megnő az áramhullámosság értéke. Ilyenkor a



kimenő áram értéke nagyobb, mint a referenciaáram. Ennek okát a 3.30. ábraán szemléltettem.



3.30. ábra: Nagy áramhullámosság esetén  $I_{\text{átlag}} > I(\psi_{\text{átlag}})$



3.31. ábra: Fluxus-szabályozó működése kis kapcsolási frekvencián

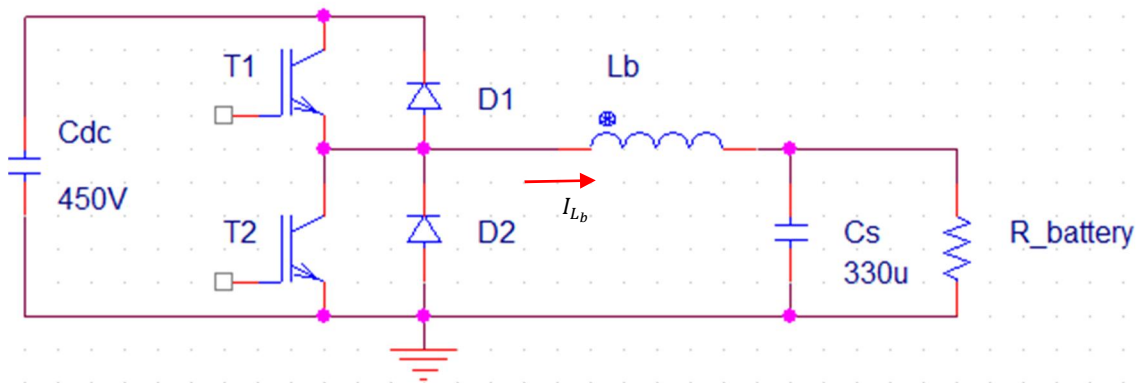
### 3.5 Összefoglalás

Elmondható, hogy leggyorsabb szabályozást csúcsáram pillanatérték érzékelésen alapuló szabályozó segítségével érhetjük el. Gyakorlatilag azonnal beáll az alapjelnek megfelelő értékű áram az autótöltő kimenetén. Nemlineáris fojtótekercs alkalmazása esetén - felhasználva a tekercs fluxus-áram görbét – linearizálhatjuk a rendszert és érdemben változatlan gyorsaságú szabályozást érhetünk el. Hátránya a kapcsolásnak, hogy rendkívül zavar érzékeny. Éppen ezért szükséges megvizsgálni, hogy ez a szabályozó, milyen feltételekkel alkalmazható egy valós hardver esetén. A szaggatott vezetési tartomány nemlinearitását mind csúcsáram szabályozó, mind PI szabályozó esetén ki tudjuk küszöbölni. PI-szabályozó esetén lassabb működést tudunk ugyan elérni, viszont a szimuláció során figyelembe nem vett, korábban részletezett tényezőkkel szemben zavarérzékenyebb lesz ez a fajta szabályozás.

A szabályozók dinamikai tulajdonságából látható, hogy az akkumulátor töltést specifikáló árammeredekségét könnyedén teljesíthetjük gyakorlatilag bármelyik szabályozó alkalmazásával. Elsődlegesen a hálózaton fellépő rendellenességekre történő gyors válasz érdekében érdemes a lehető leggyorsabb szabályozást megvalósítani.

## 4 Mérési eredmények

A főáramkör, amin szabályozási algoritmusok tesztelését végeztem el, egy 10 kW-os AC/DC konverter volt, mely eredetileg egy napelemrendszer karakterisztikát megvalósító egyenáramú forrásként üzemelt. Két részegységből állt: egy háromfázisú diódás egyenirányítóból és egy – struktúráját tekintve az eddig részletezett töltőegység főáramkörével teljesen megegyező – DC/DC konverterből állt. Utóbbi részegység egyik ágát használtam fel a méréseimhez. Ennek kapcsolási rajza az alábbi ábrán látható. A háromfázisú egyenirányító által táplált 450 V-os DC-link szolgál a kapcsolat bemenetétül. Akkumulátor modelljéül egy ellenállást használtam. Mely meglehetősen leegyszerűsített modell, hiszen a rajta eső feszültség értéke nagymértékben függ a rajta folyó áram nagyságától. A feszültség változás sebességét egy nagy értékűnek számító kondenzátorral csökkentettem.

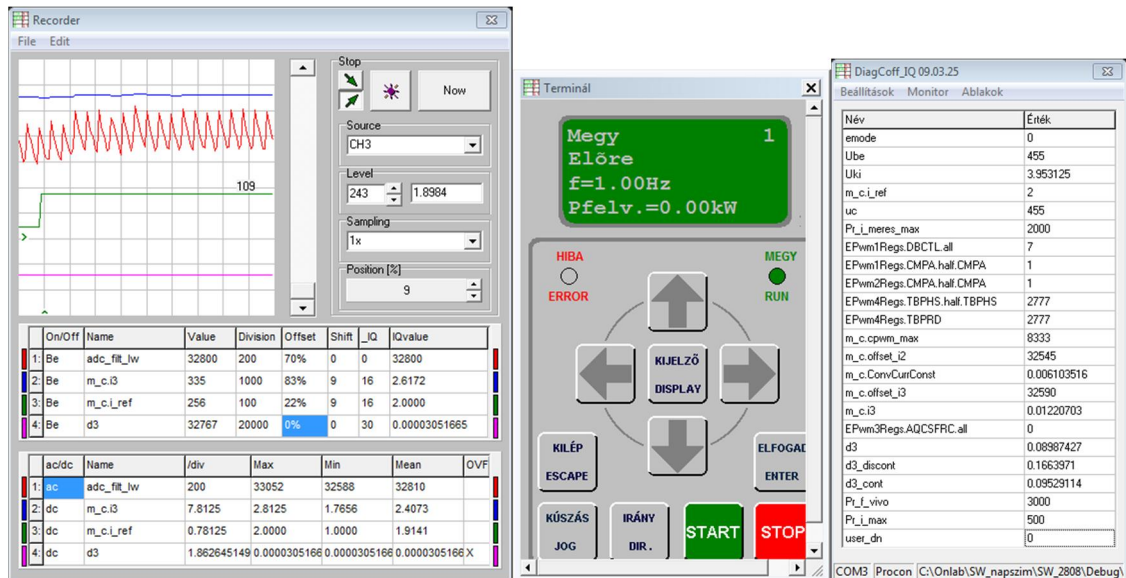


4.1. ábra: A főáramkör, amelyen a méréseket végeztem

A teljesítmény-átalakító irányítását egy Texas Instruments TMS320F2808 mikrokontroller végzi. A kontroller fixpontos aritmetikával rendelkezik, de az eltérő helyiértékű számokkal való számolás támogatására a Texas Instruments rendelkezésre bocsátotta az *IQmath* függvénykönyvtárat. A fixpontos számábrázolás miatt az algoritmusok C nyelven történő implementálása során figyelmet kellett fordítani, melyik paraméter melyik típusban kerül tárolásra (azaz a 32 bites számábrázoláson hol helyezkedik el a tizedes pont), mert az alapjaiban meghatározta a pontosságot.

Vizsgálataim a 3.4.2.2 és a 3.4.4 fejezetben részletezett csúcsáram szabályozóra összpontosultak. Mint már azt többször említettem, e két szabályozó a leggyorsabb, viszont a legzavarérzékenyebb is a mérési pontosságra, a felhasznált paraméterek aktualitására, hibájára vonatkozóan. Éppen ezért a legtöbb kihívást tartogatja.

Munkám során a mért értékek megfigyeléséhez a *DiagCoff*, diagnosztikai célú szoftverrendszer alkalmaztam. E program segítségével számítógépen egy soros kapcsolaton keresztül van lehetőség a hardver vezérlésére, továbbá a szoftver belső változóinak monitorozására és valósidejű módosítására. Továbbá a program rendelkezik egy szoftveres oszcilloszkópot megvalósító modullal, mely segítségével a változók időfüggvényei is megjeleníthetők.



4.2. ábra: A DiagCoff program kezelőfelülete

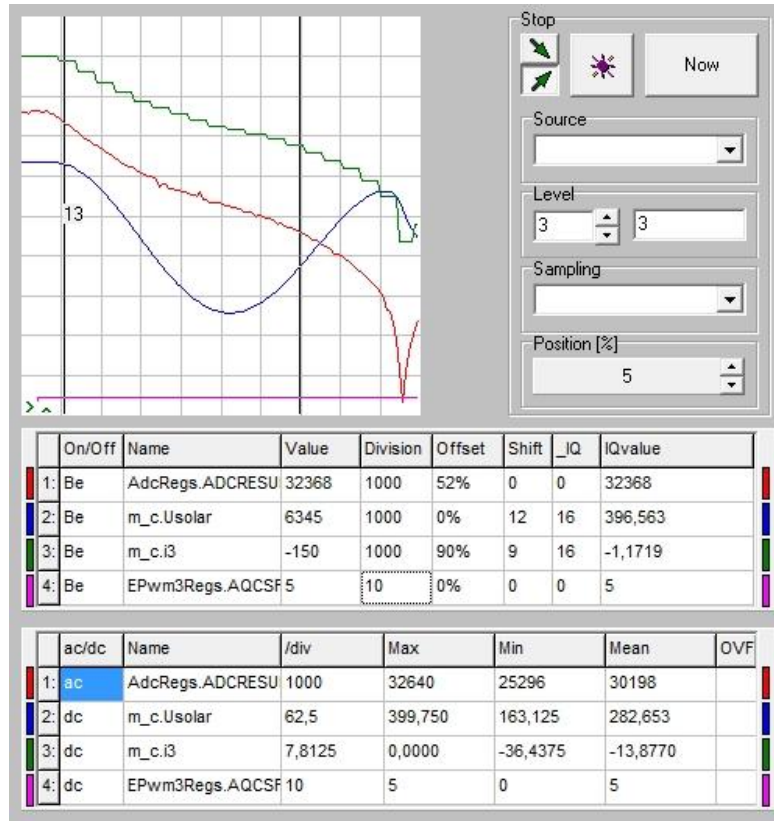
## 4.1 A felhasznált induktivitások karakterisztikájának mérése

Annak érdekében, hogy tisztába legyünk a főáramkörben alkalmazott induktivitás linearitásával és pontos értékével kapcsolatban, megmértem azok fluxus-áram karakterisztikáját.

A mérések során ugyancsak a szoftver belső változóira építettem. Még az eredeti napszimulátorból indultam ki. A kódot csak annyiban módosítottam, hogy a vizsgált áram értéke egy kapcsolási periódus alatt hatszor kerüljön mintavételezésre. Továbbá beállítottam egy biztonsági áramkorlátot, mely esetén a hardver automatikusan kikapcsolja az IGBT-eket.

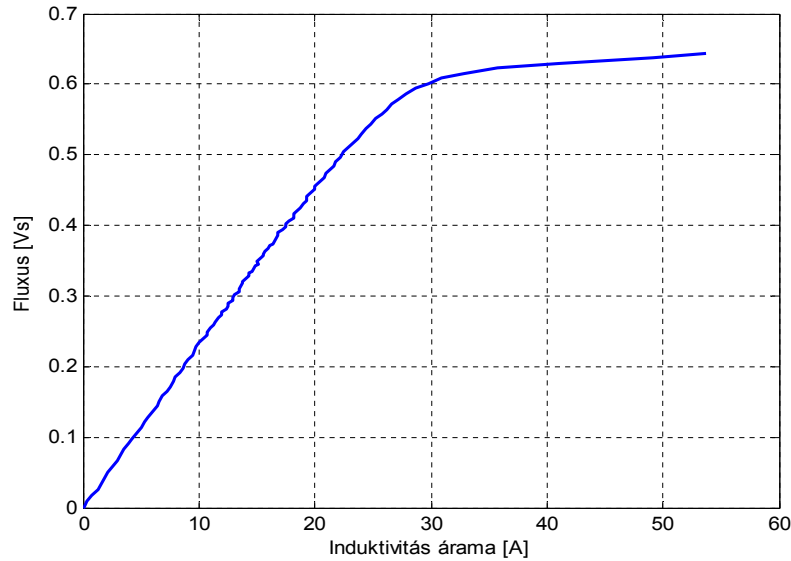
Bekapcsoltam a terheletlen DC/DC konvertert, aminek hatására a kimeneti kondenzátor feltöltődött a bemeneti feszültség értékére. Ezt követően az vizsgált hídágban az alsó IGBT-t bekapcsoltam. Így az induktivitáson az áram negatív irányban növekedni kezdett ( $m_c.i3$ ). A másik két hídágban a szabályozók működtek, ennek hatására a kezdetben csökkenő kimenő feszültség ( $m_c.U_solar$ ) a szabályozó ébredését

követően elkezdett növekedni. Amikor a vizsgált ágáram értéke elérte a kritikus áramot megszólalt a védelem, kikapcsolta az IGBT-eket. Ez a folyamat látható a 4.3. ábraán.



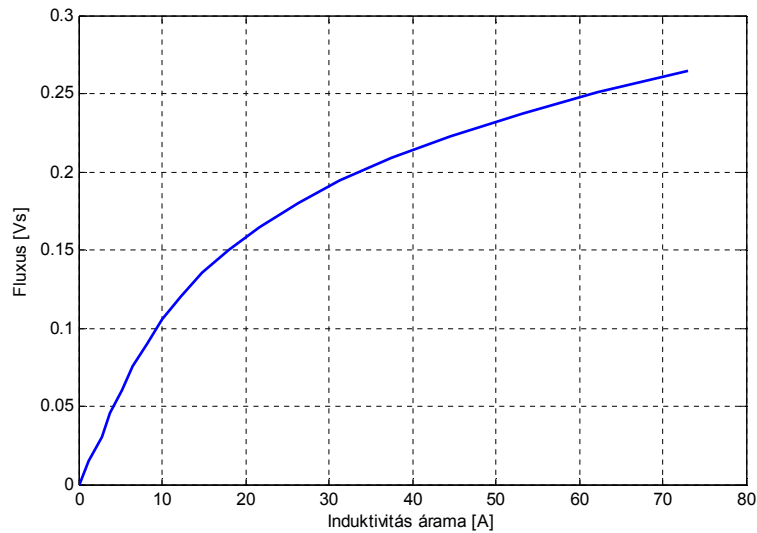
**4.3. ábra: Az induktívás értékének meghatározása**

Az induktívás fluxus-áram görbéjét könnyen meghatározhatjuk. Fluxusa a rajta eső feszültség integrálja, mely jelen esetben a kimenő feszültség, árama pedig a mért ágáram. Az így kiszámított karakterisztikát a 4.4. ábraán láthatjuk. Az induktívás egészen 25A értékig lineárisnak tekinthető, azt követően pedig vasmagja telítődésbe kerül. Az induktívás értéke a kezdeti szakaszon 23,2 mH.



4.4. ábra: A diszkrét légréses fojtó fluxus-áram karakterisztikája

Azonos módszerrel került meghatározásra egy másik fojtótekercs fluxus-áram karakterisztikája, mely 4.5. ábraán látható. Ez az induktívitás osztott légréssel rendelkezik, ezért vasmagja nem egy adott pont környékén, hanem fokozatosan telítődik. Induktívitásának értéke a kezdeti szakaszon  $12,3 \text{ mH}$ .

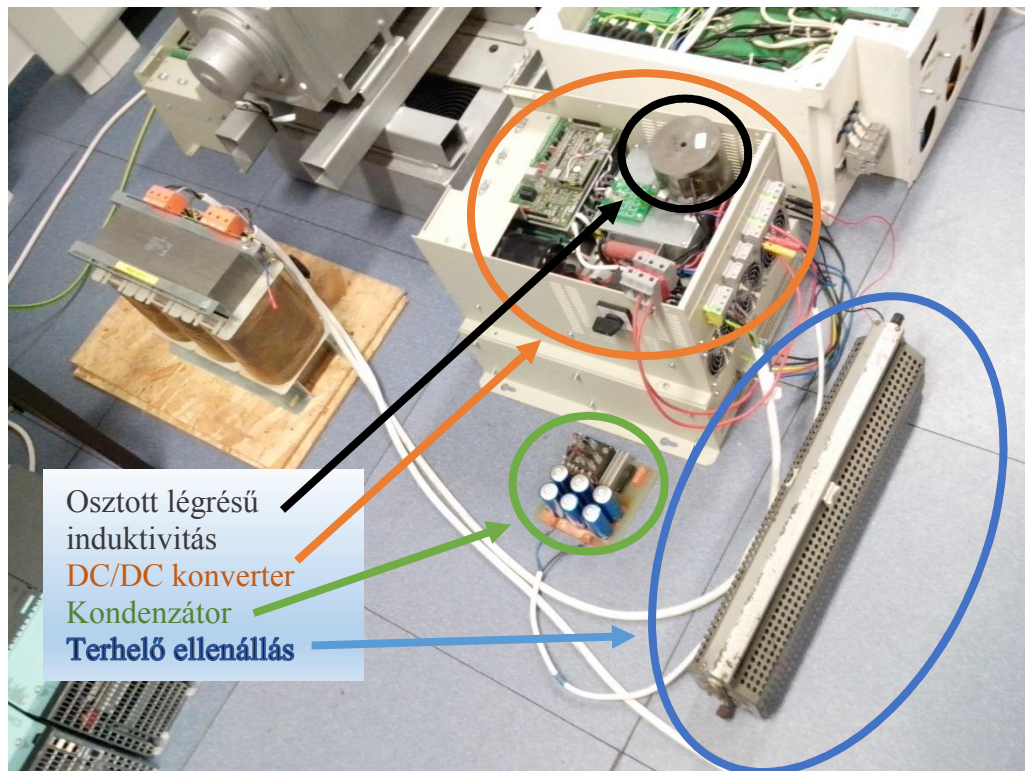


4.5. ábra: Az osztott légrésű fojtó fluxus-áram karakterisztikája

## 4.2 A szabályozók működése

A szabályozók teszteléséhez a napcella-szimulátor programját módosítottam. Átkonfiguráltam a PWM egységeket, hogy a számláló értéke a 3.16. ábraának megfelelő fűrészeleket adjon. Továbbá letiltottam az alsó IGBT-k vezérlését. Majd C nyelven

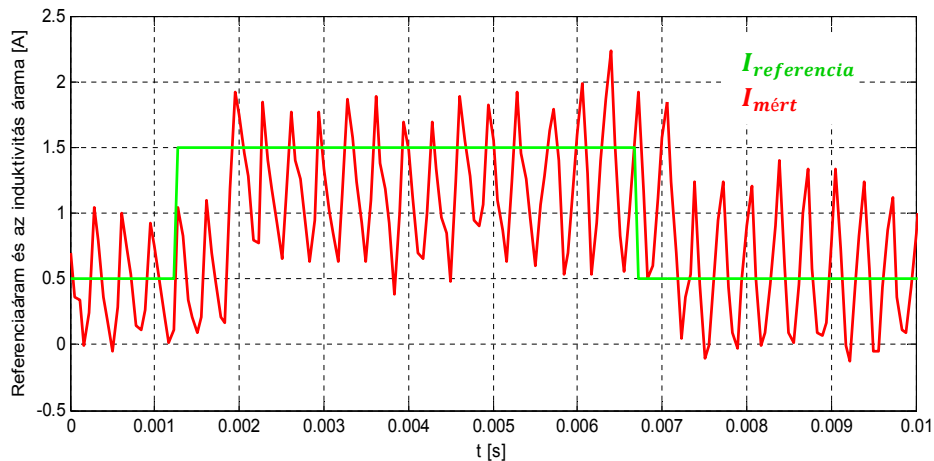
implementáltam a 3.4.2.2 és a 3.4.4 fejezetben bemutatott szabályozót. Különböző terhelések esetén teszteltem a szabályozót. Igyekeztem úgy megválasztani a terhelést, hogy a kimenő feszültség értéke a bemenő feszültség felének közelében legyen. Mivel ez esetben a legnagyobb az áramhullámosság értéke, azaz ilyenkor tér el legnagyobb mértékben az érzékelt csúcsáram és annak középértéke, aminek következtében legnagyobb lehet a szabályozó tévedése. A nagyobb áramhullámosság érdekében kisebb kapcsolási frekvenciát (3 kHz) alkalmaztam a napcella szimulátor névleges kapcsolási frekvenciájánál (8 kHz).



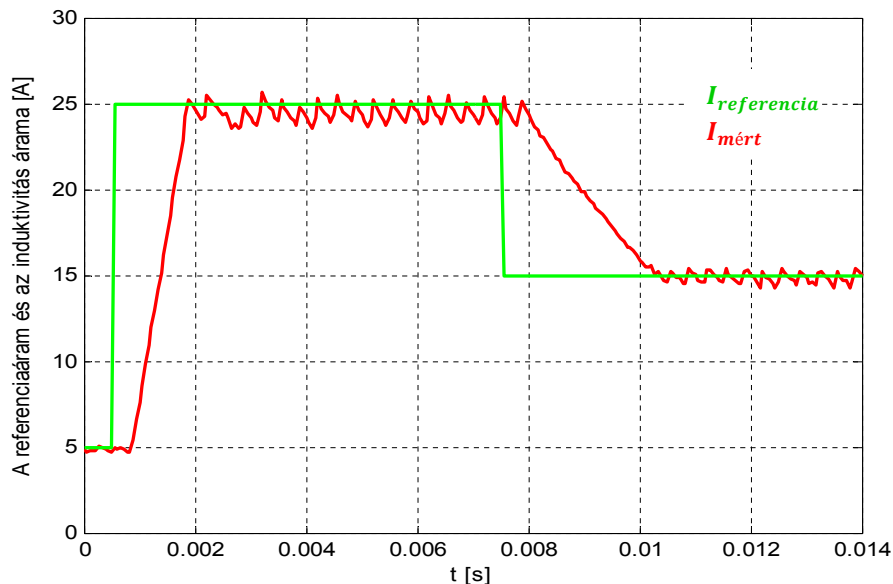
4.6. ábra: A mérési elrendezés



## 4.2.1 Diszkrét légréses fojtóval rendelkező szakasz



4.7. ábra: Szaggatott vezetésből folyamatos vezetésbe történő áttérés (diszkrét légréses fojtó esetén)



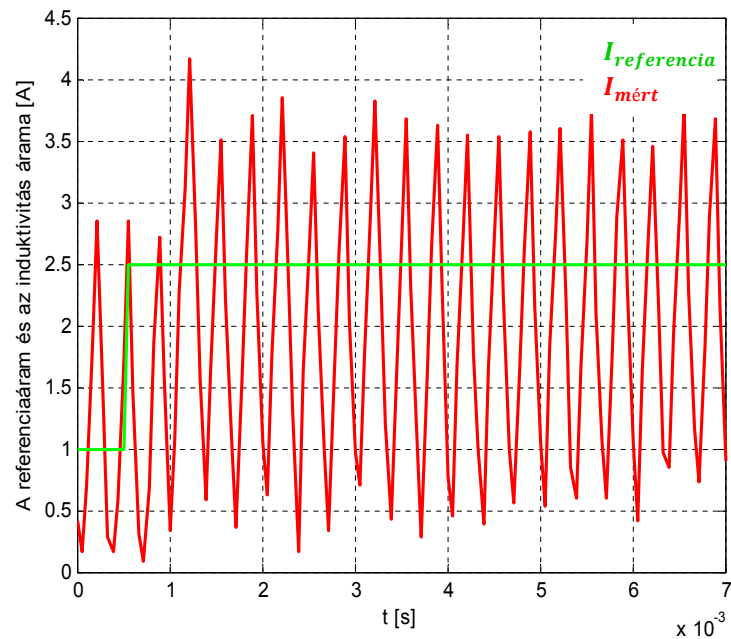
4.8. ábra: Szabályozó reagálása nagy alapjelváltozás esetén (diszkrét légréses fojtó esetén)

A fenti ábrákból látható, hogy mind kis, illetve mind nagy alapjel változásra a szabályozó igyekszik követni az alapjelet, de a kimeneti áram középértéke alul marad a referencia árammal szemben. Ennek oka, hogy a figyelembe nem vett paraméterek – bekapcsolási késleltetés okozta effektív bekapcsolási idő csökkenés, fojtó ellenállása, egyéb veszteségek – mind egy irányba, az áram hullámosság csökkenés irányába hatnak. Az érzékelt áram meglehetősen zajos, aminek következtében a kimenő áram értéke is nagy szórást mutat. A zaj mértéke különösen szembeötlő a 4.7. ábraán, hiszen az áram értéke a kapcsolásból adódóan nem lehet negatív értékű. Ezzel szemben szaggatott vezetés esetén az érzékelt áram jelentősen a nulla érték alatt van. A nagymértékű zaj abból is következik, hogy az áramérzékelést feldolgozó ADC 12 bites és a maximális érzékelési

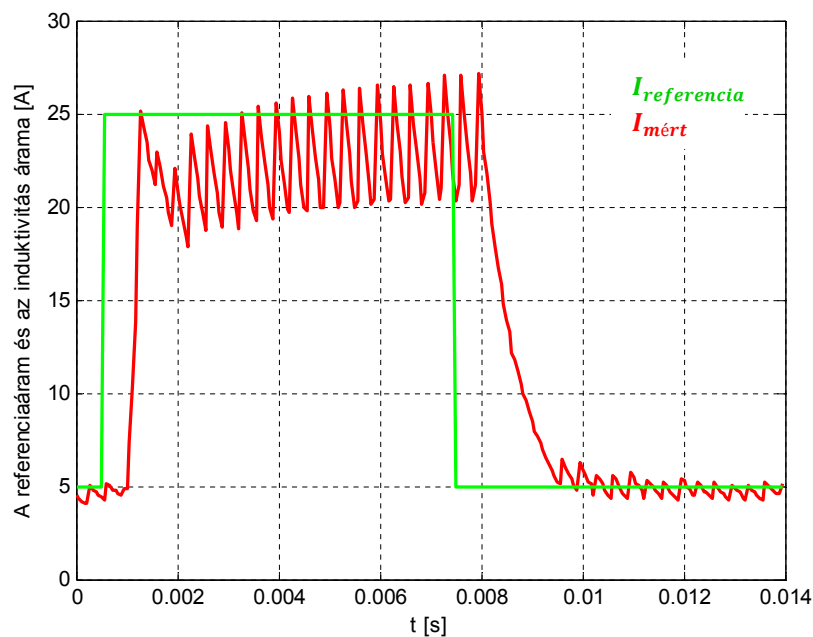


tartomány  $\pm 200A$ , ebből következően a LSB-hez tartozó áramérték  $0,1A$ . Az ábrán is körülbelül ekkora, 1 LSB abszolútértékű a negatív áram. A szabályozó a nagy zaj ellenére megállta a helyét. Hasonló gyorsasággal, mint szimuláció esetén beáll a kimeneti áram a megfelelő érték közelébe.

#### 4.2.2 Osztott légréses fojtóval rendelkező szakasz

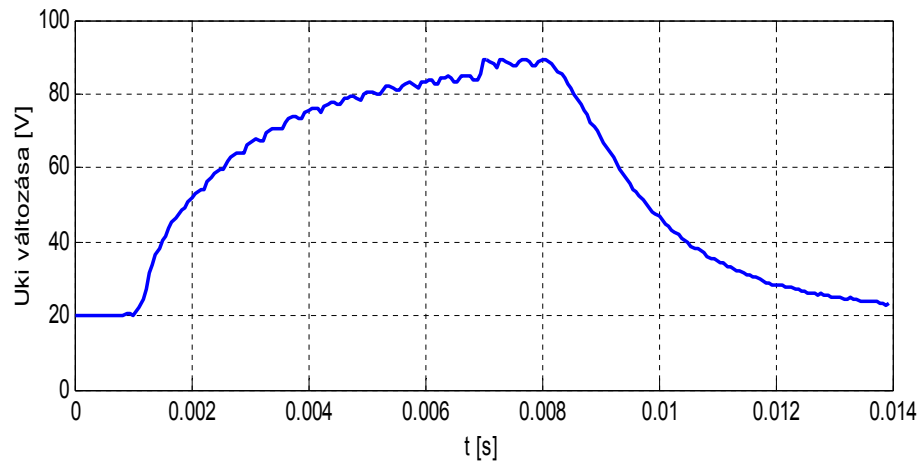


4.9. ábra: Szaggatott vezetésből folyamatos vezetésbe történő áttérés (osztott légréses fojtó esetén)



4.10. ábra: Szabályozó reagálása nagy alapjelváltozás esetén (osztott légréses fojtó esetén)

Az osztott légrésű fojtó esetén alkalmazott csúcsáram-szabályozó érdemben nem működik rosszabban, mint a diszkrét légréses fojtó esetén alkalmazott. Hasonlóan viszonylag nagy szórással, de azonnal igyekszik követni az áramalapjelet. A második ábrán látható kezdeti áram visszaesést az okozza, hogy az akkumulátor modellem nem jól közelíti a valóságos akkumulátort. A szabályozó feltételezi, hogy két időlépés között a kimenő feszültség értéke elhanyagolható mértékben változik, mely valós akkumulátor esetén jogos feltételezés is. A terhelő ellenállás áramváltozása esetén viszont a kimenő feszültség értéke is lényegesen megváltozik, ahogy ez a 4.11. ábraán ábrázolásra került. Hasonló áram visszaesés figyelhető meg diszkrét légréses fojtó esetén is, csak ott a nagyobb induktivitás okozta kisebb áramhullámosság következtében nehezebben észrevehető ez a jelenség.



4.11. ábra:  $U_{ki}$  feszültség változása nagy alapjelváltozás esetén (osztott légréses fojtó esetén)

## **5 Az eredmények értékelése, továbbfejlesztési lehetőségek**

A szimulációs és mérési eredményekből könnyen belátható, hogy a töltésmenedzsment által támasztott igényeknek könnyen meg tudunk felelni, a szabályozónak nem kell feltétlenül nagyon gyorsnak lenni. Annak érdekében viszont, hogy megfeleljünk a hálózati igények kiszolgálásának, szükséges lehet minél dinamikusabb szabályozót alkalmazni a töltőegység DC/DC konverterében. Dolgozatomban bemutattam, hogy többek között milyen szabályozók segítségével tudjuk a kimeneti áram értékét a kívánt értékre beállítani és kitértem azok előnyeikre és hátrányaikra. Kétségkívül az egyik lehető leggyorsabb szabályozást csúcsáram-szabályozó alkalmazásával érhetjük el. A mérések során bebizonyosodott, hogy bár ez a fajta szabályozó nagyon érzékeny a szabályozandó szakasz paramétereinek pontosságára, időbeli változására, de ennek ellenére mind diszkrét, mind osztott légréses induktivitás esetén alkalmazható. Szükséges viszont a továbbiakban megvizsgálni, hogyan lehetséges a referenciaáramtól való eltérését korrigálni. Egyik ilyen lehetőség egy adaptív szabályozó alkalmazása, mely egy tanuló algoritmussal úgy finomítja a szabályozási egyenletek paramétereit, hogy az állandósult kimeneti áramának középértéke pontosan a kívánt áramérték legyen.

A dolgozatomban tárgyalt szabályozók alkalmazásán kívül számos más megoldás is kínálkozik. Érdekes minél több lehetőséget megvizsgálni az optimális irányítás elérése érdekében. Továbbá a dinamikai szempontok mellett más egyéb szempontból, például teljesítményveszteség tekintetében is célszerű vizsgálatot folytatni.

## **6 Köszönetnyilvánítás**

A kutatási tevékenységet a Magyar Kormány, a Nemzeti Fejlesztési Ügynökségen keresztül, a Kutatási és Technológiai Innovációs Alap KMR\_12-1-2012-0188 számú szerződése alapján támogatta.

## Irodalomjegyzék

- [1] IEEE PES Wind Plant Collector System Design Working Group: Wind Plant Collector System Fault Protection and Coordination Transmission and Distribution Conference and Exposition, 19-22 April 2010
- [2] Magyar Ásványolaj Szövetség  
<http://www.petroleum.hu/2011YOY.html>  
(utolsó megtekintés: 2013. október 23.)
- [3] Wikipédia: Égэшő  
<http://hu.wikipedia.org/wiki/%C3%89g%C3%A9sh%C5%9>  
(utolsó megtekintés: 2013. október 23.)
- [4] Fuel Economy: Electric Vehicles (EVs)  
<http://www.fueleconomy.gov/feg/evtech.shtml>  
(utolsó megtekintés: 2013. október 23.)
- [5] A magyar villamosenergia-ellátás előző évi változásainak elemzése, különös tekintettel a kapacitások változására  
Tanulmány, 2012 január  
[http://realzoldek.weboldala.net/albums/userpics/10001/POYRY-2012-1--tanulmany\\_.doc](http://realzoldek.weboldala.net/albums/userpics/10001/POYRY-2012-1--tanulmany_.doc)  
(utolsó megtekintés: 2013. szeptember 10.)
- [6] Wikipédia: Smart grid  
[http://hu.wikipedia.org/wiki/Smart\\_grid#cite\\_note-1](http://hu.wikipedia.org/wiki/Smart_grid#cite_note-1)  
(utolsó megtekintés: 2013. október 23.)
- [7] Háztartási méretű kiserőműre vonatkozó szabályok  
[http://www.mekh.hu/gcpdocs/49/HMKE\\_T%C3%A1j%C3%A9koztat%C3%A1s.pdf](http://www.mekh.hu/gcpdocs/49/HMKE_T%C3%A1j%C3%A9koztat%C3%A1s.pdf)  
(utolsó megtekintés: 2013. szeptember 10.)
- [8] European DERlab Workshop on Interconnection Requirements for Distributed Generation: Fault Ride Through  
[http://www.der-lab.net/downloads/salzburg\\_4\\_fault\\_ride\\_through.pdf](http://www.der-lab.net/downloads/salzburg_4_fault_ride_through.pdf)  
(2013. szeptember 10.)
- [9] Wikipédia: STATCOM  
<http://en.wikipedia.org/wiki/STATCOM>  
(utolsó megtekintés: 2013. október 23.)
- [10] EMTP-ATP, ATPDraw  
[www.emtp.org](http://www.emtp.org), [www.atpdraw.net](http://www.atpdraw.net)  
(utolsó megtekintés: 2013. október 23.)
- [11] IEC 61851-23 szabvány  
<http://www.iec.ch>  
(utolsó megtekintés: 2013. szeptember 03.)
- [12] Dr. Balogh Attila, Weitzl Zoltán:  
Kapcsolóüzemű tápegységek, jegyzet, 2012  
[https://www.aut.bme.hu/Upload/Course/VIAUJV02/publikus\\_anyagok/KapcsiTappJegyzet.pdf](https://www.aut.bme.hu/Upload/Course/VIAUJV02/publikus_anyagok/KapcsiTappJegyzet.pdf)  
(Utolsó megtekintés: 2013.09.10.)

## Ábrajegyzék

1.1. ÁBRA: C ÉS D TÍPUSÚ SZÉLERŐMŰ BLOKKVÁZLATA [1].....	6
2.1. ÁBRA: A TERVEZETT FAULT-RIDE THROUGH KARAKTERISZTIKA [8].....	9
2.2. ÁBRA: AZ ELEKTROMOS AUTÓ TÖLTŐEGYSÉG BLOKKVÁZLATA .....	10
2.3. ÁBRA: A FESZÜLTSGLETÖRÉSEK VIZSGÁLATÁRA HASZNÁLT HÁLÓZATMODELL SÉMÁJA.....	12
3.1. ÁBRA: A DC/DC KONVERTER FŐÁRAMKÖRE .....	15
3.2. ÁBRA: AZ AKKUMULÁTOR TÖLTÉS SPECIFIKÁCIÓJA [11].....	17
3.3. ÁBRA: AZ ÁRAMHULLÁMOSZÁG ÉS A FESZÜLTSGHULLÁMOSZÁG KAPCSOLATA [1] .....	18
3.4. ÁBRA: A DC/DC KONVERTER SIMULINK MODELLEJE.....	20
3.5. ÁBRA: $Cs - Lk$ SIMULINK MODELLEJE .....	21
3.6. ÁBRA: $IGBT$ híd – $Lb$ SIMULINK MODELLEJE.....	21
3.7. ÁBRA: A SZABÁLYOZÁSI KÖR.....	22
3.8. ÁBRA: PARK-VEKTOROS SZABÁLYOZÓ BLOKKVÁZLATA.....	24
3.9. ÁBRA: A FELNYITOTT KÖR KÖZELÍTŐ NYQUIST DIAGRAMMJA.....	25
3.10. ÁBRA: A FELNYITOTT KÖR TÉNYLEGES NYQUIST DIAGRAMMJA.....	25
3.11. ÁBRA: AZ ÁGÁRAMOK KAPCSOLÁSI IDŐ ELTÉRÉS ESETÉN, PARK-VEKTOROS SZABÁLYOZÓ NÉLKÜL.....	26
3.12. ÁBRA: AZ ÁGÁRAMOK KAPCSOLÁSI IDŐ ELTÉRÉS ESETÉN, PARK-VEKTOROS SZABÁLYOZÓVAL.....	26
3.13. ÁBRA: KITÖLTÉSI TÉNYEZŐ AZ ÁTLAGÁRAM FÜGGVÉNYÉBEN .....	27
3.14. ÁBRA: SZABÁLYOZÓ MŰKÖDÉSE: KITÖLTÉSI TÉNYEZŐ ÉS ÁRAM ALAKULÁSA.....	28
3.15. ÁBRA: PILLANATMŰKÖDÉSŰ ÁRAMCSÚCS SZABÁLYOZÓ MŰKÖDÉSE .....	29
3.16. ÁBRA: SZABÁLYOZÓ MŰKÖDÉSE: KITÖLTÉSI TÉNYEZŐ ÉS ÁRAM ALAKULÁSA.....	30
3.17. ÁBRA: EGY KAPCSOLÁSI PERIÓDUS ALATT BEAVATKOZÓ ÁRAMCSÚCS SZABÁLYOZÓ MŰKÖDÉSE .....	31
3.18. ÁBRA: KITÖLTÉSI TÉNYEZŐ AZ ÁTLAGÁRAM FÜGGVÉNYÉBEN .....	32
3.19. ÁBRA: A DC/DC ÁTALAKÍTÓ SZABÁLYOZÁSI KÖRE SZAGGATOTT VEZETÉS ESETÉN .....	32
3.20. ÁBRA: A SZABÁLYOZÁSI KÖR KÖZELÍTŐ NYQUIST DIAGRAMMJA SZAGGATOTT VEZETÉS ESETÉRE.....	33
3.21. ÁBRA: A SZAGGATOTT VEZETÉS ESETÉRE TERVEZETT I SZABÁLYOZÓ MŰKÖDÉSE .....	34
3.22. ÁBRA: MÓDOSÍTOTT PI-SZABÁLYOZÓ BLOKKVÁZLATA .....	35
3.23. ÁBRA: A MÓDOSÍTOTT KITÖLTÉSI TÉNYEZŐ-ÁRAM FÜGGVÉNY .....	35
3.24. ÁBRA: A MÓDOSÍTOTT PI-SZABÁLYOZÓ MŰKÖDÉSE.....	36
3.25. ÁBRA: FOJTÓTEKERCEK FLUXUS-ÁRAM GÖRBÉI.....	37
3.26. ÁBRA: A CSÚCSÁRAM-SZABÁLYOZÓ MŰKÖDÉSE NEMLINEÁRIS INDUKTIVITÁS ESETÉN.....	38
3.27. ÁBRA: OSZTOTT LÉGRÉSŰ FOJTÓVAL RENDELKEZŐ SZAKASZ LINEARIZÁLÁSA .....	38
3.28. ÁBRA: KIS ÁRAMHULLÁMOSZÁG ESETÉN $\psi_{\text{Átlag}} \cong \psi(I_{\text{Átlag}})$ .....	39
3.29. ÁBRA: FLUXUS-SZABÁLYOZÓ MŰKÖDÉSE .....	40
3.30. ÁBRA: NAGY ÁRAMHULLÁMOSZÁG ESETÉN $I_{\text{Átlag}} > I(\psi_{\text{Átlag}})$ .....	41
3.31. ÁBRA: FLUXUS-SZABÁLYOZÓ MŰKÖDÉSE KIS KAPCSOLÁSI FREKVENCIAÁN .....	41
4.1. ÁBRA: A FŐÁRAMKÖR, AMELYEN A MÉRÉSEKET VÉGEZTEM .....	43
4.2. ÁBRA: A DIAGCOFF PROGRAM KEZELŐFELÜLETE.....	44
4.3. ÁBRA: AZ INDUKTIVITÁS ÉRTÉKÉNEK MEGHATÁROZÁSA .....	45
4.4. ÁBRA: A DISZKRÉT LÉGRÉSÉS FOJTÓ FLUXUS-ÁRAM KARAKTERISZTIKÁJA .....	46
4.5. ÁBRA: AZ OSZTOTT LÉGRÉSŰ FOJTÓ FLUXUS-ÁRAM KARAKTERISZTIKÁJA .....	46
4.6. ÁBRA: A MÉRÉSI ELRENDEZÉS .....	47
4.7. ÁBRA: SZAGGATOTT VEZETÉSBŐL FOLYAMATOS VEZETÉSBE TÖRTÉNŐ ÁTTÉRÉS (DISZKRÉT LÉGRÉSÉS FOJTÓ ESETÉN).....	48
4.8. ÁBRA: SZABÁLYOZÓ REAGÁLÁSA NAGY ALAPJELVÁLTOZÁS ESETÉN (DISZKRÉT LÉGRÉSÉS FOJTÓ ESETÉN) .....	48
4.9. ÁBRA: SZAGGATOTT VEZETÉSBŐL FOLYAMATOS VEZETÉSBE TÖRTÉNŐ ÁTTÉRÉS (OSZTOTT LÉGRÉSÉS FOJTÓ ESETÉN).....	49

4.10. ÁBRA: SZABÁLYOZÓ REAGÁLÁSA NAGY ALAPJELVÁLTOZÁS ESETÉN (OSZTOTT LÉGRÉSES FOJTÓ ESETÉN).....	49
4.11. ÁBRA: <i>U<sub>ki</sub></i> FESZÜLTSG VÁLTOZÁSA NAGY ALAPJELVÁLTOZÁS ESETÉN (OSZTOTT LÉGRÉSES FOJTÓ ESETÉN).....	50