



---

BUDAPESTI MŰSZAKI ÉS GAZDASÁGTUDOMÁNYI EGYETEM  
VILLAMOSMÉRNÖKI ÉS INFORMATIKAI KAR

# Újszerű tápegység egyenáramú gépek gerjesztéséhez

Készítette:  
**Hulmány Péter**

Témavezető:  
**Hajdu Endre**  
**dr. Kádár István**

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem  
Villamos Energetika Tanszék  
Villamos Gépek és Hajtások Csoport

**Budapest, 2010**

# 1 Tartalomjegyzék

1	Tartalomjegyzék.....	2
2	Bevezető.....	3
3	Az áramszabályozási módok áttekintése.....	4
3.1	A feszültség csökkentő (buck) konverter alapkapcsolása.....	4
3.2	PWM (ISZM) áramszabályozás.....	5
3.3	Áram kétpont-szabályozás.....	6
3.4	Csúcsáram szabályozás.....	7
4	Áram csúcsérték szabályozás és kompenzálás.....	9
4.1	Csúcsérték szabályozás strukturális instabilitása.....	9
4.2	Az ismert kompenzálási módszer vizsgálata.....	12
4.3	Alárendelt áramszabályozó hurok stabilitás vizsgálata.....	14
4.4	Újszerű kompenzálási módszer ismertetése.....	16
4.5	Az újszerű kompenzálási módszer korlátai.....	18
5	Analóg áramköri megvalósítás.....	19
5.1	A szabályozó IC.....	19
5.2	A kompenzáló áramkör megvalósítása.....	20
5.3	Szabályozástechnikai blokkvázlat.....	24
6	Digitális megvalósítás lehetőségei.....	26
6.1	Analóg és digitális szabályozók összevetése.....	26
6.2	A csúcsáram-szabályozás digitális elve.....	27
7	Eredmények összefoglalása, tapasztalatok.....	28
7.1	Statikus karakterisztikák mérése.....	28
7.2	Dinamikus mérések:.....	31
7.3	Záró értékelés.....	37
8	Irodalom.....	38

## 2 Bevezető

Ez a dolgozat egy széles áram- és feszültségtartományt átfogó, jó dinamikus tulajdonságokkal rendelkező tápegység kifejlesztését mutatja be, amely elsősorban az egyenáramú gépek gerjesztés szabályozását szolgálja, de felépítése és műszaki jellemzői alapján laboratóriumi tápegységként is alkalmazható.

A fix frekvenciás csúcsáram szabályozás a kapcsoló üzemű tápegységek áramszabályozási módszerei közül az egyik legkedveltebb megoldás. Robosztus felépítése, megbízhatósága és rendkívül stabil működése okán a tömeggyártásban is elterjedt.

Előnyei a következők: megbízható áramkorlátozás, fix működési frekvencia, egyszerű felépítés, stabil feszültség szabályozás, üzembiztos működés.

Hátrányai között említendő, hogy 50%-os kitöltési tényező felett strukturálisan instabil, ami csak kompenzációval szüntethető meg. A kimeneti áram középvértéke közvetlenül nem szabályozható, ami a gerjesztés szabályozásnál alapkövetelmény.

Jelen dolgozatomban ismertetem azt az újszerű kompenzációs módszert, ami lehetővé teszi az áram középvértékének szabályozását és egyúttal az instabilitást is megszünteti; az alkalmazott tervezést; az áramköri megvalósítást; az elméleti és a mért adatok összevetését.

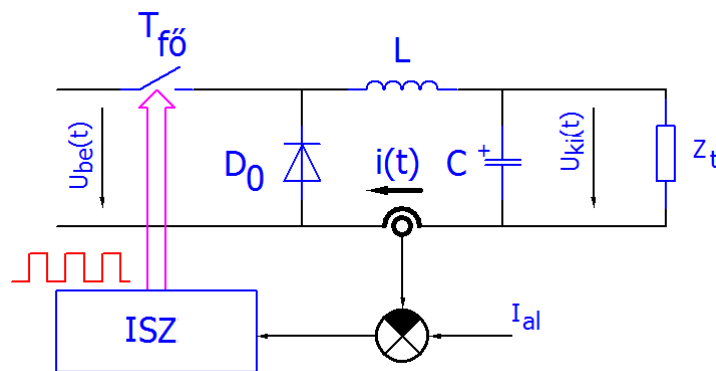
### 3 Az áramszabályozási módok áttekintése

#### 3.1 A feszültség csökkentő (buck) konverter alapkapcsolása

A kiválasztott egyenáramú szaggató és az áramszabályozási módok általános blokkvázlat az 1. ábra szemlélteti.

Az itt alkalmazott jelölések:  $T_{fő}$ =fő kapcsolóelem;  $D_0$ =nulldióda;  $L$ =fojtótekerccs;  $C$ =kimeneti szűrőkondenzátor;  $Z_t$ =terhelő impedancia; ISZ=áramszabályozó;  $U_{be}(t)$ =bemenő feszültség;  $U_{ki}(t)$ =kimenő feszültség;  $i(t)$ =kimenő áram=fojtó áram;  $I_{al}$ =áram alapjel.

Az erősáramú kapcsolás részletes működését a [6] irodalom 3.1 fejezete tárgyalja.



1. ábra - Feszültségcsökkentő alapkapcsolás és az áramszabályozás általános blokkvázlata

A fenti ábrán az ISZ jelű blokk lehet:

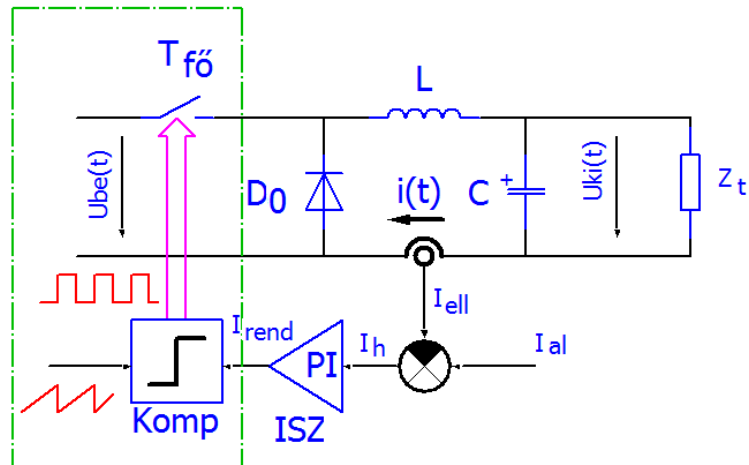
- PWM áramszabályozó
- Áram kétpont-szabályozó
- Csúcsáram szabályozó

A számításoknál alkalmazott közelítések:

- Ideális  $T_{fő}$  kapcsolóelem (zérus kapcsolási idő és nyitó irányú feszültségesés)
- Késleltetés nélküli komparátor
- $U_{ki}$  állandó a kapcsolási periódus alatt
- Veszteségmentes fojtó és kimeneti szűrőkondenzátor

### 3.2 PWM (ISZM) áramszabályozás

A PWM áramszabályozás működésének leírását jelen dolgozatban nem részletezem. Ezt a szabályozási módszert az alábbi ábra szerint felépülő rendszer valósítja meg:



2. ábra – A PWM áramszabályozó blokkvázlata

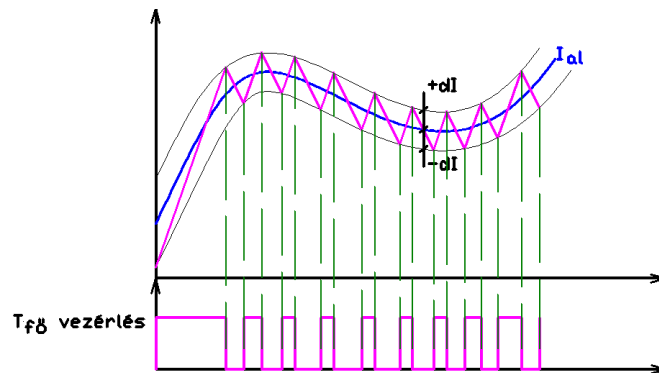
A 2. ábrán a zöld szaggatott vonallal körülhatárolt rész ( $T_{f\acute{o}}$  kapcsoló elem és Komp jelű komparátor) szabályozástechnikai szempontból egyetlen, a bemeneti feszültséggel arányos átviteli tényezőjű, holtidős taggal helyettesíthető. A rendszer többi eleme lineáris. A PWM kitöltési tényezője csak akkor változhat, ha hibajel keletkezik. Éppen ezért ennél a szabályozásnál folytonos lineáris rendszert kapunk, ahol értelmezhető egy  $K$  körerősítés. Az ilyen szabályozási körök tulajdonságai ismertek és a felnyitott kör hagyományos eszközökkel vizsgálható. [2]

A PI szabályozónál a felnyitott körben először az arányos tagot szokás beállítani (többnyire a kapcsolási frekvencia harmadáig-felég növelhető az  $\omega_c$  vágási körfrekvencia, hogy elegendő fázistartalék maradjon), majd ezt követi a  $T_i$  integrálási idő meghatározása. Itt szintén azt kell figyelembe venni, hogy a fázistartalék ne romoljon, ezért az integrálási időt kellően messze viszik  $1/\omega_c$ -tól. A gyakorlatban  $T_i > 3(1/\omega_c)$  a szokásos választás.

Ennek a szabályozási módszernek hátránya, hogy a rendszer érzékeny a be- és kimeneti feszültség, valamint a terhelés változására (a felnyitott kör körerősítésében szorozóként szerepel az  $U_{be}$ ). Az áram dinamikus hibája nem küszöbölhető ki teljes mértékben, a statikus pontosság eléréséhez olyan mérvű kiszabályozási időre van szükség, amely jelen fejlesztésnél nem megengedett.

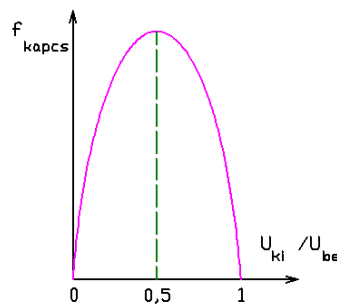
### 3.3 Áram kétpont-szabályozás

Kétpont-szabályozás alkalmazásakor a kimenő áram az alapjelhez képest  $\pm dI$  szélességű intervallumban változik. Amikor az áram a felső határt eléri, a  $T_{fő}$  teljesítmény kapcsolóelem kikapcsol (az áramkör a  $D_0$  diódán záródik). Ezt követően az áram csökkenni kezd, majd az alsó áramhatár elérésekor a  $T_{fő}$  bekapcsol. [13] Ez a folyamat a következő ábrán követhető végig:



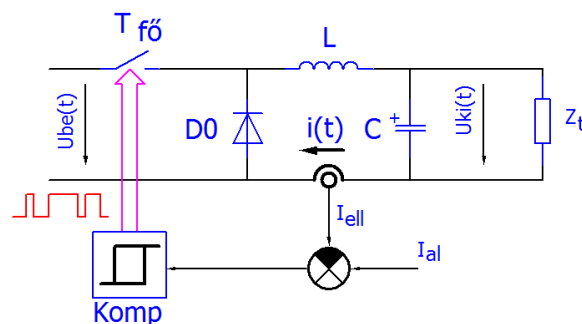
3. ábra - Az áram kétpont-szabályozás működése

Ennél a módszernél az áram alapjel ténylegesen megegyezik a középpértékkel. A működési elvből kifolyólag a kapcsolási frekvencia folyamatosan változik, ezért a szabályozókör tervezése bonyolult. [12] A kapcsolási frekvencia változását az  $U_{ki}/U_{be}$  arány függvényében az alábbi parabola alakú függvény vázolja:



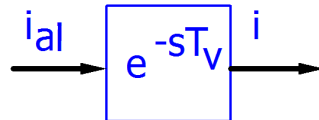
4. ábra - A kapcsolási frekvencia változása az  $U_{ki}/U_{be}$  arány függvényében

A kétpont-szabályozást megvalósító rendszer blokkvázlata:



5. ábra - Az áram kétpont-szabályozás blokkvázlata

A logikai jelek közötti pillanatszerű váltás miatt a hiszterézises komparátor kimenete nem értelmezhető  $\frac{di}{dt}$  beavatkozó jelként, hiszen végtelen nagyságú feszültséggel akarná a fojtó áramát ugrásszerűen megváltoztatni. A  $\frac{di}{dt} \rightarrow \infty$  miatt nem értelmezhető körerősítés a felnyitott körre. Mivel  $U_{be}$  véges, a fizikai korlátozást az árammeredekséggel ekvivalens késleltetéssel lehet helyettesíteni, ahol  $T_v = 2di_L / (di_L / dt)$  és  $T_v$  munkapont függő.



6. ábra – Az áram kétpont-szabályozás rendszertechnikai helyettesítése

Ennek az áramszabályozási módnak a legnagyobb hátránya, hogy szaggatott áramú üzemben nem működőképes, az áramkör nehezen indítható, külső ütemezés híján a kapcsolási frekvencia akár nullára is csökkenhet. A linearizált rendszer  $T_v$  holtideje ebből kifolyólag minden határon túl növekedhet. További hátránya ennek a szabályozásnak, hogy az áramérzékelő körben fellépő zavarjelek hatására többszörös ki-be kapcsolás is felléphet (nincs úgynevezett „latch”, azaz tartó áramkör).

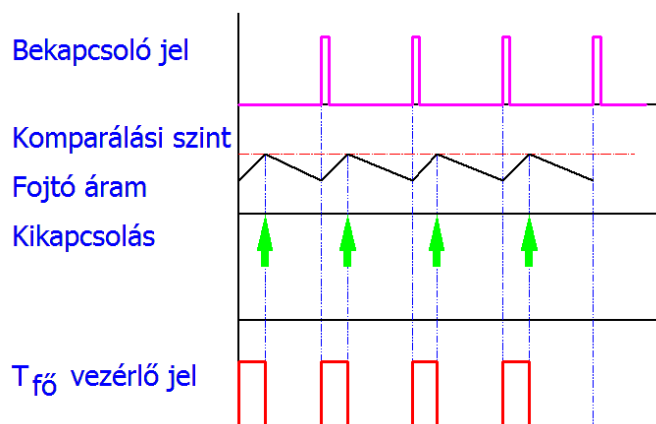
Előny viszont, hogy a kimenő áram középértéke független a bemenő és a kimenő feszültségtől ( $i_{ki} \neq f(U_{be}, U_{ki})$ ).

Még alaposabban tárgyalja ezt a módszert a [4] irodalom.

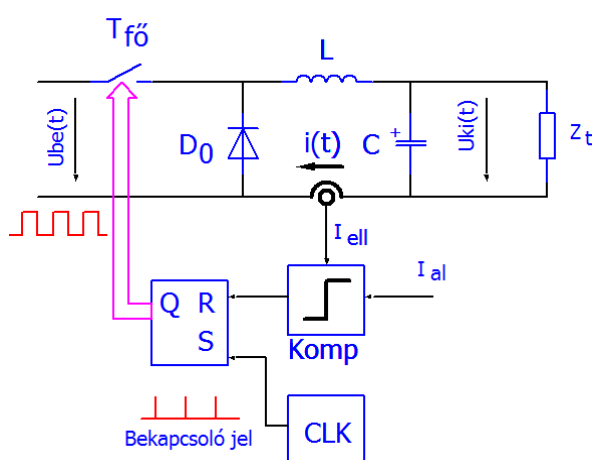
### 3.4 Csúcsáram szabályozás

Ez a szabályozási módszer a kitöltési tényezőt szabályozza, olyan módon, hogy a kimenő áram pillanatértékét összehasonlítja a kívánt áram-maximum alapjellel, illetve az azt reprezentáló feszültséggel. A fojtó áramát (kimenő áram) egy áramérzékelő sönt alakítja feszültségjellé. A  $T_{f0}$  kapcsolóelem bekapcsolása fix frekvenciával, adott időpontban történik, ütemezetten. Ha a kimenő áram eléri a komparálási szintet, a  $T_{f0}$  kikapcsol. [1]

A csúcsáram szabályozás működési folyamatát a 7. ábra, az elvet megvalósító blokkvázlatot a 8. ábra szemlélteti.

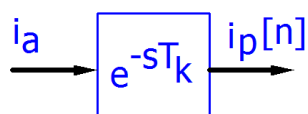


7. ábra - A csúcsáram szabályozás alapelve



8. ábra – A csúcsáram szabályozó blokkvázlata

A Komp jelű komparátor itt is, úgy mint az előző pontban, végtelen erősítésű. Ennek köszönhető a csúcsérték pontos tartása, de belátható, hogy az áram pillanatértéke csak a komparálási pillanatokban egyezik meg az áram alapjellel ( $i_p[n]$ , ahol  $n$  a ciklus sorszáma). Mivel ismert összefüggés van az áram csúcs és középértéke között (lásd 4.4 pont, 16. képlet), ebből a kvázi-mintavételes rendszerből folytonos idejű rendszer nyerhető. Természetesen itt is holtidős tagként vehető figyelembe a kapcsolóelem, a komparátor és az SR tároló által alkotott rendszer (9. ábra). Lényeges eltérés viszont az áram kétpont-szabályozáshoz képest, hogy a fix ütemezés miatt ez a holtidő fix. A biztonság javára tévedünk, ha holtidőként a  $T_k$  kapcsolási periódusidő kerül megadásra.



9. ábra – A csúcsáram szabályozás rendszertechnikai helyettesítése



A csúcsáram szabályozás hátránya, hogy az áram középérték közvetlenül nem szabályozható, mivel a csúcsáramba tudunk csak beavatkozni. A csúcs- és a középérték között az eltérés az áram hullámossággal arányos. Megoldás lehetne az eltérés csökkentésére a fojtó induktivitásának a növelése, csökkentve ezzel az áramhullámosságot. Ez azonban zavarérzékenységi problémákhoz vezetne [1][2], de a fojtó túlméretezése sem kívánatos (fizikai méret, súly).

A gyakorlatban mindig problémát jelent a zavarérzékenység. Ha a csúcsáram szabályozásnál a felfutó áram meredeksége kicsi, a rendszer erősen érzékeny lesz, és esetlegesen oszcilláció is keletkezhet [2].

A zavarérzékenység a fejlesztési munka során megfigyelhető volt, gondos alkatrész elhelyezésekkel és megfelelő szűrőtagokkal mérsékeltem a jelenséget.

A csúcsáram szabályozott rendszerek 50% kitöltési tényező fölött strukturálisan is instabilak, ez esetben szubharmonikus oszcilláció keletkezik. Ennek magyarázatát lásd a (4.14.1) pont alatt. A komparálási szintből megfelelően levont, meghatározott meredekségű, periodikus kompenzáló jellel elkerülhető ez a jelenség. [4]

Arra, hogy hogyan kell megválasztani a kompenzáló jel meredekségét, a későbbiekben fogok kitérni, mert ez több problémára is megoldást fog nyújtani.

## **4 Áram csúcsérték szabályozás és kompenzálás**

Mivel az egyenáramú gépek fluxusa a gerjesztő áram középértékével arányos, gerjesztés szabályozókban ennek a pontos, előírt alapjel szerinti tartásáról kell gondoskodni. Az általam készített készülék arra is alkalmas, hogy egy külső gerjesztésű DC motort kvázi soros gépként működtessünk úgy, hogy rotor árammal arányos áram alapjelet kap a tápegység.

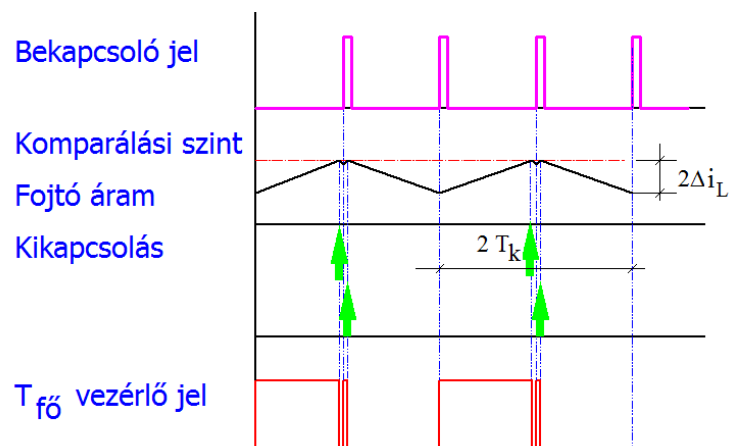
### **4.1 Csúcsérték szabályozás strukturális instabilitása**

A csúcsáram szabályozott feszültségcsökkentő konvertereknél 50% kitöltési tényező felett strukturálisan instabil az áramszabályozó kör. Ez a következő fizikai okok miatt lép fel: A  $T_{\text{fő}}$  teljesítmény félvezető bekapcsolása fixen ütemezve, minden kapcsolási periódusban bekövetkezik. A kikapcsolás akkor megy végbe, amikor a fojtó árama eléri a komparálási szintet. Belátható, hogy az áramnövekedés meredeksége, így a kikapcsolási pillanat is terhelésfüggő. Az instabilitás 50% kitöltési tényező felett mindig fellép, ugyanis ekkor a kikapcsolás után már nem tud az áram visszacsökkenni a kiindulási értékére, hiszen a fix

bekapcsolás miatt a szabályozó visszakapcsolja a  $T_{f\ddot{o}}$  tranzisztort. Ez maga után vonja viszont, hogy a rákövetkező oszcillátorperiódusban az áram nagyon gyorsan eléri a komparálási szintet, a  $T_{f\ddot{o}}$  erre kikapcsol, és így a következő bekapcsolásig erősen visszacsökken az áram.

Másként fogalmazva a komparátoros (amplitudó függő) kikapcsolás és a fixfrekvenciás bekapcsolás egymásra hatása folytán keletkezik ez a jelenség. [1]

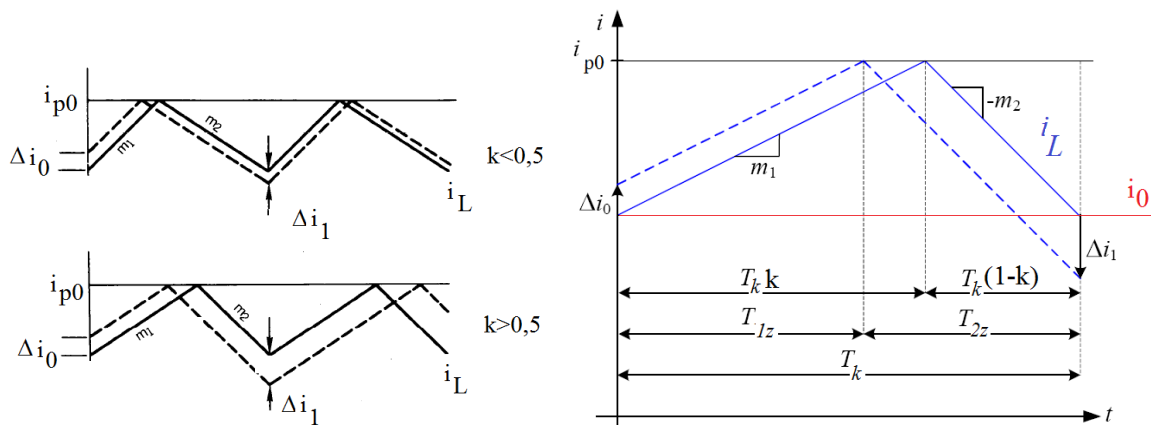
Ennek a strukturális instabilitásnak viszont megvannak a korlátai. Amplitudó tekintetében nem lehet nagyobb, mint  $2\Delta i_L$  (Itt  $\Delta i_L$  az 50%-os kitöltési tényezőhöz tartozó áramhullámosság valamely adott terhelési viszonyok mellett), a frekvencia pedig épp a kapcsolási frekvencia fele lesz (lengési határciklus). Ezeket a 10. ábra alapján grafikusán be lehet látni.



10. ábra – A strukturális instabilitás kialakulásának a magyarázata

Megjegyzendő, hogy ezen korlátok miatt nem fog a konverter fizikai károsodást szenvedni, viszont az áram középértéke módosul, a vártnál alacsonyabb lesz, ami ugyancsak belátható az ábra alapján. Ez jelen fejlesztésnél hátrányként jelentkezik.

Mivel néhány topológiánál (tipikusan a félhidas nyitóüzemű konvertereknél) nem lehet a kitöltési tényezőt 50% fölé emelni, nem is kell ilyen irányú stabilitási kérdésekkel foglalkozni. Egy kicsi  $\Delta i_0$  zavaró jel beadásával az áramhurokba, meg lehet vizsgálni, hogy hogyan viselkedik a rendszer. Ez matematikailag perturbáció számítással vizsgálható, az eljárást mátrixalgebra alkalmazásával a [9] hivatkozás ismerteti. A módszer lényegét a 11. ábra szemléltetik 50%-nál kisebb, és ennél nagyobb kitöltési tényezők esetére. [8]



**11. ábra – A strukturális instabilitás vizsgálata perturbáció számítással.  
A zavaró jel mentes fojtó áram ( $i_L$ ), folytonos vonallal,  
a zavarjellel terhelt fojtó áram szaggatott vonallal jelölve,  
és az áramcsúcs ( $i_{p0}$ ).**

A beadott kezdeti  $\Delta i_0$  zavaró jel a bal felső ábrán periódusról periódusra csökken, míg ezzel szemben a bal alsón ez a  $\Delta i_0$  növekszik. Egyetlen (az első periódusra) felírható, hogy:

$$i_{p0} = m_1 \cdot T_k \cdot k + i_0 \quad (1)$$

és

$$i_{p0} - m_2 \cdot T_k \cdot (1-k) = i_0 \quad (2)$$

Továbbá a zavaró jel mentes és a zavarral terhelt jel fel-, illetve lefutó meredekségei legyenek egyformák! Ekkor a zavaró jellel terhelt eset összefüggései:

$$i_{p0} = \Delta i_0 + m_1 \cdot T_{1z} + i_0 \quad (3)$$

$$i_{p0} - m_2 \cdot T_{2z} = i_0 + \Delta i_1 \quad (4)$$

A két esetben a periódusidő is megegyezik, mivel a bekapcsolás fix ütemezés szerint történik.

$$T_k = kT_k + (1-k)T_k = T_{1z} + T_{2z} \quad (5)$$

(1)-ből kifejezve  $kT_k$ -t, (2)-ből  $(1-k)T_k$ -t, (3)-ból  $T_{1z}$ -t, (4)-ből  $T_{2z}$ -t, és mindezeket az (5)-be behelyettesítve nyerhető, hogy:

$$\frac{i_{p0} - i_0}{m_1} + \frac{i_{p0} - i_0}{m_2} = \frac{i_{p0} - \Delta i_0 - i_0}{m_1} + \frac{i_{p0} - \Delta i_1 - i_0}{m_2} \quad (6)$$

majd átrendezés és egyszerűsítés után:

$$0 = -\frac{\Delta i_0}{m_1} - \frac{\Delta i_1}{m_2} \quad (7)$$

és végül:

$$\Delta i_1 = -\frac{m_2}{m_1} \cdot \Delta i_0 \quad (8)$$

Hogyha a lefutó árammeredekség ( $m_2$ ) nagysága nagyobb, mint a felfutó árammeredekség, vagyis  $m_1 < m_2$ , a  $\Delta i$  áram-perturbáció nyilvánvalóan nő. Az áramhibának minden egyes kapcsolási periódus után lesz valamekkora plusz növekménye az előző periódusban mérhető hibához képest (drift).  $n$  darab ciklus után a  $\Delta i_n$  kifejezhető:

$$\Delta i_n = \left( -\frac{m_2}{m_1} \right)^n \cdot \Delta i_0 \quad (9)$$

Stacioner állapotban a fel-, és lefutási meredekségek aránya kifejezhető a kitöltési tényező ( $k$ ) segítségével:

$$\frac{m_2}{m_1} = \frac{k}{1-k} \quad (10)$$

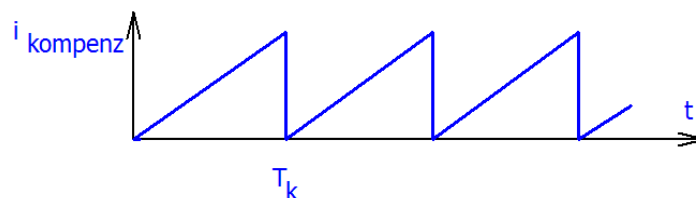
A (9) és (10) egyenletet összevetve belátható, hogy a (9) mértani sorozat elemei csak akkor konvergálnak 0-hoz, ha  $k < 0,5$ . [10]

Ezzel bizonyításra került, hogy miért lesz instabil az ilyen elven szabályozott konverter 50% kitöltési tényező felett. A szabályozás e tulajdonsága kompenzációval kerülhető el.

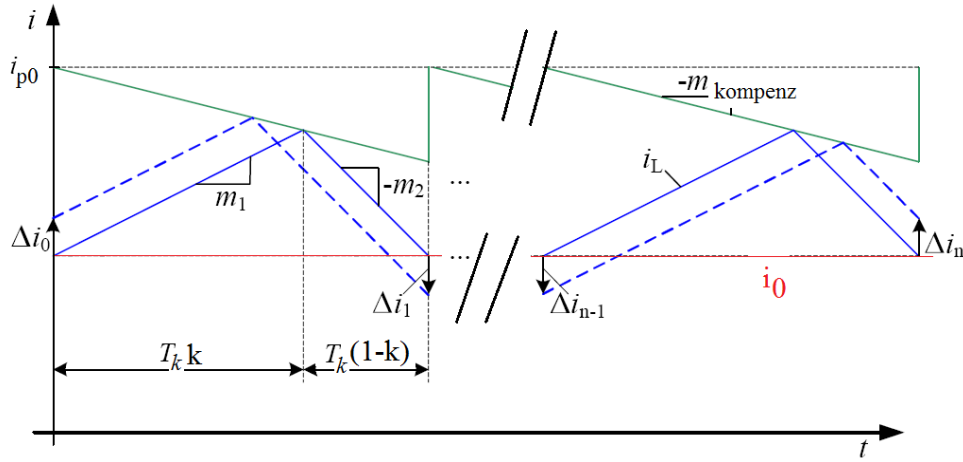
## 4.2 Az ismert kompenzációs módszer vizsgálata

A szakirodalomból [3],[8],[10] jól ismert és széles körben alkalmazott kompenzációs eljárás szerint megfelelő meredekségű, lineárisan növekvő fűrészjelet kell levonni az eredeti  $i_{p0}$  komparálási szintből, úgy ahogyan ezt a 13. ábra szemlélteti. Az így kialakuló módosított komparálási szintre felírható, hogy:  $i_{p0} - i_{kompenz} = i_{kompar}$

Ez a jel (12. ábra) egyszerűen előállítható egy újraindítható integráló kapcsolással, ezért is olyan kedvelt ez a módszer.



12. ábra - Kompenzáló jel az ismert módszernél



13. ábra – Csúcsáram szabályozás kompenzálással,  $k > 0,5$  esetén

A továbbiakban ezt a módszert fogom elemezni. Jelölje ennek a kompenzáló jelnek a meredekségét  $m_{\text{kompenz}}$ . Ezzel a  $\Delta i_n$ -re előzőekben felírt (9) összefüggést kiegészítve:

$$\Delta i_n = \left( -\frac{m_2 - m_{\text{kompenz}}}{m_1 + m_{\text{kompenz}}} \right)^n \cdot \Delta i_0 \quad (11)$$

Ebből a fenti megfontolásokkal következik, hogy akkor stabilis a rendszerünk, amennyiben az

$$\left| \frac{m_2 - m_{\text{kompenz}}}{m_1 + m_{\text{kompenz}}} \right| < 1 \quad (12)$$

teljesül. Ez alapján pedig a kompenzáló jel meredeksége:

$$m_{\text{kompenz}} > \frac{1}{2}(m_2 - m_1) \quad (13)$$

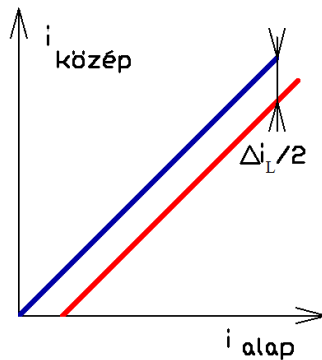
Tételezzük fel, hogy az L induktivitás értéke konstans, az árammeredekségek arányosak a fojtó feszültségével. Az 1. táblázat tartalmazza ezeket a feszültségeket. A teljesség kedvéért itt feltüntettem a feszültség növelő (boost) és feszültség növelő-csökkentő (buck-boost) topológiákra felírható  $m_x L$  összefüggéseket is [9], [10].

Topológia	$m_1 L$	$m_2 L$	$m_{\text{kompenz}} L$
Buck	$U_{be} - U_{ki}$	$U_{ki}$	$> U_{ki} - 0,5 U_{be}$
Boost	$U_{be}$	$U_{ki} - U_{be}$	$> 0,5 U_{ki} - U_{be}$
Buck-boost	$U_{be}$	$U_{ki}$	$> 0,5(U_{ki} - U_{be})$

1. táblázat – Árammeredekségek és a minimális kompenzálás a főbb konverter-topológiákra

Az ilyen módon kompenzált szabályozás vizsgálatával bebizonyítható, hogy az áram középértéke mindig, - pontosan az adott áramhullámosság ( $\Delta i_L$ ) felével - alacsonyabb lesz a beállított áramcsúcsnál. Mint már említettem, ennél a tápegységénél ez nem megengedhető.

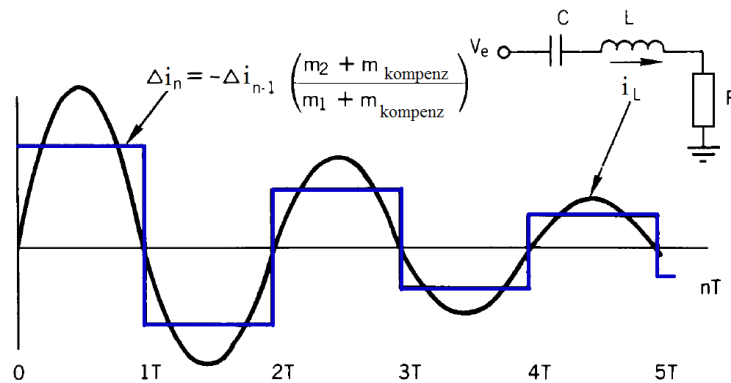
Az összefüggés az áram alapjel és középérték között grafikususan is ábrázolható:



14. ábra - Áram középérték csökkenés a hagyományos kompenzálásnál

### 4.3 Alárendelt áramszabályozó hurok stabilitás vizsgálata

Jobban megvizsgálva a fojtó áramát, egyéb összefüggések is megfigyelhetők. Visszatérve a (11) összefüggésre, ha a  $\Delta i_n$ -eket ábrázoljuk az idő függvényében (pontosabban az  $nT$  periódusokban, olyan  $m_{\text{kompenz}}$  meredekséget választva, mely kissé nagyobb, mint  $m_2/2$ ) az alábbi ábrát nyerjük:



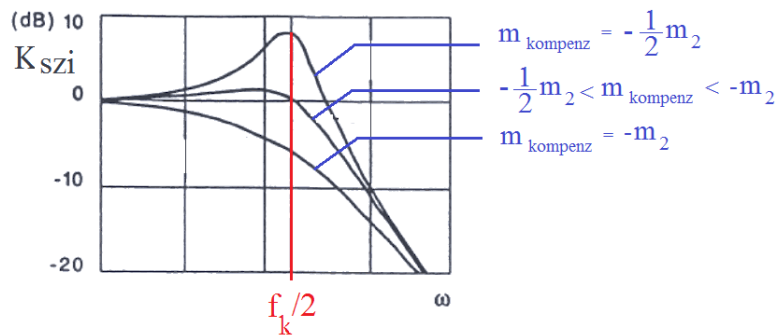
15. ábra – A zavarjel lecsengése kompenzálás esetén (kék), és analógia egy RLC rezgőkörrel

Megfigyelhető tehát egy csillapodó lengés, melynek periódusideje  $2T$ . Ez hasonló, mint ha az ábrán feltüntetett RLC kör áramát ábrázolnánk (értelemszerűen olyan kitüntetett  $R$ ,  $L$  és  $C$  értékekkel, hogy mind a periódusidő, mind pedig a csillapítás egyezést mutasson a négyzögjel alapharmonikusával). Ez a csillapodó lengés bizonyos esetekben nemkívánatos lehet.

A (11)-ből látható, hogy a perturbáció már a legelső perióduson belül eltüntethető, amennyiben a kompenzáló jel meredeksége éppen egyenlő  $m_2$ -vel. Ez megfelel egy olyan RLC körnek, amely túlcillapított (aperiodikus lengésekkel áll be). [8]

Az említett irodalmi hivatkozás részletesen elemzi azt az esetet, amikor a belső áramszabályozó hurokban az erősítés frekvenciamenetének a kiemelése komoly problémákat

okozhat. Fölérendelt feszültség szabályozó esetén annál kisebb erősítés engedhető meg a feszültség szabályozónál, minél nagyobb az áram szabályozó átviteli tényezőjének a kiemelése. Az eredő amplitúdó-karakterisztika többszörösen metszheti a 0 dB-es tengelyt, a feszültség hurok belenghet (nem teljesül a Bode stabilitási kritérium). Éppen ezért a gyakorlatban a feszültség szabályozó erősítését úgy kell beállítani, hogy ennek a vágási körfrekvenciája  $\frac{1}{2} f_k$ -től elég távol legyen.

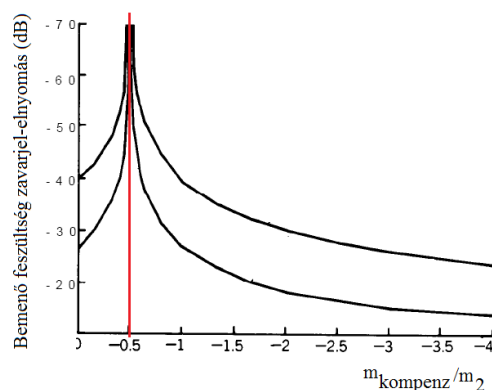


16. ábra - Kiemelés a zárt áram szabályozó hurokban  $f_k/2$ -nél

A stabilitásvizsgálathoz szorosan kapcsolódva a [8] irodalom a kisjelű modellezés eredményeként azt is bemutatja, hogy a bemeneti feszültségen lévő zavarjel elnyomása hogyan alakul a kompenzálás függvényében. Ennek az eredménye a 17. ábrán látható. Ebből kiindulva a kompenzáló áramkör megvalósításánál én az  $m_{\text{kompenz}} = -1/2 m_2$  értéket választottam, mivel ebben az esetben végtelenhez tart ez az elnyomás. Ez azért jó, mert a tápegység kimenő árama így független a bemeneti feszültségen lévő felharmonikusoktól, és például hálózati táplálás (egyfázisú Graetz egyenirányítás) esetén is elegendő a tápfeszültség minimális szűrése.

Az így kiválasztott  $m_{\text{kompenz}} = -m_2/2$  kompenzálási együttható további előnye, hogy meghatározott feltételek mellett lehetővé teszi az áram középértékének stabil szabályozását is.

Ezt a következő fejezetben vizsgálom részletesen.



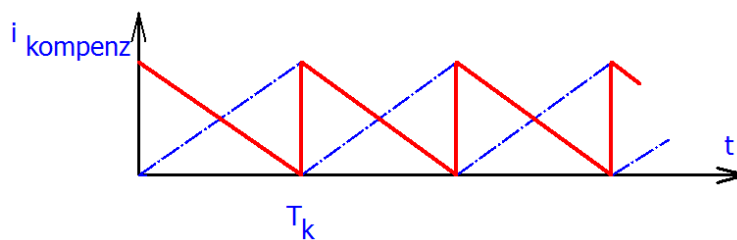
17. ábra – Bemenő feszültség zavarjel-elnyomás a kompenzálás függvényében

## 4.4 Újszerű kompenzációs módszer ismertetése

Mint korábban már azt említettem, a csúcsáram szabályozás esetében problémát jelent, hogy ha az áram középtérték a szabályozni kívánt mennyiség. Mivel feladatom az áram középtértékének a pontos tartása, kifejlesztettem egy módosított kompenzációs módszert. Ez túlnyomórészt azon, hogy megszünteti a szubharmonikus lengéseket, lehetővé teszi a középtérték közvetlen szabályozását is.

Az irodalmi hivatkozásokban [3],[8],[10] mindenütt úgy szerepel a kompenzáció, hogy az eredeti  $i_{p0}$  kompenzációs szintből levonásra kerül a jel. Ezzel nyilvánvalóan nem teljesül az áram középtérték állandósága, az  $i_L$  hullámosságának növekedésével továbbra is csökkenni fog.

Az általam alkalmazott megoldásnál az eredeti  $i_{p0}$  kompenzációs szinthez hozzáadva a 18. ábrán piros színnel vázolt,  $m_{\text{kompenz}} = -m_2/2$  meredekségű kompenzációs jelet, a 19. ábra szerinti időfüggvények keletkeznek:



18. ábra – Kompenzációs jelek időfüggvénye.  
Újszerű módszer (piros) és hagyományos kompenzáció (kék)

Az ilyen jellegű kompenzációs jel előállítását nem triviális, ezért sem alkalmazott széles körben ez a módszer. Ugyanis míg a hagyományos kompenzáció (kék szaggatott vonal) időfüggvénye az

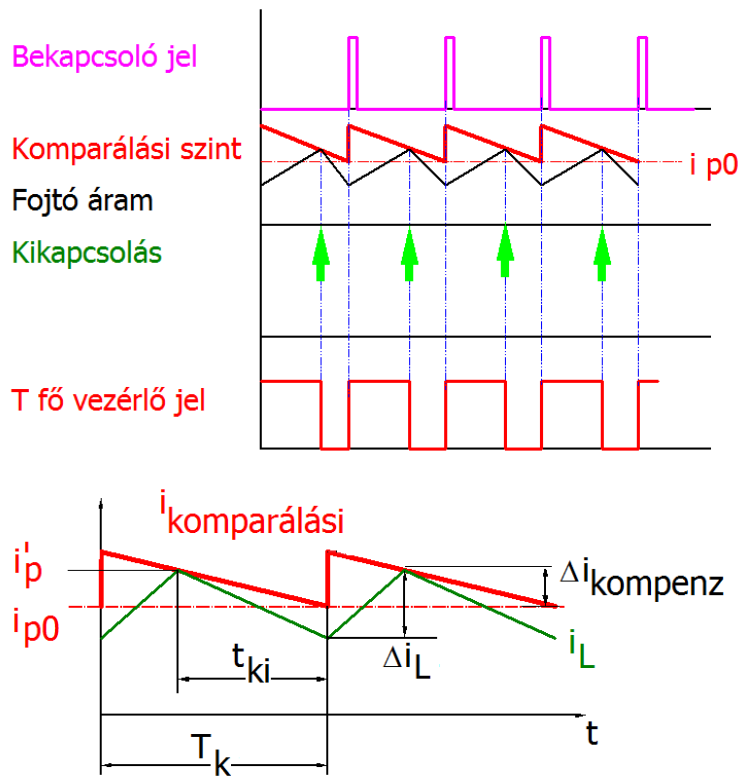
$$i_{\text{kompenz}} = \frac{1}{2} \frac{U_{ki}}{L} \left( \frac{t}{T} \right) \quad (14)$$

addig az új módszer szerinti jel (piros folytonos vonal) az

$$i_{\text{kompenz}} = \frac{1}{2} \frac{U_{ki}}{L} \left( 1 - \frac{t}{T} \right) \quad (15)$$

összefüggéssel írható le. Az általam alkalmazott jelalak létrehozása egy olyan „prediktív” integráló taggal történik, amely nem a 0 értékről indulva felfelé integrál (mint a szokásos esetben), hanem egy adott értékről lefelé integrál, és a kapcsolási periódus végére teljesíti a rögzített 0 feltételt.





19. ábra – Újszerű kompenzálás jelalakjai

Annak a bizonyítása, hogy a beadott  $i_{p0}$  segítségével az áram középvérték közvetlenül előírható:

Az áram középvértékének kifejezése:

$$i_0 = i'_p - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (16)$$

A kompenzáló jel időfüggvénye (önmagában):

$$i_{\text{kompenz}} = \frac{1}{2} \frac{U_{ki}}{L} \left(1 - \frac{t}{T}\right) \quad (17)$$

Mivel a kompenzálás rögzített pontja a kikapcsolt állapot végénél van,  $t_{ki}$  időtartammal célszerű számolni.

A 19. ábra alapján kifejezhető:

$$\Delta i_{\text{kompenz}} = \frac{1}{2} \frac{U_{ki}}{L} t_{ki} \quad (18)$$

$$\Delta i_L = \frac{U_{ki}}{L} t_{ki} \quad (19)$$

$$i'_p = i_{p0} + \Delta i_{\text{kompenz}} = i_{p0} + \frac{1}{2} \frac{U_{ki}}{L} t_{ki} \quad (20)$$

Az áram középértéke:

$$i_0 = i'_p - \frac{\Delta i_L}{2} = i'_p - \frac{1}{2} \frac{U_{ki}}{L} t_{ki} \quad (21)$$

(20)-at (21)-be helyettesítve:

$$i_0 = i_{p0} + \frac{1}{2} \frac{U_{ki}}{L} t_{ki} - \frac{1}{2} \frac{U_{ki}}{L} t_{ki} \quad (22)$$

$$i_0 = i_{p0} \quad (23)$$

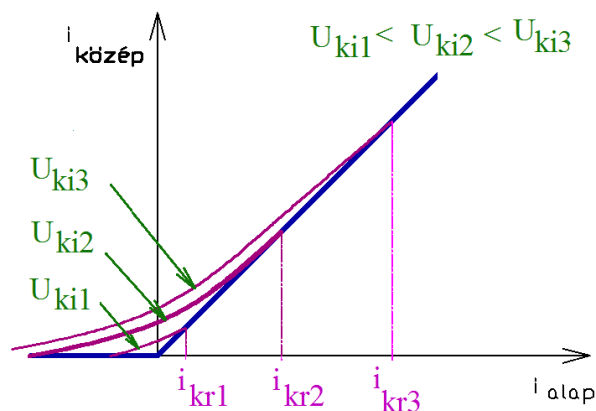
A meg gondolás - amely szerint adott  $i_{p0}$  segítségével az áram középérték közvetlenül előírható - igaz.

#### 4.5 Az újszerű kompenzációs módszer korlátai

Ennek az újszerű kompenzációs módszernek korlátot szab a konverter szaggatott áramvezetéses üzeme, vagyis ha  $i_0 < \frac{\Delta i_L}{2}$ . Ahogyan az előbbi pontban bemutattam, a kompenzációs jel amplitúdója és az áramhullámosság is, ebből kifolyólag a szaggatott áramú vezetés határa ( $i_{kr}$  kritikus áram) is a kimeneti feszültség függvénye.

Ezen üzemállapotban az áram középértéke és az áram alapjel között nem lineáris, hanem négyzetes összefüggés van (eltolt talppontú másodfokú parabola függvény írja le a középérték változását a vizsgált tartományban). Elmondható tehát, hogy a szabályozó itt már nem biztosítja az áram középértékének a pontos tartását. Ezt jelen esetben csak adaptív kompenzációval lehetne megoldani, mellyel dolgozatomban nem foglalkoztam.

A középértéket az alapjel függvényében ábrázolva a következő,  $U_{ki}$ -től függő görbesereg kapható. (A legnagyobb áram középérték eltérés  $i_{alap}=0$ -nál  $\frac{\Delta i_L}{8}$  lehet.)



20. ábra – Áram alapjel és középérték közötti összefüggés a szaggatott áramvezetés tartományában, különböző  $U_{ki}$  kimenő feszültségek mellett

A 20. ábrából látható, hogy zérus kimeneti áramhoz negatív áram alapjelre van szükség. Ezt az áramkör tervezésénél figyelembe vettem (lásd 5.3 fejezet, SZI jelű kiegészítő áramszabályozó).

## 5 Analóg áramköri megvalósítás

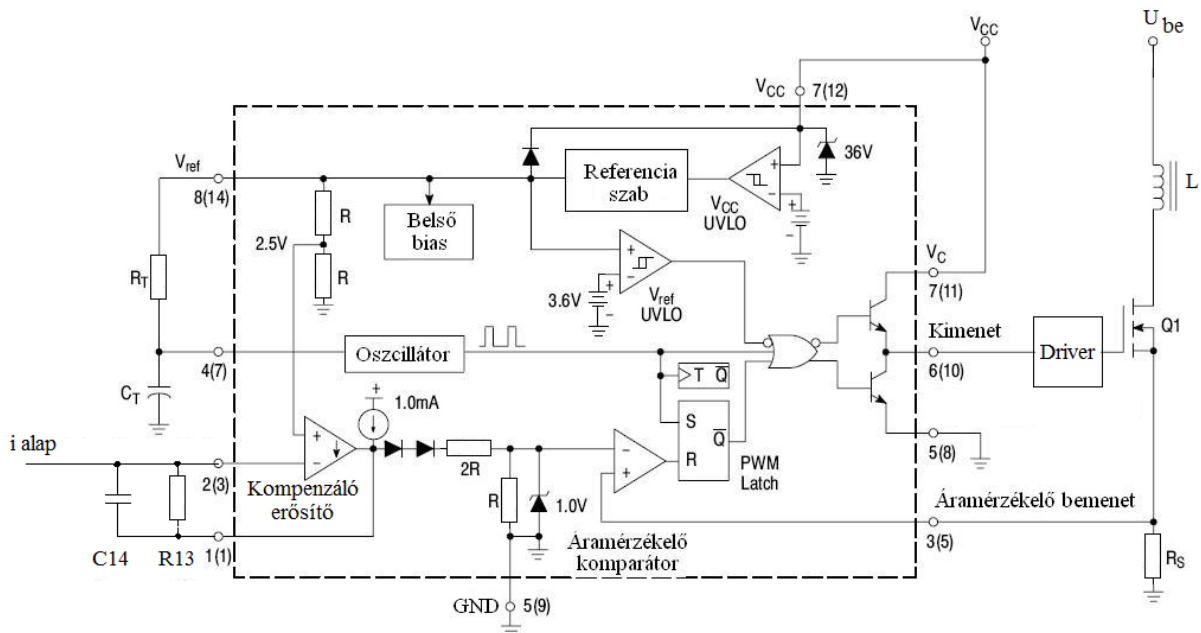
A csúcsáram szabályozó IC és a kompenzáló áramkör egymáshoz közvetlenül kapcsolódó áramköri blokkok. Ezeket az alábbi két alfejezetben ismertetem.

### 5.1 A szabályozó IC

A feszültség csökkentő kapcsolás miatt az UC3843A típusú IC-t választottam. Ez egy olyan fix frekvenciás áramszabályozó, amely kimondottan az ilyen típusú DC-DC konverterekhez került kifejlesztésre. A felhasználók számára költséghatékony megoldást jelent ez az alkatrész, mivel már minimális számú kiegészítő komponenssel is robosztus, egyszerű tápegység hozható létre. Ezen IC jellegzetessége a külső RC taggal tetszés szerint beállítható holtidő, és kapcsolási frekvencia. Az alkatrész hőmérséklet-kompenzált referencia-feszültségforrást, és egy nagy erősítési tényezőjű kompenzáló erősítőt is tartalmaz. Az IC nagyáramú totem-pole kimenettel rendelkezik, amely különösen alkalmas teljesítmény MOSFET-ek közvetlen meghajtására (jelen fejlesztésnél a tápfeszültség potenciálján lévő  $T_{\text{FB}}$  miatt driver áramkör közbeiktatása szükséges). Az áramkörbe védelmi elemek is beépítésre kerültek, mint például a hiszterézises referencia- és tápfeszültség csökkenési tiltás. [7] Az integrált áramkör felépítését, és a közvetlenül kapcsolódó komponenseket a 21. ábra szemlélteti.

#### *Néhány gondolat a kapcsolódó elemek méretezésével kapcsolatban:*

A fejlesztés során 35 kHz kapcsolási frekvenciát, és 92% maximális kitöltési tényezőt állítottam be. Az adatlap alapján ennek megfelelően  $R_T=5,1k\Omega$ , és  $C_T=10nF$  értékeket választottam a kapcsolási ciklus időzítéséhez. Elméletileg ezzel az IC-vel meg lehet közelíteni a 99,5% kitöltést, de az általam alkalmazott IR2184 típusú meghajtó áramkör ezt nem teszi lehetővé (bootstrap elvű meghajtó).



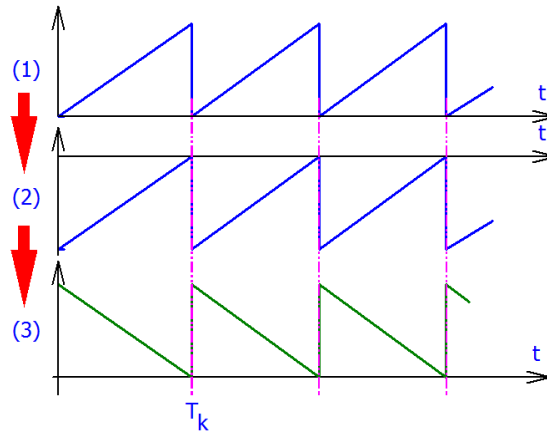
21. ábra- Az UC3843A szabályozó felépítése, és a közvetlenül kapcsolódó komponensek

Az áramérzékelő sönt értéke  $R_S=0,33\Omega$ . Ezt az áramérzékelő bemenet érzékenysége ([7] alapján ez 0,9V) és a maximális fojtó áram ( $i_{p\max} = i_{0\max} + \frac{\Delta i_{L\max}}{2} = 2,5 + \frac{0,75}{2} = 2,88A$ ) ismeretében határoztam meg. A maximális áram hullámosság ( $\Delta i_{L\max}$ ) a méretezett és kiválasztott 3,9mH induktivitású fojtónál,  $k=50\%$ -os kitöltési tényező mellett, maximális  $U_{be}$  bemenő feszültség esetén, 0,75A-re adódik. Megjegyezném, hogy a maximális bemenő feszültségnek a hálózati egyenirányítás után kapott 325V értéket tekintem.

Az R13-C14 tagok a kompenzáló erősítővel egy aluláteresztő kapcsolást alkotnak az alapjelre. ( $R13=22k\Omega$ ,  $C14=470pF$ ,  $\omega_h=97krad/s$ ) Ennek a célja csak nagyfrekvenciás zavarcsűrés.

## 5.2 A kompenzáló áramkör megvalósítása

A szükséges kompenzáló jel több lépésben állítható elő. Ennek a folyamata a 22. ábrán kísérhető figyelemmel. (Az egyes lépéseket zárójeles sorszámokkal láttam el az azonosíthatóság végett.) Ezek szerint egy nullából felfele integráló kapcsolás jelalakját (1) kell átalakítani egy adott értékről nullára integráló jellé (3). Ez egy szinteltoló áramkör közbeiktatásával történik, ennek hatására a (2) jel jön létre. Végül, mivel az UC3843A kompenzáló erősítője invertáló alkapcsolásban van, az IC áramérzékelő komparátorára már a kívánt, (3) lefutású jel kerül.



22. ábra – Az újszerű kompenzáló jel előállítási lépései

A kompenzáló áramkör főbb elemeinek a méretezése (a csatlakozó áramkörök méretezését mellőzve) a következő megfontolások alapján történt:

Ahogy azt már említettem, az áram ellenőrző jelhez olyan meredekségű jelet ( $m_{\text{kompenz}}$ ) kell hozzákeverni, amely a fojtó lefutó árammeredekségének ( $-m_2$ ) a fele. Ez még persze pontosítást kíván annyiban, hogy az IC az áramot egy sőtön eső feszültség formájában érzékeli.

A fojtó méretezése az erősáramú tervezéshez tartozik, amellyel nem foglalkozom ennek a dolgozatnak a keretében. A méretezésnél kapott érték: 3,9 mH. Az ott alkalmazott összefüggést felhasználva az árammeredekségre (a főtranszistor kikapcsolt állapotában) kapjuk, hogy:

$$U_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t_{ki}} \Rightarrow \frac{U_L}{L} \approx \frac{U_{ki}}{L} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t_{ki}} = m_2 \quad (24)$$

Példaként 250V-os névleges kimeneti feszültség mellett  $m_2 = 64,1 \text{ A}/\mu\text{s}$

$$\Delta i_L = t_{ki} (-m_2) \quad (25)$$

Az áram közéértéke pedig:

$$i_{p0} = i_p' - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (26)$$

Ebbe behelyettesítve az előzőleg kapott eredményeket  $\Delta i_L$ -re és  $m_2$ -re adódik, hogy:

$$i_{p0} = i_p' - \frac{t_{ki} U_{ki}}{2L} = f(U_{ki}) \quad (27)$$

A tápegység áramának a közéértéke tehát a kimenő feszültség függvénye. Éppen ezért az aktuális munkaponthoz tartozó  $m_{\text{kompenz}}$  meredekségű kompenzáló jelet egy, a főtranszistor bekapcsolásához szinkronozott fűrészgenerátorral állítom elő. A szükséges fűrészjel amplitúdója a kimeneti feszültséggel (24. képlet) arányos. A fűrészgenerátor alapja egy RC

integráló kapcsolás, amely a kimeneti feszültségre kapcsolódik. Ez úgy hoz létre fűrészfog alakú jelet, hogy az UC3843A IC holtidejében (a kapcsolási ciklus 8%-ának megfelelő időtartam) a kondenzátort rövidre zárja egy tranzisztor (23. ábra Q3).

A tervezésnél elsőként az R és C tagok értékeit határoztam meg (23. ábra C10 és R16). Ehhez kiindulási lépésként 220 V feszültségen (akkumulátoros DC táplálásnál ennyi a maximális kimenő feszültség) 1 mA kondenzátor töltőáramot vettem fel. Ebből:

$$R = \frac{220V}{1mA} = 220k\Omega \quad (28)$$

Tekintettel, hogy a 220k $\Omega$  szabványos ellenállásérték, R16-nak ilyen értékűt választottam. A szükséges teljesítmény:

$$P = (1mA)^2 220k\Omega = 220mW \quad (29)$$

A feszültségviszonyok miatt a biztonságos szigetelési távolság érdekében 1W teljesítményű alkatrészt terveztem a kapcsolásba.

Ezt követően megállapítottam a kondenzátoron a feszültség amplitúdót. Ezt egy feszültségosztóval illeszttem az UC3843A-hoz, tehát itt még nem az IC által közvetlenül megkívánt értéket kell beállítani. A  $\Delta U_C$  szokásos tervezési értéke az RC tag maximális feszültségének a 10%-a. Ez most 220V-os táplálást feltételezve 22V-ot jelent. A kondenzátor töltésének az időtartama az UC3843A referencia fűrészelének felfutási időtartamával egyezik meg, azaz:

$$t_{\text{töltés}} = 0,92 \frac{1}{f_{\text{kapcs}}} = 0,92 \frac{1}{35kHz} \approx 26,3\mu s \quad (30)$$

Ezeknek az adatoknak az ismeretében C10 értéke már meghatározható:

$$i_c = C \frac{du_c(t)}{dt} \xrightarrow{\text{linearizálva}} C = i_c \frac{\Delta t}{\Delta U_C} = 1mA \frac{26,3\mu s}{22V} = 1,19nF \quad (31)$$

A szabványos kapacitásérték: 1 nF. Ezzel visszszámolva a feszültség amplitúdót:

$$\Delta U_C = i_c \frac{\Delta t}{C} = 1mA \frac{26,3\mu s}{1nF} = 26,3V \quad (32)$$

adódik. Ebből a feszültségmeredekség:

$$m_u = \frac{\Delta U_C}{\Delta t} = \frac{26,3V}{26,3\mu s} = 1000 \frac{mV}{\mu s} \quad (33)$$

Ekkora meredekségű jelet kell tehát egy osztóval az UC3843A által kívánt értékűre beállítani. A szabályozó IC az áramérzékelő sönt jelét fogadja, tehát legelőször meg kell határozni, hogy

az előzőekben már említett  $m_2$  áramcsökkenési meredekség mekkora  $m_{2sönt}$  feszültség csökkenési meredekségnek felel meg.

$$m_2 = \frac{220V}{3,9mH} = 56,4 \frac{A}{ms} \quad (34)$$

$$m_{2sönt} = 56,4 \frac{A}{ms} \cdot 0,3\Omega = 16,9 \frac{mV}{\mu s} \quad (35)$$

Ebből:

$$m_{komp} = \frac{m_{2sönt}}{2} = \frac{16,9}{2} = 8,46 \frac{mV}{\mu s} \quad (36)$$

Az osztásarány innen már meghatározható:

$$n = \frac{m_u}{m_{kompenz}} = \frac{1000}{8,46} = 118,2 \quad (37)$$

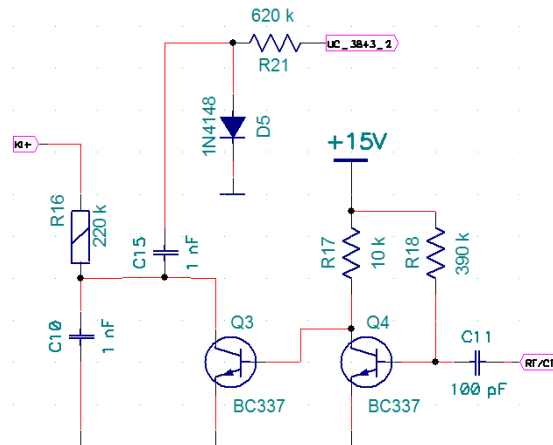
Csak hogy ez az  $n$  érték a komparátor bemenetre közvetlenül vonatkozik. Az UC3843A belső blokkvázlatán (21. ábra) látható, hogy a hibajel-erősítő kimenetén egy 1:3 arányú feszültségosztó található, ebből előáll egy új osztásarány ( $n^I$ ). A hibajel-erősítő visszacsatoló ágában (21. ábra R13) egy 22 k $\Omega$ -os ellenállás van. A soros becsatoló ellenállás értéke (R21) így az invertáló műveleti erősítő alapkapsolás képletéből:

$$n^I = \frac{118,2}{3} = 39,4 \rightarrow \frac{1}{39,4} = -\frac{R13}{R21} \rightarrow R21 = 866k\Omega \quad (38)$$

Figyelembe véve, hogy az R21 virtuális földpontra csatlakozik, és a 220 k $\Omega$  -os ellenállással feszültségosztót alkot, R21=620k $\Omega$ -ot választottam. Ezzel a végleges  $n^{II}$  osztásarány:

$$n^{II} = \frac{R21}{R13} \cdot \frac{R21 + R16}{R21} \cdot 3 = 114 \quad (39)$$

A teljes kapcsolást a 23. ábra tartalmazza.



23. ábra – A kompenzáló áramkör kapcsolása

Ahhoz, hogy a végleges, helyes időfüggvényű kompenzáló jel álljon elő, kondenzátoros-diódás szinteltoló áramkört kell létesíteni, mivel a hibajel-erősítő invertáló alapkapcsolásban üzemel. Ez a C15-D5 tag a fűrészelő felső csúcspontját rögzíti a nulla potenciálhoz. A C15-öt úgy méreteztem, hogy az R21-C15 által alkotott időállandó állandósult üzemben ne torzítsa a jelet (ne legyen tetőesés). 1nF-os kondenzátort választva az időállandó 620  $\mu$ s lett.

### **5.3 Szabályozástechnikai blokkvázlat**

Mivel a tápegységnek univerzálisnak kell lennie, nem csak az áram-, hanem a feszültség szabályozását is meg kell oldani. Az áramszabályozás óriási előnye egy laboratóriumi tápegységnél az, hogy nem kell külön kimeneti rövidzár védelemről gondoskodni, hiszen ez megfelelően gyors szabályozónál automatikusan megvalósul. Lényeges szempont ez a készülék védelme érdekében hallgatói méréseknél.

A csúcsáram szabályozás ekvivalens helyettesítő képét korábban már bemutattam, lásd a 3.4 pont alatt. Ezt a kompenzálással kiegészítve hasonló blokk nyerhető, a különbség csupán annyi, hogy immáron a kimeneti áram középtértéke  $i_{p0}$ -val egyenlő.

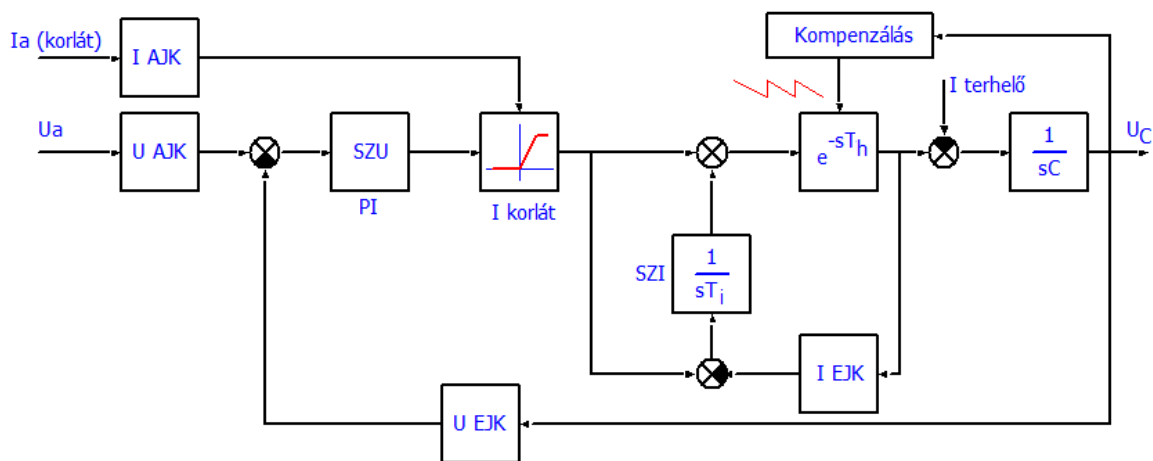
A fejlesztés során elvégzett mérések és a hibaanalízis során kiderült, hogy ennek a szabályozásnak önmagában körülbelül 3%-nyi statikus hibája van, amely elsősorban az alkalmazott UC3843A szabályozó integrált áramkör átviteli tényezőjének a hőmérséklet-függésére vezethető vissza. Az áramszabályozó dinamikus viselkedése viszont kiváló, ezt a mérési eredmények is világosan alátámasztják (lásd 7.2 pont).

Megjegyzem, hogy általános tápegységek esetében ez a 3%-nyi eltérés megfelelőnek mondható, ám ennél a fejlesztésnél a gerjesztés táplálása nagyobb pontosságot kíván. A statikus hiba korrigálása végett egy korlátozott rendelkezésű jelű integráló típusú szabályozás került alkalmazásra. Ezt az úgynevezett kiegészítő áramszabályozó (SZI) valósítja meg. Ez azt jelenti, hogy ennek a szabályozó elemnek a beavatkozó jele a kimeneti áramot maximum  $\pm 20\%$ -kal képes befolyásolni.

Ez az SZI arra is alkalmas, hogy a 4.5 pontban az újszerű kompenzálási mód korlátjaként említett, szaggatott áramú üzem során fellépő áram középtérték-csökkenést korrigálja.

A PI típusú feszültségszabályozó (SZU) egy külső hurkot alkot és ennek van alárendelve a csúcs- és a kiegészítő áramszabályozó (SZI). A teljes szabályozás blokkvázlatát a 24. ábra tartalmazza.





24. ábra – Teljes szabályozástechnikai blokkvázlat

Fontos megemlíteni, hogy ha a feszültség szabályozó nagyobb áram alapjelet ad ki, mint a beállított határérték ( $I_a$  (korlát)), akkor áramkorlátozott üzemben működik a rendszer. Ilyen esetben az SZU aktív működése megszakad.

A szabályozó körök tervezéséről bőszeges hazai és nemzetközi irodalom áll rendelkezésre, ezért ezeknek az elméletével a dolgozatomban nem foglalkozom külön.

***Az általam kifejlesztett készülék műszaki adatai:***

- Bemeneti feszültség tartomány: 110-230 V AC és DC (mind a hálózati, mind pedig az akkumulátoros táplálás lehetősége biztosított)
- Kimeneti feszültség tartomány: 0-250 V DC (A felső határt a tápfeszültség maximuma korlátozza!)
- Kimeneti áram: 0-2,5 A
- A feszültség és áram alapjelek tartománya 5-0 V. Az alapjelek invertáltak, azaz 5 V=minimum, 0 V=maximum. Erre egy mikroszámítógép alapú digitális rendszerhez való könnyebb illeszthetőség miatt van szükség. Az elméletileg számított és mért kapcsolási frekvencia: 35 kHz, ebből kifolyólag a csúcáram szabályozó holtideje: 28,5  $\mu$ s.
- Az SZI áramszabályozó statikus körerősítése: 10,6; a vágási körfrekvenciája  $\omega_{cSZI}=6,7$  krad/s, a kiszabályozási időállandója: 150  $\mu$ s. Ez azt eredményezi, hogy a csúcáram szabályozó feltételezett 3%-nyi statikus hibáját az SZI 0,28%-ra csökkenti.

- Az SZU jelű feszültségszabályozó hagyományos PI típusú analóg áramkör. Mivel a terhelő áram, mint zavaró jel az SZI integrátora után lép be, ezért szükséges, hogy az SZU integráló tagot is tartalmazzon, egyébként a terhelő áram a kimeneti feszültség statikus pontatlanságát okozná. A feszültségszabályozó kör vágási körfrekvenciája:  $\omega_{cSZU}=7$  krad/s. A kiszabályozási időállandó: 1 ms (PI töréspont).

## 6 Digitális megvalósítás lehetőségei

### 6.1 Analóg és digitális szabályozók összevetése

#### *Analóg szabályozók:*

Az analóg szabályozók előnyei között szokás említeni a relatíve egyszerű felépítést, a gyorsabb válaszidőt, és a jelek folytonos idejű voltából adódó nagy pontosságot. Ezen felül egyszerű műszerekkel javítható, beállítható. A kapcsolás feltérképezhető, ez szintén kulcsfontosságú egy ilyen berendezés esetleges hibaelhárításánál.

Hátrányai között meg kell említeni a zavarérzékenységet, műveleti erősítős kapcsolásoknál a drift és offszethibát, továbbá, hogy nem flexibilis, azaz egyetlen hardverrel csak egyetlen funkció valósítható meg.

#### *Digitális szabályozók:*

A digitális szabályozók óriási előnye a flexibilitás, azaz a szoftver cseréjével más-más feladat megoldható egy hardverrel. Ezen kívül meg lehet valósítani nemlineáris függvényeket, lehetőség van beépített öntesztelő algoritmusokra, a szoftver hordozható, másolható. A digitális rendszer kommunikációra képes más rendszerekkel, az információigényeket képes kielégíteni. Nincsen az alkatrészek öregedéséből adódó pontatlanság.

A digitális rendszerek hátrányai: A szoftverfejlesztés nagy hozzáértést igénylő, fáradságos, drága munka. A mikroszámítógépek és a DSP-k igen zavarérzékenyek, és a saját működésükből is eredhet zaj. Éppen ezért a hardvertervezés jóval komplikáltabb, mint analóg rendszer esetén (hidegítések, földelések, árnyékolások, esetlegesen kettőnél több rétegű nyomtatott áramköri hordozó alkalmazása). A kvantálásból, és a diszkrét idejű mintavételezésből eredő pontatlanság csak minőségi és drága megoldásokkal csökkenthető. A műveletvégzéshez, algoritmusok futtatásához időre van szükség, ez késleltetést, plusz holtidőt hoz a rendszerbe. Mindezen felül drága fejlesztőeszközökre van szükség egy-egy mikroszámítógép családhoz. Az ilyen rendszerek javítása gyakorlatilag lehetetlen, amennyiben a fejlesztő legtöbbször tiltja a kiolvasási lehetőséget. Meghibásodás esetén nem lehet a forrásprogramhoz hozzáférni. [5]

## 6.2 A csúcsáram-szabályozás digitális elve

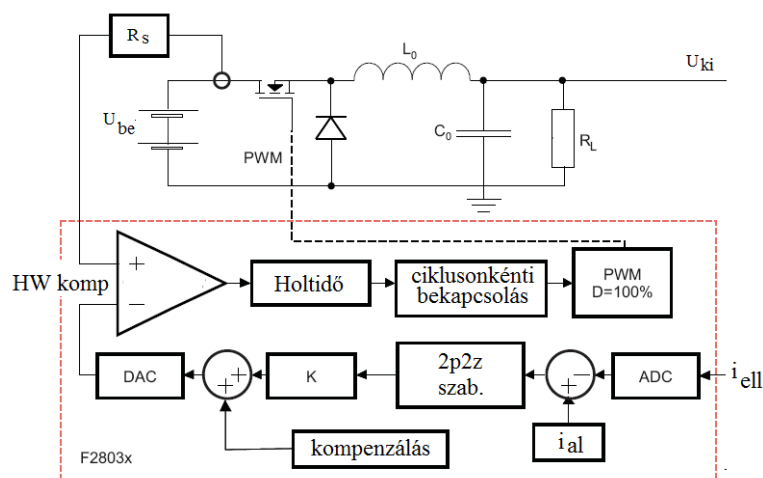
Kellően gyors A/D konvertereket alkalmazva az áram visszacsatolás, továbbá a komparálás is megvalósítható algoritmikusan. A gyakorlat szerint a  $T_k$  kapcsolási ciklusidő alatt 100-500 darab mintát célszerű venni. Ez kb. 3,5-17 MHz-es mintavételi frekvenciát jelent, amelynek az órajel frekvencia a többszöröse és a beolvasott értékeket 8 biten kell ábrázolni. Ez meredek áramnövekedésnél igen hangsúlyos, hiszen ha nem történik meg időben a kikapcsolás végrehajtása, a szabályozás rendkívül pontatlan lehet. Elmondható tehát, hogy igen jó minőségű, nagy sebességű, drága mikroszámítógépekkel lehetséges ilyen szabályozást létrehozni. A költségek tehát korlátok közé szorítják a tisztán digitális szabályozás elterjedését.

Az újszerű kompenzáló jelet numerikusan úgy kell előállítani, hogy a kimeneti feszültséggel arányos értéket kell egy regiszterbe tölteni. Ezután a kapcsolási periódus alatti órajel ciklusok számát ismerve ki lehet számítani azt, hogy mennyivel kell dekrementálni a regiszter tartalmát ahhoz, hogy a kapcsolási periódus végére az éppen nulla legyen.

Meg kell említeni az adaptív kompenzáció lehetőségét is, amellyel a szaggatott vezetésből eredő nemlinearitási hibákat ki lehet küszöbölni.

Konkrét gyakorlati példát említve, ilyen szabályozási módszerre alkalmas az amerikai Texas Instruments gyártmányú, TMS 320F2803X típusú kis mikroprocesszor sorozat, amely beépített hardver komparátort tartalmaz. Ennek a funkcióblokknak köszönhetően nincs szükség a fentebb említett gyors A/D konverzióra és komparálási algoritmusra. Ezzel a típussal egy lehetséges megvalósítási módszert részletesen szemléltet a [11] irodalom.

Ennek a bloksémáját mutatja a következő ábra:



25. ábra - Egy lehetséges megvalósítási módszer bloksémája TMS 320F2803X típusú mikroprocesszorral

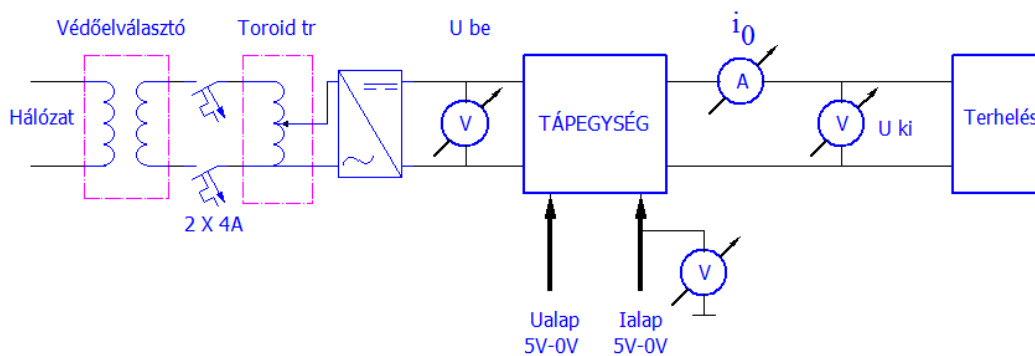
## 7 Eredmények összefoglalása, tapasztalatok

A méréseket az 5.3 fejezetben ismertetett adatokkal rendelkező készüléken végeztem.

**Alkalmazott műszerek:** Terhelő ellenállások: Ganz-Baja: 100  $\Omega$ , 600  $\Omega$   
Multiméterek: Keithley 2000  
Jelgenerátor: HP 8116A, 50 MHz Pulse/function generator  
Oscilloszkóp: GW INSTRON, GDS-1062  
Toroid szabályozó transzformátor: Powerstat, 0-280V, 2,1 kVA  
Védőelválasztó transzformátor: Transzvíll, AT-1000, 1kVA

### 7.1 Statikus karakterisztikák mérése

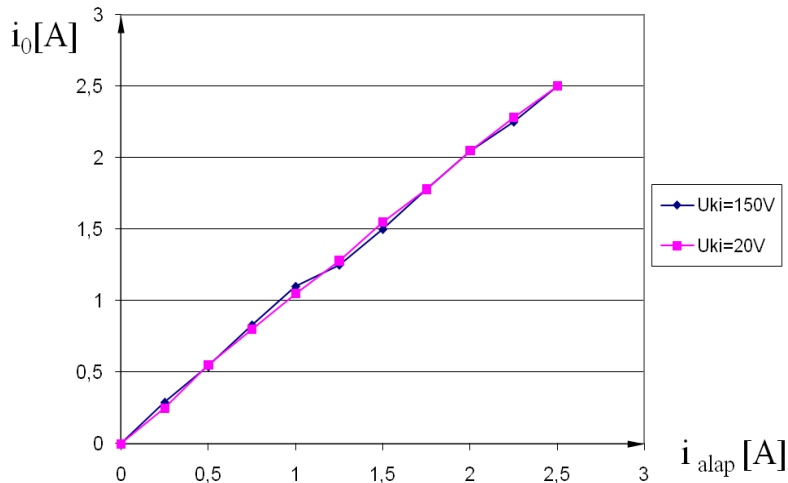
A statikus karakterisztikák felvételére szolgáló összeállítást a 26. ábra szemlélteti.



26. ábra - Statikus karakterisztikák mérésére szolgáló összeállítás

#### *Áram alapjel és kimeneti áram középérték között értelmezett átviteli karakterisztika:*

A mérés végrehajtásánál az áram alapjelet 0,5 voltonként állítva mértem a kimeneti áram középértékét. A kimeneti feszültséget eközben állandó értéken tartottam a terhelő ellenállás változtatásával. A feszültség alapjel beállítása a maximumra történt, hogy az SZU ne lépjen működésbe, és tisztán lehessen vizsgálni az áramszabályozó működését. (Tisztán áramkorlátozott üzem.) Ebből következik, hogy a kívánt kimenő feszültség beállítása is a terhelő ellenállás segítségével történt. A mérés alatt a bemenő feszültség is állandó,  $U_{be}=300V$  értéken volt. Az eredmények az 1. diagramon láthatók.

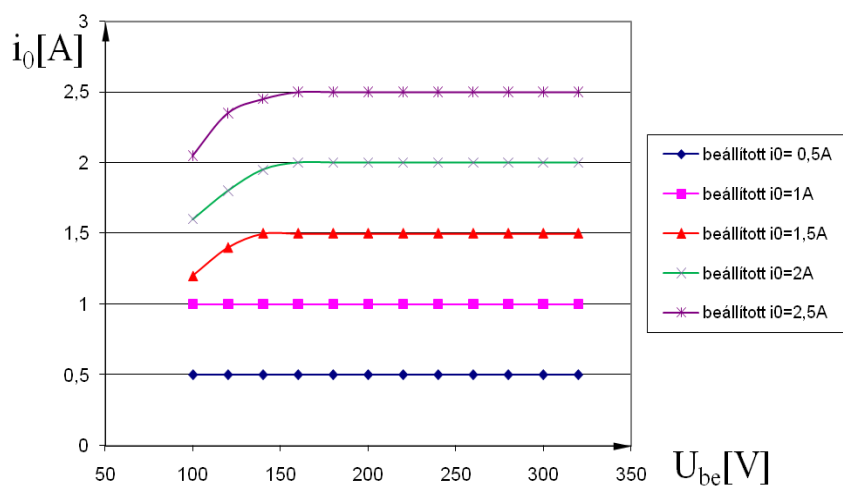


1. diagram - Áram alapjel és kimeneti áram középérték között értelmezett átviteli karakterisztika,  
 $U_{be}=300V=konstans$

Összevetve a mért eredményt a 14. ábrán vázolt elméleti karakterisztikával megállapítható, hogy a megvalósított tápegység karakterisztikája lineáris, a vártnak megfelelő.

**A kimeneti áram középérték és a bemenő feszültség kapcsolata:**

A mérésnél úgy, mint az előző pontnál a feszültség alapjel beállítása a maximumra történt, a már említett okok miatt. A kimenő feszültséget állandó értéken ( $U_{ki}=100V$ ) tartottam a terhelő ellenállás állításával. Eközben a bemenő feszültséget a toroid szabályozó transzformátorral változtattam. A kapott görbéket különböző áram alapjelek mellett a 2. diagram szemlélteti.



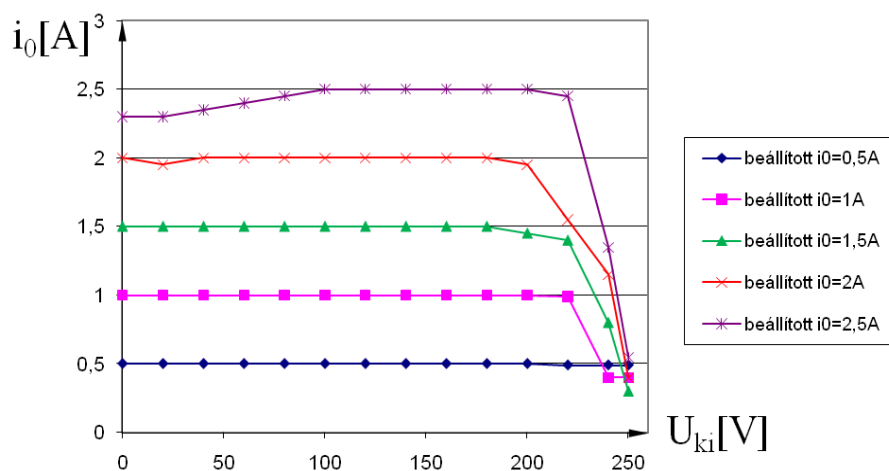
2. diagram - A kimeneti áram középérték és a bemenő feszültség kapcsolata  
 $U_{ki}=100V=konstans$

A minimális feszültséget azért vettem fel 100V-ra, mert a vezérlő elektronika számára a tápfeszültséget egy különálló, gyári, kisméretű záróüzemű átalakító szolgáltatja. Ennek pedig van egy minimális működési feszültségszintje.

Megállapítható, hogy a kimeneti áram középértéke független a bemenő feszültségtől. Látható, hogy ez nem teljesül  $i_0 > 1,5A$  esetében, alacsonyabb bemenő feszültségeken. Itt a görbék lehajlanak. Ennek oka, hogy a bemeneti feszültség hullámossága a terhelés növekedtével olyan mértékben emelkedik, hogy a kívánt kimeneti feszültséget már nem tudja biztosítani.

### ***A kimeneti áram középérték és a kimenő feszültség kapcsolata:***

Itt is, mint az előző pontnál a feszültség alapjel beállítása a maximumra történt, a már említett okok miatt. A bemenő feszültséget állandó értéken ( $U_{be}=300V$ ) tartottam a toroid szabályozó transzformátor állításával. Eközben a kimenő feszültséget a terhelő ellenállással változtattam. A kapott görbéket különböző áram alapjelek mellett a 3. diagram vázolja.



**3. diagram - A kimeneti áram középérték és a kimenő feszültség kapcsolata**  
 $U_{be}=300V=konstans$

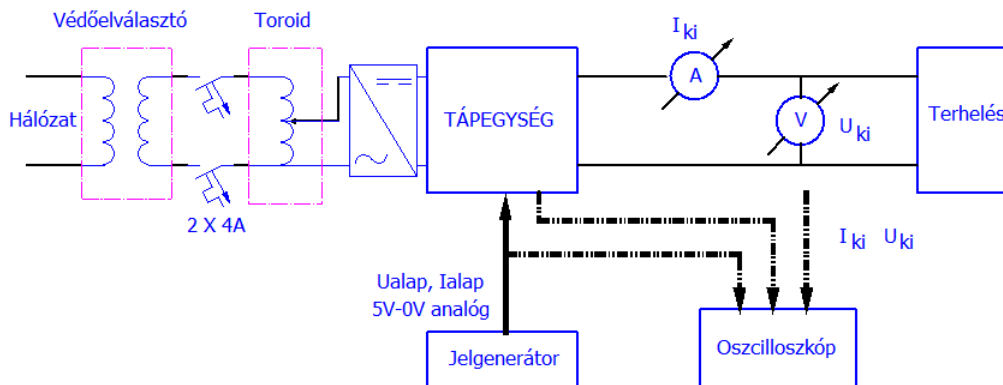
Megfigyelhető, hogy a kimeneti áram középértéke a kimenő feszültségtől széles tartományban független.

Körülbelül 200V kimenő feszültség felett a csúcsáram szabályozó telítődik (a maximális kitöltési tényező miatt), továbbá 2,5A-es beállított  $i_0$  esetén a vasmagos fojtó telítődik. Ezen okok miatt a görbék lehajlanak.

## 7.2 Dinamikus mérések:

### Mérési elrendezés:

Az elrendezést a 27. ábra szemlélteti. Az egyszerűség kedvéért az oszcilloszkópnál feltűnttettem az összes lehetséges vizsgálandó jelet. Hogy a műszer két csatornája közül melyikre mit kötöttem, azt az adott mérési eredményeknél jelzem.



27. ábra – A mérési elrendezés

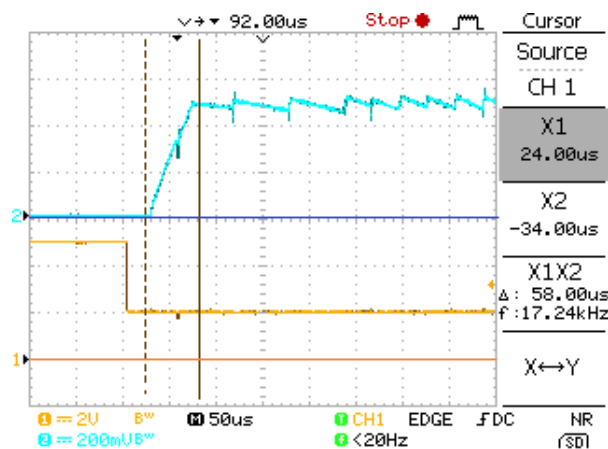
### Áram alapjel követése:

$U_{\text{táp}}=250 \text{ V DC}$  (toroid szabályozó transzformátorról, hálózati betáplálással)

Áram alapjel változás: 1,5 V amplitudójú egységugrás, majd ugyanilyen amplitudójú, 400 Hz frekvenciájú négyszögjel. Ez 0-1,5 A áramnövekményként jelenik meg a kimeneten.

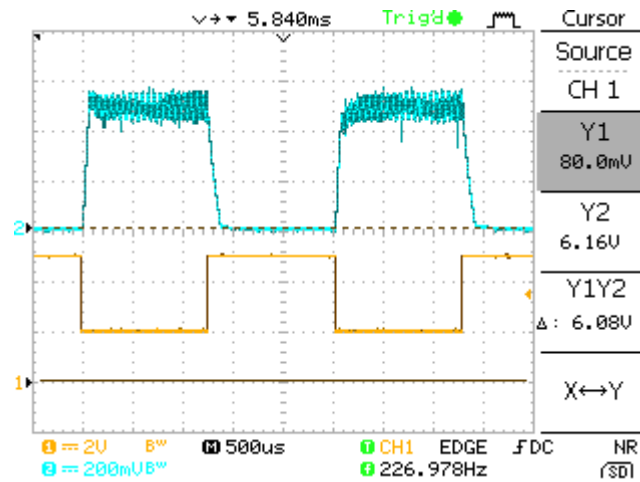
A terhelés:  $R_{\text{terh}}= 100 \Omega$

A feszültség szabályozó felső korlátan van ( $U_{\text{alap}}=\text{max}$ ).



28. ábra –Áram alapjel ugrás (Ch1-sárga, 2 V /div), és a kimenő áram válasza (Ch2-kék, 0,66 A /div).  
Vízszintes eltérítés: 50  $\mu\text{sec}$  /div

Az oszcillogramon (28. ábra) látható, hogy az áram alapjel követése a lehető leggyorsabban (a holtidőt leszámítva), a fojtó inuktivitása által korlátozott mértékben történik. A szabályozás holtideje is megfigyelhető, hiszen az alapjel ugrása után csak a következő kapcsolási periódusban kezdődik meg az áram felfutása.



29. ábra - 400 Hz-es, periodikus áram alapjel (Ch1-sárga, 2 V /div), és a kimenő áram válasza (Ch2-kék, 0,66 A /div). Vízszintes eltérítés: 500 μsec /div

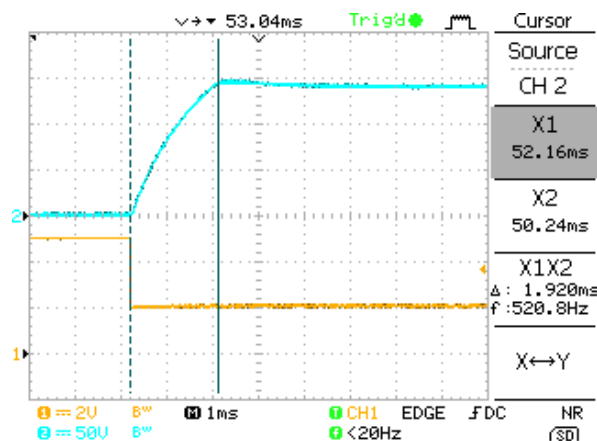
A szabályozó áram alapjel követési tulajdonságáról megállapítható tehát, hogy igen jó dinamikával rendelkezik. A beállítás sebessége maximális, túllövés nincs.

### Feszültség alapjel követése:

$U_{\text{táp}}=250$  V DC (toroid szabályozó transzformátorról, hálózati betáplálással)

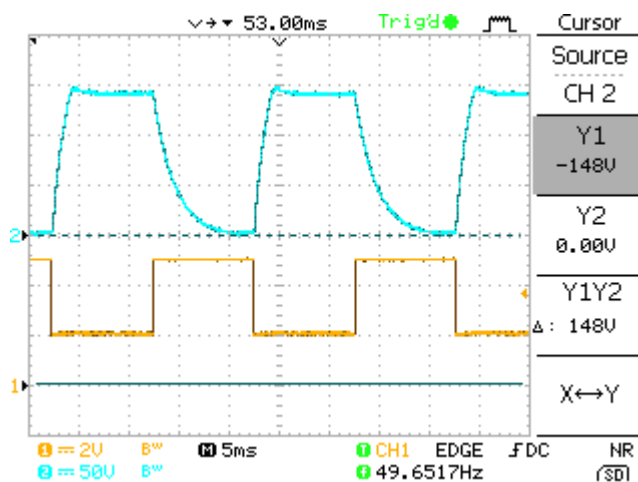
Feszültség alapjel: 1,5 V amplitudójú egységugrás, majd ugyanilyen amplitudójú, 100 Hz frekvenciájú négyzögjel. Ez az alapjel változás 0-150 V feszültségugrást idéz elő a kimeneten.

A terhelés:  $R_{\text{terh}}=60$  Ω, az áram szabályozó felső korlát (I<sub>alap</sub>=max)



30. ábra– Feszültség alapjel ugrás (Ch1-sárga, 2V /div), és a kimenő feszültség válasza (Ch2-kék, 50V/div). Vízszintes eltérítés: 1 msec /div



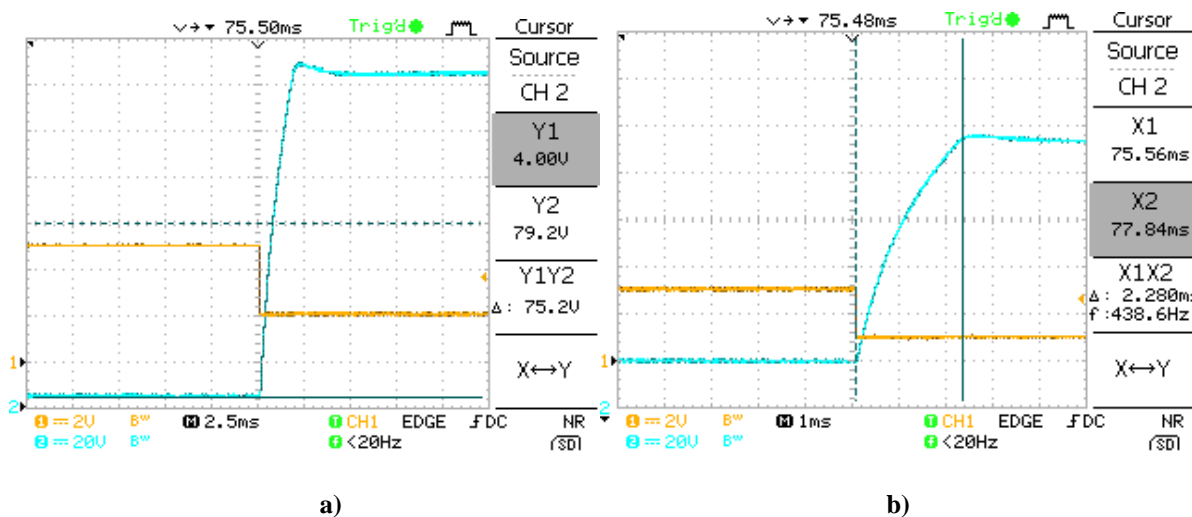


31. ábra– 100 Hz-es, periodikus feszültség alapjel (Ch1-sárga, 2V /div), és a kimenő feszültség válasza (Ch2-kék, 50V/div). Vízszintes eltérítés: 5msec /div

A kimeneti feszültség felfutási idejét a kimeneti szűrőkondenzátor és az áramkorlátozott üzem által meghatározott dinamikus áramkorlát ( $i_{max}=2,5A$ ) együttesen határozzák meg.

A 31. ábrán már megfigyelhető a kimeneti feszültség exponenciális lefutása is, melynek időállandóját a terhelő ellenállás és a kimeneti kondenzátor szabja meg.

**Az áram- és feszültség szabályozó együttes üzeme:**



32. ábra - Feszültség alapjel (Ch1-sárga, 2V /div) ugrás: a) 0-> 150V között, b) 100-> 200 V között és a kimenő feszültségek válasza (Ch2-kék, 20V/div). Vízszintes eltérítések: a) 2,5msec /div, b) 1msec /div

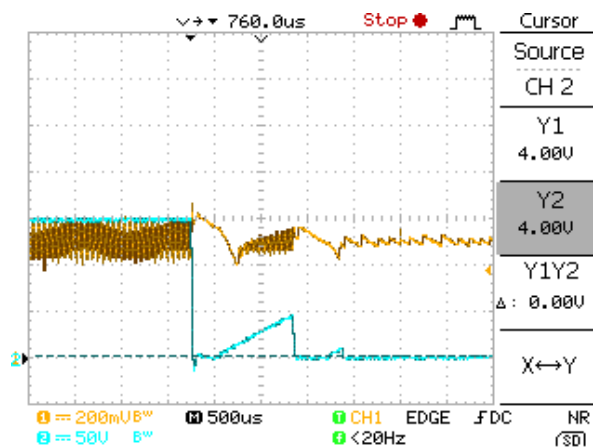
A 32. a) és b) ábrák összehasonlítása után meg lehet figyelni az SZI áram- és SZU feszültség szabályozók együttes működését. Az a) esetben az áramszabályozó integrátorának a zérus áramú állapotból (nemlineáris karakterisztikán lévő munkapont), a szaggatott

áramvezetési tartományon keresztül kell beállnia egy adott, hibajel mentes munkapontba. Ez eredményezi a nagyobb feszültség túllövését, mivel elsőként a belső SZI, majd azután a külső SZU hurok lép működésbe. Ezzel szemben a b) esetben a feszültség jelalaknál alig van megfigyelhető túllövés, mert itt az áramszabályozó eleve lineáris munkapontban van, ahol az áramvezetés folyamatos.

Az oszcilloszkópos felvételeken látható, hogy a feszültség statikusan nem éri el a 150 V feszültséget. Ez a hiba a jelgenerátor pontatlanságának tudható be.

### **Rövidzárási mérés:**

150 V; 1,5 A munkaponti értékek mellett egy VGK-10 típusú kapcsolóval rövidre zárva a kimenetet, a kimeneti jelalakok a 33. ábrán láthatóak:



**33. ábra – Rövidzár kapcsolása a kimenetre.**

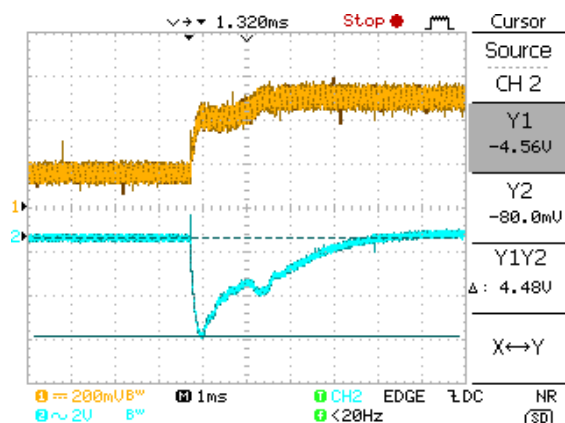
**Kimenő áram: (Ch1- sárga, 0,66A /div), kimenő feszültség (Ch2-kék, 50V/div).**

**Vízszintes eltérítés: 500  $\mu$ sec /div**

Megfigyelhető, hogy a csúcsáram szabályozó gyakorlatilag túllövés mentesen védi a készüléket rövidzár ellen. Rövidre záraskor a kimenő feszültség leesik, így a fojtó árama csak lassan csökken. Ez azt eredményezi, hogy kapcsolási ciklusok esnek ki. Ez a jelenség is megfigyelhető a fenti ábrán. A feszültség tranziensek a kapcsoló érintkezőinek a pattogása (pergése) miatt állnak elő.

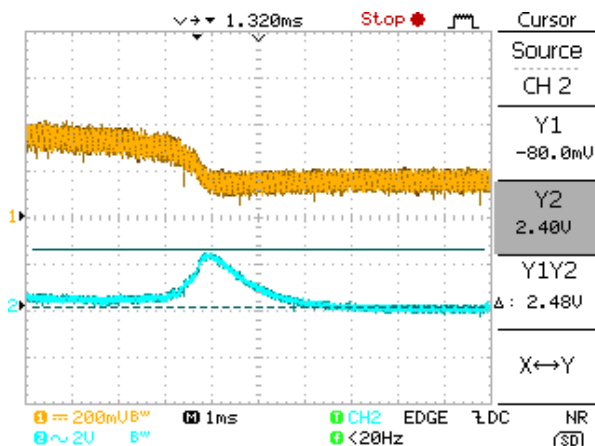
### **Terheléslökés/ledobás**

$U_{ki}=150$  V mellett: 0,5 A és 1,5 A között ugrásszerűen változtattam a kimenő áramot, terhelő ellenállás fokozat rövidre zárásával. Az áram szabályozót a felső korlátra állítottam ( $I_{alap}=\max$ ).



34. ábra – Terheléslökés 0,5 A-ról 1,5 A-re. Kimenő áram: (Ch1-sárga 0,66A /div), kimenő feszültség (Ch2-kék, 2V/div, AC állás), Vízszintes eltérés: 1msec /div

Látható, hogy a feszültség csak 4,48 V-ot esik (150 V kimenő feszültség mellett!)



35. ábra - Terhelésledobás 2 A-ról 0,5 A-re. Kimenő áram: (Ch1-sárga 0,66A /div), kimenő feszültség (Ch2-kék, 2V/div, AC állás), Vízszintes eltérés: 1msec /div

A kialakuló tranziens feszültségcsúcs: 2,48 V. Az SZU feszültség szabályozó kiszabályozási ideje is jól megfigyelhető.

### **Induktív terhelés**

Mivel a tápegység egyik jövőbeli fő funkciója az egyenáramú gépek gerjesztő körének táplálása lesz, ezért induktív terhelés mellett is megvizsgáltam a viselkedését. Ehhez a méréshez terhelésnek az alagsori gépteremben lévő, II. nagy Ward-Leonard gépcsoport egyenáramú gépének a gerjesztő tekercsét használtam fel.

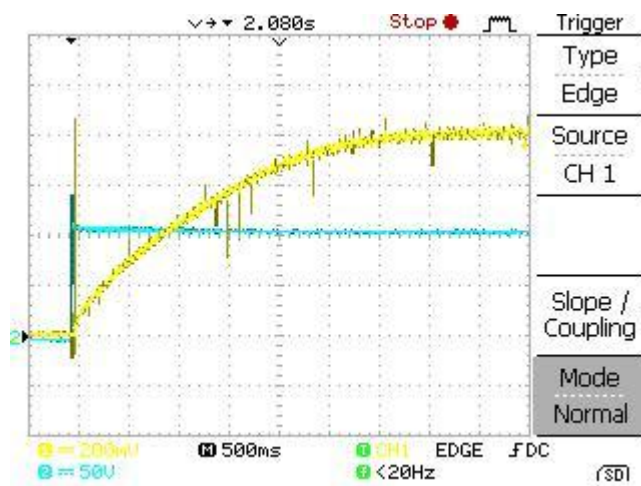
A gép adatai: Gyártó: Klement Gottwald Villamosgépgyár

Gerjesztő feszültség: 220 V

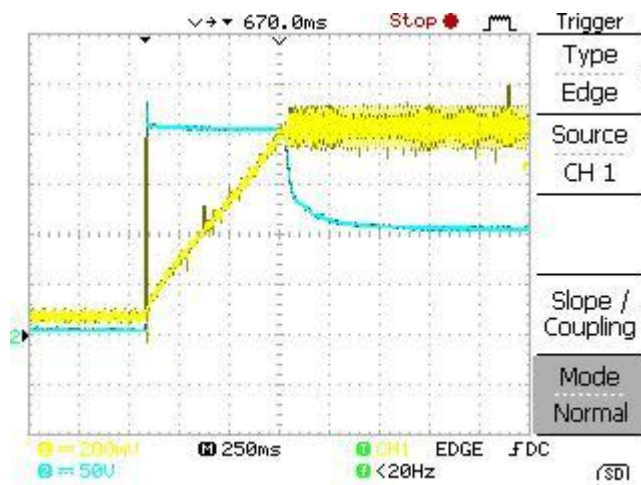
Gerjesztő áram: 2,9 A

$U_{\text{táp}}=220$  V DC (akkumulátor telepről)

A mérési eredmények:



**36. ábra – Feszültség alapjel ugratás (0->100V) induktív terhelés mellett.  
Kimenő áram: (Ch1-sárga 0,66A /div), kimenő feszültség (Ch2-kék, 50V/div),  
Vízszintes eltérítés: 500msec /div**



**37. ábra– Áram alapjel ugratás (0->2,5 A) induktív terhelés mellett  
Kimenő áram: (Ch1-sárga 0,66A /div), kimenő feszültség (Ch2-kék, 50V/div),  
Vízszintes eltérítés: 250msec /div**

Megfigyelhető a feszültség szabályozó működésében a forszírozás, azaz míg ki nem alakul az alapjelnek megfelelő áram.

Az oszcilloszkópos felvételek azt bizonyítják, hogy a megvalósított szabályozó stabilitása a kimeneti terhelés jellegétől messzemenően független.

### **7.3 Záró értékelés**

A mérési eredmények alátámasztják, hogy a fix frekvenciás csúcsáram szabályozás a kapcsoló üzemű tápegységek áramszabályozási módszerei közül az egyik legrobosztusabb megoldás. A módosított kompenzálás alkalmazásával teljesül az áram középértékének pontos tartása, továbbá sikeresen megszünteti strukturális instabilitást is.

A megvalósított kapcsolást a mérések alapján értékelve elmondható, hogy az újszerű kompenzálási módszer megfelelően helytálló ipari továbbá laboratóriumi alkalmazások körében. Ez a pontosságon túlmenően az áramszabályozás elve miatt automatikusan teljesülő rövidzár védelemnek is köszönhető.

Megállapítható továbbá, hogy az újszerű kompenzálási elv jól illeszkedik a digitális rendszerek struktúrájához, perspektivikus a teljesen digitális megvalósítás.

## 8 Irodalom

1. Lloyd H. Dixon: Control loop cookbook, Unitrode
2. Lloyd Dixon: Average Current Mode Control of Switching Power Supplies, Unitrode Application Note, U-140, 1990.
3. Current Mode Control, Venable Technical Paper#5
4. Robert Sheehan: Understanding and applying current-mode control theory
5. K.D. Purton, R.P. Lisner: Average current mode control in power electronic converters- analog versus digital
6. Puklus Zoltán: Teljesítményelektronika, SZIE jegyzet, 2007
7. UC 3843A, High Performance Current Mode Controllers, ON-Semiconductor, 2001
8. Modelling, analysis and compensation of the current-mode converter, Unitrode Application Note, U-97
9. R. Redl, I. Novák : Instabilities in current-mode controlled switching voltage regulators, PESC '81 Record (IEEE Publication 81CH1652-7 AES), pp. 17-28.
10. T. Grote, F. Schafmeister, H. Figge, N Fröhleke, P. Ide, J. Böcker: Adaptive Digital Slope Compensation for peak current mode control, pp. 2-3.
11. Richard Poley and Ali Shirsavar: Digital Peak Current Mode Control with Slope Compensation using the TMS320F2803x, Texas Instruments Application Report, 2010
12. Csáki, Ganszky, Ipsits, Marti: Teljesítményelektronika, Műszaki kiadó, 1973. 192-193.o
13. Ferenczi Ödön, Teljesítményszabályozó áramkörök, Műszaki kiadó, 1981., 41.o