



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki kar

Futó András
NEPTUN: ZJW2PM

TDK DOLGOZATA

Téma:
**GERDIEN KONDENZÁTOROS
IONSPEKTROMÉTER TÁPEGYSÉGE**

Készült:

A BME Szélessávú Hírközlés és
Villamosságtan Tanszékén

Egyetemi konzulens:

Dr. Szabó József

Tartalomjegyzék:

1. BEVEZETÉS	3
2. A REXUS PROGRAM	6
2.1 A GERDIEN KONDENZÁTOROS LÉGKÖRFIZIKAI KÍSÉRLET	6
2.2 A KÍSÉRLET FELÉPÍTÉSE	7
3. KÖVETELMÉNYEK	8
3.1 RAKÉTA FÉDÉLZETI ENERGIABUSZ	8
3.2 A KÍSÉRLET ENERGIASZÜKSÉGLETE	9
3.3 KÖRNYEZETI KÖVETELMÉNYEK ÉS TESZTELÉS	10
4. A TÁPEGYSÉG ARCHITEKTÚRÁJA	11
4.1 FLYBACK KONVERTER	11
4.2 MÁGNESES VISSZACSATOLÁS ALKALMAZÁSA	13
4.3 FIX KIKAPCSOLÁSI IDEJŰ ÁRAM MÓDUSÚ VEZÉRLÉS	13
4.4 A TELJES TÁPEGYSÉG BLOKK VÁZLATA	14
5. AZ ELEKTRONIKA FŐBB RÉSZEINEK MÉRETEZÉSE	15
5.1 FŐÁRAMKÖR	15
5.2 FOJTÓ TEKERCSEK ÉS SZŰRŐK MÉRETEZÉSE	16
5.3 A VEZÉRLŐKÖR	18
5.4 SEGÉDÁRAMKÖRÖK	20
5.5 TELEMETRIÁK	21
6. A TRANSZFORMÁTOR MEGTERVEZÉSE	22
6.1 A SZÜKSÉGES PRIMER TEKERCES ADATAINAK MEGHATÁROZÁSA	22
6.2 A VASMAG MEGVÁLASZTÁSA	23
6.3. A TEKERCSELÉS MEGTERVEZÉSE	25
7. SZÓRT KAPACITÁSOK PROBLÉMÁJA	28
7.1 A PROBLÉMA FELTÁRÁSA	28
7.2 SZÓRT KAPACITÁSOK MÉRÉSE	32
7.3 ÚJ TEKERCSELÉS	34
8. ÖSSZEFOGLALÁS	38
8.1 ELVI	38
9. FÜGGELLÉK	39
9.1 A TÁPEGYSÉG BLOKKVÁZLATA	39
9.2 A TELJES TÁPEGYSÉG PANEL KAPCSOLÁSI RAJZA	40
9.3 A GEKKO TÁPEGYSÉG SZEKUNDEREI	41
9.4 SIEMENS EFD VASMAGOK ADATLAPJA	42
9.5 A VASMAG MÉRETEZÉS ELMÉLETE	43
9.5.1 Áramkör- és anyag független paraméterek.....	43
9.5.2 A szükséges légrés számítási módja.....	44
9.6 AZ ELSŐ TRANSZFORMÁTOR TEKERCSELÉSI UTASÍTÁSA.....	46
10. IRODALOMJEGYZÉK	53

1. Bevezetés

Az ESA (Európai Űrügynökség) REXUS hallgatói programjában a magyar GEKKO csoporttal veszek részt. A kísérlet célja a sztratoszférában található ionok mennyiségének és milyenségének vizsgálata különböző magasságokban. A berendezésünk a REXUS 13 / 14 vertikális rakéták egy modulját fogja elfoglalni. A méréseket a modul külsejére erősített Gerdien kondenzátorok felhasználásával fogjuk elvégezni. A modulban a méréseket elvégző érzékeny analóg elektronikán kívül a mérést vezérlő, valamint az eredményeket eltároló és a telemetria modul felé továbbító fedélzeti adatgyűjtő elektronika is helyet foglal.



1. ábra: egy REXUS rakéta

Feladatom a kísérlet tápegységének elkészítése volt. A tápegységnek a REXUS programban használt 28V-os rakétafedélzeti energiabuszról kell üzemelnie, amely 24-36V között változhat és specifikált impedanciával rendelkezik [2.]. A feladat különlegességét a kísérlethez szükséges nagyon sok, egymástól galvanikusan független kimenet kivitelezése, valamint a Gerdien kondenzátorok előfeszítéséhez szükséges +/- 120 V feszültség előállítása jelentette.

A tápegységnek a világűr jelentette különleges hőmérséklet igénybevételek mellett természetesen az ESA által előírt valamennyi zajkibocsátási és tűrés követelménynek is eleget kell tennie. Az alacsony zajkibocsátás azért is különösen fontos, mert az eszköznek nagy érzékenységgű analóg műszereket kell energiával ellátnia.

A tápegység a tanszék úrkutató csoportjában már sokat használt és jól bevált, fix kikapcsolási idejű árammódusú vezérléssel ellátott flyback topológiára épül. A tápegység méretezése és a transzformátor megtervezése azonban így is jelentős nehézséget okozott, elsősorban a sok kimenet, a nagy kimenő feszültségek és a kísérlet nagyfokú zajérzékenysége miatt.

A munka a fejlesztés korai fázisában kiegészült egy további feladattal. A tápegységet úgy kellett kifejleszteni, hogy a megtervezésre kerülő panelt egy másik, a tanszéken párhuzamosan futó kísérleti projekt céljaira is használható legyen. Ez a kísérlet - a BioDos kísérlet – 2012 szeptember 25-én az ESA BEXUS-15 meteorológiai ballonnal végrehajtott misszió során kiválóan működött. A BioDos kísérlet nem igényelt a bemenetnél nagyobb feszültségű kimenetet, azonban a többi paraméterét tekintve a GEKKO tápegységgel közel azonosnak tekinthető (részletes specifikációt lásd a következő fejezetben). Ezért a BIODOS tápegység élesztésekor és bemérésekor keletkezett mérési eredményeket jó összehasonlítási alapként tudtam felhasználni a +/-120V-os kimenettel ellátott tápegység vizsgálatakor.

A dolgozat röviden összefoglalja a kísérlet célját, az egység felépítését és a rakéta fedélzeti elhelyezés szempontjait. Ismerteti továbbá a tápegységgel szemben támasztott legfontosabb követelményeket, melyek közül alapvető a kis zaj, hiszen nagy érzékenységű analóg műszereket kell energiával ellátnia. Fontos szempont továbbá a jó hatásfok is, mert a rakéta fedélzetén csak korlátozott mennyiségű villamos energia áll rendelkezésre. A megszerkesztett tápegységnek ezen kívül el kell viselni az előforduló extrém hőmérsékleteket, és a fellövés okozta mechanikai igénybevételt is.

Bemutatásra kerülnek az áramköri tervezés és méretezés lépései, az alkatrész választás szempontjai. A tervezésen kívül munkám része a modelláramkör próbapanelen történő összeszerelése, élesztése, teszteléséhez szükséges környezet kialakítása, a kvalifikációs mérés sorozat elvégzése és dokumentálása.

A tápegység élesztésekor szembesültem egy instabilitási jelenséggel, ami a nagy feszültségű tekercsek szórt kapacitásának a primer oldalra történő transzformálódása következtében jelentkezett. A szórt kapacitások problémája az áram módusú vezérlés sajátossága miatt vezetett instabilitáshoz, azonban a tápegység hatásfokát is jelentősen rontotta és nemkívánatos zavarokhoz vezetett. A dolgozatban részletezem a probléma feltárását, majd a vezérlőkör stabilizálására

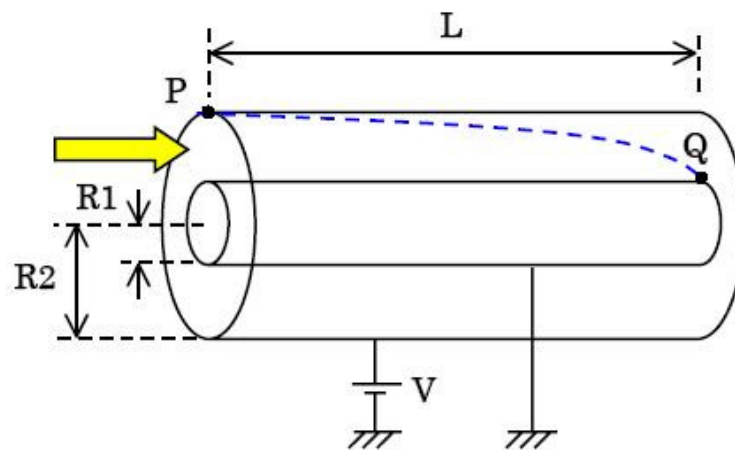
valamint a szórt kapacitás csökkentésére tett kísérleteket és azok eredményét is ismertetem.

Dolgozatomat a fejlesztési tapasztalatok összefoglalásával és a továbblépési lehetőségek áttekintésével zárom.

2. A REXUS program

2.1 A Gerdien kondenzátoros légkörfizikai kísérlet

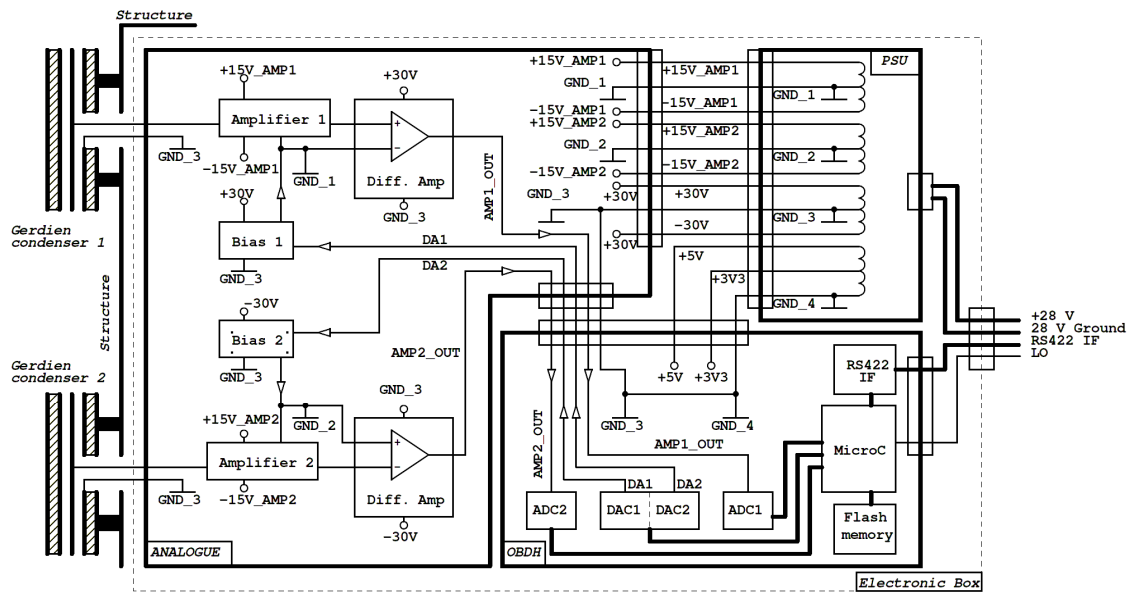
A kísérlet célja az atmoszféra ion összetételének vizsgálata különböző magasságokban. Ehhez két ún. Gerdien kondenzátort használunk. A gerdien kondenzátor egy hengeres alakú eszköz, ami a 2. ábrán látható módon egy cső alakú külső elektródából, és egy ennek a belsejében koncentrikusan elhelyezett rúd elektródából áll. Az eszközt a modul oldalára úgy szereljük fel, hogy a két elektróda között a rakétát körülvevő levegő laminárisan tudjon áramlani.



2. ábra: a Gerdien kondenzátor felépítése és működése

A két elektróda közé kapcsolt előfeszítő feszültség hatására a kondenzátorba belépő és az előfeszítésnek megfelelő polaritású ionok az egyik elektródától a másik felé gyorsulnak. Ha eléri a másik elektródát, mielőtt kiáramlanának a kondenzátorból, áramot hoznak létre, ami mérhető. Az eszköz fizikai méretei, az áramló levegő sebessége, és az előfeszítő feszültség alapján számítható az ionok mozgékonyasága, és ebből becsülhető az ion összetétel.

2.2 A kísérlet felépítése



3. ábra: a GEKKO kísérlet elektronikájának blokkvázlata

A 3. ábra mutatja az elektronika blokkvázlatát, ez alapján a kísérlet három fő modulra osztható. A paneleket 96 pólusú csatlakozókkal fogjuk az elektronika doboz hátlapján található alaplapha dugaszolni. Az első a Gerdien kondenzátorokhoz közvetlenül csatlakozó analóg panel; ez tartalmazza a kondenzátorok előfeszítését végző bias áramköröket, valamint a 10 pA alatti érzékenységű árammérőket. Az OBDH (On-Board Data Handler) panel egy digitális adatgyűjtő modult és fedélzeti számítógépet tartalmaz. Ennek feladata a bias feszültségek vezérlése, valamint a mérési adatok digitalizálása, tárolása, és a szerviz modulban található telemetria egység felé történő továbbítása.

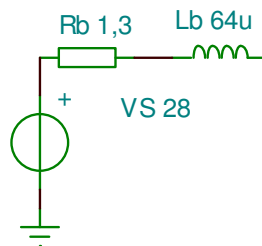
Az én feladatom a harmadik panelnek, a kísérlet tápegységének az elkészítése. Ez a rakéta fedélzeti 28 V-os energia buszhoz csatlakozik; feladata a másik két panel számára szükséges valamennyi galvanikusan független tápfeszültség előállítása.

3. Követelmények

3.1 Rakétafedélzeti energiabusz

A tápegység bemenetére a REXUS használati utasításban [2.] meghatározottak szerint a szerviz modul által biztosított 28 V-os fedélzeti busz feszültség kerül; ez az üresközökön szabványosnak mondható érték. A busz szabályozatlan, feszültsége a fedélzeti szárazelemek töltöttségi szintjétől függően 24 V és 36 V között változhat.

A tápegységnek a minimális és a maximális bemenő feszültség közötti ugrásokat is tudni kell kezelni, mert ilyen előfordulhat indításkor, illetve minden olyan alkalommal, amikor külső (vezetékes) táplálásról elemes táplálásra kapcsolnak át. A bekapcsolás pillanatában a tápegység által felvett áram csúcserőke nem haladhatja meg a 3 A értéket, ezért a bekapcsolási áram korlátozásáról gondoskodni kell.



4. ábra: a fedélzeti busz modellje a vonatkozó ESA szabvány [7.] alapján

A tápegység által a busz felé vissza táplált zavarfeszültség amplitúdója semmilyen körülmények között sem haladhatja meg az 500 mV_{pp} értéket, amennyiben azt a 4. ábrán látható hálózatról tápláljuk.

3.2 A kísérlet energiaszükséglete

A tápegység kimenetén négy, egymástól és a bemenettől galvanikusan független áramkörre van szükség, összesen tizenegy kimenő feszültséggel. A kimenetek névleges feszültségei és azok terhelhetősége az 5. táblázatban olvasható (a kimenő feszültségeket 10% pontossággal kell tartani):

csoport	Leírás	Név	Unévl (V)	Imin (mA)	Inévl (mA)	Imax (mA)	Pmax (mW)	Telemetria
pri	Bemenet: 28 V busz a szervíz modulból. (250 mA áramkorlát)	BUS-28V	28		110		3000	U, I
pri		BUS-GND						
1	1. Gerdien kondenzátor árammérő erősítője	A1_+15V	15	4	4,5	5	75	
1		GND_1						
1		A1_-15V	-15	4	4,5	5	75	
2	2. Gerdien kondenzátor árammérő erősítője	A2_+15V	15	4	4,5	5	75	
2		GND_2						
2		A2_-15V	-15	4	4,5	5	75	
3	Nagy feszültségű kimenet az előfeszítő egységek számára	+120V	120	1	1,2	1,5	180	U
3		GND_3						
3		-120V	-120	1	1,2	1,5	180	U
4	Digitális (fedélzeti számítógép)	+3V3	3,3	7	32	60	198	I
4		D_GND (GND4)						
4								
5	Telemetry A/D analóg táp	+2,5V	2,5	0,1	0,25	1	2,5	
5		AN_GND (GND5)						
5		-2,5V	-2,5	0,05	0,37	1	2,5	
6	előfeszítő egységek előerősítője	+5V	5	1	2	3	15	U
6		D_GND						
6		-5V	-5	1	2	3	15	U
	Összes kimenet névleges maximális fogyasztása:						893	mW

5. táblázat: a GEKKO kísérlet energiaszükséglete

Mivel a fejlesztés korai szakaszában a kísérlet egyes elemei által felvett áram- illetve teljesítmény értékek még nem álltak rendelkezésemre (azaz a részletes power budget nem volt meghatározható), a tápegységet 3 wattos bemenő teljesítményre méreteztem. Ez valószínűleg elegendő akkor is, ha a követelmények a tervezés során megváltoznak.

Látható, hogy a kísérlet vezérlő számítógépe a 3,3V-os ágat fogja terheli, várhatóan ez lesz a legnagyobb teljesítményű fogyasztó. A nagyfeszültségű kimeneteket kisebb, de ezzel összemérhető teljesítmény fogja terheli. Az analóg áramkörök ennél jóval kevesebbet fogyasztanak.

3.3 Környezeti követelmények és tesztelés

A tápegységnek - a kísérlet többi részéhez hasonlóan - extrém hőmérsékleti körülmények között kell üzemelnie. A rakéta 100 km magasságig jut fel, azonban a modul vázának hőmérséklete a rövid, öt perces repülési idő és a nagy hőkapacitás miatt a $-30 \dots +200 \text{ }^{\circ}\text{C}$ között változhat a repülés során. Az elektronika egy külön dobozban helyezkedik el, ami további hőkapacitást és megfelelő hőszigetelést biztosít, így az elektronikus alkatrészeknek legfeljebb $+70 \text{ }^{\circ}\text{C}$ hőmérsékletet kell elviselniük. A rakéta indítási helye az északi sarkkörön túl, Esrange központban, Svédországban van. A kilövés előtt a rakéta hosszú ideig áll az indító állványon lesz, ahol a hőmérséklet $-30 \text{ }^{\circ}\text{C}$ is lehet. A sztratoszférában a hőmérséklet ennél lényegesen alacsonyabb is lesz, azonban a rakéta néhány perces repülési ideje alatt ezt az elektronika nem tudja átvenni. A hőmérsékleti követelményeknek való megfelelést hőkamrában végzett mérések segítségével kell ellenőrizni. A GEKKO kísérletben használt valamennyi elektronikus berendezést $-60 \text{ }^{\circ}\text{C}$, $+25 \text{ }^{\circ}\text{C}$, és $+70 \text{ }^{\circ}\text{C}$ hőmérsékleten kell tesztelni. Az áramkört ezt elviselő alkatrészekből kell felépíteni. Az ESA által kiadott "javasolt alkatrészek listája" [4.] ilyen alkatrészeket tartalmaz.

A tápegység stabilitásáról műterhelés alkalmazásával kell megbizonyosodni. Ilyenkor valamennyi kimenet feszültségét fel kell jegyezni minimális, névleges, és maximális terhelés mellett is. Ezen felül két féle kereszt stabilitást is vizsgáltunk; ezzel a csatolások megfelelő minőségét lehetett tesztelni (egy kimeneten minimális terhelés és a többin maximális, valamint egy kimeneten maximális és a többin minimális terhelés). A méréseket mindhárom hőmérsékleten el kell végezni; a feszültségek a névleges értéktől 10%-nál jobban nem térhetnek el.

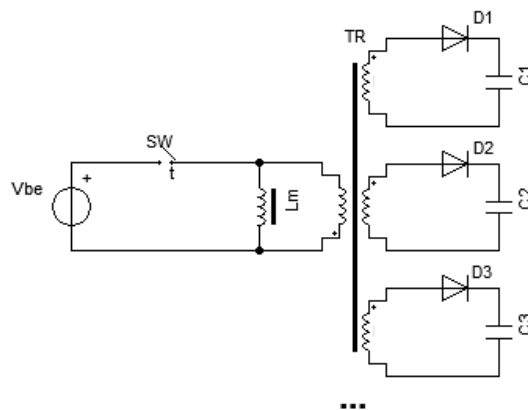
A vezérlőkör ellenállásainak megválasztásakor figyelembe vettem az ESA biztonsági előírásait [5.] valamint az Űrkutató Csoport korábbi missziók során szerzett tapasztalatait. Ezek főként a zaj elleni védettség, valamint hatásfokbéli megfontolásokat jelentett:

1. Nagy impedanciás bemenetű eszközök (műveleti erősítő, komparátor ...) bemenetére csatlakozó áramköröket helyettesítő thevenin generátor belső impedanciája nem lehet nagyobb mint $47 \text{ k}\Omega$ (javasolt: $20 \text{ k}\Omega$)
2. A folyamatosan áram alatt levő feszültség osztók névleges (üzemi) áramát lehetőleg $0,5 \text{ mA}$ értékűre kell választani.

4. A tápegység architektúrája

4.1 Flyback konverter

A specifikációban leírt igényeknek megfelelően sok, a bemenettől független galvanikusan leválasztott kimenettel rendelkező, 100W-nál lényegesen kisebb teljesítményű tápegységet kell tervezni. Ilyet legegyszerűbben a záróüzemű, polaritás váltó (buck - boost) kapcsoláson alapuló, transzformátorral leválasztott tápegységgel, azaz Flyback konverterrel lehet készíteni [1.], [6.].



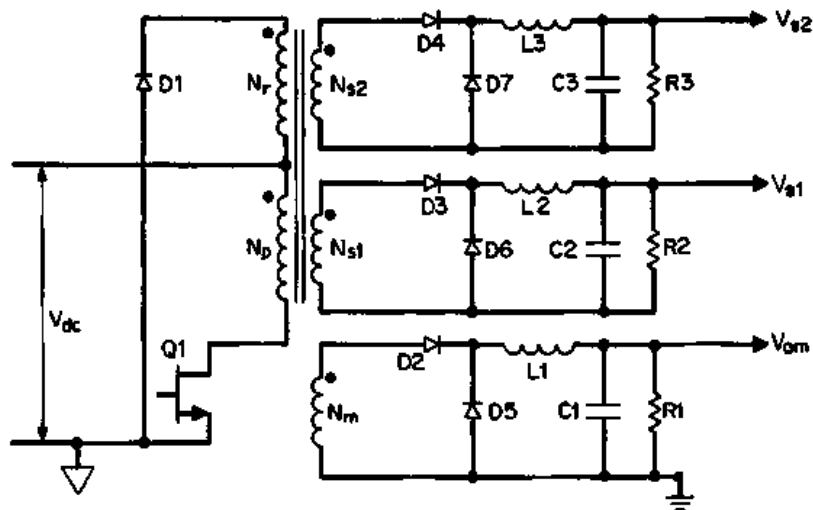
6. ábra: több kimenetű flyback konverter főáramkörének helyettesítő képe

A 6. ábrán látható egy egyszerű flyback konverter kapcsolás. A transzformátort annak főmező inuktívitasával és ideális transzformátorral helyettesíttem. A kapcsolás működése szempontjából a főmező inuktívitas lényeges; ennek értéke a nyitóüzemű konverterek transzformátoraihoz képest jóval kisebb. A flyback konverter transzformátorának egyben energiatároló szerepe is van; a főmező inuktívitason átfolyó áram nem elhanyagolható.

A flyback konverter működése röviden:

- Bekapcsolt kapcsolóelem mellett a szekunder oldali diódák lezárt állapotban vannak, a fogyasztókat a kimeneteken található puffer kondenzátorok táplálják. Az L_m főmező inuktívitasra ekkor a bemenő feszültség kerül, árama növekszik.
- A kapcsolóelem kikapcsolásával az áram átkommutál a szekunder tekercsre, és a puffer kondenzátorokat tölti, valamint a kimeneteket táplálja. Az L_m főmező inuktívitas feszültsége kikapcsoláskor a primerre redukált szekunder feszültségek közül a legkisebb lesz, így biztosított hogy

a legjobban terhelt szekunder ág kondenzátora kezdjen el először feltöltődni. Ezen működés miatt egy flyback konverterben a szekunder ágak együtt futása automatikusan biztosított, a tervezés egyszerű. A jó együtt futáshoz természetesen a szekunder tekercsek jó csatolására is szükség van, vagyis fontos hogy a szórt induktivitások elegendően kicsik legyenek.



7. ábra: több kimenetű forward konverter főáramköre [1.]

A záró üzemű (flyback) konverter alternatívája a transzformátorral leválasztott nyitóüzemű (forward) konverter lehetne; a 7. ábrán egy ilyen kapcsolás látható. Forward konverterhez kisebb méretű transzformátor is elegendő, a transzformátor főmező induktivitása elhanyagolhatóan nagy, viszont emiatt minden szekunder áramkörben külön fojtó tekercsek szükségesek. A kimenetek együtt futása csak abban az esetben biztosított, ha valamennyi szekunder oldali fojtó tekercs folyamatosan vezet, vagyis egyik árama sem csökken le nulláig a kikapcsolási idő alatt, vagy pedig csatolt fojtó tekercset alkalmazunk.

Főleg kis teljesítmények és sok kimenet esetén a nyitóüzemű konverterek a két vasmagos tekercs miatt feleslegesen nagy méretűek és bonyolultak, ilyen esetekben előnyösebb záró üzemű konvertert használni [6.].

4.2 Mágneses visszacsatolás alkalmazása

Mivel a flyback kapcsolás esetében a kimenetek megfelelő együtt futása biztosított, a kimenő feszültségek galvanikusan leválasztott visszacsatolása és szabályozása egyszerűen megoldható egy visszacsatoló szekunder tekercs beépítésével. A visszacsatoló szekunder tekercs feszültsége és az egyes kimenetek feszültségei között a transzformátor menetszám aránya teremt kapcsolatot. A visszacsatoló szekunder tekercs továbbá felhasználható a vezérlő logika táplálására is, ezzel javítva a teljes tápegység hatásfokát.

4.3 Fix kikapcsolási idejű áram módusú vezérlés

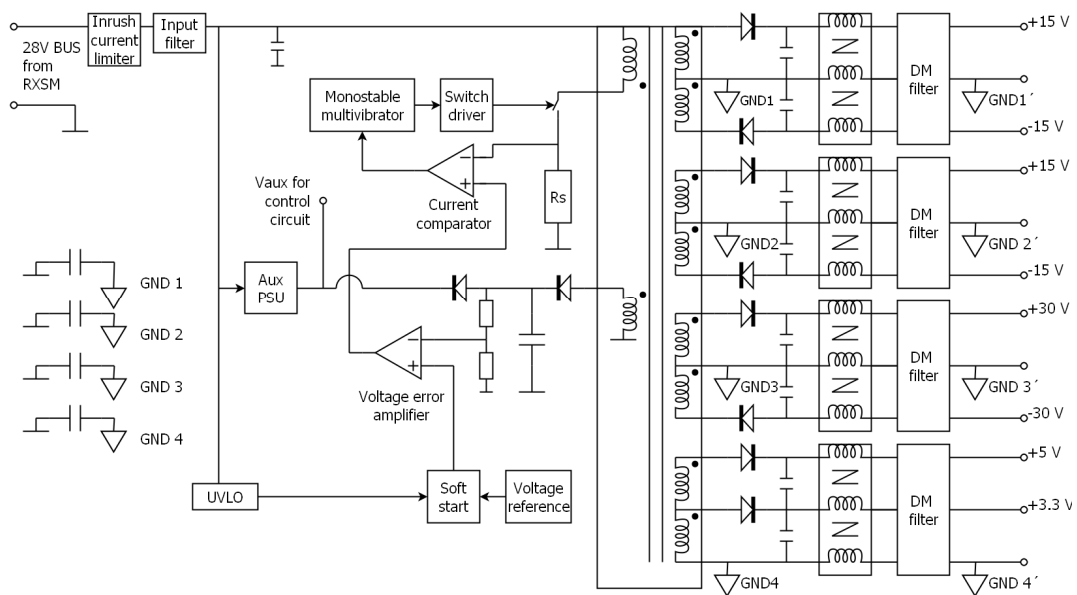
A méretezett kapcsolás nem impulzusszélesség modulált vezérlést tartalmaz, hanem áram módusú vezérlést. Ez azt jelenti, hogy a feszültség szabályozó beavatkozó jele nem a bekapcsolási és a periódusidő aránya (kitöltési tényező), hanem a primer tekercs maximális árama. Áram módusú vezérlés esetén a fix kikapcsolási idejű vezérlés a fix frekvenciás vezérléssel szemben azt jelenti, hogy nem a két bekapcsolás között eltelt időt rögzítjük, hanem a kikapcsolás idejét.

Összességében ez tehát azt jelenti, hogy a bekapcsolás ideje alatt a főmező induktivitás árama állandó meredekséggel növekszik addig, amíg a primer áram értéke el nem éri a beavatkozó jel értékét. Ekkor a vezérlés a kapcsolóelemet rögzített ideig kikapcsolja. A kapcsoló a kikapcsolási idő letelte után csak akkor kapcsol be, ha a beavatkozó jel értéke pozitív.

Az ilyen áram módusú vezérlés előnyei és hátrányai az impulzusszélesség modulálthoz képest:

- A primer kör eleve rendelkezik egy túláram illetve rövidzár elleni védelemmel, hiszen egy bizonyos primer áram érték felett a vezérlés mindenképpen kikapcsolja a kapcsoló tranzisztort
- Egy minimális kikapcsolási idő mindig adott, azaz a kitöltési tényező értéke maximálva van. Ezért a tápegység mindig el tud indulni.
- Hátrány: a kikapcsolási idő ugyan rögzített, de a bekapcsolási idő változhat. Ezért az üzemi kitöltési tényező és a kapcsolási frekvencia függ a bemenő feszültségtől. Ez zavarvédelem szempontjából jelenthet problémát.

4.4 A teljes tápegység blokk vázlata



8. ábra: a GEKKO tápegység blokkvázlata (lásd jobb felbontással függelékben)

A 8. ábrán jól felismerhetők a mágneses visszacsatolás és a fix kikapcsolási idejű vezérlés részei. A visszacsatoló tekercs egyenirányított és szűrt feszültségét egy hibajel erősítő hasonlítja össze a referencia jellel. A beavatkozó jelet az áram komparátor hasonlítja össze az R_s ellenállás által érzékelt primer áram jellel. A komparátor kimenete indítja a monostabil multivibrátort, ami a kapcsolót vezérli.

A vezérléshez tartozik még az alacsony bemenő feszültség elleni védelem (UVLO), melynek működése egy hiszterézises komparátoron alapszik. Az indítási áram alacsony értéken tartása érdekében a hibajel erősítő referencia bemenete bekapcsoláskor lassan éri el a referencia feszültség értékét. A bekapcsoláskori áram korlátozására a bemeneten egy MOSFET alapú áramkorlátozó is található, ami a puffer kondenzátor töltődését lassítja, valamint hiba esetén védelmi szerepe van, mivel karakterisztikája visszahajló. A vezérlőkör szabályozott tápfeszültséggel történő ellátásáról egy lineáris segéd tápegység gondoskodik; ennek feladatát a tápegység elindulása után a visszacsatoló szekunder tekercs veszi át.

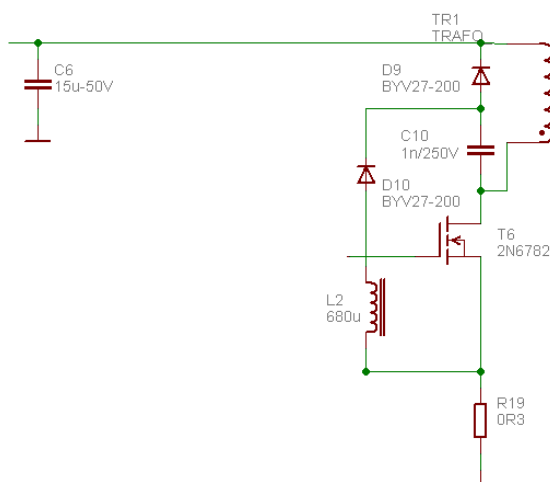
A szekunder oldal egymástól galvanikusan független kimeneteit külön egyenirányítani és pufferelni kell. A közös- és differenciális módusú zavarok ellen szűrőket kell beépíteni. A transzformátor tekercsei közötti kapacitás miatt a primer oldalról az egyes szekunderekre átjutó zavar áramok a bemenet és az egyes kimenetek földpontjai közé elhelyezett zavarszűrő kondenzátorokkal zárhatók rövidre.

5. Az elektronika főbb részeinek méretezése

5.1 Főáramkör

A tápegység teljes kapcsolási rajza a függelékben található. A főáramkör primer oldali része a C_6 puffer kondenzátor - TR_1 transzformátor - T_6 kapcsoló MOSFET - R_{19} körben záródik. C_6 (és valamennyi $1 \mu\text{F}$ feletti kapacitású) kondenzátor multilayer kerámia kondenzátor, Mallory M60 típus. C_6 értékét úgy határoztam meg, hogy áramgenerátorosnak tekinthető bemenet és maximális terhelés mellett a rajta levő bűgőfeszültség a bemenő feszültség 1%-a legyen.

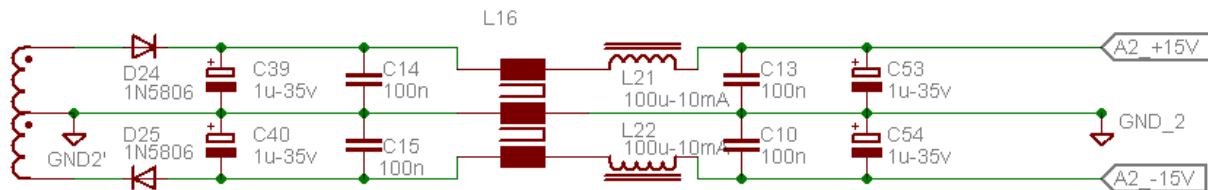
A T_6 mosfet feszültség igénybevétele elméletileg a bemenő feszültség kétszerese, azonban ennél nagyobbra kell választani az előírt derating miatt [5.] illetve mert a snubber ellenére kikapcsoláskor felléphetnek feszültség impulzusok. A 2N6782 katonai változat, $V_{DS,max} = 100 \text{ V}$ és $R_{DS(on),max} \approx 1 \Omega$.



9. ábra: a primer főáramkör a snubberrel

A primer oldalon van a D_9 - C_{10} kikapcsolási snubber, melynek feladata a transzformátor szórt inuktivitásán folyó áram elvezetése kikapcsolt MOSFET esetén. A szórt inuktivitás értékét nehéz előre becsülni, ezért a snubber kondenzátor értéke csak egy nagyságrendi becslés; a későbbiekben mérések segítségével optimalizálható. A kikapcsolás ideje alatt C_{10} negatív irányban töltődik fel a bemenő feszültség értékére. A következő bekapcsoláskor az energia nem disszipálódik el, hanem a D_{10} diódán keresztül az L_2 tekercsbe töltődik át, onnan pedig a D_{10} - D_9 diódákon át visszajut a C_6 puffer kondenzátorba. Az áttöltődésnek a bekapcsolási időn belül le kell játszódnia, innen számolható az L_2 értéke. A D_{10} - D_9 diódák feszültség igénybevétele szintén a bemenő tápfeszültség kétszerese.

Az L2 tekercs az effektív mágneses térfogat számítása alapján (itt nem részletezem, lásd függelék) 400-as A_L értékű 11x7 mm fazékvasra elkészíthető lenne. Az induktivitás hőfokfüggése azonban kisebb A_L mellett kevésbé jelentős, illetve a csévére 50 menet is könnyen rá fért, ezért a menetszámot növeltem, és a légrést úgy csiszoltam be, hogy 680 μH ($\pm 10\%$) legyen az induktivitás.



10. ábra: példa a \pm kimenetre

A 10. ábrán egy példa látható a \pm kimenetre. Az összes kimenet kapcsolási rajza a függelékben látható. Az 5 V vagy annál kisebb feszültségű kimeneteken schottky diódák vannak, ennél nagyobb feszültségek esetében, pedig p-n diódák. A kimeneti puffer kondenzátorokat szintén maximum 1 % bűgófeszültségre méreteztem, majd a kapott érték felét helyeztem el a fojtó tekercsek mindkét oldalán. A kis áramú szekundereken fémtokos tantál elektrolit kondenzátorok vannak; ezek a szükséges hőmérséklet tartományban üzemeltethetők.

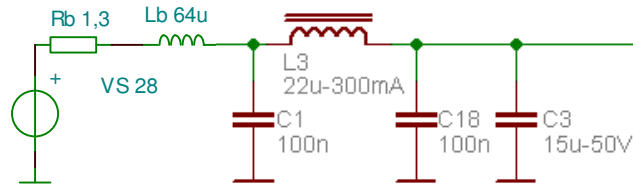
5.2 Fojtó tekercsek és szűrők méretezése

A kimeneti fojtók (a 10. ábra példáján L_{21} és L_{22}) szerepe, hogy az utánuk következő kondenzátorok (a példában C_{53} és C_{54}) R_{ESR} ellenállásával osztót alkotva a pufferkondenzátorokon (C_{39} , C_{40}) fellépő bűgófeszültséget leosszák, így a kapcsolási frekvenciás zaj tovább csökkenthető. A Mallory M60 kondenzátorok disszipációs faktora adatlap szerint 2,5 % maximum.

$$DF = \tan \delta = \frac{R_{ESR}}{|X_C|}$$

A kapacitás ismeretében innen számolható R_{ESR} az 50 kHz frekvenciára. A simító fojtótekercs impedanciájának abszolút értékét ugyanezen a frekvencián R_{ESR} értékének legalább 10-szeresére érdemes választani.

A bemenet szűrője (lásd 11. ábra) eltér a szekunderekétől. Ennek feladata, hogy biztosítsa a specifikációban foglalt zavarkibocsátási követelményeket.



11. ábra: bemenő szűrő a buszimpedanciával

Méretezéskor a C_3 puffer kondenzátort mint feszültség forrást tekintjük, melynek kapcsolai között a bemenő feszültség 1%-ának megfelelő amplitúdójú, 50 kHz alapharmonikusú bűgőfeszültség van. Ezt a feszültséget a tápegység bemenetén az L_3 és az L_b valamint R_b tagokból álló feszültség osztó leosztja. L_3 értékét úgy kell megválasztani, hogy a bemeneti pontban és az üzemi frekvencián a specifikációban szereplő követelmény teljesüljön. Ehhez $L_3 > 22 \mu\text{H}$ szükséges, de a jobb zavarvédelem érdekében érdemes ezt minél nagyobbra választani. A tápegységbe a tanszéken nagy mennyiségben rendelkezésre álló, HAGY M1 anyagú 11x7 fazékvasmagokból használtam. Ezekre különböző A_L értékek mellett az effektív mágneses térfogatot az adatlapból kiolvastam, és ebből számítottam ki az induktivitásokat és a szükséges menetszámokat. A rézvesztéségi teljesítmény a csévére megadott A_R érték alapján becsülhető:

$$L = \frac{V_m}{\mu_0 \cdot \mu_e} \cdot \frac{B_{\max}^2}{I_{\max}^2} = A_L \cdot N^2$$

$$R_{cu} = A_R \cdot N^2$$

Ez alapján:

A_L (nH)	$V_m / (\mu_0 \cdot \mu_e)$	L (H)	n	P_V (vesztés)
100	2,581 $\text{m m}^4 / \text{H}$	1,65 m	129	47 mW
160	1,613 $\text{m m}^4 / \text{H}$	1,05 m	80	18 mW
400	645,2 $\mu \text{m}^4 / \text{H}$	415 μ	32	2,9 mW

Mivel a csévére a 0,28 IZ huzalból 5 sorban pont 50 menet fér fel, ezért ez maradt a végleges. A csiszolásnál valamivel 400 μH feletti induktivitásig növeltem a légrést.

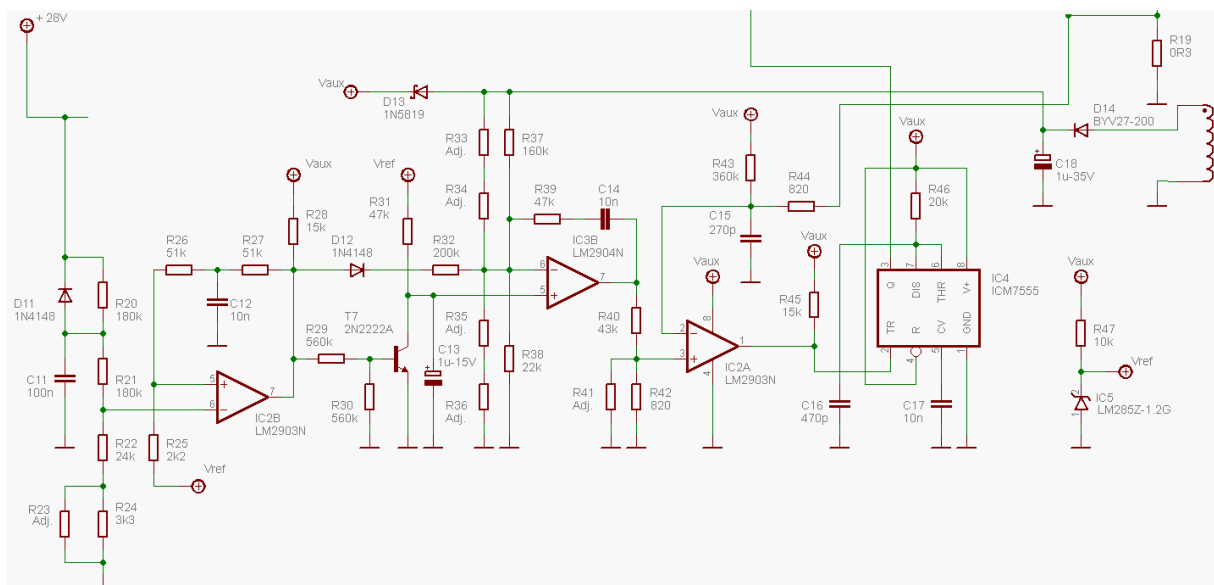
A zavar szűrés témakörébe tartoznak a primer oldali föld és a szekunder oldali földpontok között található kondenzátorok. Ezek feladata, hogy a transzformátor

primere és az egyes szekunderek között fellépő kapacitással sorosan egy feszültség osztót alkossanak, és ezáltal leosszák a közös módusú zavarfeszültséget. Ezen kondenzátorok kapacitásának a transzformátor kapacitásánál legalább egy nagyságrenddel nagyobboknak kell lenniük hogy elég nagy legyen az osztás aránya, és a primer és az egyébként galvanikusan leválasztott földpontok között fellépő potenciálkülönbségeket el kell viselniük.

Szintén a közös módusú zajok elleni védelmet szolgálják a közös módusú fojtó tekercsek; a 10. ábrán ilyen az L_{16} . Ezek nagy permeabilitású anyagból készült toroid magra tekert, néhány menetes tekercsek. A három vezeték tekercseléskor egymással párhuzamosan kell vezetni, így üzem közbeni működéskor (differenciális áramokra) nem mágnesesződik fel a vas. Közös módusú zavar hatására azonban igen; ekkor induktivitásként viselkedik. A pontosan szükséges induktivitást nehéz meghatározni, mert a zajfeszültség a fejlesztéskor nem ismert, és függ a tápegység elhelyezésétől is. Ezért a szűrés megfelelőségéről mérésrel célszerű meggyőződni.

5.3 A vezérlőkör fontosabb részei

A tápegység vezérlő része alapvető működését tekintve megegyezik a tanszéken korábban fejlesztett ESEO LMP kísérlet tápegységével [8.], az eltérések nagyrészt csupán a méretezésből adódnak. Ezért a felépítést és a méretezést csak nagyvonalakban ismertetem.



12. ábra: a vezérlőkör kapcsolási rajza

A vezérlőkör (12. ábra) bal oldalán az UVLO áramkör látható. IC2B egy hiszterézises komparátornak van használva, ami alacsony bemenő feszültség esetén lehúzza a hibajel erősítő (IC3B) referencia bemenetét. Erre azért van szükség, mert a nagyon alacsony bemenő feszültség túláramhoz vezethet a bemeneten. Az IC2B erősítő nyitott kollektoros kimenetű, így a tápegység akkor is kikapcsolt állapotban marad, ha a komparátor működéséhez sem elegendő a segédtáp feszültsége. A komparátor billenési pontját és hiszterézisét az alábbi egyenletrendszer segítségével állítottam be (a képletekben $R_A = R26 + R27$, $R_B = R25$, k pedig az R20-R21-R22-R23-R24 osztó osztási aránya):

$$\frac{u_{aux} - u_{ref}}{15k + R_A + R_B} \cdot R_B + u_{ref} \leq k \cdot u_{start}$$

$$\frac{u_{ref}}{R_A + R_B} \cdot R_A \geq k \cdot u_{stop}$$

$$R_A + R_B = 100 \text{ k}\Omega$$

$$u_{start} = 23 \text{ V}; u_{stop} = 20 \text{ V}; u_{ref} = 1,22 \text{ V}; u_{aux} = 9,1 \text{ V}$$

D11 és C11 szerepe, hogy a hirtelen feszültség letörésekre a bemeneten az áramkör gyorsan reagáljon, de növekedés esetén lassabban reagáljon. D12 és R32 is az UVLO áramkör részei, ezek alkalmazásával biztonságosabb a kikapcsolás.

Az IC3B műveleti erősítő a hibajel erősítő illetve PI szabályzó szerepét tölti be. A referencia feszültséget IC5 band-gap referencia szolgáltatja, R31 - C13 pedig a lassú indulásért felel. A mágneses visszacsatolás a transzformátor AUX jelű szekunder tekercsének segítségével történik; a visszacsatolt feszültséget D14 egyenirányítja és C18 szűri.

Az R33-R34-R35-R36-R37-R38 osztóval lehet beállítani a kimenő feszültséget, R39 és C14 értékével pedig a PI szabályzót. Ezen alkatrészek értékeit az élesztéskor kell pontosan beállítani, hogy a kimenő feszültség megfelelő legyen, a szabályozó ne gerjedjen, és a terhelésugrásra adott válasz kellően gyors legyen.

Az IC2A komparátor feladata az áram módusú vezérlés megvalósítása. A primer kör áramát a kapcsolóelem bekapcsolt állapotban az R19 áramfigyelő ellenálláson eső, üzemszerűen legfeljebb 100 mV értékű feszültség jelzi. Az árammal arányos jelről a transzformátor szórt kapacitásai miatt megjelenő tüskéket az R44 - C15 szűrő távolítja el. Az R43 a jelhez egy kis pozitív offset értéket ad, mert IC3 bipoláris műveleti erősítő, és emiatt a kimenetén nem képes 0 V feszültséget kiadni. A

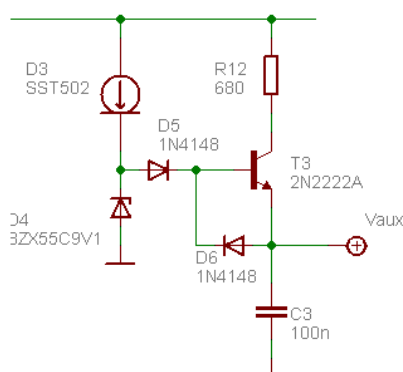
feszültség hibajel erősítő kimenetén megjelenő, 0,7V - 5,6V tartományba eső analóg jelet az R40 - R41 - R42 osztó osztja le a 13 mV - 100 mV feszültségtartományba.

A kapcsolóelem bekapcsolt állapotában a primer tekercs árama növekszik. Amennyiben az áram értéke meghaladja a hibajel erősítő kimenetén megjelenő beavatkozó jelet, az IC2A komparátor kimenete indítja az IC4 monostabil multivibrátort, ami 10 μ s ideig kikapcsolja a kapcsoló MOSFET-et.

A nagy hatásfokú, dinamikus MOSFET gate meghajtó áramkört teljes egészében az ESEO LMP kísérletből vettem át.

5.4 Segédáramkörök

A vezérlőkör energiaellátását indításkor a 15. ábrán látható T3-R12-D3-D4-D5-D6 áteresztő tranzisztoros lineáris tápegység biztosítja. D3 áramdióda lényegében egy JFET melynek gate és source kivezetését rövidre zárjuk. D4 zener dióda 9,1 V feszültségű, így a V_{aux} feszültség indításkor ennél alacsonyabb lesz. D6 és D5 szerepe, hogy a tápegység elindulása után a T3 bázisát védjék nagy negatív feszültségek ellen.



13. ábra: a segéd tápegység

A kapcsolóüzemű tápegység elindulása után már a 12. ábrán is látható D14 és D13 diódákon keresztül a visszacsatolásért is felelős AUX szekunder tekercs biztosítja a vezérlőkör energia ellátását. Az AUX tekercs feszültsége 9 V feletti, így az elindulás után, normál üzemben a T3 tranzisztor zárva marad. Ezzel a megoldással jelentősen csökkenthető a vezérlőkör által felvett teljesítmény.

A függelékben látható kapcsolási rajzon látható még a T2 MOSFET-et vezérlő, visszahajló (foldback) karakterisztikájú áramkorlátozó (limiter) áramkör is. Ennek méretezése és vizsgálata Vatali Dávid villamosmérnök hallgató munkája volt.

5.5 Telemetriák

A fedélzeti adatgyűjtő képes repülés közben monitorozni a specifikációban megjelölt ki- és bemenetek feszültségét, illetve bizonyos esetekben az áramát is. Ezen kívül egy hőmérő is található a panelen, amivel az elektronika doboz belsejének hőmérsékletét lehet mérni.

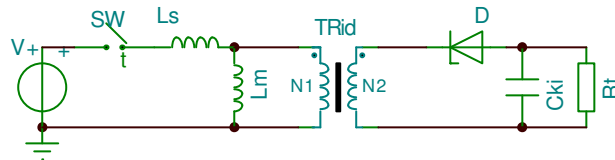
A telemetria vonalakat a fedélzeti adatgyűjtő paneljén található A/D átalakító digitalizálja; ehhez -2V és +2V közötti feszültség jelekre van szükség.

A telemetria vonalak kimenő impedanciáját is 47 k Ω alatti értékre kellett beállítani (22 k Ω preferált) és egy 10 nF értékű kondenzátorral megszüntetni. Az áram telemetriák méréséhez az áramfigyelő ellenállásokat úgy választottam meg, hogy 50 mV feletti feszültség egyiken se essen névleges terhelés esetén. Az árammal arányos feszültséget az INA169 áram kimenetű differenciál erősítők erősítik.

6. A transzformátor megtervezése

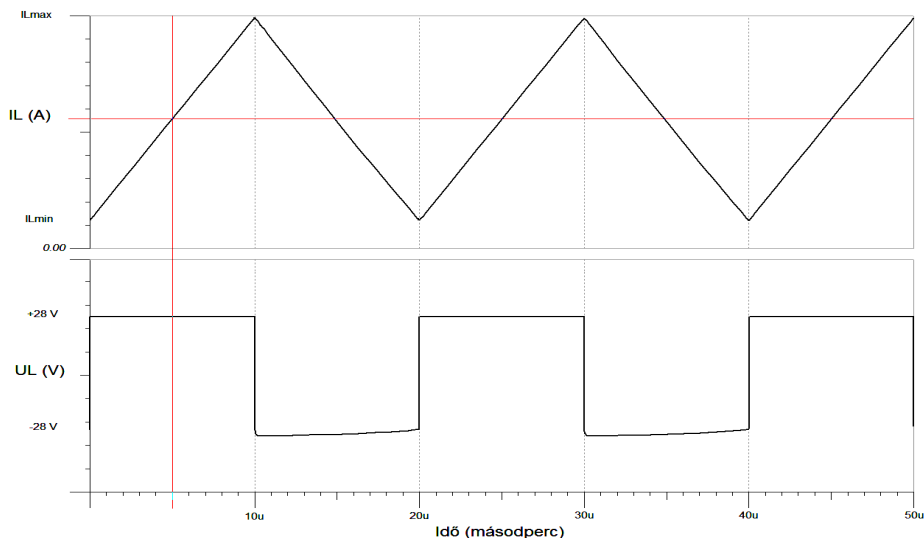
6.1 A szükséges primer tekercs adatainak meghatározása

A tápegység fejlesztés talán legnehezebb része a transzformátor megtervezése és optimalizálása volt. A tápegység üzemi frekvenciáját 50 kHz értékre választottuk. Ez már elég nagy ahhoz, hogy kis méretben is el lehessen készíteni a tápegységet, ugyanakkor ekkora teljesítmény mellett a nagyfrekvenciás örvényáram hatások még nem okoznak veszteséget, és a vezérlő kört is egyszerű alkatrészekből el lehet készíteni. A periódusidő így névleges bemenő feszültség és folytonos vezetés esetén $T = 20 \mu\text{s}$, a fix kikapcsolási idő pedig 50 % kitöltési tényező választásával $T_{ki} = 10 \mu\text{s}$ lesz.



14. ábra: a flyback konverter helyettesítőképe

A flyback konverter elvi kapcsolási rajza a transzformátor modelljével a 14. ábrán látható. A kapcsoláson látszik, hogy ha a szórás hatását elhanyagoljuk, akkor a kapcsoló bekapcsolt állapotában a főmező inuktivitására u_{be} pozitív feszültség kerül, kikapcsolt állapotában pedig $-u_{ki}$ feszültség.



15. ábra: a főmező inuktivitás feszültsége és árama, az I_{Lav} áram megjelölésével

A 15. ábra egy közel ideális eset szimulációját mutatja. A főmező inuktivitás árama a vezérelt kapcsoló bekapcsolt állapota esetén a primer tekercsen folyik,

kikapcsolt állapotban pedig a dióda kinyit, és az áram a szekunder tekercseken és a kimeneti feszültség forrást helyettesítő kondenzátorokon zárul.

A tápegység energiatároló inductívitasát úgy méreteztem, hogy a névleges terhelés 80 %-a felett folyamatos vezetési állapotban üzemeljen. Ez a választás kellő stabilitást biztosít teljes terhelés mellett is, viszont nem teszi szükségessé feleslegesen nagy méretű transzformátor alkalmazását. A tekercset úgy méreteztem, hogy a névleges bemenő feszültséghez tartozó bekapcsolási viszony folytonos vezetés mellett $D = 50\%$ legyen. Ez azért célszerű, mert így a kapcsolóelem és a diódák disszipációs igénybevétele elvben közel azonos. Ilyenkor a polaritás fordító kapcsolásra érvényes képlet szerint a konverter kimenő feszültsége:

$$u_{ki} = a \cdot \frac{D}{1-D} \cdot u_{be} = a \cdot u_{be} \quad (1)$$

A fentiek alapján bekapcsolt kapcsoló mellett a tekercsre a következő írható fel:

$$\frac{u_{be}}{L} \cdot t_{be} = \Delta I = 0,8 \cdot 214 \text{ mA} = 171 \text{ mA} \quad (2)$$

A bemenő feszültséget és bekapcsolási időt ($T_{be \text{ névl}} = 10 \mu\text{s}$) felhasználva:

$$L_{\min} = \frac{u_{be \text{ névl}}}{\Delta I} \cdot t_{be} = \frac{28 \text{ V}}{0,171 \text{ A}} \cdot 10 \mu\text{s} = 1,64 \text{ mH} \quad (3)$$

$$I_{\max} = I_{Lav} + \Delta I / 2 = 300 \text{ mA} \quad (4)$$

A fenti két adat, vagyis a primer oldalra redukált minimális főmező inductívitas és a maximális primer áram alapján már kiválasztható a megfelelő vasmag.

6.2 A vasmag megválasztása

A tápegységhez a több gyártó kínálatában is elérhető, lapos EFD vasmagok közül választottam (az adatlap a függelékben található). A maximális indukció értékét 0,2 T értékűre választottam. Az N87 anyag használható lenne egészen 0,3 T értékig, de magasabb (100 °C feletti) hőmérsékleten a vasmag ekkora indukció mellett már telítésbe megy.

A vasmag méretezéséhez az effektív mágneses térfogat képletét használtam. Ez az Ampere törvényből, valamint a fluxus és az inductívitas definíciójából levezethető. A levezetést annak terjedelmes volta miatt itt nem részletezem, a függelékben megtalálható. Ennek segítségével a szükséges inductívitasra és áramra kiszámítottam az effektív mágneses térfogat alsó korlátját.

$$\frac{V_e}{\mu_0 \cdot \mu_e} \geq \frac{L \cdot I_{\max}^2}{B_{\max}^2} = \frac{1,64mH \cdot 0,3^2 A^2}{0,2^2 T^2} = 3,68 \frac{m^4}{H} \quad (5)$$

Az effektív mágneses térfogat alapján az EFD 15 mag túl kicsi. Az EFD 20 mag 0,2 mm légréssel csiszolt változata lehet megfelelő, vagy egy EFD 25 magot kell választani. Ezt a szükséges AL érték kiszámítása után tudjuk megtenni. Ezeket a következő képlet alapján számítottam ki (levezetés és adatlap a függelékben):

$$A_L \leq \frac{V_e \cdot A}{\left(\frac{V_e}{\mu_0 \cdot \mu_e}\right) \cdot \sum l}$$

Vasmag	Számított A_L korlát	Adatlapbeli A_L érték $\delta = 0,2$ mm esetén
EFD 20	$AL < 261 \text{ nH} / \text{menet}^2$	$160 \text{ nH} / \text{menet}^2$
EFD 25	$AL < 894 \text{ nH} / \text{menet}^2$	$315 \text{ nH} / \text{menet}^2$

Ebből látható, hogy az EFD 20 mag megfelel a követelményeknek. Ezt a magot azonban 0,2 mm-nél kisebb légréssel nem készítik. Ennél kisebbre csiszolni sem érdemes mert az anyag relatív permeabilitása hőmérséklet függő, és túl kis légrés esetén az induktivitás értéke is nagyon hőmérsékletfüggő lesz. Ezért a 0,2 mm légrésű EFD25 vasmagot választottam.

$AL = 315 \text{ nH} / \text{menet}^2$ ($\delta = 0,2$) esetén a primer menetszám:

$$N \geq \sqrt{\frac{L}{A_L}} = 72,15 \text{ menet} \cong 73 \text{ menet}$$

Innen a szekunder menetszámok az áttételek alapján számíthatóak.

Megnevezés	feszültség (V)	menetszám	kerekített menetszám	Tényleges feszültség	V / menet
Primer	28	73	73		
Egység	1	2,607142857			0,3835616
Menetfeszültség	0,383561644	1			
Analóg +- (PN dióda)	15	39,10714286	40	15,34	
Előfeszítés +- (PN dióda)	120	312,8571429	313	120,05	
Telemetria	2,5	6,517857143	6	2,30	
Logikai (schotky)	5	13,03571429	13	4,99	
Logikai (schotky)	3,3	8,603571429	8	3,07	
Visszacsatoló	10,4	27			

16. táblázat: a transzformátor tekercsek menetszámai

Az alacsonyabb feszültségű kimenetek (5 V és 3,3 V) diódái schottky diódák, ezeken néhány tized V-al kevesebb feszültség esik, mint a többi kimenet és a visszacsatoló ág PN diódáján. Ezt úgy próbáltam orvosolni, hogy a schottky diódás kimeneteknél a menetszámot lefelé, a PN diódás kimeneteknél pedig felfelé kerekítettem.

A 16. táblázatban szereplő menetszámokhoz képest a tesztelések során két változtatás történt. Egyrészt a visszacsatoló tekercs menetszámát három menettel, 27-ről 24-re csökkentettem, mert a vezérlőkör tápfeszültsége feleslegesen nagy volt, így lehetett javítani a hatásfokot. Az 5 V feszültségű tekercseket végül két-két 2,5 V feszültségű tekercs sorba kapcsolásaként hoztam létre; így lehetett helyet megtakarítani a transzformátor ablakában.

6.3. A tekercselés megtervezése

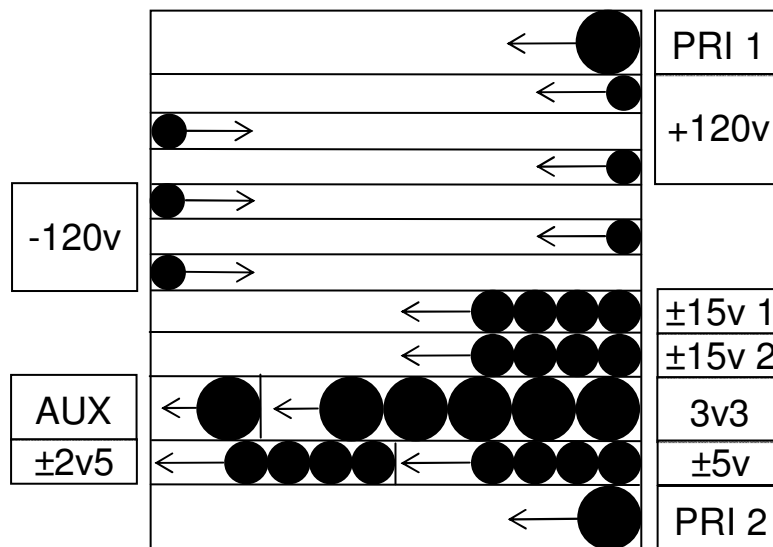
Az egyes tekercseket el kellett helyezni a transzformátor csévén. Ez főképpen egy mechanikai és konstrukciós probléma, azonban a tekercsek közötti csatolás minősége, azaz a szórt induktivitások értéke nagymértékben függ a tekercseléstől. Ezen felül a tekercselés a további szórt paraméterek (huzal ellenállás, szórt kapacitás) értékét is befolyásolja.

A specifikációban közölt maximális áram értékek nem különösebben nagyok, így a választott huzalátmérőknek inkább a kivitelezhetőség szabott korlátot. A tekercselést a tanszéki labor saját fejlesztésű tekercselőgépeinek segítségével készítettem el, a huzalokat pedig kézzel vezettem. A vékony huzalok kis szakítószilárdsága miatt szabályos tekercselésnél (menetet menet mellé tekerve) csak 0,1 mm feletti huzalátmérőkkel tudtam biztonságosan dolgozni. Az egyes tekercsek magasságát alacsonyan tartandó, egyetlen nagy átmérőjű huzal helyett általában több kisebb átmérőjű párhuzamosan vezetett huzalt használtam.

A tervezéskor minden tekercshez egy EXCEL munkalapot készítettem (például: 17. táblázat), ahol kiszámítottam különböző számú párhuzamosan vezetett huzalra a maximális külső huzalátmérőket. Az így kapott lehetőségek közül olyanokat választottam ki, amelyek a kivitelezhetőség szempontjainak is megfeleltek. Ennek eredményeképpen alakult ki a tekercselési utasítás.

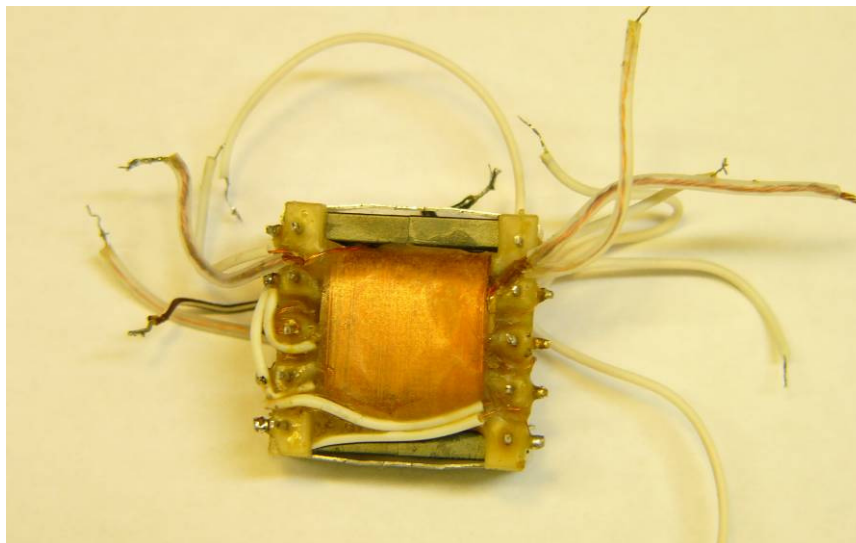
Analog 2 x +/- 15V										
1 sor duplán	(összesen 2 sor lesz)			Cséve szélesség		16,6	mm			
2x40 menet	80	menet / sor		Cséve magasság		2,5	mm			
				Köz. menethossz		50	mm			
Levágandó huzal:	2	m		Terhelés		5	mA			
Párhuzamos tekercsek száma	Számított keresztmetszet	Névleges átmérő	Z	Legnagyobb Külső átmérő	féltekercs szükséges huzalhossz m	Névl. Ellenállás Ω/m	Teljes tekercs ellenállás Ω	Veszteség mW (115 mA RMS)		
1	0,2024	0,16	2Z	0,199	2	0,8575	3,4300	0,0858		
2	0,1012	0,08	1Z	0,098	2	3,43	6,8600	0,1715		

17. táblázat: példa huzalkeresztmetszet meghatározására



18. ábra: az első (kísérleti) transzformátor tekercseinek elrendezése.

A cséve (középső oszlop) az ábra tetején van !



19. fénykép: az elkészült transzformátor

A fejlesztéshez első körben készítettem egy olyan tekercselést, amivel a rendelkezésre álló ablak keresztmetszetet viszonylag könnyen ki tudtam tölteni. A tekercsek elrendezése a 18. ábrán látható; a teljes tekercselési utasítás a függelékben van. A 19. fényképen látható, hogy sokkal több vezeték van, mint amennyi láb a csévén, ezért a kivezetések elkészítése nehézkes.

A jó csatolás érdekében a primer tekercset megosztva tettem fel. Az első fele legbelül, a középső oszlophoz közel van, ezt követik a szekunderek, majd a primer második fele a tekercs külsején. A +/- 120 V tekercsek 0,1 ZS selyemzománc huzalból készültek, melynek külső átmérője 0,14 mm. Ezeket a tekercseket szintén a csévéhez közel helyeztem el.

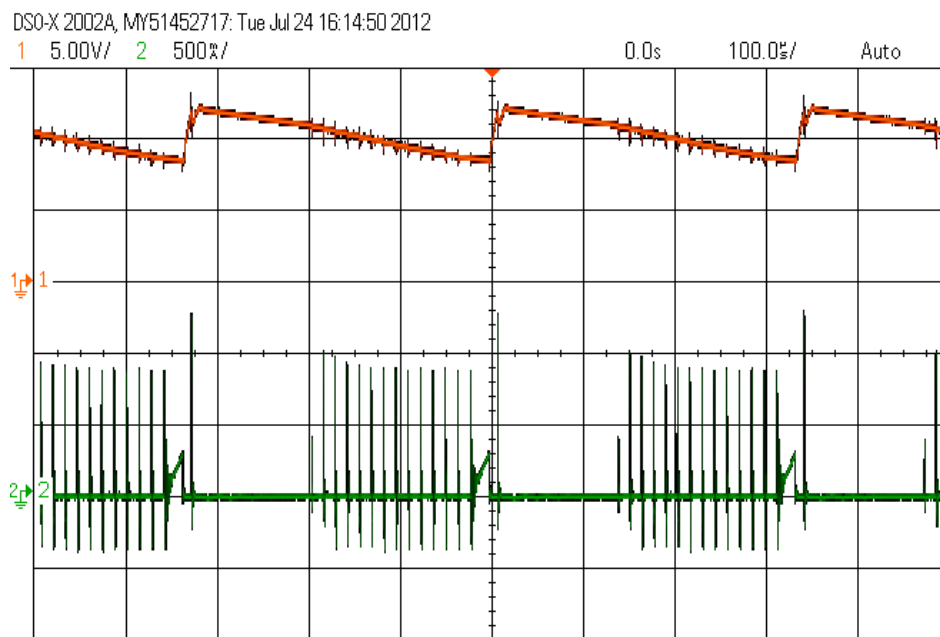
A kettős tápfeszültségek pozitív és negatív tekercseit párhuzamosan, a cséve teljes hosszában végig tekertem. Ez csatolás szempontjából előnyös, azonban a kivezetések kiforrasztása konstrukció szempontjából problémásnak bizonyult. További hiba, hogy a visszacsatoló (AUX) tekercs nem megy végig a cséve teljes hosszán. Ez rossz csatoláshoz vezetett, pedig pont a visszacsatoló tekercs esetében nagyon fontos hogy alacsonyak legyenek a szórt induktivitások a többi szekunder felé.

Mindezen hibák ellenére az elkészült transzformátort bemértem, majd miután az egyes tekercsek induktivitását a tervezettel összehasonlítva megfelelőnek találtam, az elkészült modellbe bele forrasztottam a transzformátort.

7. Szórt kapacitások problémája

7.1 A probléma feltárása

Az élesztés során a kimenő feszültségeken és a segéd tápfeszültségen is lengéseket tapasztaltam, a feszültségek nem voltak stabilak semmilyen terhelés esetén sem. A PI szabályozó paramétereinek semmilyen beállítása mellett sem tudtam stabilizálni a tápegységet, ezért megvizsgáltam a kapcsolt áram jelalakját (20. ábra)



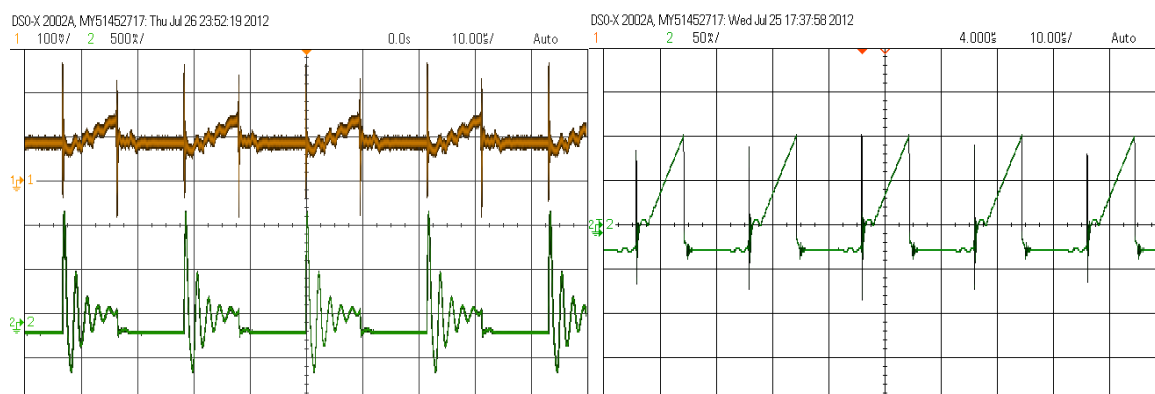
20. ábra: a GEKKO tápegység AUX feszültsége (narancs) és primer árama (zöld)

A visszacsatoló (segéd, AUX) feszültség láthatóan csökken, a tápegység be is kapcsolja a FET-et, azonban itt egy nagyáramú impulzus jelenik meg. Az impulzus olyan nagy, hogy az R44 - C15 szűrő sem tudja kellő mértékben csillapítani. Ennek hatására a vezérlőkör komparátora el is indítja a 10 μ s ideig tartó kikapcsolást. Elegendően nagy hibajel esetén végül fennmarad a bekapcsolt állapot (lásd 20. ábrán a trigger pont előtt), és a kikapcsolás megtörténte után az AUX kimenet feszültsége meredeken növekszik.

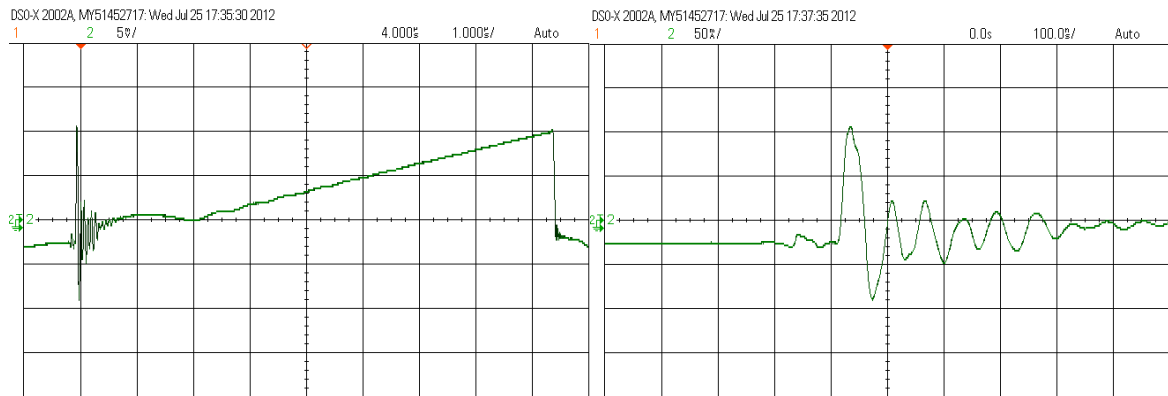


21. fénykép: a beültetett BIODOS tápegység.
(NYÁK terv: Kocsis Gábor PhD hallgató).

A jelalakot összehasonlítottam a bevezetőben említett BIODOS tápegység (21. fénykép) azonos pontján mért jelalakjával (22. ábra). A BIODOS tápegység vezérlőköre a GEKKO tápegységével teljesen azonos, csak a transzformátorban és a kimenetek számában különböznek. A BIODOS tápegység hibátlanul működik, de nem tartalmaz a bemenő feszültségnél nagyobb feszültségű kimenetet. Ez a tápegység időben el is készült.

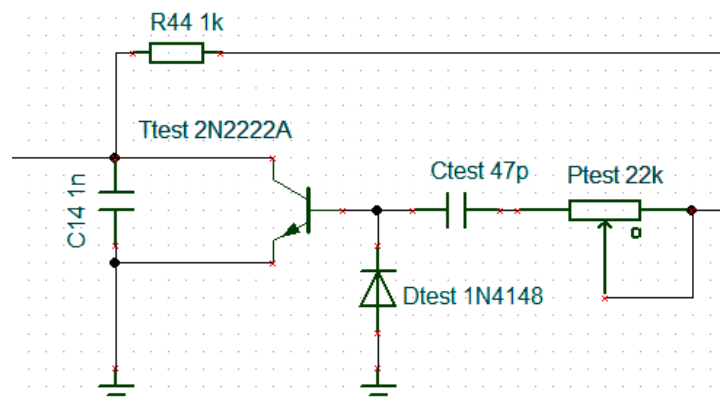


22. ábra: a GEKKO (bal) illetve a BIODOS (jobb) tápegység kapcsolt áramalakfogóval (zöld) illetve áramfigyelő ellenállással jelformálás után (narancs)



23. ábra: BIODOS kapcsolt árama lakatfogóval, és a kezdeti lengés felnagyítva

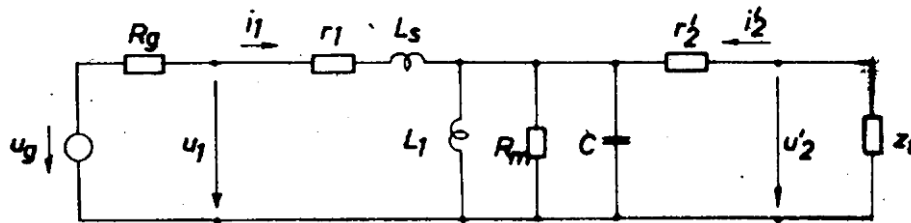
A 22. és a 23. ábra alapján látható, hogy az impulzus megjelenik a jól működő tápegységben is, azonban a csúcs amplitúdója lényegesen kisebb, és a lengés frekvenciája is sokkal nagyobb. Az oszcilloszkóppal mért ábrák alapján a GEKKO esetében ez a frekvencia 500 kHz, a BIODOS esetében pedig 12,5 MHz. A magasabb frekvenciájú jelet könnyebb szűréssel eltávolítani, így a BIODOS tápegységben ez nem okozott problémát.



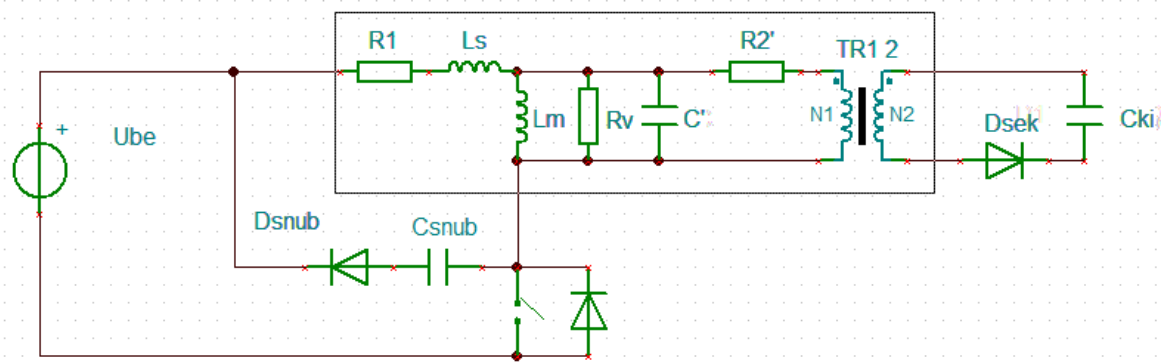
24. ábra: egyszerű egytranzisztoros jelformáló áramkör

Anélkül hogy az impulzus eredetét kerestem volna, először megpróbáltam az impulzust a komparátor bemenetén a 24. ábrán látható egyszerű tranzisztoros áramkörrel elnyomni. Az R44 ellenállás az R19 áramfigyelő ellenállásra csatlakozik, a teszt áramkör tranzisztorának bekapcsolási idejét beállító potenciométerrel pedig a MOSFET gate meghajtó kimenetéről vettem a jelet. Így ez az áramkör a bekapcsolás pillanatában az áramkörben található soros RC tag által meghatározott ideig bekapcsolva tartja a tranzisztort, a tranzisztor bázis árama pedig exponenciálisan csökken. Ezzel a teszt áramkör a C14 kondenzátort a bekapcsolás pillanatában rövidre zárja, segítségével meghatározható egy minimális bekapcsolási idő.

Ezzel a módszerrel bizonyos terhelés tartományokban sikerült stabilá tenni az áramkört, a 22. ábrán a narancssárga jel ennek a jelformálásnak az eredményét mutatja. Azonban a stabilitás így sem volt megfelelő, és a probléma gyökere továbbra is ismeretlen maradt.



25. ábra: az impulzus transzformátor teljes helyettesítő kapcsolása. Forrás: [9.]



26. ábra: transzformátor (bekeretezett rész) alkalmazása Flyback konverterben.

A transzformátor helyettesítő képét (25. ábra) a flyback konverter kapcsolásába illetve (26. ábra) feltűnik a C' primerre redukált szórt kapacitás hatása. A kikapcsolás alatt ugyanis a kimenetek felé folyik az L_m főmező inductivitás árama, így a C' kapacitás $-u_{be}$ feszültségre töltődik fel. A kapcsoló zárásának pillanatában azonban az R_1 - L_s - C' soros rezgőkörre $+u_{be}$ feszültséget kapcsolunk. Ennek hatására a szórt paraméterekből álló rezgőkörben lengés alakul ki. A lengés amplitúdóját csak a körben található ellenállások csillapítják, vagyis az R_1 primer tekercs réz ellenállás, a kapcsoló MOSFET $R_{DS(on)}$ ellenállása, és az u_{be} feszültséget biztosító pufferkondenzátor R_{ESR} ellenállása. Ezek az ellenállások alapvetően kis értékűek, hogy az ezeken létrejövő disszipáció minél kisebb veszteséget okozzon. Így a lengés csak viszonylag lassan csillapodik. Látható az is, hogy a kikapcsolás ideje alatt a C' kapacitásban eltárolt energia a következő bekapcsolás alatt teljes egészében eldisszipálódik, vagyis a kapcsolási frekvenciával arányos teljesítmény veszteséget okoz.

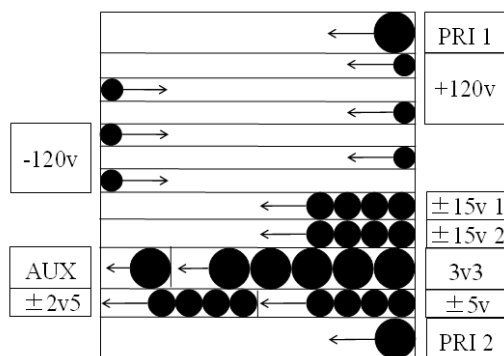
A tápegység deszka modelljébe is beépített, a 26. ábrán jelölt snubber áramkör egy kikapcsolási snubber. A bekapcsoláskor létrejövő áram impulzust nem tudja elnyomni, feladata csupán a kapcsoló kikapcsolásakor az L_s szórt induktivitásban tárolt energia biztonságos begyűjtése.

7.2 Új tekercselés

Az előzőekben leírtaknak megfelelően a C' kapacitás csökkentése két okból is fontos. Egyrészt csökkenthetjük a primer körben létrejövő nagyáramú zavaró lengés amplitúdóját, és ezáltal egyszerűsíthetjük a vezérlést, másrészt, pedig javíthatjuk a tápegység hatásfokát.

A nagyfeszültségű tekercsek szórt kapacitása azért okoz komoly problémát, mert a transzformátor minden impedanciát, így a szekunder tekercsek szórt kapacitását is az áttétel négyzetével megszorozva transzformálja át a primer oldalra. Ez nagy transzformátor áttétel esetén jelentős látszólagos kapacitás megjelenését okozhatja (a szórt induktivitásokat felfelé transzformálás esetén értelemszerűen az áttétel négyzetével osztani kell primerre redukálásakor).

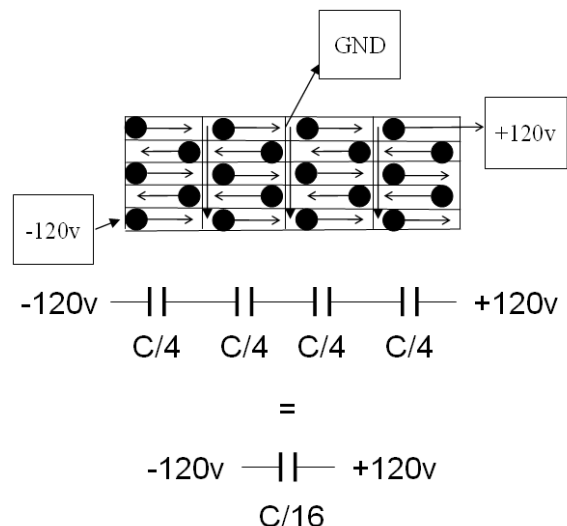
Eredeti tekercselési utasítás
(cséve az ábra tetején)



$$-120v \text{ --- } \parallel \text{ --- } +120v$$

C

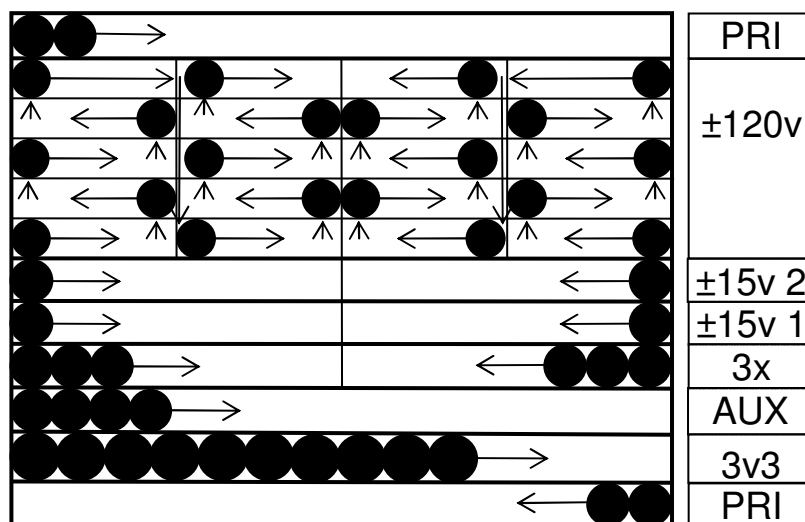
Új terv a +/- 120 V tekercsekhez:
4 kamra, 5 réteg



27. ábra: a kamrás tekercselés hatása.

A kapacitás csökkentésére egy közismert módszer alapján terveztem új tekercset a deszka modellhez; ez a kamrás tekercselés. A kamrás tekercselés a 27. ábrán látható módon részekre bontja a tekercseket. A kamrák nem lapolódnak át egymással, így az egyes kamrák szórt kapacitása sorba kapcsolódik, és a teljes

tekercs szórt kapacitása a kamrák nélküli esethez képest a kamrák számának négyzetével csökkenthető.

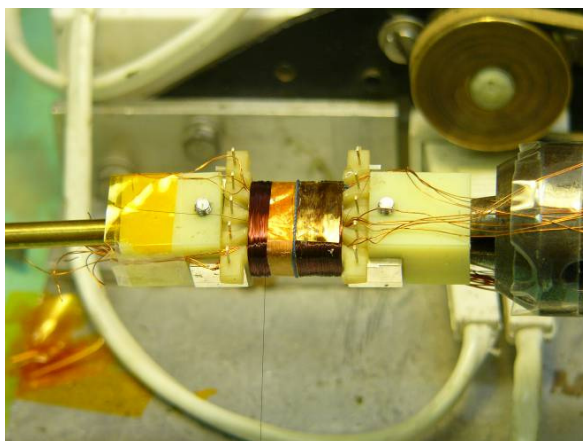


A cséve az ábra ALJÁN van !

28. ábra: a második transzformátor tekercseinek tervezett elrendezése.

A fenti elvek és az első transzformátor elkészítése közben szerzett tapasztalatok figyelembe vételével egy újabb transzformátort készítettem. A tervezett tekercs elrendezés a 28. ábrán, a megtervezett tekercs teljes tekercselési utasítása, pedig a függelékben található.

A kamrás tekercselést a vékony huzalból nem tudtam szabályosan megvalósítani. A tervtől annyiban eltértem, hogy a kamrákon belül "vad" tekercselést alkalmaztam; ez kisebb húzó igénybevételt jelent a huzalnak. A vad tekeréssel azonban nem fért be a transzformátor ablakba, ezért a nagyfeszültségű tekercseket végül 0,05 Z típusú huzalból készítettem el. A kamrákat igyekeztem folyamatosan, balról jobbra feltölteni.



29. fénykép: második transzformátor a tekercselőgépen. Az utolsó kamra még üres.

7.3 Szórt paraméterek mérése

A második tekercs elkészítése után mindkét tekercselt tanszformátoron elvégeztem ugyanazokat a méréseket, hogy megbizonyosodjak a szórt kapacitás csökkenéséről, és hogy mérni tudjam a többi szórt paramétert is.

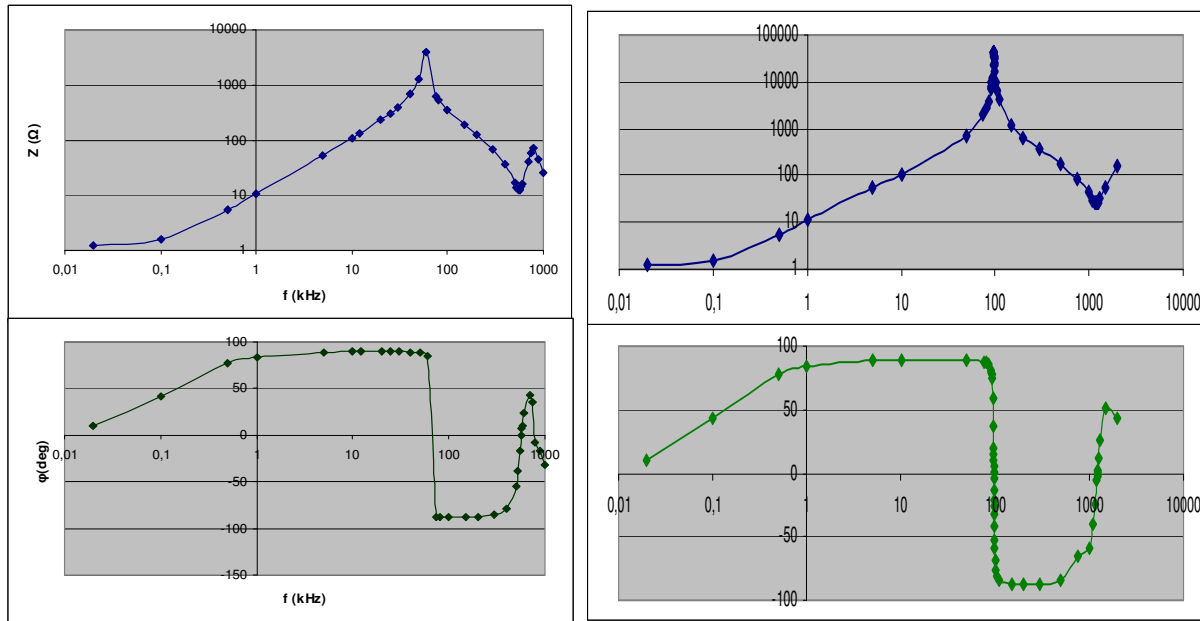
A mérési adatok nagy mennyiségére való tekintettel azokat a függelékben helyeztem el.

Első körben mindkét transzformátor esetében megmértem az egyes tekercsek felől mérhető főmező inductívitasokat. Ez azért fontos, mert így kimérhető a tekercsek menetszáma, és látható, ha a tekercselés során hibát vétettünk. A méréseket a tanszéken hozzáférhető HP 4284A LRC-mérővel végeztem.

Ez után a primerre illetve az AUX tekercsre redukált szórt inductívitasát mértem a többi tekercsnek. A primer illetve az AUX tekercset tettem a befogóba, majd a többi tekercset egyesével rövidre zárva mértem a maradék inductívitasát. Ezzel a 25. ábrán látható L_s értéket tudtam meghatározni minden szekunder esetére (a helyettesítő képben ez az L_s egy összevont tag, ami a primer és a szekunder szórt inductívitasát is tartalmazza).

A második transzformátor esetében látható, hogy a ± 120 V szekunderek szórt inductívitasai a második transzformátor esetében jelentősen nagyobbak. Ez egyrészt abból adódik, hogy ezek a tekercsek a 2. transzformátor esetében a cséve hosszának csak a felét foglalják el, valamint a vad tekercselés során a tekercset nem annyira sorokba, inkább kamrákba próbáltam elhelyezni. Ez a szórt inductívitas érték azonban még mindig nem jelentős a kis feszültségű tekercsekhez képest, tehát várhatóan nem fog problémát okozni.

A szórt kapacitások vizsgálatához két féle mérést is végeztem, három műszerrel. Először a primer tekercselés impedancia és fázis karakterisztikáját vettem fel a frekvencia függvényében. Ehhez a tanszéken hozzáférhető HP 4284A LRC-mérőt, illetve a 70 kHz feletti frekvenciáknál a HP 4285A LRC-mérőt használtam. A mérési adatok alapján bode diagramokat készítettem.



30. ábra: az első (bal oldalt) és a második (jobb oldalt) primer BODE diagramja

Az elkészült BODE diagramok a 30. ábrán láthatók. Mindkét amplitúdó karakterisztikán egy kiemelési, valamint egy leszívási csúcs található. Ez megfelel a 25. ábra helyettesítő képének:

- A C' kapacitás az L_m főmező inductivitással párhuzamos rezgőkört alkot
- A C' kapacitás az L_s szórt inductivitással soros rezgőkört alkot
- $L_s \ll L_m$

Így az alsó frekvencia valamint L_m főmező inductivitás ismeretében C' értékét ki lehet számítani, majd a felső frekvencia segítségével a primer saját L_s szórt inductivitása is számítható.

$$C' = \left(\frac{1}{f_1 \cdot 2\pi \cdot \sqrt{L_m}} \right)^2 \quad \text{és} \quad L_s = \left(\frac{1}{f_2 \cdot 2\pi \cdot \sqrt{C'}} \right)^2$$

Az első transzformátorra $C'=3,1\text{nF}$ és $L_s = 25,3\mu\text{H}$

A második transzformátorra $C'=1,58\text{nF}$ és $L_s = 11\mu\text{H}$

A szórt kapacitások következtében fellépő teljesítmény veszteség:

$$P = \frac{1}{2} C' \cdot (2u_{be})^2 \cdot 50\text{kHz}$$

Innen az egyes transzformátorok esetében okozott veszteségi teljesítmény:

$P_{tr1} = 0,24W$ ami 8% veszteség a 3 W névleges teljesítményhez képest, és

$P_{tr2} = 0,12W$ ami 4% veszteséget jelent.

Látható, hogy a kapacitás valóban csökkent, azonban messze nem a kívánt mértékben. A kis mértékű csökkenés nagyrészt annak tudható be, hogy vékonyabb huzalt használtam a második transzformátorban. Hogy ennek hatását pontosan számítani lehessen, ismerni kellene a huzaloknál használt selyem és a zománcszigetelés relatív dielektromos állandóját. Ezek pontos értékét katalógusban nem találtam meg, ezért azonosnak tekintettem őket. Ez a feltételezés csak nagyon durva becslésre ad lehetőséget, azonban csupán a mechanikai méretek ismeretében csak erre van lehetőség.

$$\text{A } 0,1 \text{ ZS selyemzománc esetében } \frac{C}{\varepsilon \cdot A} = \frac{1}{(2 \cdot 0,02mm + 2 \cdot 0,03mm)} = 10000 \frac{1}{mm}$$

$$\text{A } 0,05 \text{ Z zománchuzal esetében } \frac{C}{\varepsilon \cdot A} = \frac{1}{2 \cdot 0,012mm} = 42000 \frac{1}{mm}$$

Látható, hogy ezen durva becslés alapján csupán az egyik huzalról a másikra történő áttérés több mint négyszeres kapacitás növekedést eredményez.

7.5 A szekunder egyenirányító diódák hatása

A 21. oszcilloszkópos ábra alapján meghatározott 500 kHz rezonancia frekvencia alapján, L_s ismeretében a tápegységben levő tényleges C' értéket visszaszámolva $C' \approx 4$ nF értéket kapunk. A transzformátor szórt kapacitása azonban csak 3,1 nF, vagyis a szekunder oldalról valahogyan 1 nF betranszformálódik a primerre.

Érdeemes vizsgálni a nagyfeszültségű tekercsek szekunder oldalán található egyenirányító diódák diffúziós kapacitásának hatását. Ezek a primer oldali kapcsoló elem nyitásokor lezárnak, azonban ez a lezárási folyamat szintén időt vesz igénybe. Ezt az angol nyelvű adatlapokban "reverse recovery time" néven találjuk meg. Egy UES1306 diódát megvizsgáltam a HP 4284A LRC-mérővel. A műszer alkalmas arra, hogy nyitóirányú egyen áramot kényszerítsen a diódára. A specifikációban szereplő 1 mA kimenő áram kétszerese folyik a diódán, ezért 2 mA-re feszítettem elő. A kikapcsolás a kapcsolási frekvenciánál lényegesen gyorsabban megy végbe, ezért a műszer maximális 1 MHz-es frekvenciáján vizsgáltam az eszközt. 10 mV vizsgáló feszültségre $C_D \approx 30$ pF kapacitást mértem (50 kHz-en a mért érték 40 pF).

A 120 V kimenetekre az áttétel $a = 120 / 28 = 4,28$; a kapacitást ennek a négyzetével szorozva $C_D' \approx 0,55$ nF kapacitás. Az áramkörben két 120 V tekercs és két UES1306 dióda található, vagyis ennek a kétszerese transzformálódik be a primerre. Így megtaláltuk a hiányzó kapacitást.

8. Összefoglalás

A szórt paraméter mérések alapján a végleges tápegység elkészítéséhez tehát szükséges a transzformátor szórt kapacitásának csökkentése. Erre a kamrás tekercselés jó megoldást jelent, azonban a huzal szigetelés vastagságát növelni kell. Ezt selyemzománc, vagy többszörösen zománcozott (2Z, 3Z), huzal alkalmazásával, és a kamrák számának növelésével lehet elérni. Jó megoldás lehet, ha a második transzformátornál leírt struktúrát úgy módosítjuk, hogy mindegyik 120 V-os tekercset négy - négy kamrára osztjuk, és ezeket helyezzük egymás fölé.

A diódák betranszformálódó diffúziós kapacitása ellen gyorsabb diódák beépítésével, több dióda soros kapcsolásával, esetleg valamilyen snubber áramkör alkalmazásával védekezhetünk.

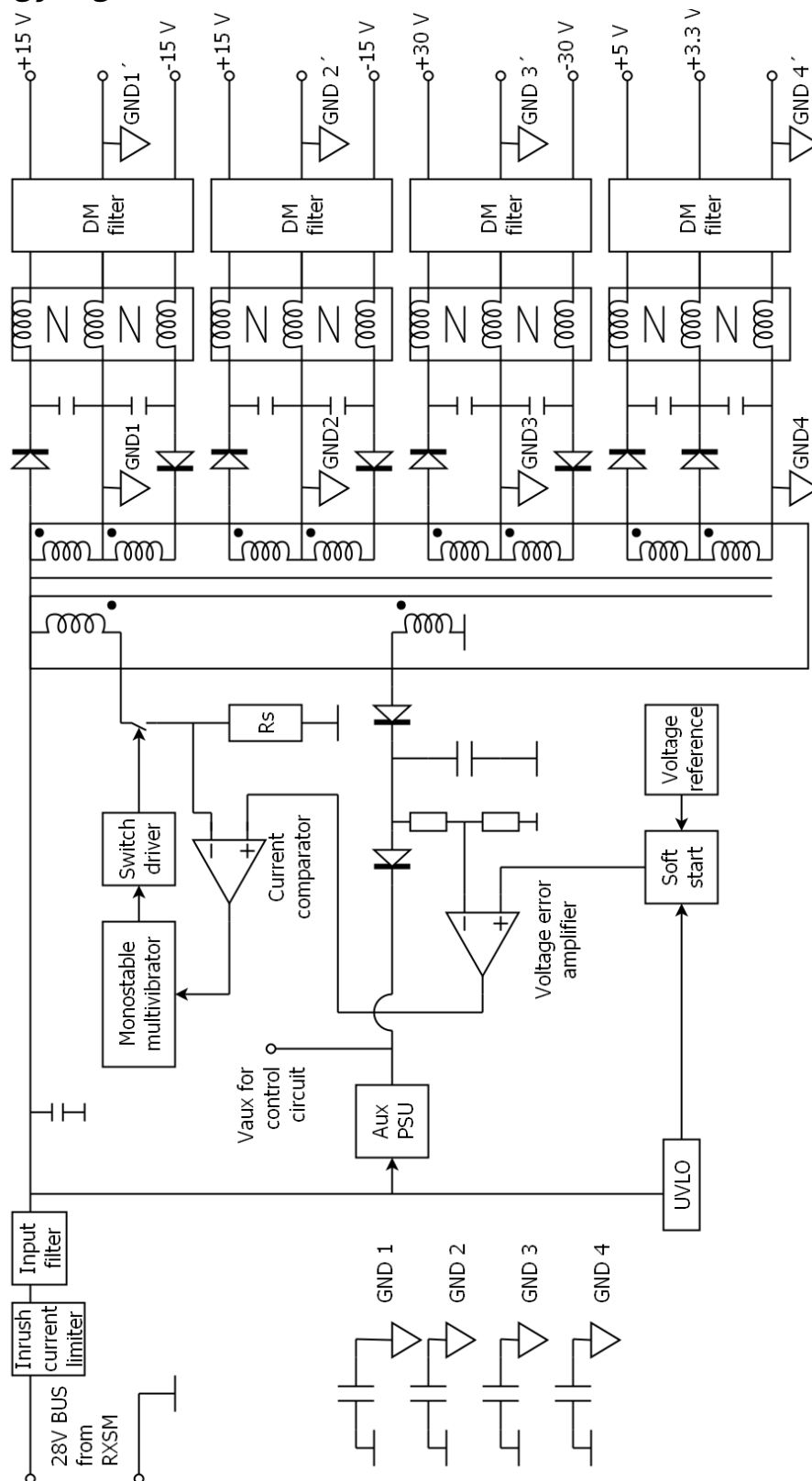
Jelen dolgozat megírásáig a második transzformátort idő szűke miatt még nem tudtam kipróbálni a deszkamodellben; ezzel is szeretnék további méréseket, tesztek végezni.

A végleges tápegység deszkamodelljének elkészítésekor a dolgozatban leírt megfontolások alapján új transzformátort fogok készíteni, és amennyiben szükséges, a diódák betranszformált kapacitását is csökkenteni kell. Ha ez nem elegendő a stabil működéshez, akkor valamilyen bekapcsolási snubber áramkört kell alkalmazni. Ha ez sem lehetséges, akkor a +/- 120 V feszültség előállítását két lépcsőben kell megoldani, két egymástól független tápegység segítségével. Ezt azonban a nagyobb méret és a kétszeres átalakításból adódó veszteségek miatt szeretném elkerülni.

A munka tanulsága alapvetően az, hogy hard - switching elven működő kapcsolóüzemű tápegységgel 10-szeres vagy annál nagyobb feszültség áttételt már nehéz megvalósítani, komoly odafigyelést igénylő feladat.

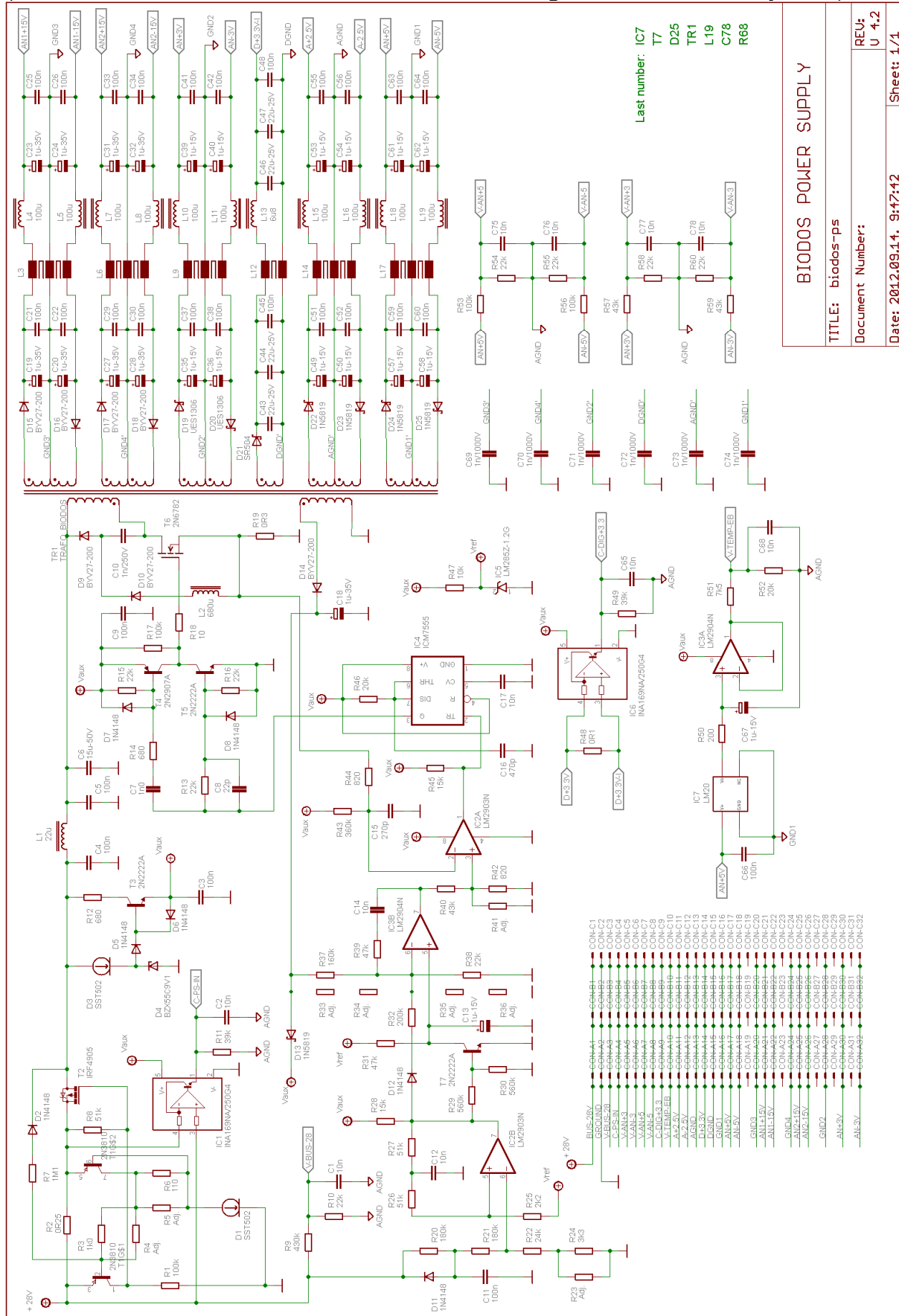
9. Függelék

9.1 A tápegység blokkvázlata

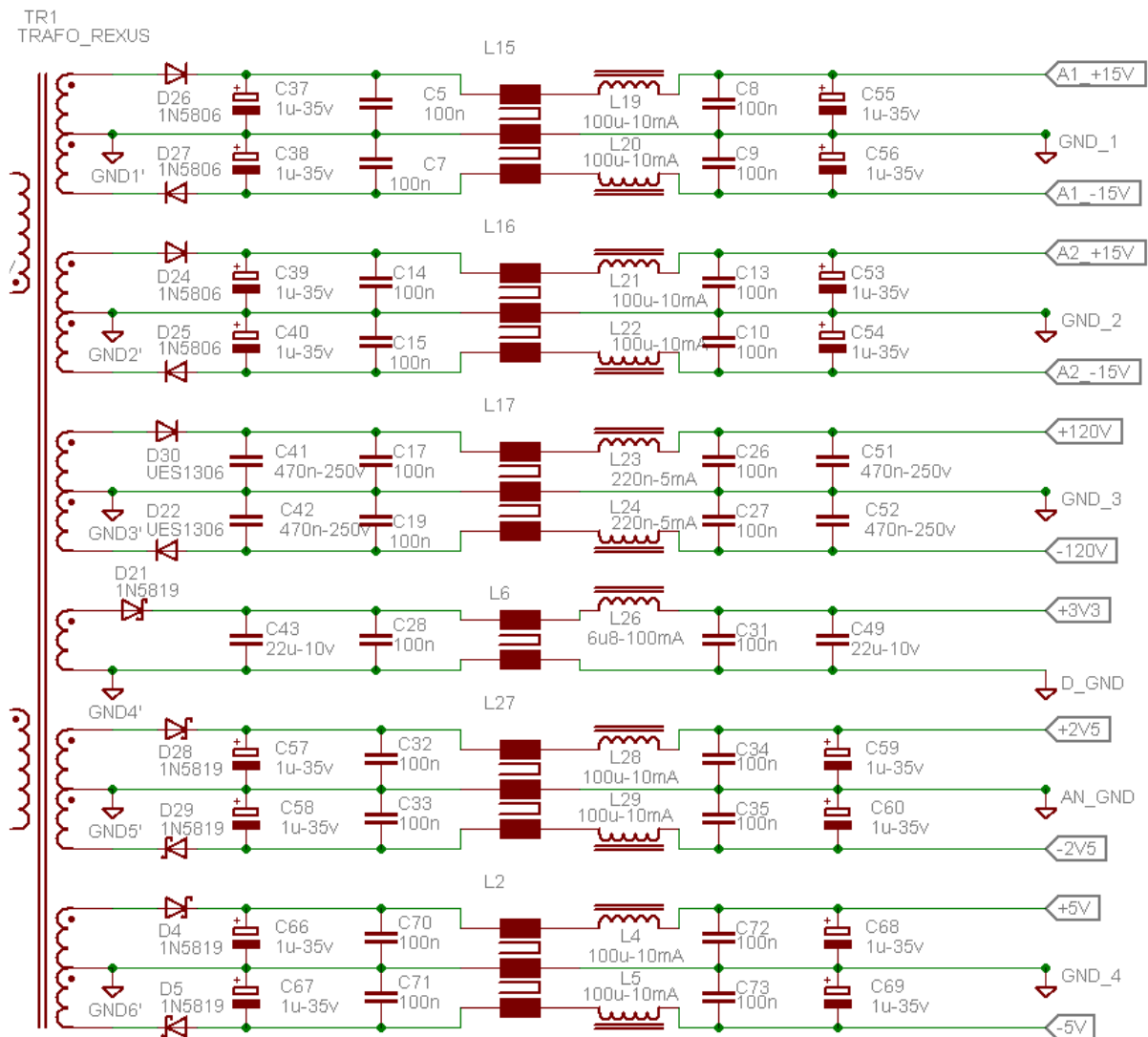


9.2 A teljes tápegység panel kapcsolási rajza

(a BIODOS kísérlettel közös, a szekunder feszültségek nincsenek külön jelölve)



9.3 A GEKKO tápegység szekunderei



9.4 Siemens EFD vasmagok adatlapja

A baloldali táblázat jobb szélén az adatlap adatai alapján kiszámított effektív mágneses térfogat értékek láthatóak. A mértékegység m^4/H .

Kerntyp Core type	Material	A_L -Wert	Toleranz	s (2 x g)	μ_0	V_e $\mu_0 \cdot M_e$	Kerntyp Core type	Magnetische Formkenngrößen (pro Satz) Magnetic characteristics (per set)					
		A_L value nH	Tolerance %	ca. mm approx. mm	ca. approx.			$\Sigma l/A$ mm ⁻¹	l_0 mm	A_0 mm ²	A_{min} mm ²	V_0 mm ³	
EFD 15	N 49	≈600	-	-	1080	374 μ	EFD 15	2.27	34	15	12.2	510	
	N 87	800	+30/-20	-	1450	281 μ		EFD 20	1.52	47	31	31	1460
mit Luftspalt/ Gapped	N 87	100	±10	0.17	180	2,25 m	EFD 25	1.00	57	58	57	3300	
	N 87	160	±15	0.10	290	1,40 m		EFD 30	0.98	68	69	69	4700
EFD 20	N 49	910	-	-	1100	1,06 m	mit Luftspalt/ Gapped		N 87	100	±10	0.35	120
	N 87	1200	+30/-20	-	1450	0,80 m		N 87	160	±10	0.20	200	6,00 m
mit Luftspalt/ Gapped	N 87	2000	+30/-20	-	1600	1,65 m	EFD 25	N 87	160	±10	0.60	100	20,6 m
		160	±10	0.30	200	13,2 m		mit Luftspalt/ Gapped	N 87	250	±10	0.30	200
EFD 25	N 87	315	±10	0.20	250	10,5 m	EFD 30		N 87	315	±10	0.20	250
		2150	+30/-20	-	1700	2,23 m		mit Luftspalt/ Gapped	N 87	160	±10	0.50	125
mit Luftspalt/ Gapped	N 87	250	±10	0.35	190	19,2 m	mit Luftspalt/ Gapped		N 87	250	±10	0.35	190
		315	±10	0.25	250	15,2 m		N 87	315	±10	0.25	250	15,2 m

9.5 A vasmag méretezés elmélete

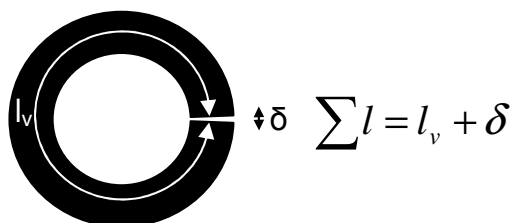
9.5.1 Áramkör- és anyag független paraméterek

A légréses vasmagot egyetlen homogén keresztmetszetű, l_v hosszúságú, δ légrést tartalmazó mágnes körként modellezhetjük. A méretezését három fontos elméleti összefüggés alapján lehet elvégezni. Ezek az Ampere törvény, valamint a fluxus és az induktivitás definíciója:

$$\oint H \, dl = N \cdot I \quad (6)$$

$$\phi = B \cdot A \quad (7)$$

$$L = \frac{N \cdot \phi}{I} \quad (8)$$



31. ábra: egyszerű toroid alakú mágneskör modellje
Szükség van továbbá a vasmag térfogatára

$$V_e = l_e \cdot A_e \cong \sum l \cdot A \quad (9)$$

A 31. ábrára az Ampere törvényt alkalmazva:

$$\frac{B}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot l_v + \frac{B}{\mu_0} \cdot \delta = N \cdot I = \frac{B}{\mu_0 \cdot \mu_e} \cdot \sum l \quad \text{ahol } \mu_e \text{ effektív permeabilitás} \quad (10)$$

$$\frac{l_v}{\mu_0 \cdot \mu_r} + \frac{\delta}{\mu_0} = \frac{\sum l}{\mu_0 \cdot \mu_e}, \quad \text{innen } \mu_0 \cdot \mu_e = \frac{\sum l}{\frac{l_v}{\mu_0 \cdot \mu_r} + \frac{\delta}{\mu_0}} \quad (11)$$

(11) alapján látszik, hogy légrés nélküli vasmagokra $\mu_e = \mu_r$. Ez a valóságban természetesen csak akkor igaz, ha az A keresztmetszet a vasmag mentén mindenhol azonos, de jó közelítéssel E vasakra is alkalmazható. Légréses vasmagok esetén μ_e értéke alapvetően légrésfüggő.

Ahhoz hogy az előző pontban megállapított két feltételt - adott értékű induktivitás és maximális terhelő áram - kielégítő vasmagot tudjunk keresni, egy olyan paraméter meghatározására lesz szükségünk, amely csak az áramkör elektromos

paramétereitől függ, és segítségével egyértelműen eldönthető hogy legalább mekkora vasmag szükséges.

(7) és (8) alapján:

$$\frac{B}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot l_v + \frac{B}{\mu_0} \cdot \delta = N \cdot I = \frac{B}{\mu_0 \cdot \mu_e} \cdot \sum l \quad \text{ahol } \mu_e \text{ effektív permeabilitás} \quad (12)$$

$$\phi = \frac{A \cdot N \cdot \mu_0 \cdot \mu_e}{\sum l} \quad \text{és innen} \quad L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_e \cdot N^2 \cdot A}{\sum l} \quad (13)$$

A (9) definíciót felhasználva és kifejezve:

$$V_e = \frac{L \cdot \sum l}{\mu_0 \cdot \mu_e \cdot N^2} \quad (14)$$

(10) alapján a teljes mágneses hossz:

$$\sum l = \frac{N \cdot I \cdot \mu_0 \cdot \mu_e}{B} \quad (15)$$

Ezt a (14) képletbe helyettesítve:

$$V_e \cong \sum l \cdot A = \frac{L \cdot I^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_e}{B^2}$$

Átrendezve és maximális áramot valamint indukciót feltételezve:

$$\frac{V_e}{\mu_0 \cdot \mu_e} \geq \frac{L \cdot I_{\max}^2}{B_{\max}^2} \quad (16)$$

A (16) egyenlőtlenség bal oldalán szereplő mennyiséget effektív mágneses térfogatnak nevezzük. Mértékegysége m^4/H . Az egyenlőtlenség jobb oldalán csak az induktivitás illetve az áram szerepel. A maximális indukció értéke csak a vasmag anyagától függ, a vasmag geometriai paramétereitől nem. Ezért az effektív mágneses térfogat jól használható a vasmag kiválasztására.

9.5.2 A szükséges légrés számítási módja

Az előző részben a (16) képletből kiszámított érték valójában nem csak a vasmag térfogatától, hanem az effektív permeabilitás miatt a légrés méretétől is függ, ezért még egy paramétert figyelembe kell venni a megválasztás során. Célszerű az AL értéket kiszámítani, mert ebből könnyen meghatározhatók a szükséges menetszámok is, és az értéket a gyárilag légréssel rendelkező vasmagok esetében az adatlapban is megadják. Értéke a (17) egyenlőtlenség alapján választható meg; a képlet (13) alapján származtatható.

$$A_L \leq \frac{\mu_0 \cdot \mu_e \cdot A}{\sum l} \quad (17)$$

Az effektív mágneses térfogatból ugyanezt kiszámolva:

$$A_L \leq \frac{V_e \cdot A}{\left(\frac{V_e}{\mu_0 \cdot \mu_e}\right) \cdot \sum l} \quad (18)$$

Mivel az effektív mágneses térfogatra alsó korlátot adtunk meg, ez az A_L értékre nézve felső korlát lesz. Azokban az esetekben, amikor nem légréssel gyártott vasmagot vásárolunk, hanem a légrést magunk csiszoljuk, valamilyen módszerrel érdemes kiszámítani a szükséges légrés méretét. Ehhez a maximális A_L érték kiszámítása után először meg kell határoznunk a maximális effektív permeabilitás értékét:

(17) alapján a μ_e :

$$\mu_e \leq \frac{A_L \cdot \sum l}{\mu_0 \cdot A} \quad (19)$$

A μ_e (12) alapján is felírható:

$$\mu_e = \frac{\sum l}{\frac{\sum l - \delta}{\mu_r} + \delta} \quad (20)$$

Ebből a légrést kifejezve a következőt kaptam:

$$\delta = \frac{\sum l \cdot \left(\frac{\mu_r}{\mu_e} - 1\right)}{\mu_r - 1} \quad (21)$$

A valódi E vasmagok esetében az (6) gerjesztés nem egy folytonos mágnes körben jön létre, hanem két egyforma mágnes kör eredőjeként adódik, vagyis az integrálás két tagból áll. A számítások során feltételeztük továbbá a vaskeresztszmetet homogenitását, azonban E vasmagok esetén ez sem teljesül maradéktalanul, így (10) sem írható fel ilyen egyszerűen. Ezért a gyártók által megadott effektív permeabilitás érték nem lesz teljesen azonos a számítottal, bár a gyárilag légréses vasmagok adatlapbeli értékeivel minden esetben 10%-on belüli egyezést tapasztaltam.

9.6 Példa huzalkeresztmetszet számítására

Analóg 2 x +/- 15V									
1 sor duplán	(összesen 2 sor lesz)				Cséve szélesség	16,6	mm		
2x40 menet	80	menet / sor			Cséve magasság	2,5	mm		
					Köz. menethossz	50	mm		
Levágandó huzal:	2	m			Terhelés	5	mA		
Párhuzamos tekercsek száma	Számított keresztmetszet	Névleges átmérő	Z	Legnagyobb Külső átmérő	féltekercs szükséges huzalhossz m	Névl. Ellenállás Ω/m	Teljes tekercs ellenállás Ω	Veszteség mW (115 mA RMS)	
1	0,2024	0,16	2Z	0,199	2	0,8575	3,4300	0,0858	
2	0,1012	0,08	1Z	0,098	2	3,43	6,8600	0,1715	

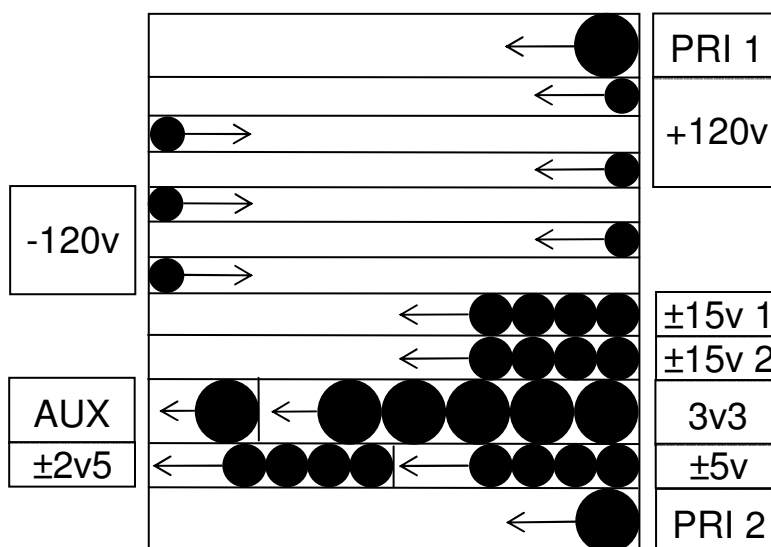
9.7 Az első transzformátor tekercselési utasítása

REXUS flyback transzformátor v4. (első, próbapanel verzió)

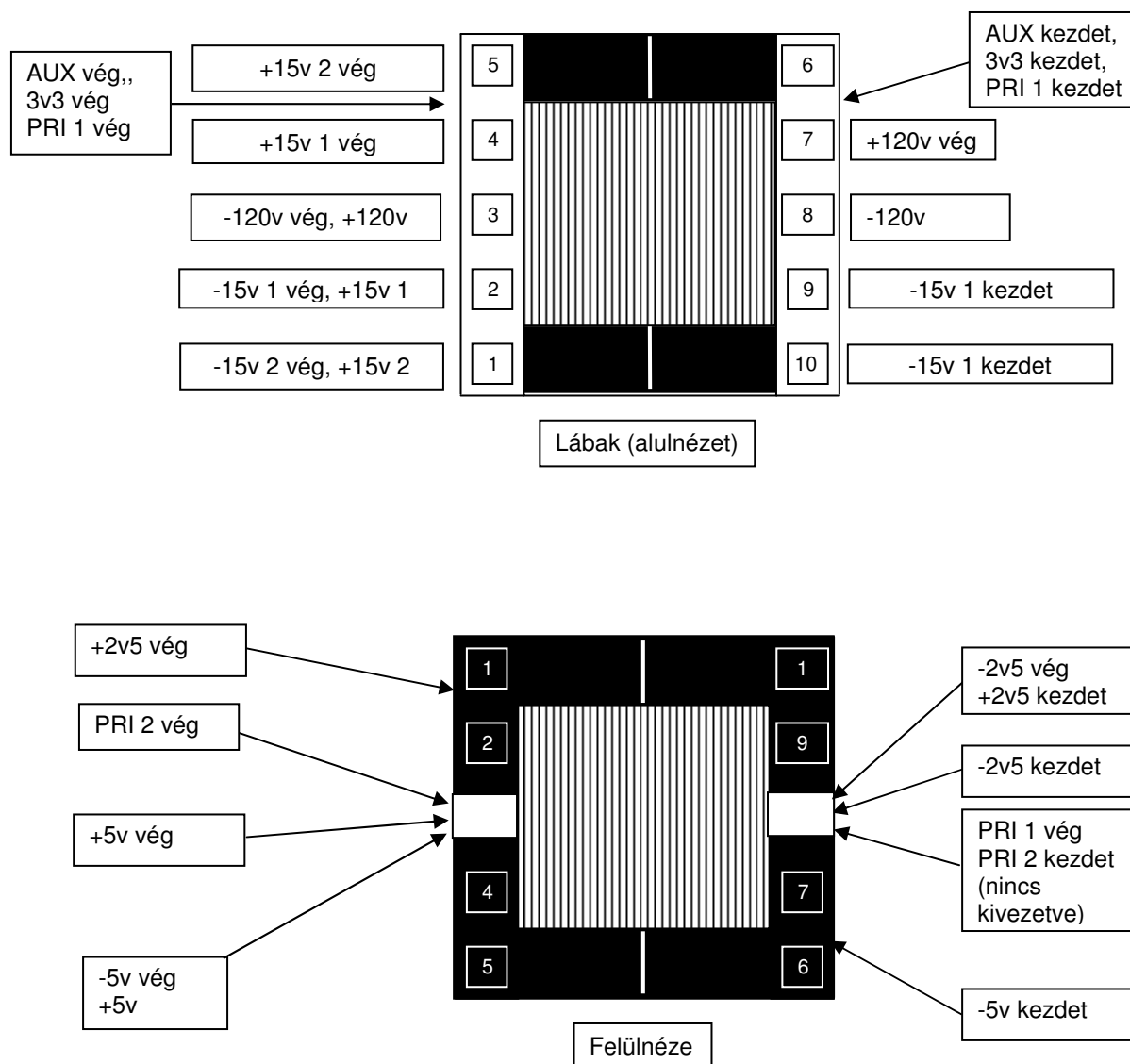
Vasmag: EFD 25 N87 AI = 315

Tekercsek a cséve felől:

Név	Menet szám	Huzal átmérő, típus, és levágandó hossz	Tekercselési info
PRI1	37	0,18 mm 1 Z zománchuzal, 2,5 m	1 sor, szimplán
		0,02 mm hagymafólia	
-120v	313	0,10 mm selyemzománc (külső átmérő: 0,15)	3 sor tele, szimplán, a sorok közé 0,02 mm hagymafólia
		0,02 mm hagymafólia	
+120v	313	0,10 mm selyemzománc (külső átmérő: 0,15)	3 sor tele, szimplán, a sorok közé 0,02 mm hagymafólia
		0,02 mm hagymafólia	
±15v 1	40	(0,16 mm 2Z vagy) 0,15 mm 3Z 3 m	1 sor duplán (4 huzal együtt)
		0,02 mm hagymafólia	
±15v 2	40	(0,16 mm 2Z vagy) 0,15 mm 3Z 3 m	1 sor duplán (4 huzal együtt)
		0,02 mm hagymafólia	
3v3	8	0,2 mm 1Z zománchuzal 5x 0,8 m	5 huzal együtt, nem teli sor
AUX	27	0,2 mm 1Z zománchuzal 2,5 m	A 3v3 sorába, szimplán
		0,02 mm hagymafólia	
±5v	13	0,18 mm 1Z zománchuzal	összesen 4 huzal együtt, nem teli sor
±2v5	6	0,18 mm 1Z zománchuzal	összesen 4 huzal együtt, a ±5v sorába
		0,02 mm hagymafólia	
PRI2	36	0,18 mm 1 Z zománchuzal, 2,5 m	1 sor, szimplán
		2x 0,02 mm hagymafólia	Körbe tekerve, végén leragasztva



A cséve az ábra tetején van !!!



A tekercseket az ábrának megfelelően a kezdeti és vég terminálokhoz kell kötni.

Mennyiség: 1 db / kártya

BME ŰR
2012-07-10.

9.8 Az 1. transzformátor mérési adatai

Tekercsek induktivitásai 1 kHz-en				
mért AL	328,5 nH		Tervezett AL	315
(Az AL erre a vasra tekercselés előtt 11 menettel lett lemérve)				
Tekercs neve	Mért induktivitás (µH)	Számított menetszám	Tervezett menetszám	Tervezett induktivitás (µH)
PRI	1 688,1	71,7	73	1 678,6
+120v	31 869,0	311,5	313	30 860,2
-120v	33 510,0	319,4	313	30 860,2
+15v 1	518,3	39,7	40	504,0
-15v 1	517,8	39,7	40	504,0
+15v 2	542,4	40,6	40	504,0
-15v 2	543,0	40,7	40	504,0
3v3	21,4	8,1	8	20,2
AUX	252,2	27,7	27	229,6
+2v5	12,8	6,2	6	11,3
-2v5	12,8	6,2	6	11,3
+5v	56,3	13,1	13	53,2
-5v	55,9	13,0	13	53,2

Mért szórások a primerhez képest				
Primer induktivitás nyitott szekunderekkel:				1688,1 µH
Tekercs	Primeren mért induktivitás a tekercs rövidzára mellett (µH)	Eredeti primer induktivitás százaléka		
PRI	-			
+120v	53,5	3,2%		
-120v	48,9	2,9%		
+15v 1	401	23,8%		
-15v 1	392	23,2%		
+15v 2	392	23,2%		
-15v 2	362	21,4%		
3v3	677	40,1%		
AUX	421	24,9%		
+2v5	1488	88,1%		
-2v5	1425	84,4%		
+5v	746	44,2%		
-5v	720	42,7%		

Mért szórások az AUX tekercshez képest				
AUX induktivitás nyitott szekunderekkel:				252,19 µH
Tekercs	AUX tekercsen mért induktivitás másik tekercs rövidzára mellett (µH)	Eredeti AUX induktivitás százaléka		
PRI	22,4	8,9%		
+120v	5,2	2,1%		
-120v		0,0%		
3v3	97	38,5%		

Az 1. transzformátor primer tekercs impedanciájának frekvenciafüggése

HP 4284A precision LRC meter 20Hz - 1MHz Vizsgálat a primer kapcsok felől:			HP 4285A precision LCR meter 75kHz - 30MHz			Összesített			Számítás	
DC:	1,181	Ω							f1(Hz)	70000
20 Hz:	1,196	Ω							f2(Hz)	567500
	1,666	mH							Lm(H)	0,001666
f (kHz)	Z (Ω)	φ(deg)	f (kHz)	Z (Ω)	φ(deg)	f (kHz)	Z (Ω)	φ(deg)	C	3,1029E-09
0,02	1,214	9,932				0,02	1,214	9,932	C	3,1 nF
0,1	1,5968	41,464				0,1	1,5968	41,464	Ls	2,5348E-05
0,5	5,4224	77,195				0,5	5,4224	77,195	Ls	25,3 μH
1	10,644	83,479				1	10,644	83,479		
5	53,158	88,629				5	53,158	88,629		
10	108,13	89,265				10	108,13	89,265		
12	131,05	89,369				12	131,05	89,369		
20	232,71	89,527				20	232,71	89,527		
25	308,83	89,536				25	308,83	89,536		
30	400,77	89,844				30	400,77	89,844		
40	674,46	89,213	Rezonancia kb.			40	674,46	89,213		
50	1272,5	88,422	70 kHz			50	1272,5	88,422		
60	4048,5	84,344				60	4048,5	84,344		
80	1666	-86,835	75	633,1	-87,83	75	633,1	-87,83		
100	773,98	-88,052	80	539,9	-87,8	80	539,9	-87,8		
120	552,71	-88,3	100	346,8	-88,1	100	346,8	-88,1		
150	359,11	-88,344	150	188,2	-87,96	150	188,2	-87,96		
200	238,02	-88,133	200	127	-87,3	200	127	-87,3		
300	137,09	-87,142	300	68,9	-84,8	300	68,9	-84,8		
400	88,135	-85,062	400	37,6	-78,5	400	37,6	-78,5		
500	56,522	-80,395	500	16,9	-54,5	500	16,9	-54,5		
600	33,211	-66,352	525	13,7	-38,8	525	13,7	-38,8		
800	55,417	-7,654	550	12,3	-16,5	550	12,3	-16,5		
1000	25,223	-30,521	567,5	12,65	0,05	567,5	12,65	0,05		
			575	13,2	6,87	575	13,2	6,87		
			580	14,4	10	580	14,4	10		
			600	16,2	23,9	600	16,2	23,9		
			700	40,3	43,2	700	40,3	43,2		
			750	58	35,1	750	58	35,1		
			800	72,16	-7,38	800	72,16	-7,38		
			900	45,3	-16,9	900	45,3	-16,9		
			1000	25,45	-31,42	1000	25,45	-31,42		

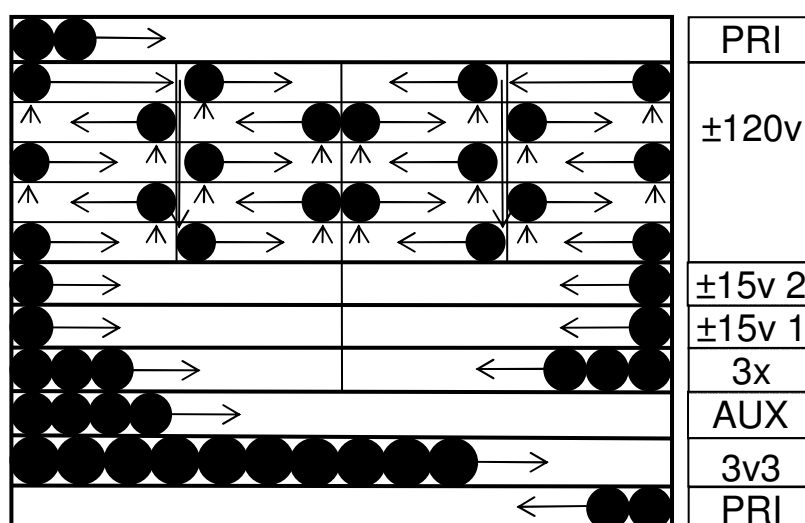
9.9 A második transzformátor tekercselési utasítása

REXUS GEKKO flyback transzformátor v6.0

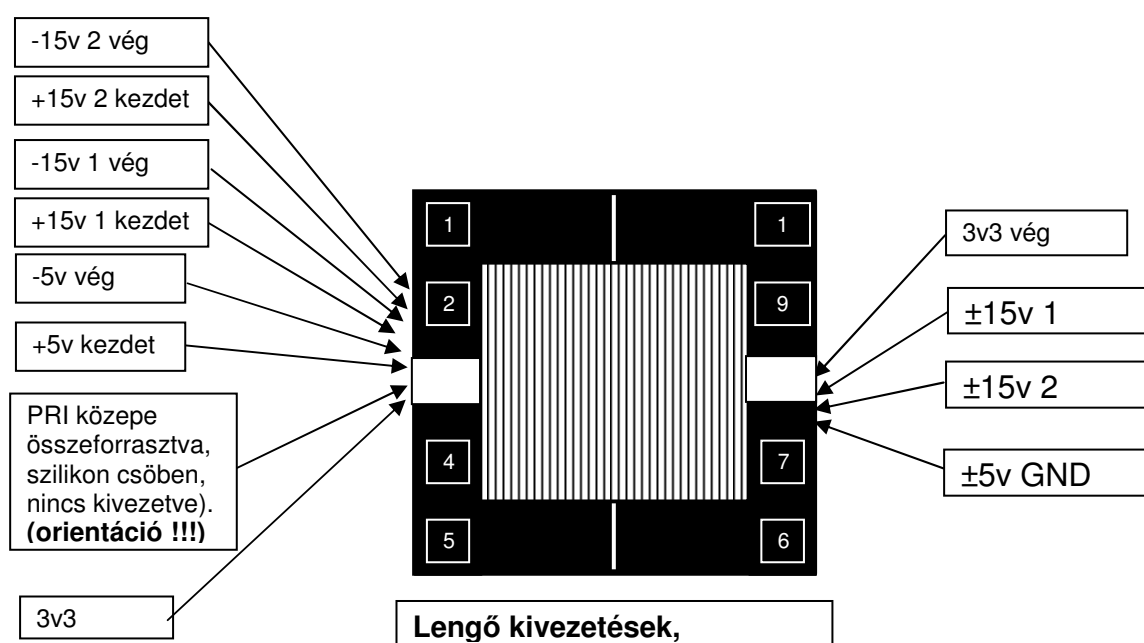
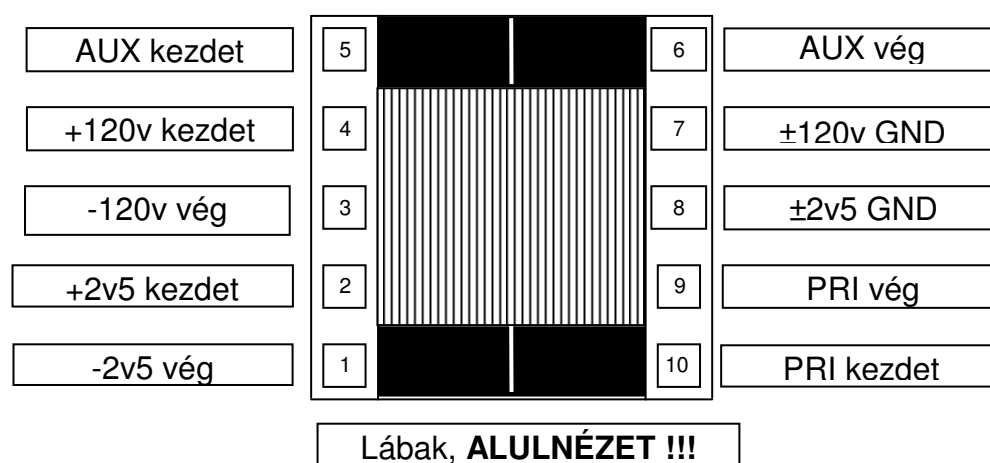
Vasmag: EFD 25 N87 Al = 315

Tekercsek kívülről a cséve felé (az utolsó sor van a csévéhez legközelebb):

Név	Menet szám	Huzal átmérő, típus, és levágandó hossz	Tekercselési info
		3x 0,02 mm hagymafólia	körbe tekerve, végén leragasztva
PRI 2/2	36,5	0,18 mm 1 Z zománchuzal, 2,5 m	1 sor, duplán
		0,02 mm hagymafólia	
±120v tényleges: ±119v	310	0,1 mm 1 Z zománchuzal (>2 m)	Mindkét oldalról vad tekerés 2-2 kamrába, kamránként 155 menet (vagy: 5 sorba 31 menet / sor)
		0,02 mm hagymafólia	
±15v 2	40	0,16 mm 2 Z zománchuzal (>1 m)	Mindkét oldalról 1 sor szimplán
		0,02 mm hagymafólia	
±15v 1	40	0,16 mm 2 Z zománchuzal (>1 m)	Mindkét oldalról 1 sor szimplán
		0,02 mm hagymafólia	
±5v	12	0,18 mm 1 Z zománchuzal (>1 m)	Mindkét oldalról 1 sor 3-szorosan (3 huzal együtt) = 3x ±2v5
±2v5	6	0,18 mm 1Z (>0,3 m)	2 sorba kötve (5v) +1 szimpa (2,5v)
		0,02 mm hagymafólia	
AUX	24	0,14 mm 1Z zománchuzal (>0,7 m)	1 sor 4-szeresen (4 huzal együtt)
		0,02 mm hagymafólia	
3v3	8	0,16 mm 2Z zománchuzal (>0,5 m)	1 sor 10-szeresen (10 huzal együtt)
		0,02 mm hagymafólia	
PRI 1/2	36,5	0,18 mm 1 Z zománchuzal, 2,5 m	1 sor, duplán
CSÉVE			



A cséve az ábra ALJÁN van !



A tekercseket az ábrának megfelelően a kezdeti és vég terminálokhoz kell kötni.

Mennyiség: 1 db / kártya

Készítendő darabszám: 1 db

BME ŰR
2012-10-08.

9.10. A 2. transzformátor mérési adatai

Tekercsek induktivitásai 1 kHz-en				
mért AL	323,8881591	nH	Tervezett AL	315
(Az AL erre a vasra tekercselés előtt 11 menettel lett lemérve)				
Tekercs neve	Mért induktivitás 1 kHz (μH)	Számított menetszám	Tervezett menetszám	Tervezett induktivitás (μH)
PRI	1 726,0	73,0	73	1 678,6
+120v	33 362,0	320,9	313	30 860,2
-120v	33 313,0	320,7	313	30 860,2
+15v 1	548,1	41,1	40	504,0
-15v 1	546,0	41,1	40	504,0
+15v 2	546,0	41,1	40	504,0
-15v 2		0,0	40	504,0
3v3	20,8	8,0	8	20,2
AUX	186,1	24,0	27	229,6
+2v5	12,3	6,2	6	11,3
-2v5	12,5	6,2	6	11,3
+5v		0,0	13	53,2
-5v		0,0	13	53,2

Mért szórások a primerhez képest				
Primer induktivitás szakadt szekunderekkel:		1kHz-en		1726 μH
Tekercs	Primeren mért induktivitás a tekercs rövidzára mellett (μH)	Eredeti primer induktivitás százaléka		
PRI	-			
+120v	511	29,6%		
-120v	493	28,6%		
+15v 1		0,0%		
-15v 1		0,0%		
+15v 2		0,0%		
-15v 2		0,0%		
3v3	450	26,1%		
AUX	145	8,4%		
+2v5	1348	78,1%		
-2v5	1348	78,1%		
+5v		0,0%		
-5v		0,0%		

Mért szórások az AUX tekercshez képest				
AUX induktivitás szakadt szekunderekkel:		1kHz-en		186,1 μH
Tekercs	AUX tekercsen mért induktivitás másik tekercs rövidzára mellett (μH)	Eredeti AUX induktivitás százaléka		
PRI	3,67	2,0%		
+120v	54,86	29,5%		
-120v	56,21	30,2%		
3v3	46	24,7%		

A 2. transzformátor primer tekercs impedanciájának frekvenciafüggése

HP 4284A precision LRC meter 20Hz - 1MHz Vizsgálat a primer kapcsok felől:			HP 4285A precision LCR meter 75kHz - 30MHz Vizsgálat a primer kapcsok felől			Összesített			számolt		
DC:	1,15	Ω							f1(Hz)	96900	
20 Hz:	1,1634	Ω							f2(Hz)	1215000	
	1,71281	mH							Lm	0,00171281	
									C	1,57501E-09	
									C	1,58	nF
f (kHz)	Z (Ω)	φ(deg)	f(MHz)	Z (Ω)	φ(deg)	f(kHz)	Z (Ω)	φ(deg)	Ls	1,08944E-05	
0,02	1,18276	10,48				0,02	1,1828	10,48	Ls	11	uH
0,1	1,59178	43,017				0,1	1,5918	43,017			
0,5	5,5561	77,85				0,5	5,5561	77,85			
1	10,924	83,818				1	10,924	83,818			
5	54,422	88,698				5	54,422	88,698			
10	109,516	89,306				10	109,52	89,306			
50	715	89,406				50	715	89,406			
75	1790	88,248	0,075	2025	87,89	75	2025	87,89			
100	30420	48,1	0,08	2719	87,02	80	2719	87,02			
120	3197	-85,03	0,085	3986	85,4	85	3986	85,4			
150	1345	-87,22	0,09	7048	81,383	90	7048	81,383			
200	728,26	-87,698	0,091	8258	79,74	91	8258	79,74			
300	390,925	-87,381	0,092	9911	77,516	92	9911	77,516			
500	188,563	-84,631	0,093	12356	74,19	93	12356	74,19			
1000	52,78	-60,069	0,095	22950	58,9	95	22950	58,9			
			0,096	34908	37,56	96	34908	37,56			
			0,0965	41500	19,19	96,5	41500	19,19			
			0,0966	42470	14,82	96,6	42470	14,82			
			0,0967	43200	10,25	96,7	43200	10,25			
			0,0968	43660	5,56	96,8	43660	5,56			
			0,0969	43840	0,8	96,9	43840	0,8			
			0,097	43700	-4	97	43700	-4			
			0,0972	42550	-13,3	97,2	42550	-13,3			
			0,0974	40540	-21,9	97,4	40540	-21,9			
			0,0975	39330	-25,74	97,5	39330	-25,74			
			0,0977	36630	-32,88	97,7	36630	-32,88			
			0,098	32420	-41,8	98	32420	-41,8			
			0,0985	26380	-52,5	98,5	26380	-52,5			
			0,099	21830	-59,63	99	21830	-59,63			
			0,1	15900	-68,29	100	15900	-68,29			
			0,102	10113	-76,133	102	10113	-76,13			
			0,105	6520	-80,833	105	6520	-80,83			
			0,11	4128	-83,9	110	4128	-83,9			
			0,15	1153	-87,494	150	1153	-87,49			
			0,2	650,1	-87,84	200	650,1	-87,84			
			0,3	355,76	-87,496	300	355,76	-87,5			
			0,5	171,23	-84,94	500	171,23	-84,94			
			0,75	87,127	-65,596	750	87,127	-65,6			
			1	45,4	-59,595	1000	45,4	-59,6			
			1,1	30,762	-40	1100	30,762	-40			
			1,15	26,7	-24,1	1150	26,7	-24,1			
			1,2	25,524	-5,241	1200	25,524	-5,241			
			1,21	25,62	-1,684	1210	25,62	-1,684			
			1,215	25,732	0,164	1215	25,732	0,164			
			1,22	25,872	2	1220	25,872	2			
			1,25	27,27	12,3	1250	27,27	12,3			
			1,3	31,336	26,2	1300	31,336	26,2			
			1,5	58,055	50,98	1500	58,055	50,98			
			2	164,92	43,428	2000	164,92	43,428			

10. Irodalomjegyzék

- [1.] Pressman, Abraham I.: *Switching Power Supply Design*. Second edition. Switchtronic inc., McGraw-Hill, New York, 1998.
- [2.] ESA REXUS User Manual v7.3 (31 August 2011)
http://www.rexusbexus.net/images/stories/rexus/rx_ref_usermanual_v7-3_31aug11.pdf
- [3.] EPCOS SIFERRIT material N87. EPCOS AG 2006
http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Ferrites/Materials/PDF/PDF__N87,property=Data__en.pdf;/PDF_N87.pdf
- [4.] ESCIES European Preferred Part List, Issue 19, 2011.12.14.
<https://escies.org/epplepl/download>
- [5.] Derating requirements applicable to electronic, electrical and electro-mechanical components for ESA space systems ESA PSS-01-301 Issue 2 April 1992
- [6.] MBLE Components and know-how for switched mode power supply. Third edition. MBLE S.A. 1070 Brussel, Belgie.
- [7.] ESA power standard (ESA PSS-02-10 Vol 1)
Rationale for the Power Standard (ESA PSS-02-10 Vol 2)
ECSS standards CD: <http://escies.org/ftp/ecss.nl/ISO/>
- [8.] Czifra Dávid, Glisics Sándor:
Záróüzemű konverter tervezése műhold fedélzeti alkalmazásra. (2007)
- [9.] Dr. Pásztorniczky Lajos: *Impulzustechnika*. Kézirat.
Tankönyvkiadó, Budapest, 1968.