

DIPLOMATERV

Loránt Gábor Dániel

mérnökjelölt részére

Címe: Szigetelés vizsgáló műszer kapcsolóüzemű tápegysége

Feladat: Tervezzen kapcsolóüzemű tápegységet szigetelésvizsgáló műszer energiaellátására. A műszer három fő blokkjának tápfeszültségei (digitális, analóg és nagyfeszültségű konverter) legyenek galvanikusan elválasztva egymástól, a szabályozatlan bemeneti energiaforrástól és a 230V, 50Hz-es 3 vezetékes kiefeszültségű hálózattól. A követelmények tükrében tekintse át alkalmazható energiaellátási architektúrákat. Válassza ki az optimális megoldást és tervezze meg a tápegység blokkvázlatát. A blokkvázlatát alapján készítse el az energia átviteli lánc és a vezérlőkör blokkjai kapcsolási rajzát. Az alábbi főbb paraméterekkel számoljon:

- bemeneti energiaforrás: 230V, 50Hz 3 vezetékes kiefeszültségű hálózat
- kimenő feszültségek: +3V3/100mA, +5V/100mA +25V/60mA és ±8V/20-20mA
- tolerancia tartomány: maximum a névleges érték ±5% -a
- működési frekvencia: 50kHz

A kapcsolási rajzai alapján tervezze meg és építse fel a modelláramkört, majd annak élesztése és beállítása után végezzen statikus és dinamikus minősítő méréseket. Ennek keretében határozza meg a kimeneti feszültségek arányos és keresztstabilitását, valamint a konverziós hatásfokot a terhelés függvényében. Mérje meg a bekapcsolási és ugrásszerű terhelés változásra adott tranziens jeleket. Az eredmények kiértékelésével igazolja a tervezési megfontolásai helyességét.

Irodalom:

- [1] U.Tietze, Ch.Schenk: Analóg és digitális áramkörök, Integrált és diszkrét félvezetők kapcsolástechnikája, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1981
- [2] Abraham Pressman: *Switching Power Supply Design*, McGraw-Hill, New York, 1997
- [3] Components and know-how for Switched-Mode Power Supply, MBLE Bruxelles
- [4] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins: *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, Wiley, New York, 2002
- [5] George C. Chryssis: *High Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design*. McGraw-Hill 1989
- [6] König Tamás: Szigetelésvizsgáló műszer fejlesztése, Diplomaterv 2019
- [7] Erdélyi Janka: Szigetelésvizsgáló műszer árammérő egysége, Szakdolgozat 2020

Főszakirány: Vezetéknélküli rendszerek és alkalmazások

Záróvizsga tárgyak:

Nagyfrekvenciás elektronika (BMEVIHVMA03)

Tápegység topológiák és alkalmazások (BMEVIAUMA12)

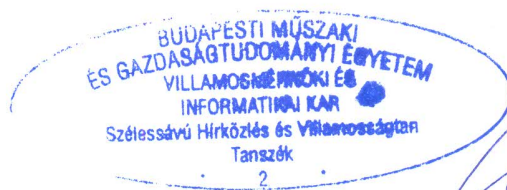
A feladat benyújtásának határideje: 2021. december 10.


Tanszéki konzulens: dr. Szabó József

Ipari konzulens:

Tervezés bírálója:

Budapest, 2021. december 9.




.....
dr. Gyimóthy Szabolcs
egyetemi docens
tanszékvezető

Bíráló véleménye:



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

Szigetelés vizsgáló műszer kapcsolóüzemű tápegysége

DIPLOMATERV

Szerző

Loránt Gábor Dániel

Konzulens

dr. Szabó József

2022. január 15.

Tartalomjegyzék

Összefoglaló

Abstract

1. Bevezetés	1
2. Tápegység típusának kiválasztás	3
2.1. Kapcsolóüzemű tápegységek típusai	3
2.2. Konverter típusának kiválasztása	4
2.3. Flyback konverter	4
3. Áramkör méretezése	8
3.1. Energiaátviteli lánc	8
3.1.1. Szabályozatlan energiabusz előállítása	8
3.1.2. Transzformátor méretezése	9
3.1.3. Bemeneti és kimeneti szűrők	11
3.2. Vezérlőkör	14
3.2.1. Feszültség referencia és hibajel erősítő	15
3.2.2. Áramérzékelő ellenállás és áramkomparátor	16
3.2.3. Monostabil Multivibrátor	18
3.2.4. Meghajtó áramkör	19
3.2.5. Segédtápegység	20
3.3. Védelmi áramkörök	21
3.3.1. Alulfeszültség védelem	21
3.3.2. Túlfeszültség védelem	22
3.3.3. Snubber	23
4. Transzformátor tekercselése és bemérése	25
4.1. Tekercselési utasítás	26
4.2. Bemérés	28
5. Modelláramkör	29

5.1. Tervezés és megvalósítás	29
5.2. Az áramkör élesztése, optimalizálás	30
6. Minősítő mérések tervezése	34
6.1. Statikus mérések	34
6.1.1. Normál üzemű mérések	34
6.1.2. Hibäüzemű mérések	35
6.2. Dinamikus normál üzemű mérések	36
7. Mérési eredmények	38
7.1. Statikus mérések	38
7.2. Dinamikus mérések	39
8. Összefoglalás	44
Függelék	47

HALLGATÓI NYILATKOZAT

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

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

Budapest, 2022. január 15.

Loránt Gábor
hallgató

Öszefoglaló

Diplomamunkám során egy szigetelés vizsgáló műszer kapcsolóüzemű tápegységét valósítottam meg. Mind a tervezést, építést, és a bemérést a HVT Űrtechnológia Laboratóriumában végeztem. Beszámolóim során először a szigetelés vizsgáló műszer szükségességét, valamint működését tárgyalom röviden. A kapcsolóüzemű tápegységek csoportosítása után a tápegység típusának választását részletezem. Ezután felvázolom a tápegység blokkvázlatát, majd a részáramkörök működési elvét írom le. Az áramkörön belül minden részáramkört három nagyobb részegységhez lehet sorolni. Vannak az energiaátviteli lánc elemei, a vezérlőkör elemei, valamint a védelmi áramkörök.

Ezt követően ismertetem a Flyback konverter transzformátorának méretezését, és konstrukcióját. A transzformátor bemérésére a megfelelő menetszámok és a csatolások ellenőrzése végett volt szükség. A modelláramkör megépítése után az élesztés, és a nem megfelelően működő részegységek javítása következett. Ezek után a tápegység funkcióit ellenőrző minősítő mérések leírását foglalom össze. Végül pedig a minősítő mérések eredményeit ismertetem.

Abstract

During my diploma work I implemented the switching power supply of an insulation tester. All the design, the construction, and the measurement were performed in the Laboratory of Space Technology at the Department of Broadband Infocommunications and Electromagnetic Theory (HVT). In my paper first I will discuss the necessity of the insulation tester, and the theory of operation. After the alignment of the switching power supplies I am going to detail the selection of the chosen power supply type. I will then outline the block diagram of the power supply and describe the principle of operation of the sub-circuits. Within the circuit, each sub-circuit can be classified into three major components. There are the elements of the power transmission chain, the elements of the control circuit, and the protection circuits.

Next, I describe the design and the construction of the Flyback converter's transformer. The transformer had to be measured to check the correct number of turns and coupling. The construction of the model circuit was followed by the repair of malfunctioning components. Following this I give a description of the final set of tests that validates every function of the power supply. Finally I present the results of the qualifying measurements.

1. fejezet

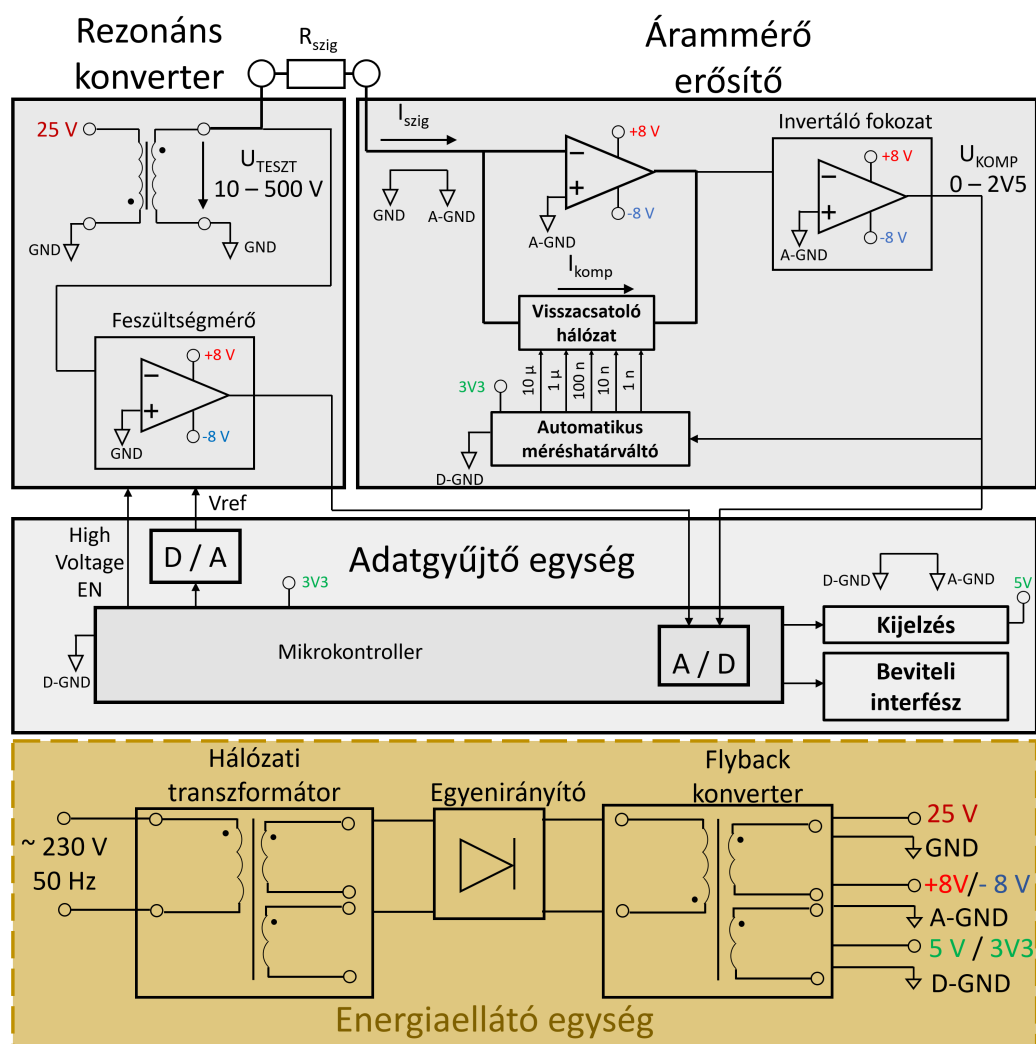
Bevezetés

Az űrtechnológiában egy nagyon fontos része a fejlesztésnek a tesztelés. Például tesztelni kell az alkatrészeket, módszereket, eszközöket, stb. Viszont a tesztelést és az ennek alapján történő minősítést meghatározott szabványok szerint kell elvégezni. Az Európai Ügynökséghez tartozó projekteknek az ECSS (European Cooperation for Space Standardization) által készített szabványoknak kell megfelelni. A tesztelések egyik fajtája a galvanikusan elválasztott részek közötti szigetelés minősítő mérése. Van olyan szabvány, amelynél több $10\text{ M}\omega$ ellenállás használata szükséges, ezért felmerült az igény egy szigetelés vizsgáló műszer kifejlesztésére. Erre egy példa:

ECSS-E-ST-20C 5.6.2 Akkumulátorok:

Egy akkumulátor csomag celláinak kivezetései egymástól és az akkumulátor struktúráról kettős szigeteléssel kell elválasztani, a szigetelés értéke bármilyen cella és a struktúra között nagyobb kell legyen mint $10\text{ M}\Omega$ (500 V-os egyenfeszültségen mérve). [1]

A szigetelésvizsgáló műszer blokkvázlata az 1.1 ábrán látható. A feladatom a sárgával jelölt energia ellátó részegység kifejlesztése.



1.1. ábra. Szigetelésvizsgáló műszer blokkvázlata

A műszer működése az Ohm törvényen alapszik, a mérendő szigetelésre feszültséget kapcsolunk, és mérjük a rajta átfolyó áramot. A tesztfeszültséget egy feszültségmérővel, míg a szigetelésen átfolyó áramot egy árammérő erősítővel mérjük. A két érték hányadosából kapjuk meg a szigetelés ellenállását [9]:

$$R = \frac{U_{teszt}}{I_{szig}} \quad (1.1)$$

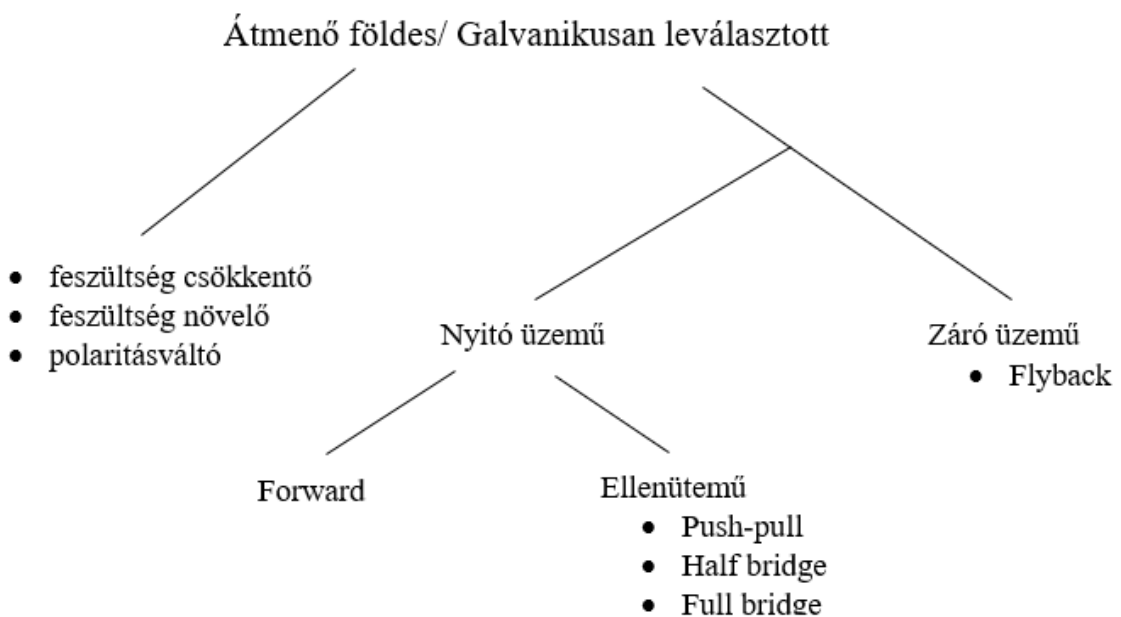
A szigetelésvizsgáló árammérésének módja nagyon kritikus, hisz akár pA nagyságú áramok mérésére is szükség lehet [10]. A tesztfeszültséget (10-500V) egy rezonáns konverter állítja elő, amely 25V-ról üzemel. A mérőerősítőknek $\pm 8V$ szükséges, a digitális részek és a kontroller 3.3V-ról, valamint a kijelző 5V-ról üzemel. Figyelembe véve, hogy sok különböző értékű feszültségre van szükség, logikusnak tűnt tervezni és építeni egy Flyback konvertert, mellyel lehetséges több galvanikusan független kimenet létrehozása. A tápegységnek 230V/50Hz három vezetékes kisfeszültségű hálózatról kell működnie, ezért szükség van egy hálózati transzformátorra, és egyenirányítóra is.

2. fejezet

Tápegység típusának kiválasztás

2.1. Kapcsolóüzemű tápegységek típusai

A csoportosítás egyik módja a csatolás fajtája szerint lehetséges. Megkülönböztetünk galvanikusan leválasztott és átmenő földes kapcsolásokat. Átmenő földes esetben a bemenet és kimenet között galvanikus kapcsolat van. Ide tartozik a feszültség csökkentő (BUCK), feszültség növelő (BOOST), és polaritásváltó (BUCK-BOOST) alapkacsozás. Galvanikus leválasztású esetben a leválasztás általában egy transzformátor segítségével történik. Ezen belül még megkülönböztetünk nyitó és záróüzemű konvertereket. Nyitóüzemű konverterekhez tartozik a Forward konverter, valamint az ellenüzemű konverterek, amelyek lehetnek push-pull, half bridge, valamint full bridge típusúak. Záróüzeműnek számít a Flyback konverter. Mindezt vizuálisan a 2.1 ábra mutatja.



2.1. ábra. Tápegységek típusai

2.2. Konverter típusának kiválasztása

A flyback konverterre azért esett a választás, mivel egyszerűen megvalósítható vele több kimenet, valamint kis teljesítményeken dolgozunk. A kapcsoló cella, csak egy induk-tív alkatrészt tartalmaz a kimenetek számától függetlenül. Így az alapkapcsolások közül ennek a legegyszerűbb a megvalósítása. További előnyei:

- sok kimenet esetén is $\pm 5\%$ stabilitás és keresztstabilitás
- analóg és digitális jelek földje szétválasztható

Követelmények:

- Bemeneti energiaforrás: 230V, 50Hz 3 vezetékes kismegfeszítésű hálózat 25V-ra transzformálva és egyenirányítva
- működési frekvencia: 50 kHz

A kimeneti feszültségek és áramok a következő táblázatban láthatók:

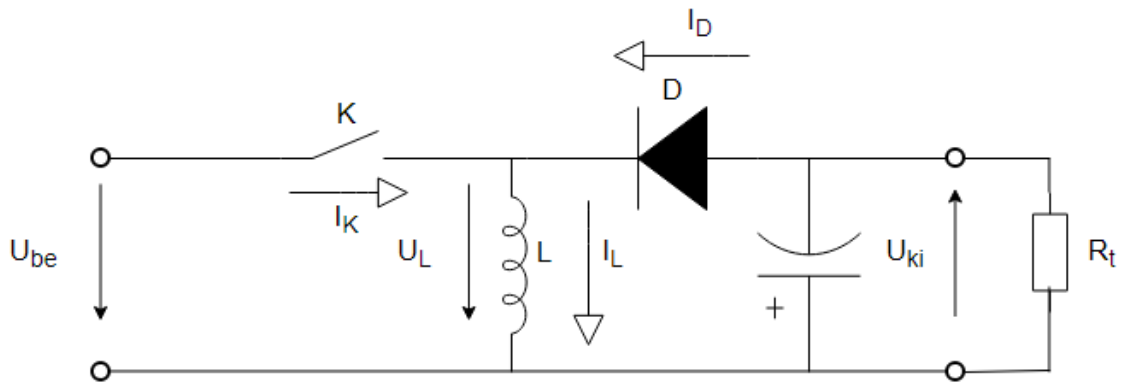
Ellátott egység	Bemeneti feszültség [V]	Bemeneti áram [mA]	Bemeneti teljesítmény [W]
Rezonáns konverter	25	60	1,5
Árammérő erősítő	8	20	0,16
	-8	20	0,16
Adatgyűjtő egység	3.3	100	0,33
	5	100	0,5

A kimeneti teljesítmény összesen 2,65W. 20%-os teljesítmény tartalékolást is figyelembe véve, a konverter szükséges kimeneti teljesítménye 3,2W.

2.3. Flyback konverter

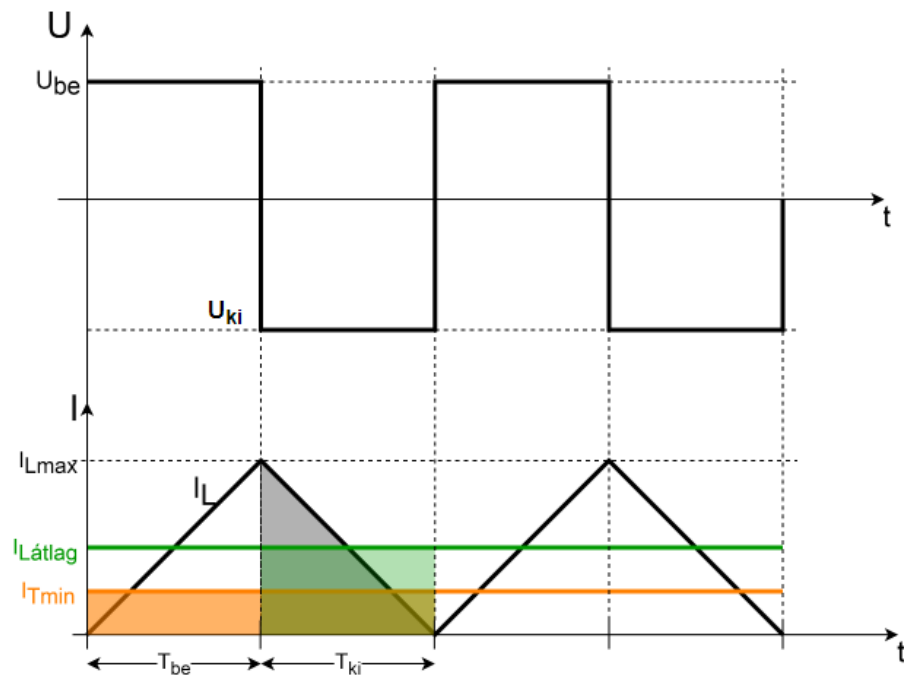
A flyback konverter működése a polaritásváltó alapkapcsolásból származtatható. A polaritásváltó alapkapcsolás a 2.2 ábrán látható.

A működés a következő. A kapcsoló bekapcsolt állapotában a tekercsre a bemeneti feszültség jut, és az $U_L = L \cdot \frac{di}{dt}$ egyenlet értelmében a tekercs árama lineárisan növekedni fog. Ilyenkor természetesen a dióda záróirányban van előfeszítve, tehát nem vezet. Az áram egészen addig növekszik, amíg a kapcsolót ki nem kapcsoljuk. Az áram egy mágneses teret épített fel, ami nem tud ugrásszerűen változni az induktivitásban, így a tekercs árama lineárisan csökkenni kezd, aminek következtében egy ellentétes irányú feszültség indukálódik, és a dióda kinyit. Ekkor a tekercsben tárolt energia a kimenetre jut. Az



2.2. ábra. Polaritásváltó alapkapsolás

áram folyamatosan csökken akár nullára is, ameddig a kapcsolót újra be nem kapcsoljuk. Bekapcsolt állapotban a kimenet áramát a kondenzátor szolgáltatja, amit kikapcsolt állapotban töltünk vissza. Az időfüggvények ideális kapcsolókat feltételezve a 2.3 ábrán láthatóak.

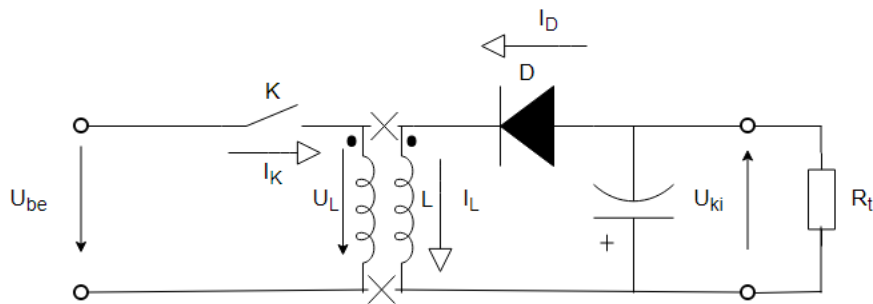


2.3. ábra. Polaritásváltó alapkapsolás időfüggvényei [4]

A bekapcsolás és kikapcsolás során az áram változásának meg kell egyeznie stacioner állapotban, épp ezért az U időfüggvényénél a bekapcsolási és kikapcsolási időkhöz tartozó feszültség-idő területeknek meg kell egyezniük. Kitöltési tényezőnek nevezzük a $d = \frac{t_{be}}{T}$ hányadost.

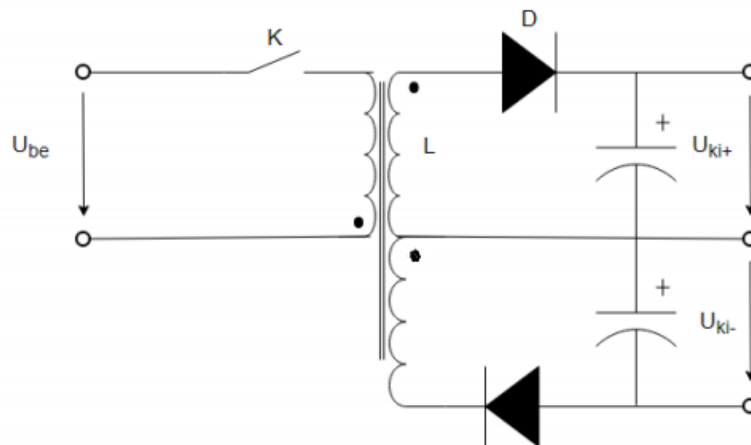
$$\begin{aligned}
 U_{be} \cdot t_{be} &= U_{ki} \cdot t_{ki} \\
 U_{be} \cdot d &= U_{ki} \cdot (1 - d) \\
 \frac{U_{ki}}{U_{be}} &= \frac{d}{1 - d}
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

Flyback konvertert úgy készíthetünk a polaritásváltó kapcsolásból, ha a diszkrét induktivitást felbontjuk kettő csatolt tekercsre; ettől a működés nem változik. Ha a tekercsokat összekötő vezetőket is elhagyjuk, akkor a bemenet és kimenet között egy transzformátornak tűnő csatolt fojtó nízósítja a kapcsolatot.



2.4. ábra. Flyback származtatás

A primer tekercs kezdetét és végét megcserélhetjük, ekkor a dióda, a kondenzátor, és a kimeneti feszültség polaritása is megváltozik. A kimeneten kialakítunk egy föld pontot és ehhez képest tudunk létrehozni pozitív és negatív feszültséget is.



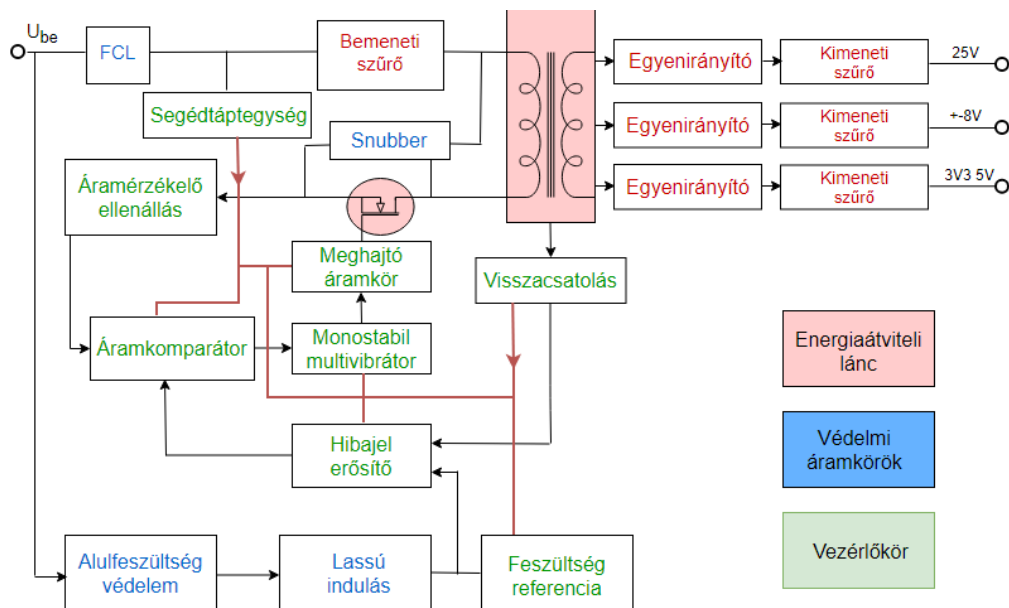
2.5. ábra. Flyback konverter

A kimeneti feszültséget a primer és szekunder tekercs menetszámainak aránya, azaz az áttétel is befolyásolja. Természetesen több szekunder tekercs segítségével több kimeneti feszültség is kialakítható. Bekapcsolt állapotban az áram a primer tekercsen keresztül

építi fel a mágneses teret. Ekkor a szekunder tekercsekhez kötött diódák záró irányban vannak előfeszítve, tehát a szekunder tekercseken nem folyik áram. A primer oldalról nézve, olyan mintha egy fojtón folytatnánk át az áramot. Kikapcsolt állapotban pedig a primer oldalon nem folyik áram, így a szekunder oldalról megfigyelve szintén a transzformátort egy fojtóként vehetjük figyelembe. A bemeneten és a kimeneten is kapcsolt áram folyik, miközben a transzformátoron a mágneses tér változása folytonos [5]. Mint már a polaritásváltó áramkörnél is említettem, a kapcsoló bekapcsolt állapota során a terhelés áramát a kondenzátor biztosítja. Ez azt jelenti, hogy a mind a bemeneti, mind a kimeneti kondenzátorok nagyon igénybe vannak véve, mivel a ki- és bemeneti DC áram kétszerese a rajtuk folyó váltó áram csúcstól csúcsig vett értékének [13][3].

A primer és szekunder tekercsek menetszámaival a kimeneti feszültségek pontosan beállíthatóak, mivel a mágneses tér közös. A vasmagra egy visszacsatoló tekercset is elhelyeztünk, ennek a tekercsnek a kimeneti feszültségére szabályozunk. Amennyiben sikerült kiválasztani a megfelelő menetszám arányokat, úgy a többi kimeneten is a kívánt feszültség fog előállni. Ezt a tekercset a szekunder tekercsek közé ágyaztuk a jó csatolás miatt.

A blokkvázlat a 2.6 ábrán látható.



2.6. ábra. Blokkvázlat

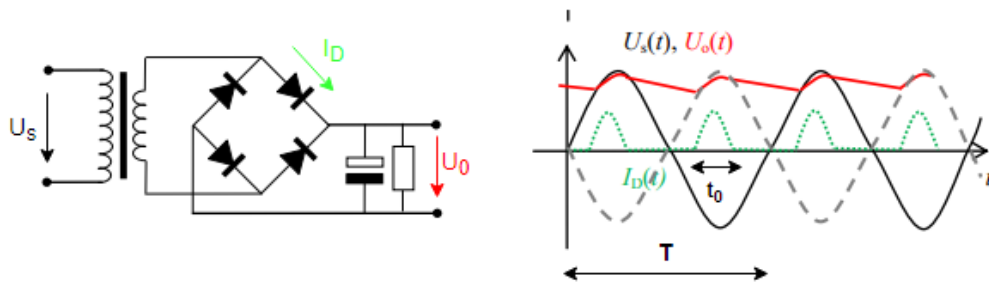
3. fejezet

Áramkör méretezése

3.1. Energiaátviteli lánc

3.1.1. Szabályozatlan energiabusz előállítása

A tápegység bemeneti energiaforrása a 230V, 50Hz-es 3 vezetékes kisfeszültségű hálózat. A kimeneti maximális teljesítmény 3,2W. 90%-os hatásfokot feltételezve ($\eta = \frac{P_{ki}}{P_{be}}$), a bemeneti teljesítmény megközelítőleg 3,55W. A hálózati transzformátor kiválasztása során figyelni kell arra, hogy a látszólagos teljesítménye kétszer akkora legyen, mint a maximális leadott DC teljesítmény. Így a választásom egy 18V, 7VA-es transzformátorra esett. A feszültség transzformálása után az egyenirányítást kellett megvalósítani. Ezt egy Graetz-kapcsolású kétutas egyenirányítóval végeztem. A Graetz-híd kapcsolási rajza és a hozzá tartozó időfüggvény a 3.1 ábrán látható.



3.1. ábra. Graetz-kapcsolású kétutas egyenirányító [11]

Az $U_s(t)$ a bemeneti szinuszos feszültség, az $U_0(t)$ a kimeneti kondenzátoron megjelenő egyenirányított feszültség, az $I_D(t)$ pedig a diódákon folyó áram. Az egyenirányítás során felváltva mindig 2-2 dióda vezet, és az áram úgy folyik, hogy a terhelésen ugyanolyan irányú feszültséget hoz létre [2].

A pufferkondenzátor méretezésekor kritériumnak azt állítottam fel, hogy a feszültség hullámosság nem lehet nagyobb mint 2V. A maximális áramot a bemeneti teljesítmény maximumából és feszültségéből számoltam: $I_{max} = \frac{P_{be,max}}{U_{be}} = \frac{3,55W}{20V} = 177,5mA$. A

diódákon körülbelül 2ms-ig folyik az áram, tehát a feszültség 8 ms alatt tud csökkenni. Ezen adatok ismeretében már kiszámolható a szükséges kapacitás értéke [12].

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta U} = \frac{I_{max} \cdot t}{\Delta U} = \frac{177,5mA \cdot 8ms}{2V} = 700\mu F \quad (3.1)$$

A választásom egy 1000 μ F, 40V-os kondenzátorra esett, ami maximális hálózati feszültség és minimális terhelés esetén kialakuló puffer feszültség maximum esetén is 25% tartalékot jelent.

3.1.2. Transzformátor méretezése

A transzformátor a Flyback konverter egyik legfontosabb része. A transzformátor a valóságban tekinthető közös vasmagra tekert csatolt fojtóknak. A bekapcsolás alatt növekvő mágneses energia a kikapcsolás során jut a kimenetre. A transzformátor méretezése során ki kell választani a vasmagot, a csévetestet, ki kell számolni a primer és szekunder oldali tekercsek menetszámait, ezek átmérőit.

Az induktivitás átlagárama és a terhelő áram között veszteség mentes esetben a következő összefüggés áll fent:

$$I_{L_{AV}} = \frac{1}{1-d} \cdot I_t \quad (3.2)$$

Tehát ha a terhelő áram csökken, akkor az induktivitás átlagárama is csökken, és az áramhullámosság miatt eljuthatunk egy olyan pontra, ahol a tekercs árama nullára csökken. Ha a nulla értéket éppen csak eléri, akkor vagyunk a folytonos üzem határán. Ha a terhelő áramot tovább csökkentjük, akkor szaggatott vezetésbe kerülünk. Ekkor kikapcsolt állapot egy részében az induktivitáson egyáltalán nem folyik áram. Ezt el akarjuk kerülni, mert ekkor a korábban bemutatott alapvető összefüggések már nem igazak. Ezért a szükséges induktivitás kiszámolásához feltételezzük, hogy a kitöltési tényező 0.5, valamint a bemeneti minimális teljesítmény legyen a maximum 20%-a. A kimeneteknek maximális terhelés esetén összesen 2,65W-ra van szükségük, így 80%-os hatásfok mellett a bemeneten a maximális teljesítmény 3,31W. Ez alapján a maximális és minimális terhelő áram:

$$\begin{aligned} i_{t_{max}} &= \frac{P_{be_{max}}}{U_{be}} = \frac{3,31W}{25V} = 132,5mA \\ i_{t_{min}} &= 0.2 \cdot \frac{P_{be_{max}}}{U_{be}} = i_{t_{max}} \cdot 0.2 = 26.5mA \end{aligned} \quad (3.3)$$

Mivel a kitöltési tényező 0.5, ezért a 3.2 egyenlet értelmében az induktivitás átlagárama a terhelőáram kétszerese. Az ábrán látható, hogy az áramhullámosság az induktivitás átlagáramának kétszerese tehát a folytonos üzemmód feltétele:

$$4 \cdot i_{t_{min}} \geq \Delta i_L = 106mA \quad (3.4)$$

Bekapcsolt állapotban a tekercsre a bemeneti feszültség jut, így:

$$\begin{aligned} \Delta i_L &= \frac{U_{be}}{L} \cdot T_{be} \\ L &= \frac{U_{be}}{\Delta i_L} \cdot T_{be} = \frac{25V}{0.106A} \cdot 10\mu s = 2.36mH \end{aligned} \quad (3.5)$$

Az induktivitáson folyó maximális áram:

$$i_{L_{max}} = 2 \cdot i_{t_{max}} + \frac{\Delta i_L}{2} = 318mA \quad (3.6)$$

A vasmag kiválasztása során ügyelni kell rá, hogy a mag ne menjen telítésbe, mert abban az esetben a réz ellenállása korlátozná a tekercs áramát. A cél az, hogy az indukció a hiszterézis görbe lineáris tartományában maradjon. A következő levezetés célja, hogy meghatározzam az effektív másneses térfogat kiszámításának képletét.

$$\begin{aligned} H &= \frac{N \cdot I}{l_m} \\ L &= \mu_0 \mu_r \cdot \frac{N^2 \cdot A_m}{l_m} \\ B_{max} &> \mu_0 \mu_r H = \mu_0 \mu_r \frac{N \cdot I}{l_m} = \\ &= \frac{L \cdot l_m}{N^2 \cdot A_m} \cdot \frac{N \cdot I}{l_m} \\ B_{max}^2 &> \frac{L^2 \cdot I^2}{N^2 \cdot A_m^2} = \frac{L^2 \cdot I^2}{\frac{L \cdot l_m}{\mu_0 \mu_r \cdot A_m} \cdot A_m^2} \\ \frac{V_m}{\mu_0 \mu_r} &> \frac{i_{L_{max}}^2 \cdot L}{B_{max}^2} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Ahol:

- l_m a tekercs hossza
- A_m a keresztmetszet
- V_m az effektív mágneses térfogat
- N a menetszám

Mivel a tápegység 50 kHz-en üzemel, ezért a választás egy Mn-Zn ferritre esett, a B_{max} ebben az esetben 0.2T, amely a konzervatív felső limit. Így az effektív mágneses

térfogatra $5,966 \cdot 10^{-3} \frac{m^4}{H}$ adódott, ezért a ferrit katalógusból a 10,5m-s EFD 25-ös magot választottam. [6]

A menetszámok meghatározásához felhasználtuk az egy menetre eső induktivitás (A_L) értékét. Én $A_L = 400$ nH-vel számoltam, de a labor raktárában csak 315nH típus volt. A kisebb A_L értékhez az adott menetszám mellett kisebb induktivitás tartozik. Most az A_L értéket vettem állandónak (315nH) és a tekercsen mérhető áramhullámosságot a 3.7 egyenletek alapján. A lecsökkent induktivitás megnöveli a folytonos áramú működés teljesítmény határát 0,2-ről 0,25-re. Ez a specifikáció módosítás nem jelentős. A minimális teljesítmény értéke indokolatlanul alacsonyra volt véve első közelítésben, tehát az eddigi számolt értékekkel dolgozok tovább.

$$L_{primer} = A_L \cdot N_{primer}^2$$

$$N_p = \sqrt{\frac{L_p}{A_L}} = 77 \quad (3.8)$$

A menetfeszültség a 3.8 egyenletből számolható: $U_{menet} = \frac{U_{be}}{N_p} = 325mV$. A szekunder menetszámok számításánál figyelembe kell venni a szekunder tekercsekhez kötött diódákat is. 25V, $\pm 8V$ és AUX tekercsek esetén a diódák nyitófeszültségére 1V-al számoltunk, míg a 3,3V és 5V-nál 0,5V-tal (Schottky). Így a menetszámok:

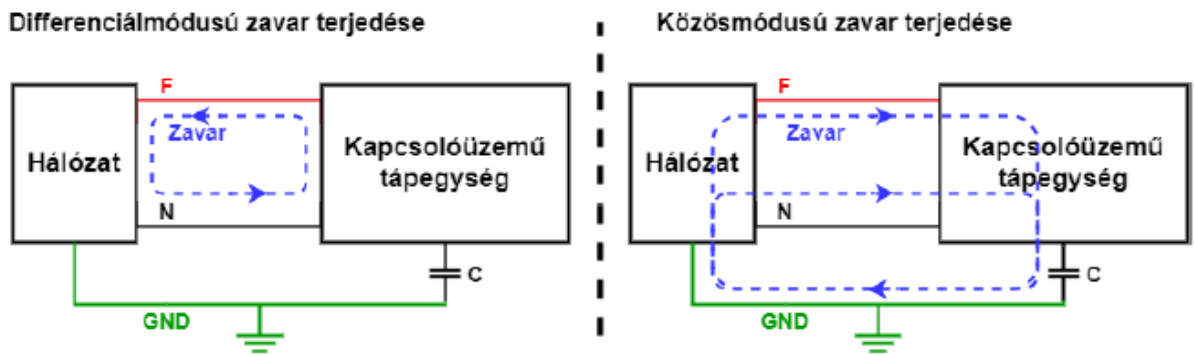
N_{8V}	27
N_{-8V}	27
N_{AUX}	27
N_{25V}	77
N_{3V3}	12
N_{5V}	17

3.1.3. Bemeneti és kimeneti szűrők

A kapcsolóüzemű tápegységek egyik hátránya, hogy nagyfrekvenciás zajokat generálnak, mind a bemenet, mind a kimenet felé. A zavarok problémákat okozhatnak a tápegységhez kapcsolt és a primer energiaforrást párhuzamosan használó más berendezésekben. Eme zajok csökkentése érdekében a bemeneten és a kimeneten is EMI (Electromagnetic Interference) szűrőket alkalmazunk.

A zajok közül differenciál- és közösmódusú zajokat különböztetünk meg. Egy vezetékpáron differenciál módusú zaj (szimmetrikus) a két vezeték között mérhető, míg a közösmódusú (aszimmetrikus) zaj a két vezetéken azonos potenciált hoz létre egy harmadik ponthoz képest (például a nagy kiterjedésű védőföld, amely gyakran a készülék

fémről készült háza). Ez a 3.2 ábrán lett szemléltetve [14].



3.2. ábra. Differenciál- és közösmódusú zaj

Több okból kifolyólag a primer oldalon egyelőre csak differenciál módusú szűrőt alkalmaztam. Egyrészt a hálózati csatlakozóba, amelyet használni fogok alapvetően be van építve közösmódusú szűrő. Másrészt a hálózati transzformátornak is van csillapítása közösmódusú zavarások szempontjából. A későbbiekben az áramkör bemérése során kerül döntésre, hogy szükséges-e további zajszűrés a primer körben.

A bemenetre egy PI szűrőt terveztem. Méretezés során figyelembe vettem azt az irányelvet, miszerint a feszültség hullámosság nem lehet több, mint a bemeneti feszültség 1%-a. Tehát 25V-os bemenő feszültség esetén a kondenzátoron megengedett feszültség hullámosság a töltés és kisütés során 250mV. Ez a hullámosság kettő részre bontható, az egyik rész a kondenzátor töltésváltozásából ered, a másik rész pedig a kondenzátort ekvivalens soros ellenállásán (ESR) eső feszültség. Elméletben a kondenzátoron és az ESR-jén eső feszültség 90°-kal el van tolva, így vektoriálisan lehet őket összegezni, mégis a feszültség hullámosságot ezen két tag között el szokták felezni. A méretezéshez ismerni kell a bemeneti DC áram maximumát.

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta U} = \frac{I_{DC} \cdot t_{ki}}{\Delta U} = \frac{132.5mA \cdot 10\mu s}{125mV} = 10.6\mu C \quad (3.9)$$

Az ekvivalens soros ellenállásnak kisebbnek kell lennie, mint 125mV.

$$\begin{aligned} U_{ESR} &> R_{ESR} \cdot I_{DC} \\ R_{ESR} &< \frac{U_{ESR}}{I_{DC}} = \frac{125mV}{132.5mA} \\ R_{ESR} &< 0.94\Omega \end{aligned} \quad (3.10)$$

Az áramkörbe beépített kondenzátor 22μF, és ESR-je 125mΩ. A kondenzátor ESR-jén létrejövő feszültség hullámosságot szeretnénk legalább 20dB-lel csillapítani. Ehhez a fojtótekercest úgy kell megválasztani, hogy a kapcsolófrekvencián az impedanciája leg-

alább tízszer akkora legyen, mint a kondenzátor soros ellenállása.

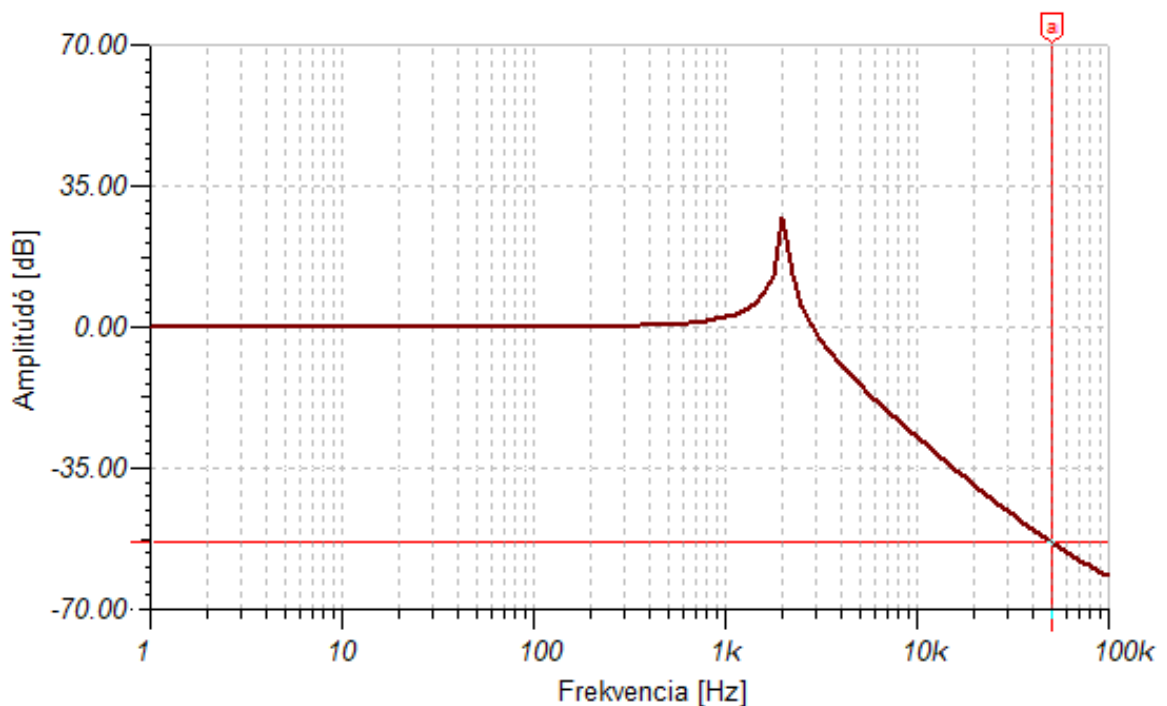
$$L > \frac{10 \cdot 0,125\Omega}{2\pi \cdot 50k Hz} = 4\mu H \quad (3.11)$$

A fojtó tervezésénél szintén figyelembe kell venni a vasmag telítését, melyet a 3.7 egyenlőtlenség ír le. A bemeneti szűrő induktivitásának tekerceselése során az alábbi adatok szükségesek a számoláshoz:

- 11x7 fazékmag
- $A_L = 160\text{nH}$
- $\frac{V_m}{\mu_0\mu_r} = 1.575 \cdot 10^{-3} \frac{\text{m}^4}{\text{H}}$
- A fojtón átfolyó maximális áram 0.318A

Ezen adatok alapján az induktivitás nem lehet nagyobb mint 900 μH .

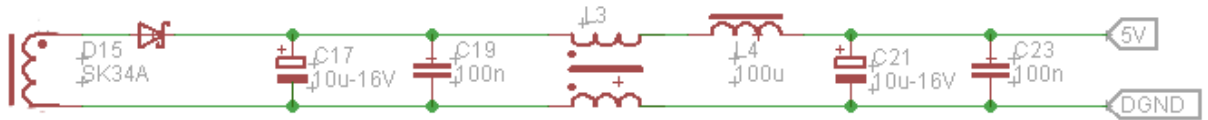
Az általam primer oldalra készített fojtó 280 μH lett, így 20dB-nál jóval nagyobb csillapítással rendelkezik a kapcsolási frekvencián. A szimuláció során kapott Bode diagram a 3.3 ábrán látható. A szimulációt a TINA nevezetű szimulációs program segítségével végeztem.



3.3. ábra. Szimulált aszimmetrikus PI szűrő Bode diagramja

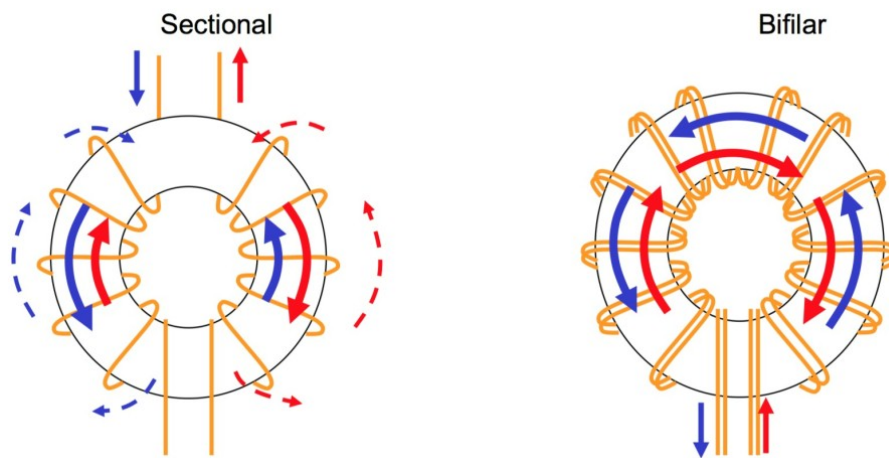
Megfigyelhető, hogy 50 kHz-en a szűrő több mint 50dB-t csillapít. 2 kHz környékén az átvitelben a csúcs az LC tag rezonancia frekvenciájának köszönhető ($f_{rez} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$).

A kimeneteken szimmetrikus PI topológiájú LC szűrő végzi a differenciál módusú zajok szűrését, valamint a transzformátorhoz közeli kondenzátor energiatároló feladatot is ellát.



3.4. ábra. Egy kimenet szűrőrendszere

A közösmódusú szűrő tekercselése két módon történhet: szektorálisan és bifilárisan.



3.5. ábra. Szektorális és bifiláris tekercselés [15]

Mindkét esetben a tekercsnek van szórt induktivitása, így a differenciál módusú zajokat is csillapítja. A bifilárisan tekert esetben ez a szórt induktivitás jelentősen kisebb. A szektorális tekercseléshez képest a magasabb a tekercsek közötti parazita kapacitás. Az én tápegységemben bifilárisan tekercselt szűrőket alkalmazok.

A közösmódusú zajok a kimeneti táp- és föld vezetéseken jönnek létre a primer földhöz képest. A csatolás a primer és szekunder tekercsek közötti kapacitással jön létre. Amennyiben a primer oldalon egy feszültségtüske jelenik meg, akkor az a kapacitáson keresztül az összes kimenetet közösmódusban gerjeszti. Eme hatás csökkentése érdekében a primer és szekunder földek közé 1nF-os kondenzátorokat helyeztem el. Ez kapacitív osztót alkotva a primer és szekunder tekercsek közti kapacitással csökkenti a zavar amplitúdóját.

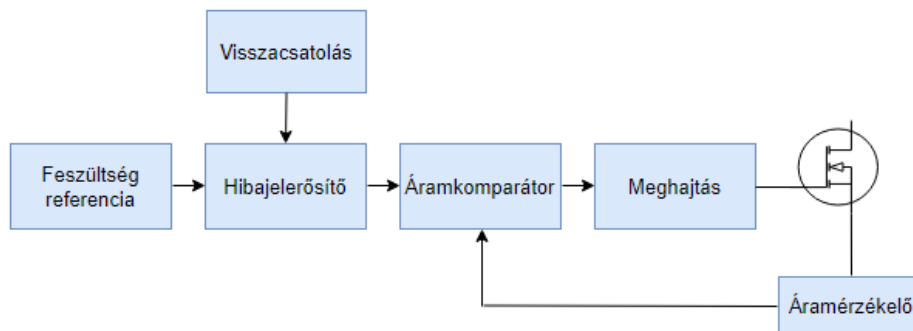
3.2. Vezérlőkör

A vezérlőkör feladata a tápegység szabályozása úgy, hogy annak valamelyik kimeneti paramétere (feszültsége, árama, teljesítménye) egy meghatározott érték körül maradjon.

Megkülönböztetünk feszültség és árammódusú szabályozást. Az én áramköröm áram módusú szabályozást alkalmaz, tehát a primer tekercs csúcsáram értékét szabályozza a hibajel erősítő. A kitöltési tényező változtatása szempontjából van fix frekvenciás, fix kikapcsolási idejű, valamint hiszterézises változat. Az általam tervezett szabályzó kör fix kikapcsolási idejű, ami azt jelenti, hogy a bekapcsolt állapot ideje változhat, a kikapcsolt állapot ideje fix.

A szabályzás működése a következő. A kimeneti tekercsek közé el van helyezve egy visszacsatoló tekercs, amely jó csatolásban van a többi szekunder tekercsrel. Ez a visszacsatolt kimenet egyben a szabályzó kör energiaellátását is biztosítja jó hatásfokkal. A visszacsatolt kimenetnek egy leosztott értékét vezetjük egy hibajel erősítő invertáló lábára, míg a nem invertáló lába egy referencia feszültségre van kötve. Az erősítő kimenetén előálló hibajel leosztott értékét egy áramkomparátor összehasonlítja a primer tekercs áramával arányos feszültségjellel, és amennyiben ez a feszültség eléri a hibajelet, akkor a komparátor egy negatív impulzust bocsájt ki, mivel open kollektoros kimenete van. Ez a negatív impulzus beindítja a monostabil multivibrátort, amely a meghajtón keresztül kikapcsolja a vezérelt aktív kapcsolót egy fix időre. A fix kikapcsolási idő után a monostabil multivibrátor kimenete állapotot vált, a kapcsoló ismét bekapcsol és a primer tekercs árama ismét növekedni kezd, miközben a hibajel ismét nőni kezd, mert bekapcsolás alatt a kimeneti feszültség a visszacsatoló feszültséggel együtt csökken. Állandósult állapotban ez a folyamat ciklikusan ismétlődik. Amikor a terhelés növekedés hatására a hibajel ideiglenesen tovább növekszik, akkor növekszik a primer áram is, így több energia kerül betáplálásra a transzformátorba, és így tudjuk kompenzálni a terhelés növekedését.

A vezérlőkör blokkvázlata a 3.6 ábrán látható.



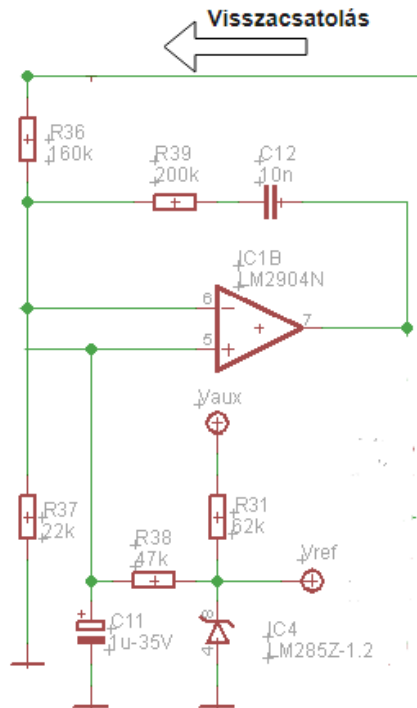
3.6. ábra. Vezérlőkör blokkvázlata

3.2.1. Feszültség referencia és hibajel erősítő

Az áramkörömben egy LM385-ös bandgap referencia IC-t használok, amely 1.25V-os feszültség referenciát állít elő. A stabil feszültség biztosításához a sönt típusú referencia IC-nek szüksége van legalább $10\mu\text{A}$ söntáramra. Ha figyelembe vesszük, hogy

ebből a pontból terhelő áram is folyik, ezért nagyobbra, $100\mu\text{A}$ -re választottam, mely értékben kellő tartalék van. Így a szükséges ellenállás (8V -os tápfeszültség mellett): $R = \frac{8\text{V} - 1.25\text{V}}{0.1\text{mA}} = 67.5\text{k}\Omega$, így $62\text{k}\Omega$ -os ellenállást választottam (R_{31}).

A feszültség referencia és a hibajel erősítő, valamint a lassú indulást biztosító RC tag a 3.7 ábrán látható.



3.7. ábra. Feszültség referencia és hibajel erősítő

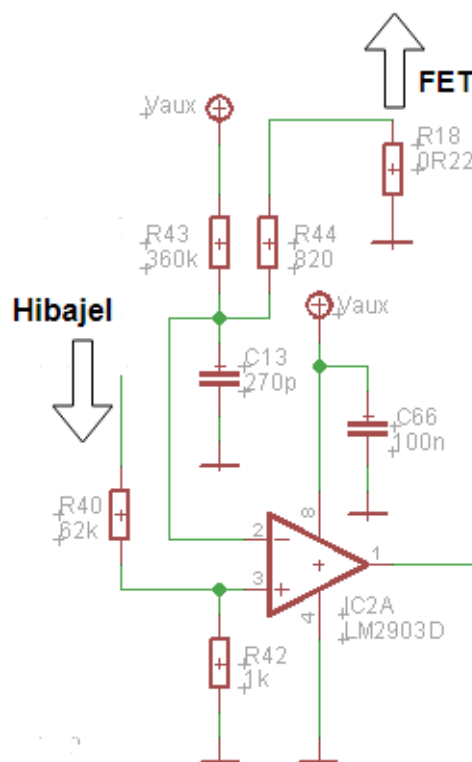
A hibajel erősítő invertáló lábához vezetjük a visszacsatolt pontot, de a megfelelő feszültség szint előállításához, egy feszültség osztót alkalmazunk (R_{36} , R_{37}). A hibajel erősítő neminvertáló lába egy adott időn belül töltődik fel a referenciafeszültség értékére, ezzel megvalósítva a tápegység lassú indulását. A lassú indulás feltöltődési idejét egy aluláteresztő RC tag (R_{38} , C_{11}) felfutási ideje határozza meg. A gerjedés mentes szabályozást és a kellően gyors transziens viselkedést az erősítő visszacsatoló ágában lévő RC tag megválasztásával lehet biztosítani. Az általam választott PI szabályozó törésponti frekvenciája 100Hz környékén van, nagyfrekvenciás erősítése 20.

3.2.2. Áramérzékelő ellenállás és áramkomparátor

Az áramkomparátornál a hibajel egy leosztott értékét hasonlítjuk össze a kapcsolt primer árammal. Tehát szükség van a primer áram érzékelésre. Áramot két féle képpen szokás mérni, érzékelő ellenállással, vagy áramtranszformátorral. Mivel $100\text{--}200\text{mA}$ nagyságrendű áramokat kapcsolunk, és a kitöltési tényező 50% -nál nagyobb is lehet, ezért

áramtranszformátor helyett áramérzékelő ellenállást választottam. A Hall-elem bár galvanikusan szeparált áramérzékelést tesz lehetővé, de túl lassú, és az áramhurokban a periódusidő 5%-nál nagyobb késleltetés nem engedhető meg, ezért nem szokták alkalmazni. Természetesen az ellenállás veszteséget fog okozni, de mivel elég kis feszültséget érzékelünk (kb 75 mV), ezért ez elhanyagolható mértékű hatásfok csökkenést eredményez. A primer tekercsen folyó maximális áram 0.318A, így az áramérzékelő ellenállás: $R_{18} = \frac{0.075V}{0.318A} = 236m\Omega$. Így egy 220m Ω -os ellenállást választottam.

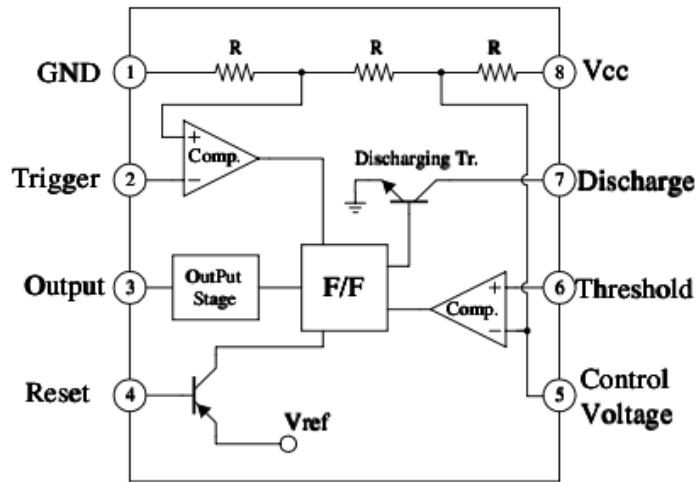
A hibajel erősítő kimenetét olyan arányban kell leosztani, hogy a maximális érzékelt feszültség esetén a hibajel a maximális terhelés és minimális bemeneti feszültség mellett a hibajel erősítő kimenete a telítési érték 80%-a legyen. Az erősítő kimenete 2V-ra tudja megközelíteni a tápfeszültséget, azaz esetemben a hibajel maximális értéke 6V. 20% tartalékot hagyva az osztási arány 64, ezért a választás 1k Ω és 62k Ω -ra esett (R_{40} , R_{42} - 3.8 ábra). Szükség van még a komparátor invertáló bemenetén egy kis felhúzásra (R_{43}), azért hogyha a hibajel közel nulla feszültségű, akkor nehogy az áramkomparátor indokolatlanul impulzust adjon ki a bemeneti offszetje miatt. Az áramérzékelő ellenállás induktivitása miatt a jelre szuperponálódó impulzusokat a C_{13} -as kondenzátorral szűrjük meg. Ügyelni kell arra, hogy az RC szűrő ne növelje meg az áramhurok késleltetését a periódusidő 5%-a fölé.



3.8. ábra. Áramérzékelő ellenállás és áramkomparátor

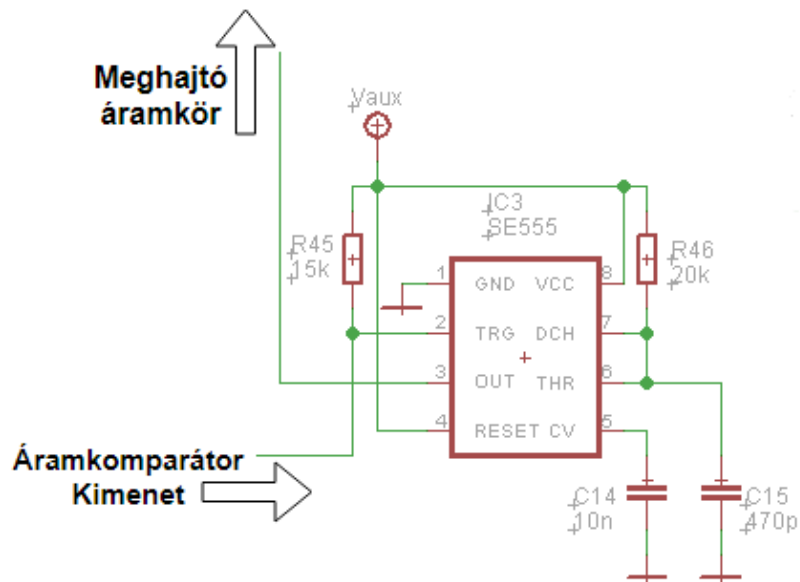
3.2.3. Monostabil Multivibrátor

NE555-ös IC-t használunk monostabil multivibrátorként. Az IC belső blokkvázlatát a 3.9 ábra mutatja.



3.9. ábra. NE555 blokk diagram [7]

Kapcsolási rajz:



3.10. ábra. MMV

Ha a trigger bemenetén logikai alacsony szintet érzékel (áramkomparátor kimenete negatív impulzust ad ki), akkor az IC 2. lábát figyelő komparátor bebillenti a flip flopot. Ezáltal a kimenet magas értékű lesz, amivel a belső kisütő (Discharging Tr) tranzisztort kikapcsoljuk (IC 7. láb), így a külső időzítő kondenzátoron elkezd nőni a feszültség. A

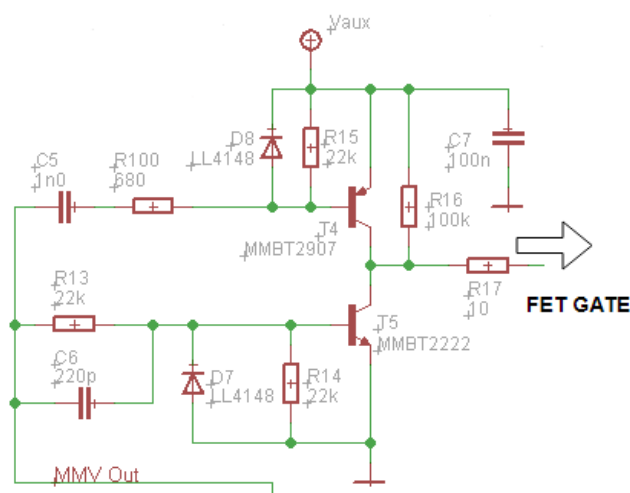
feszültség $t = 1.1 \cdot R_{46} \cdot C_{15} = 10.34 \mu s$ ideig növekszik, ameddig eléri a $\frac{2}{3}V_{aux}$ értéket. Ekkor a 6. láb feszültségét figyelő komparátor visszabillenti a flip flopot, tehát a kimenet ismét 0V lesz, valamint a bekapcsolt kisütő tranzisztor ismét kisüti a kondenzátort (C_{15}).

3.2.4. Meghajtó áramkör

A meghajtó áramkör az MMV és a kapcsoló FET között helyezkedik el. Kapcsolótranszisztorként egy n csatornás MOSFET-et alkalmazunk, úgy, hogy annak a Gate-Source feszültségét vezéreljük. Mivel az 555-ös IC nem tud impulzusszerűen kellő áramot generálni / nyelni a Gate kapacitás feltöltéséhez / kisütéséhez, ezért egy olyan ellenütemű tranzisztoros végfokozatot alkalmazunk, ami képes kellő gyorsasággal vezérelni a kapcsolóeszközt, és dinamikus akár 1A-es amplitúdóval is képes tölteni vagy kisütni a FET bemenő kapacitását.

Pozitív U_{GS} esetén a kapcsoló vezet, nulla U_{GS} esetén pedig zár. Az MMV által kiadott vezérlőjel ezzel ellentétesen működik, ezért szükség van egy invertáló meghajtó áramkörre, ami az MMV jel alapján a megfelelő vezérlőfeszültséget adja ki. Amikor az MMV kimenet nullába vált, akkor a pnp tranzisztor (T_4) dinamikus nagy árammal feltölti a FET gate kapacitását, ezzel bekapcsolja azt. A bekapcsolás alatt az R16 biztosítja, hogy a FET bekapcsolva maradjon. Ha az MMV kimenete magas, akkor pedig az npn tranzisztor (T_5) földre húzza le a gatet. Az npn tranzisztor bázisát a C_6 gyorsítókondenzátor és az R_{13} ellenállás segítségével vezéreljük.

A meghajtó áramkör a 3.11 ábrán látható.



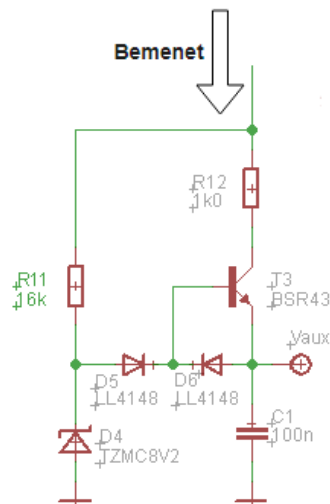
3.11. ábra. Meghajtó áramkör

Tervezéskor arra kellett figyelni, hogy a két tranzisztor ne vezessen össze, ezért a bekapcsolást dinamikus segítjük, de nagy impedanciával tartjuk a FET-et bekapcsolva, míg a kikapcsolást statikusan, dinamikus gyorsítással végezzük. Az RC időállandó

a bekapcsolási idő max 10%-a lehet. A gate maximális áramát egy 10Ω-os ellenállás korlátozza.

3.2.5. Segédtápegység

Az áramkör egy fontos része a segédtápegység. Ez szolgáltatja a szabályzó kör energiaellátását bekapcsoláskor, és ha az aux visszacsatolás erre nem képes. A segédtápegység a 3.12 ábrán látható.



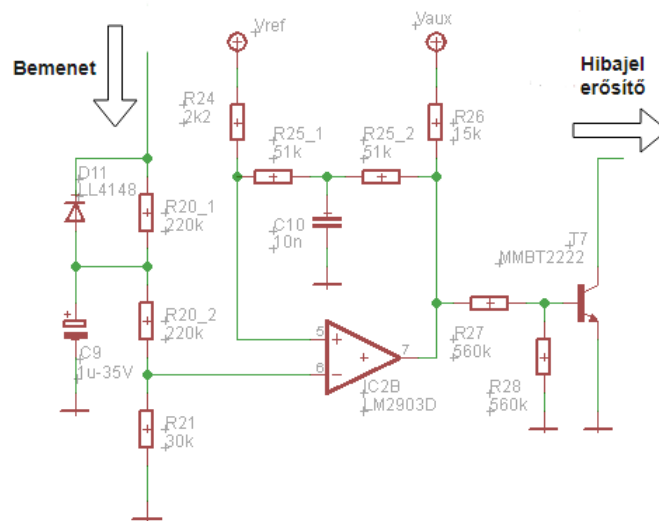
3.12. ábra. Segédtápegység

A lineáris segédtápegység kimenetét a visszacsatoló kimenet egy dióda segítségével megemeli, úgy, hogy a lineáris tápegység áteresztő tranzisztora kikapcsoljon, azaz a vezérlőkört jó hatásfokú konverzióval működő kimenet táplálja. A segédtápegység egy lineáris feszültség szabályozó áramkör és 8V szabályozott feszültséget állít elő. Az R_{11} ellenállás áramának nagyobbak kell lennie, mint a zener diódának szükséges söntáram, valamint a tranzisztor bázisáramának összege. Minimális bemeneti feszültséget feltételezve az ellenállás maximális értéke: $R_{11} = \frac{U_{bemin} - U_z}{I_z + I_B} = \frac{21V - 9.1V}{0.5mA + 0.2mA} = 17k\Omega$. A kiszámolt ellenállásérték egy felső határértéket ad meg, ahhoz, hogy biztosítsuk a kellő bázis és zeneráramot, egy 16 kΩ-os ellenállás megfelelő. Amikor az aux kimenet át tudja venni az energiaellátást, akkor a D_5 dióda záró irányú előfeszítést kap, tehát a segédtápegység kikapcsol. Az R_{12} ellenállás a tranzisztor maximális áramát korlátozza, a D_6 dióda a tranzisztor bázis emitterét védi.

3.3. Védelmi áramkörök

3.3.1. Alulfeszültség védelem

Az alulfeszültség védelem feladata, hogy kikapcsolja a tápegységet, ha a bemenet túl alacsony feszültség szinten van. A működés alapja egy hiszterézises komparátor. Az ellenállások méretezésével lehet beállítani az alsó és felső billenési szintet. Ha alulfeszültség lép fel (a feszültség U_a alsó billenési szint alá kerül), akkor a komparátor kimenete magas lesz, így a T_7 tranzisztor földre húzza a hibajel erősítő nem invertáló lábára kapcsolt referencia feszültséget. Ennek következtében a hibajel nulla lesz, ami az áramkomparátort és a monostabil multivibrátort úgy tiltja le, hogy a FET folyamatosan ki lesz kapcsolva. Ha a feszültség túllépi az U_f felső billenési szintet, a komparátor kimenete alacsony lesz, a T_7 -es tranzisztor kikapcsol, így a tápegység újra működőképes állapotba kerül.



3.13. ábra. Alulfeszültség védelem

Az ellenállások méretezése során először a bemeneti feszültséget leosztottam olyan arányban, hogy referencia közeli legyen. Ehhez megállapítottam az alsó és felső billenési határt és vettem az átlagukat. A referencia feszültség és az átlag ismeretével pedig meghatároztam az osztási arányt.

$$U_a = 18V; U_f = 20V; U_{av} = 19V$$

$$k = \frac{U_{ref}}{U_{av}} = \frac{R_{21}}{R_{21} + R_{20_1} + R_{20_2}} = 0.066$$

Az ellenállások közül bármelyikét szabadon megválaszthatjuk, és abból a másik kettő értéke adódik (R_{20_1} és R_{20_2} értéke azonos). Az ellenállások nagyságrendjének megválasztásakor arra figyeltem, hogy az osztó árama két nagyságrenddel nagyobb legyen, mint

a komparátor bemeneti bias árama. $R_{20_1} = R_{20_2}$ értékét $220\text{ k}\Omega$ -ra választva R_{21} $30\text{ k}\Omega$ -ra adódik.

Ebből adódóan a referencia körüli billenési szintek:

$$U'_a = 1.213\text{V}; U'_f = 1.34\text{V}$$

A komparátor visszacsatolásánál lévő ellenállások segítségével állíthatjuk be a hisztézist. A kapcsolásba egy felhúzó ellenállásra is szükség van, mivel a komparátor kimenete open-collectoros.

$$U'_a = U_{ref} \cdot \frac{R_{25_1} + R_{25_2}}{R_{24} + R_{25_1} + R_{25_2}} = 1.213\text{V} \quad (3.12)$$

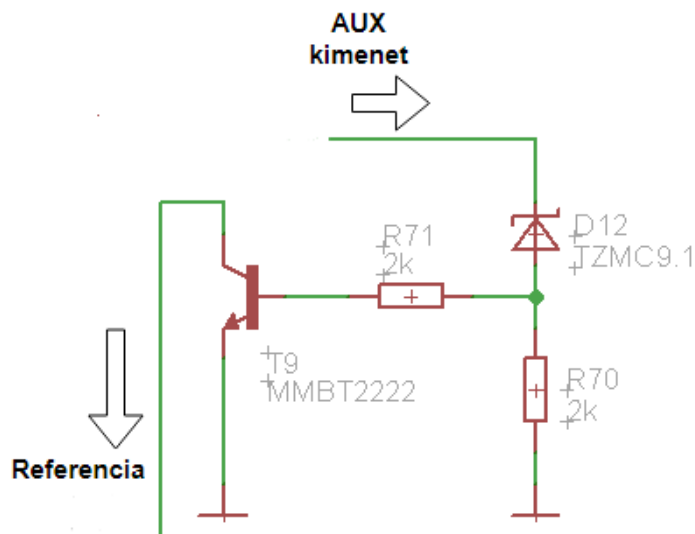
$$U'_f = U_{ref} + (U_{aux} - U_{ref}) \cdot \frac{R_{24}}{R_{24} + R_{25_1} + R_{25_2} + R_{26}} \quad (3.13)$$

Az egyenletek megoldásából a következő ellenállás értékek adódnak:

$$R_{24} = 2.2\text{ k}\Omega; R_{25_1} = R_{25_2} = 51\text{ k}\Omega; R_{26} = 15\text{ k}\Omega;$$

3.3.2. Túlfeszültség védelem

A túlfeszültség védelmi áramkör (OVP, overvoltage-protection) feladata, hogy bizonyos meghibásodások esetén megakadályozza a kimeneti feszültségek kontrollálatlan növekedését. Az áramkörömben primer oldali OVP található, melynek előnye, hogy vezérlőköri hiba esetén gyorsan be tud avatkozni, hisz közel van a hiba forrásához. Ilyen vezérlőköri hiba lehet például a hibajelerősítő visszacsatoló ágánál az egyik ellenállás megszakadása.

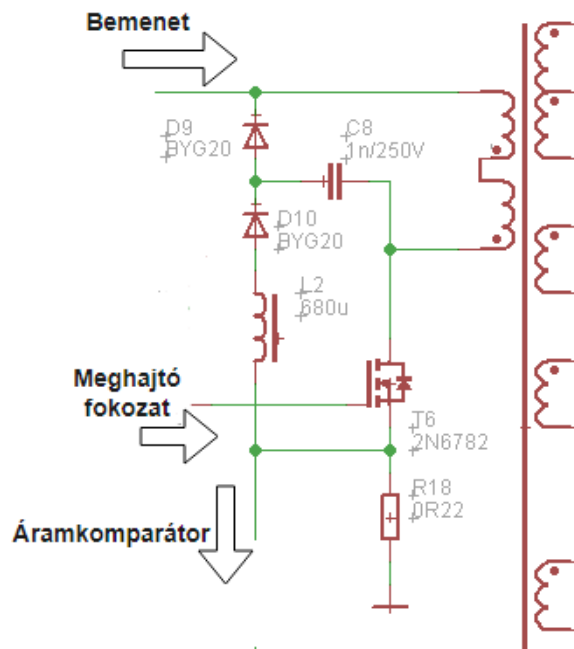


3.14. ábra. Túlfeszültség védelem

Amennyiben a visszacsatolás feszültsége túlságosan megemelkedik, a Zener dióda megemeli a T_9 -es tranzisztor bázisát, ami pedig a referencia feszültséget lehúzza földre. A névleges 8V-os feszültség és a 9.1V-os feszültség arányát tekintve arra számíthatunk, hogy például a 3V3 kimenet 3.75V körül fog stabilizálódni. Meg lehet fontolni egy kisebb beavatkozási szintű Zener dióda választását (8.2V), viszont ez már túl közel lenne a visszacsatolás névleges értékéhez, és így az alkatrész szórásától és a terhelésingadozástól függően, akár indokolatlanul is beavatkozna.

3.3.3. Snubber

A snubber áramkör feladata, hogy megvédje a kapcsoló FET-et a megjelenő nem kívánatos feszültség csúcsoktól [8]. Amikor a kapcsolót kikapcsoljuk, akkor a transzformátor szórt inuktivitásában tárolt energia miatt a FET drain lábán egy feszültségcsúcs jelenne meg, ami akár tönkre is teheti a kapcsolót. Vannak disszipatív és nem disszipatív megoldások. Az én áramkörömben egy passzív nem disszipatív snubbert fogok alkalmazni, amely egy kondenzátorból, egy inuktivitásból, és diódákból áll. Nem disszipatív snubber előnye a disszipatívhoz képest, hogy csökkenti a kapcsolás során fellépő veszteségeket.



3.15. ábra. Snubber

Kikapcsoláskor a szórt inuktivitásban tárolt energia hatására a primer tekercs kezdete nulláról $2U_{be}$ értékre nő. Az U_{DS} feszültség növekedésére D_9 dióda azonnal nyit és a C_8 kondenzátor csökkenti a feszültség felfutás meredekségét, mivel a kondenzátor feszültsége nem változhat ugrásszerűen. Kikapcsolt állapot alatt a kondenzátor közel a bemeneti feszültség értékére töltődik fel. Amikor a kapcsolót bekapcsoljuk, akkor a C_8

kondenzátor pozitívabb végét földre kötjük, viszont mivel a kondenzátoron a feszültség nem tud ugrásszerűen változni, ezért a C_8 kondenzátor diódákhoz csatlakozó fegyverzetén -25V jelenik meg. Ennek hatására a D_{10} dióda kinyit, a D_9 pedig lezár. Mivel ekkor a FET is vezet, ezért az L_2 és C_8 párhuzamos rezgőkörként viselkedik. Az induktivitáson elkezd növekedni az áram (a rezgőkörnek megfelelően szinuszos változással), az áram akkor éri el a maximumot, amikor a kondenzátoron a feszültség 0V . Amikor az áram nulla csökken, akkor a D_{10} dióda lezár, és ekkor a feszültség ellentétes irányú lesz C_8 -on, mint a FET bekapcsolásának pillanatában. Ezzel előkészítettük a kondenzátort arra, hogy kikapcsoláskor a D_9 dióda a kikapcsolás pillanatában azonnal kinyisson, és a töltések a szórt induktivitásból a bemenet felé áramoljanak.

4. fejezet

Transzformátor tekercselése és bemérése

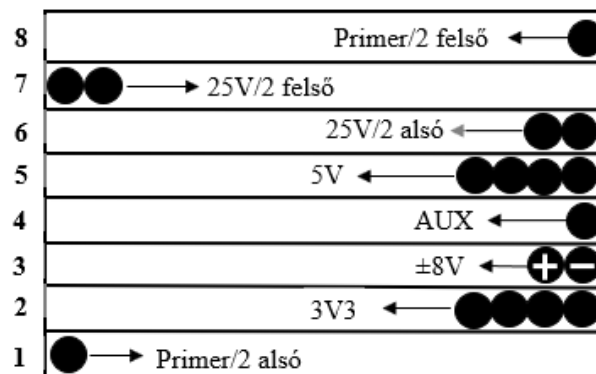
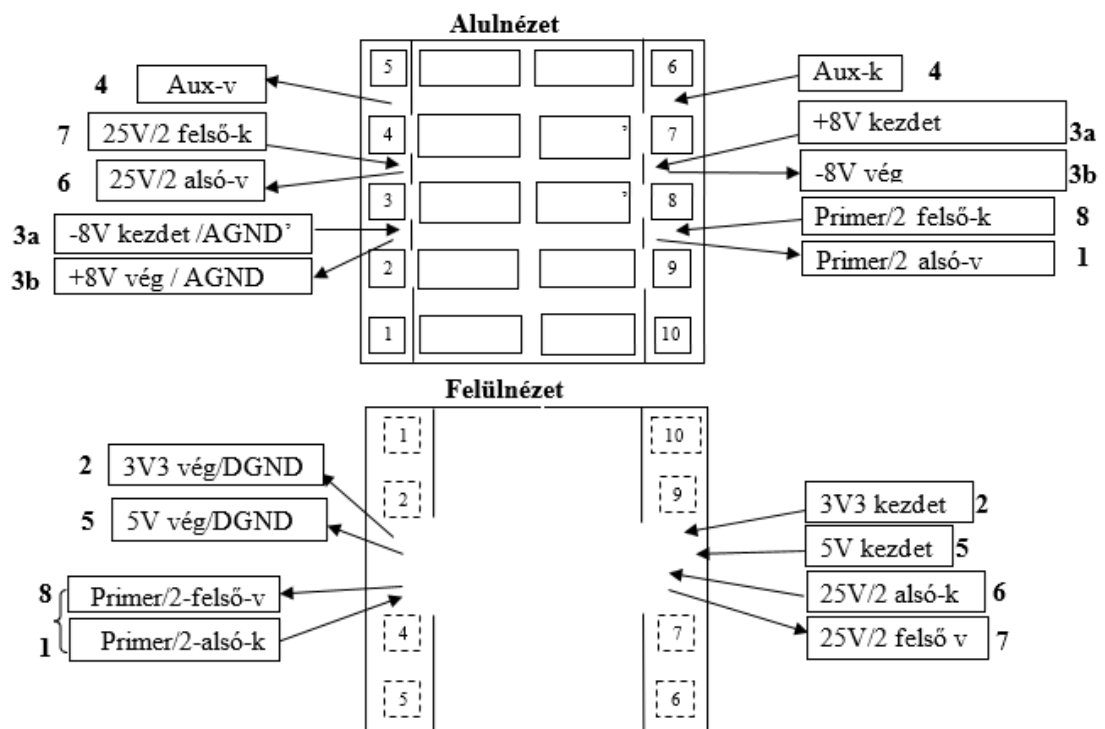
A transzformátornak tartalmaznia kell egy darab primer, és 6 darab szekunder tekercset. A vezetékeket a csévetestre tekerjük fel, majd azzal együtt a vasmagba ágyazzuk. A megfelelő vezetékek kiválasztásához figyelembe kellett venni a tekercselhető keresztmetszet méreteit. Az a célunk, hogy ezt minél jobban kitöltsük, hogy ezzel csökkentsük a transzformátor rézvesztését. A sorok egymás felett helyezkednek el, és a tekercseket poliészter szigeteléssel választottuk el egymástól. A tekercselés során adódó magasságra és vastagságra is figyelni kellett, hisz például ha a vezetékek egymásra helyezve túl magasak lesznek, akkor a kész csévét nem lehet a ferritmaggal összeszerelni. A vezetékek átmérőjének megválasztásakor pedig arra kellett figyelni, hogy a tekercselés során a csévetest szélességét jól kitöltsük, azaz oldalfaltól oldalfalig kell tekercselni, hogy ne maradjon hézag, ezzel megfelelő alátámasztást biztosítson a felette levő tekercseknek. Amennyiben túl vastag vezetéket kellene választani ahhoz, hogy kitöltsük a sort, akkor lehet egyszerre több vékonyabb vezetéket tekercselni párhuzamosan, amiknek a kezdeteit és végeit összekötjük. A primer vezetéket 2 sorban tekertük, alul és felül, úgynevezett osztott tekercseléssel azért, hogy a többi tekercsel a csatolást javítsuk a járulékos szórt induktivitás csökkentése érdekében. Az aux tekercset igyekeztünk lehetőleg a sok szekunder tekercs közepébe ágyazni, hogy a többi szekunder vezetékkel jó legyen a csatolás. A 25V-os szekunder tekercset is két sorban vezettük, mivel egy sorban nem fért volna el. Ezen alapelvek ismeretében kiválasztottam a megfelelő vezetékeket, valamint elkészítettem a tekercselési utasítást.

4.1. Tekercselési utasítás

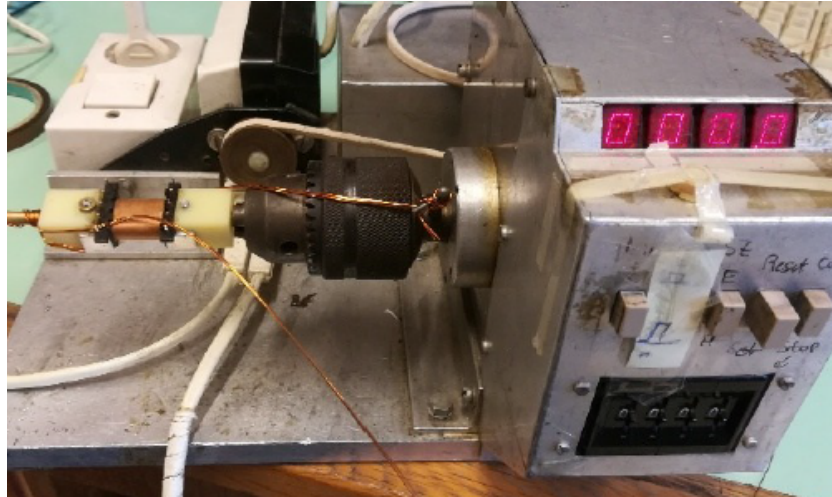
Vasmag: EFD25 N87 Al = 400nH

Csévetest méretei: szélesség: 16.55mm magasság: 2.85mm

Menetszámok:	Primer	77 (38,5+38,5)	2 sor 1x 0.355ZZ
	3V3	12	4x 0.28Z
	±8V	27	2x 0.25Z
	AUX	27	1x 0.125ZZ
	5V	17	4x 0.2Z
	25V	77 (38,5+38,5)	2 sor 2x 0.18Z

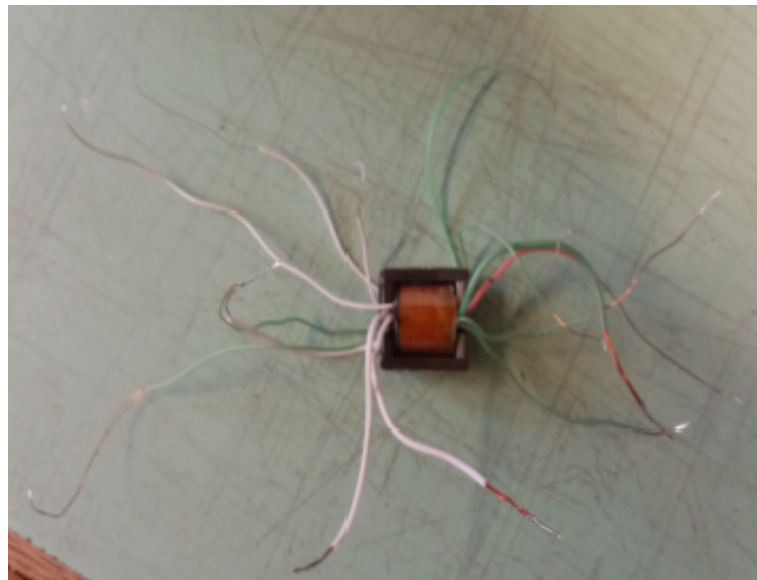


A tekercselő gép a 4.1 ábrán látható.



4.1. ábra. Tekercselő gép

A tekercselőgép kijelzője mutatja a feltekert menetek számát. A meneteket szorosan egymás mellé kellett fektetni, épp ezért figyelni kellett, hogy a vezetékeket egy pillanatra se engedjük el tekercselés közben. Nagy figyelmet fordítottam arra, hogy a vezetékek zománcrétege nehorog megsérüljön, mert ez zárlatot okozhat. A tekercselés végeztével az utolsó sor végét méhviasszal átítatott spárgával rögzítettem, hogy a menetek nehorog fellazuljanak. A ferritmág elhelyezése után a vezetékek végeiről eltávolítottam a zománcréteget, és a megfelelő vezetékeket forrasztással összekötöttem. A tekercskivezetésekre szilikon szigetelőcsöveket húztam a bevasalás előtt. Az elkészült transzformátor a 4.2 ábrán látható.



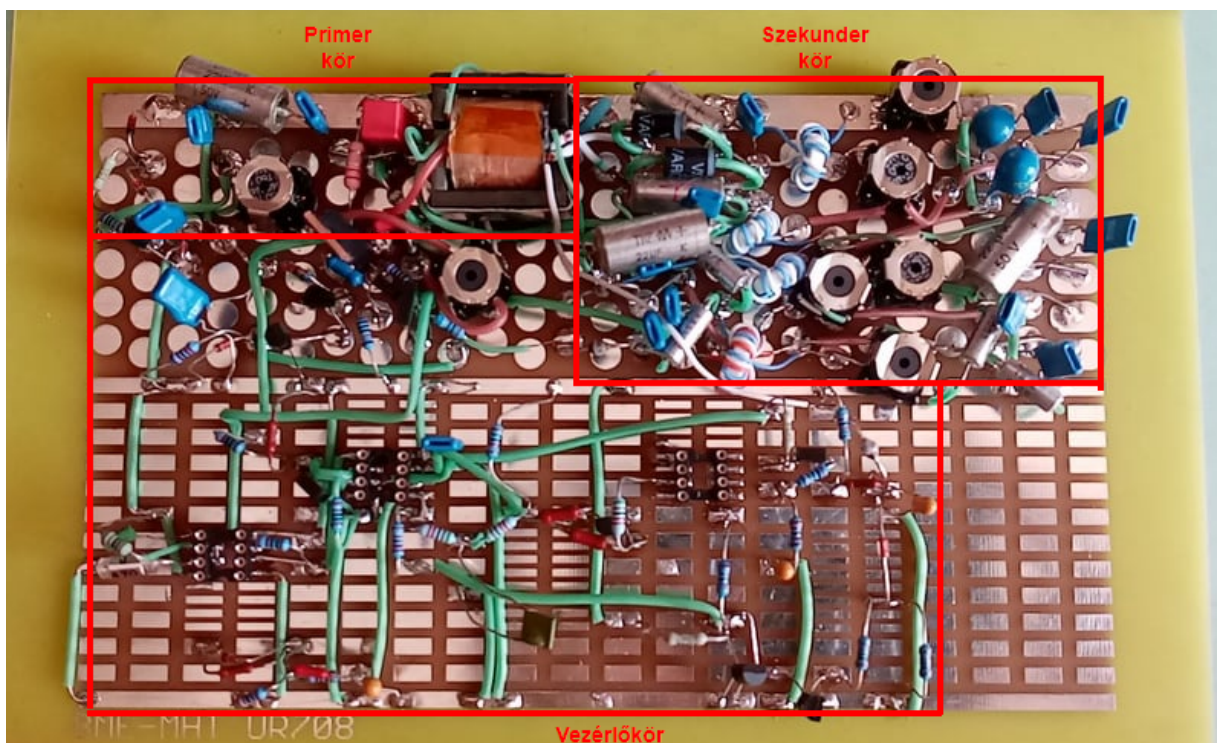
4.2. ábra. Elkészült transzformátor

5. fejezet

Modelláramkör

5.1. Tervezés és megvalósítás

Az áramkör megépítésének első lépéseként megterveztem a deszkamodell áramköri elhelyezési és kötési rajzát, mely alapján később az alkatrészek beültetését végeztem. Az alkatrészek lábait a panelra forrasztás előtt előőnoztam. Az áramkört az űrtechnológia labor BME-MHT ŰR708 típusú próbapaneljére építettem. A kész áramkör az 5.1 ábrán látható.



5.1. ábra. Elkészült áramkör

Az alkatrészek beforgasztásánál igyekeztem balról jobbra, fentről lefelé haladni. Az energiaátviteli lánc elemeinél igyekeztem az alkatrészeket és az összekötő vezetékeket

egymáshoz minél közelebb elhelyezni, így csökkentve az áramhurkokat. A nagy kapcsolt áramok miatt, minél nagyobb az áramhurok területe, annál nagyobb lesz a sugárzott zaj. Egymást keresztező vezetésekre szilikon szigetelőcsöveket raktam, az esetleges rövidzárak kialakulásának elkerülése érdekében. A szilikongumi színválasztására sajnos nem fordítottam kellő figyelmet, a különböző színű vezetéseket segíthették volna a meleg- és földágak megkülönböztetését. Az áramkör bal felső részén látható a primer kör. Az LC szűrő kondenzátorát a lehető legközelebb helyeztem el a transzformátorhoz és a kapcsoló fethez, beleértve az érzékelő ellenállást, hogy a kapcsolt áramú hurok felülete a legkisebb legyen. A kapcsoló FET, és snubber áramkör közvetlenül a transzformátor mellett helyezkedik el. A transzformátor jobb oldalán az egyenirányító diódák és pufferkondenzátorok vannak. A kimeneti energiatárolókat a közös- és differenciál módusú szűrők követik. A sok kimenet miatt a szekunder oldalon az alkatrészek nagyon sűrűen vannak elhelyezve, ez az esetleges hibák elhárítása során nehézséget okozhat, ezért későbbi javítások során igyekeztem szellősebbé tenni. Az 5V és 3V3 kimenetek digitális földjeit összekötöttem egymással. A szabályzó kör nagy része és a védelmi áramkörök a panel alsó tőrfelén helyezkednek el, a meghajtó áramkör viszont a primer kör közelében kapott helyet. A DIP tokos IC-k számára félraszteres osztású forrponok vannak kialakítva. Az egyes forrponokat összekötő vezetéseket csak későn jutott eszembe beforrasztani, így ennek javítása néhány helyen kihívást jelentett.

5.2. Az áramkör élesztése, optimalizálás

Az áramkör élesztését először a vezérlőkör ellenőrzésével kezdtem. Ehhez a végfokozatot lecsatlakoztattam az áramkör többi részéről. Megvizsgáltam a segéd tápegységet, valamint a referencia feszültséget, melyet ki is cseréltem, mivel 1.25V helyett 2.5V-os referenciát forrasztottam be. Megvizsgáltam, hogy a hibajel erősítő tud-e billenni, és hogy az áramkomparátor hibajel hiányában le tudja-e állítani a monostabil multivibrátort.

A vezérlőkör hibátlan működése után visszacsatlakoztattam a végfokot. Az így végzett élesztés során több problémába ütköztem, és apró változtatásokat is el kellett végeznem. A tápegység időfüggvényeit és a kimeneti feszültségeket megfigyelve, arra a következtetésre jutottam, hogy valahol a modelláramkörön belül rövidzár lépett fel. A transzformátor vizsgálata során megállapítottam, hogy a hiba a +8V és a -8V vezetékai között jelentkezett. A probléma kiküszöbölése után a tápegység már stabilan szolgáltatja a kimeneti feszültségeket.

A megfelelő működés ellenőrzéséhez szükséges volt egy műterhelés megépítése. A tápegység rendeltetés szerű alkalmazása esetén ritkán fordulhat olyan elő, hogy egyes kimenetek terheletlenek, épp ezért építettem egy olyan műterhelést, mellyel kapcsolók segítségével lehet változtatni a minimális, névleges, és maximális terheléseket. A 2. feje-

zetben táblázatba foglalt kimeneti áramok a maximális terheléshez tartozó értékek voltak. A névleges értékeket ezek 50%-ára, míg a minimális értékeket 10%-ára vettem.

Kimeneti feszültség [V]	Minimális áram [mA]	Névleges áram [mA]	Maximális áram [mA]
5	10	50	100
3.3	10	50	100
25	6	30	60
+8	2	10	20
-8	2	10	20

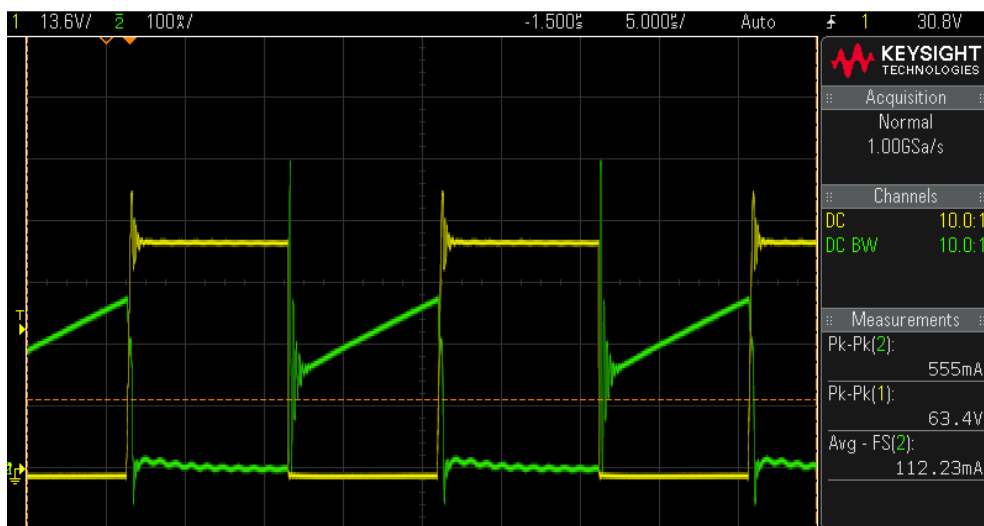
5.1. táblázat. Kimenetek és terhelő áramaik

A kimeneti feszültségek először magasabbak voltak, ezért a hibajel erősítő bemeneti feszültségosztó alsó ellenállásának megnöveltem az értékét. A tervezés során a 25V-os szekunder kimenet menetszámát alacsonyra választottam, így utólag még 6 menetet rá kellett tekernem ahhoz, hogy elérje a megfelelő feszültség szintet. A 3V3 tekercs menetszáma pedig a kellenél több lett, így a transzformátoron másfél menetet visszafelé kellett tekernem. Ezen változtatások sajnos rontják a tápegység hatásfokát.

A monostabil multivibrátor időállandójának beállításához használt ellenállás (R_{46}) értékét megváltoztattam a pontos kikapcsolási idő elérése érdekében.

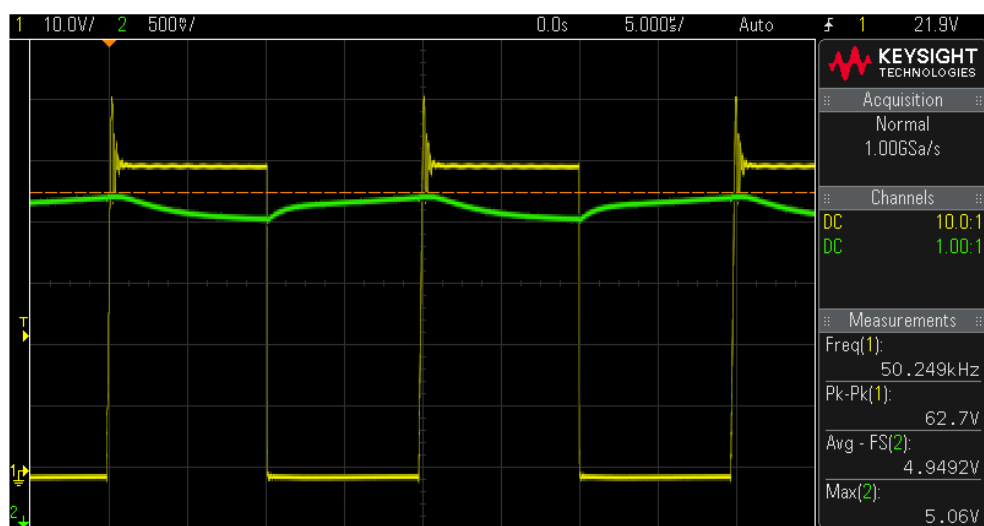
Az eredeti tervek szerint a segédtápegység 9.1V-ot szolgáltatott, viszont ez a feszültség jóval magasabb, mint a 8V-os visszacsatolás, ezért az aux kimenet nem tudta átvenni a szabályzó kör energiaellátását. Ez jelentős hatásfok csökkenést eredményezne, hisz a segédtápegységnek így körülbelül 10mA-t kellene biztosítania. A problémát úgy oldottam meg, hogy a Zener diódát kicseréltem egy 8.2V-osra. Így a segéd feszültség kb. 7,5V-ra csökkent, de ez a vezérlőkörnek és a MOSFET meghajtó áramkörének is még megfelel.

A kapcsolt ponton (FET Drain lába) lévő feszültség és áram jelalak az 5.2 ábrán látható. A feszültség jelet sárgával, míg az áramot zölddel láthatjuk. Az időfüggvényen jól megfigyelhető, hogy amikor a FET Drain lába föld potenciálra kerül, az áram egy adott értékről lineárisan növekedni kezd.



5.2. ábra. A kapcsolt pont feszültsége és a kapcsoló tranzisztor árama

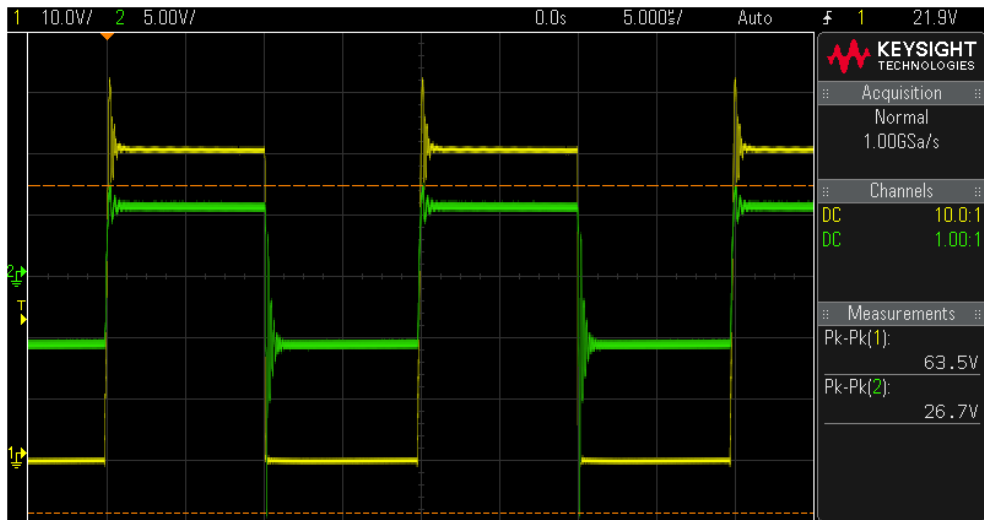
Az 5.3 ábrán látható a hibajel erősítő kimenete (zöld) és a kapcsolt ponton mérhető feszültség.



5.3. ábra. Hibajel erősítő kimenete és a kapcsolt pont feszültsége

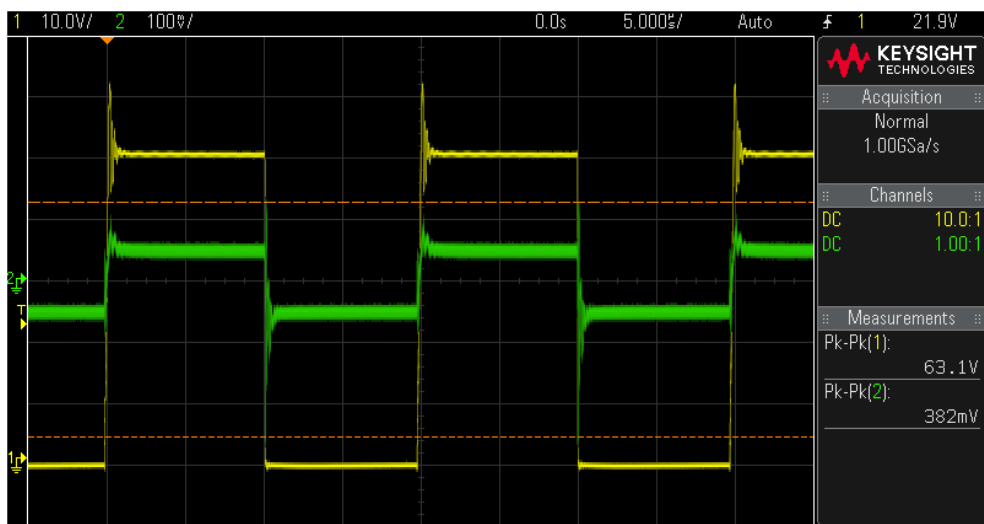
A kapcsoló bekapcsolt állapotában a hibajel nő, míg kikapcsolt állapotban csökken.

A primer és a szekunder földek közé eredetileg 1nF-os kondenzátorokat helyeztem el a köztük lévő kapacitás hatásának csökkentése érdekében. Később ennél nagyobb értékeket kellett választanom a két föld között megjelenő feszültség nagysága miatt. Kondenzátor nélkül a primer és DGND földek között az 5.4 ábrán látható (sárga színnel a bemeneti feszültség látható, míg zölddel a primer és szekunder földek között megjelenő jel):



5.4. ábra. Primer és DGND földek közötti jel zavarcsűrő kondenzátor nélkül

Míg 100nF-os kondenzátorral:



5.5. ábra. Primer és DGND földek közötti jel 100nF-os kondenzátorral

A két oszcilloszkóp ábrából látható, hogy a feszültség amplitúdó csökkenés közel 40dB.

6. fejezet

Minősítő mérések tervezése

A minősítő mérések elvégzésének célja, a tápegységgel szemben állított követelményeknek való megfelelés bizonyítása. A méréseket két szempont szerint csoportosítjuk. Az első csoportosítási mód szerint vannak statikus és dinamikus mérések. A statikus mérések során a be- és kimenetek állandósult állapotbeli értékeire vagyunk kíváncsiak. A dinamikus mérések esetében pedig az állandósult állapotok közötti átmeneteket (tranziensek) figyeljük meg. A másik csoportosítási szempont szerint megkülönböztetünk normál- és hibaüzemű méréseket. Normál üzemű (nominal mode) mérések esetén a tápegység alap működését (stabil kimeneti feszültségek biztosítása) ellenőrizzük, míg a hibaüzemű (failure mode) mérések esetén a védelmi áramkörök működését teszteljük [8].

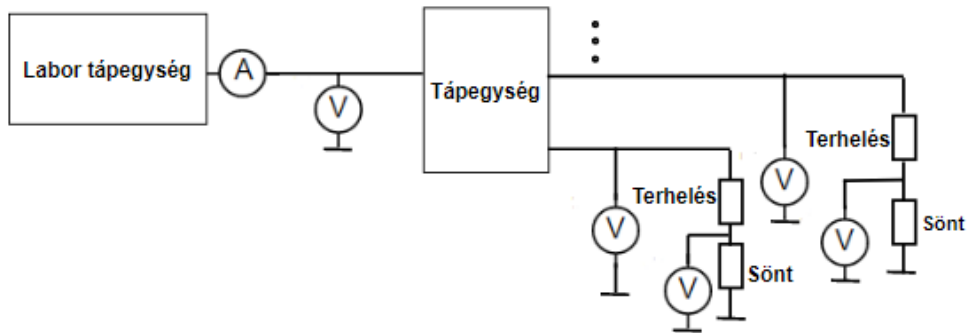
6.1. Statikus mérések

6.1.1. Normál üzemű mérések

A normál üzemű statikus mérések igazolják, hogy a tápegység képes a DC kimeneti feszültségeket a toleranciatartományon belül tartani a terhelés és a bemeneti feszültség változása mellett. A követelmény $\pm 5\%$ stabilitás és keresztstabilitás. Egyszerre több kimenet terhelése is változhat, így kell egy szisztematikus módszer, mellyel lecsökkentjük a lehetséges variációkat, mégis elegendő számú eshetőséget lemérünk, így ellenőrizve a megfelelő működést. Szimmetrikus és keresztterhelésű méréseket végeztem. Szimmetrikus terhelés esetében az összes kimenet terhelése azonosan változik (így van maximális, névleges, minimális, és terheletlen eset). Keresztterheléses esetben a sok variáció közül kétfajta esetet vizsgáltam: az egyik kimenet terhelése maximális, míg az összes többié minimális; másik esetben pedig a az egyik kimenet terhelése minimális, míg az összes többié maximális. A galvanikusan függetlenek a kimenetek, de mágneses csatolásban vannak a transzformátoron keresztül, így az egyes kimeneteken fellépő terhelés változás befolyásolja az összes kimenet feszültségét. A mérés során szélsőséges eseteket vizsgáltam, így ellenőrizve, hogy a lehető legrosszabb esetben sem lép ki a feszültség a toleranciatarto-

mányból.

A bemeneti feszültség 21 és 28V között változhat. A tartomány két szélén és középen végeztem méréseket, azaz: 21V, 25V, 28V bemeneti feszültség mellett vizsgáltam a kimeneteket. A statikus mérések során a tápegység hatásfokára is kíváncsi voltam, így a be- és kimeneti feszültségek mellett a be- és kifolyó áramokat is mértem. A kimeneti áramokat a terheléssel sorba kötött sönt ellenállások segítségével mértem. A mérési elrendezés a 6.1 ábrán látható:



6.1. ábra. Statikus mérési elrendezés

A mért feszültségekből és áramokból ki lehet számítani a felvett és leadott teljesítményt, melyből a 6.1 egyenlet segítségével lehet meghatározni a hatásfokot.

$$\eta = \frac{\Sigma P_{ki}}{P_{be}} \quad (6.1)$$

6.1.2. Hibaüzemű mérések

A hibaüzemű mérések célja a hibavédelmi áramkörök rendeltetésszerű működésének az ellenőrzése. A lemért áramkörök a primer körű túlfeszültség védelem (OVP) és az alulfeszültség védelem (UVLO).

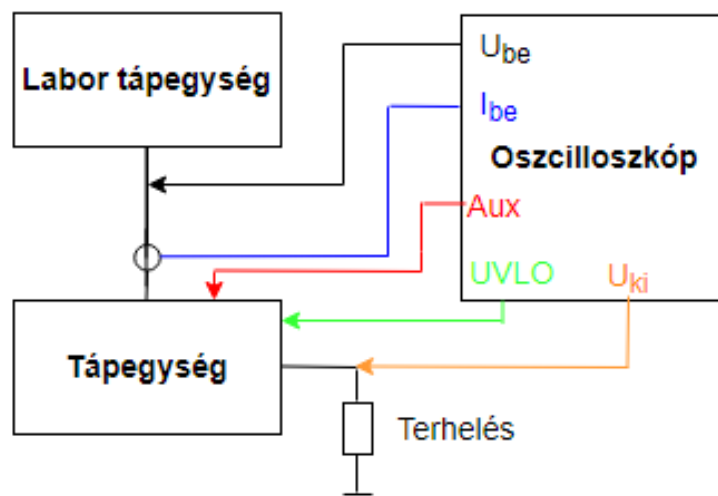
A túlfeszültség védelem tesztelése során a dióda visszacsatolás felőli lábát megszakítottam, és egy labor tápegység beiktatásával kerestem meg azt a feszültség szintet, ahol a védelmi áramkör beavatkozik.

Az UVLO billenési szintjeinek mérését a feszültség kis léptékű növelésével (felső billenési szint), majd csökkentésével (alsó billenési szint) vizsgáltam. A be- és kikapcsolt állapotot oszcilloszkóp segítségével figyeltem meg.

6.2. Dinamikus normál üzemű mérések

A dinamikus mérések célja az állandósult állapotok közötti átmenetek vizsgálata. A tápfeszültségek felfutásának ideje például a fogyasztók számára fontos információ. A dinamikus normál üzemű mérések keretein belül feléledési, valamint dinamikusan változtatott terhelési méréseket végeztem.

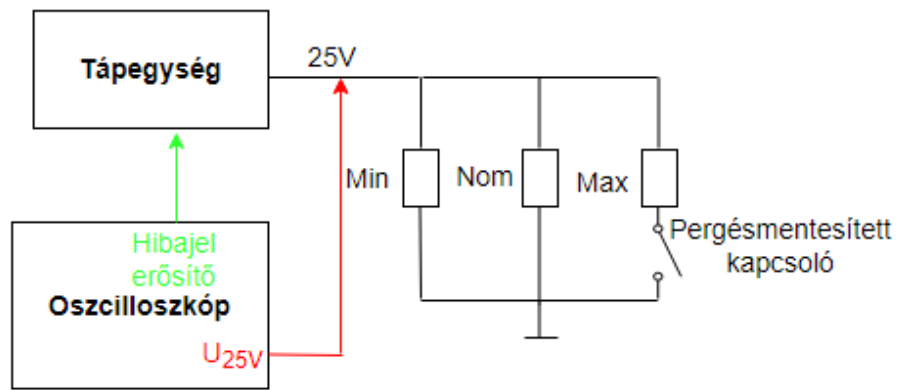
A feléledési mérés során azt vizsgáltam, hogy miként alakul ki a bekapcsolás utáni stabil állapot. A jeleket oszcilloszkóp segítségével mértem. Trigger jelként a bemeneti feszültség szolgált. Mértem a bemeneti áramot, az aux tápfeszültséget, az 5V-os kimenetet, és a hibajelerősítő kimenetét. A mérési elrendezés a 6.2 ábrán látható.



6.2. ábra. Feléledési mérés elrendezése

A terhelés dinamikus változtatása során azt vizsgálom, hogy a tápegység szabályzóköre miként követi a kimeneti terhelés változását. A mérés során a 25V-os kimenet terhelését változtattam maximális és névleges között (a 25V-os kimenet számít a legnagyobb terhelésnek, így itt figyelhető meg legjobban a dinamikus változás). A kimenet feszültségén kívül a hibajel erősítő jelét is megfigyeltem az oszcilloszkóp második csatornájával.

A mérési elrendezés a 6.3 ábrán látható.



6.3. ábra. Dinamikus terhelési mérés elrendezése

7. fejezet

Mérési eredmények

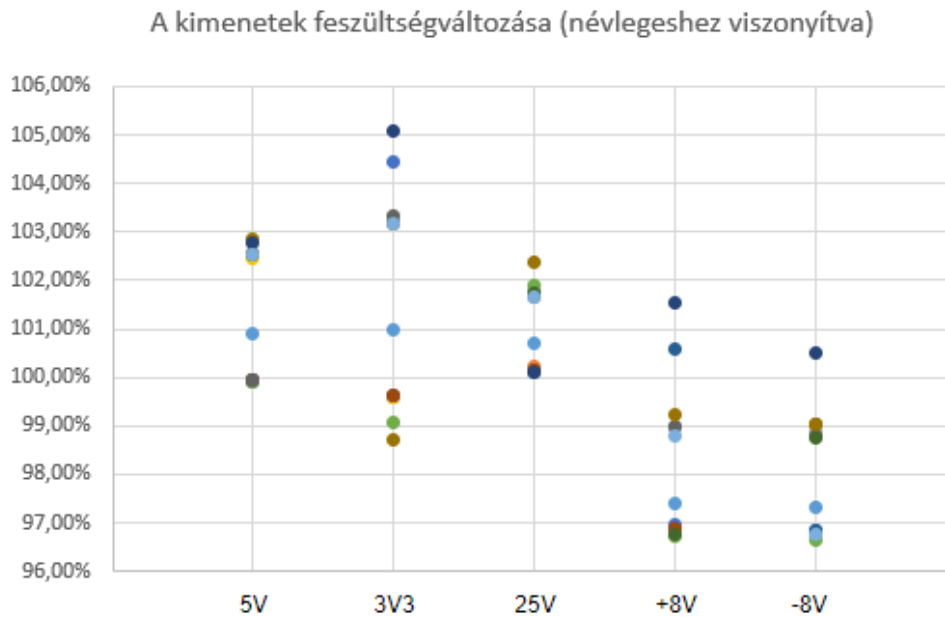
7.1. Statikus mérések

A tápegység egyik legfontosabb feladata, hogy a kimeneti feszültségeket a tűrési határon belül tartsa. A mérés eredménye látható a következő táblázatban:

	5V	3V3	25V	-8V	+8V
Minden max	4,997	3,287	25,060	-7,751	7,745
Minden névleges	5,046	3,333	25,180	-7,792	7,787
Minden min	5,129	3,406	25,440	-7,917	7,910
5V min	5,122	3,286	25,040	-7,751	7,745
3V3 min	4,996	3,446	25,030	-7,756	7,749
25V min	4,996	3,270	25,470	-7,737	7,733
-8V min	4,997	3,288	25,040	-8,046	7,747
+8V min	4,997	3,288	25,040	-7,752	7,922
5V max	4,998	3,410	25,410	-7,921	7,905
3V3 max	5,143	3,258	25,590	-7,939	7,924
25V max	5,138	3,467	25,030	-8,124	8,041
-8V max	5,126	3,405	25,430	-7,742	7,900
+8V max	5,126	3,405	25,410	-7,904	7,741
Terheletlen	5,569	3,721	27,94	-8,58	8,528

7.1. ábra. Statikus mérési eredmény

A színes értékek a névlegestől legtávolabbi értéket mutatják, a terheletlen esetet figyelmen kívül hagyva (mivel ez nem számít rendeltetésszerű működésnek). A következő ábrán a százalékos eltérést ábrázolom a névleges értékekhez képest.



7.2. ábra. Statikus mérési eredmény, százalékos eltérés

Mint látható, egyedül a 3V3 kimenet esetében lóg ki egy érték a tolerancia tartományból, de olyan kicsi az eltérés az 5%-hoz képest, hogy gyártás során a megfelelő beállítással kiküszöbölhető.

A statikus mérések keretein belül a védelmi áramkörök helyes működését is teszteltem. Először az OVP áramköri részt vizsgáltam. A Zener dióda visszacsatolás felőli lábát megszakítva, és a labor tápegység segítségével feszültséget adva rá, az áramkör 9.57V-on avatkozott be.

Az UVLO billenési szintjeit oszcilloszkóp segítségével figyeltem meg. Túl alacsony feszültség esetén az áramköri rész nem engedélyezi a tápegység működését. A felső billenési szint 19.8V, míg az alsó 18.3V.

7.2. Dinamikus mérések

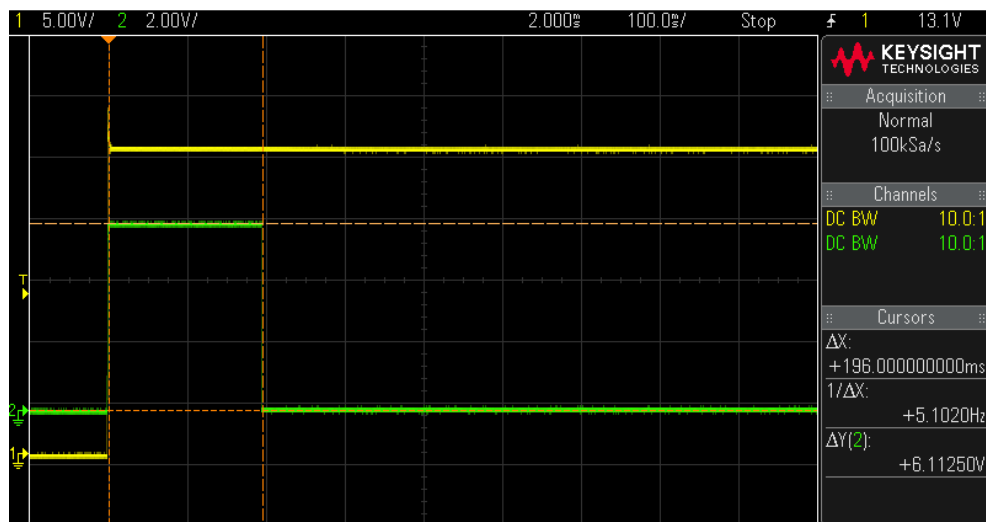
A tranziensek megfigyeléséhez szükség van a tranziens idejénél 2-3 nagyságrenddel gyorsabb kapcsolóra. A dinamikus mérések során pergésmentesített kapcsolót használtam.



7.3. ábra. Pergésmentesített kapcsoló

A feléledési mérés célja a kimeneti feszültségek feléledésének megfigyelése. Az 5V-os kimeneten kívül több jelalakot is vizsgáltam.

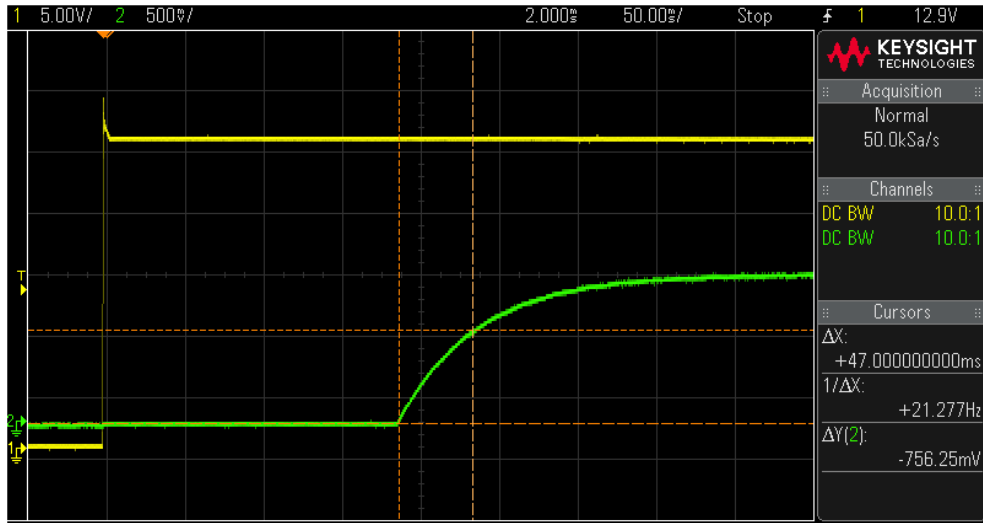
Elsőként az UVLO komparátorának kimeneti jelét ellenőriztem, melyet a 7.4 ábrán figyelhetünk meg.



7.4. ábra. UVLO kimeneti jele (zöld)

Sárgával a bemeneti feszültség látható, amelyre a triggerelés történt. Mint látható, az UVLO közel 200ms után engedélyezi a referencia feszültséget és ezáltal a tápegység

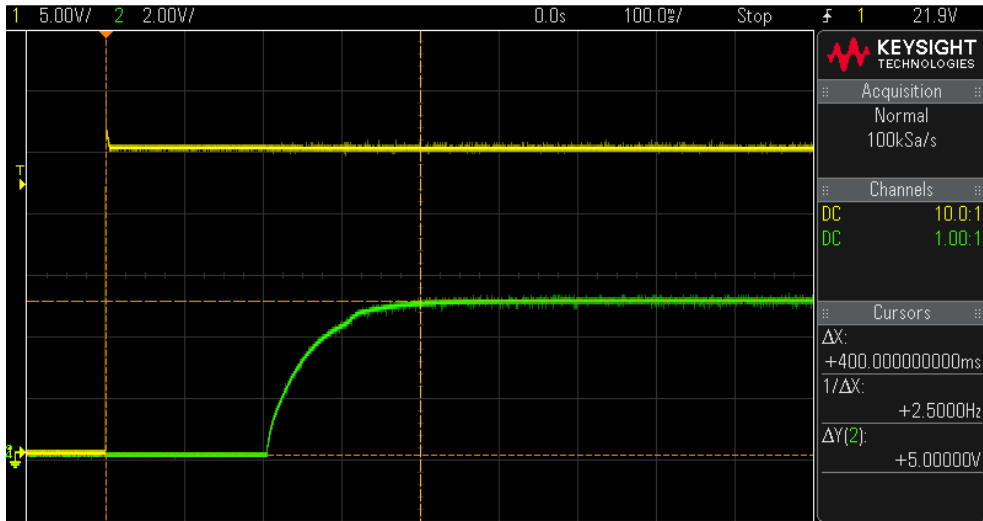
működését. A referencia feszültség felfutását (zöld) az R_{38} , C_{11} aluláteresztő szűrő (lassú indulás) időállandója határozza meg (47ms), amelyet a 7.5 ábrán láthatunk.



7.5. ábra. Lassú indulás

A szabályzó kör követi a referencia változását, így a kimeneti feszültségek, a hibajel-erősítő kimenete, és a bemeneti áram is ezzel az időállandóval fut fel.

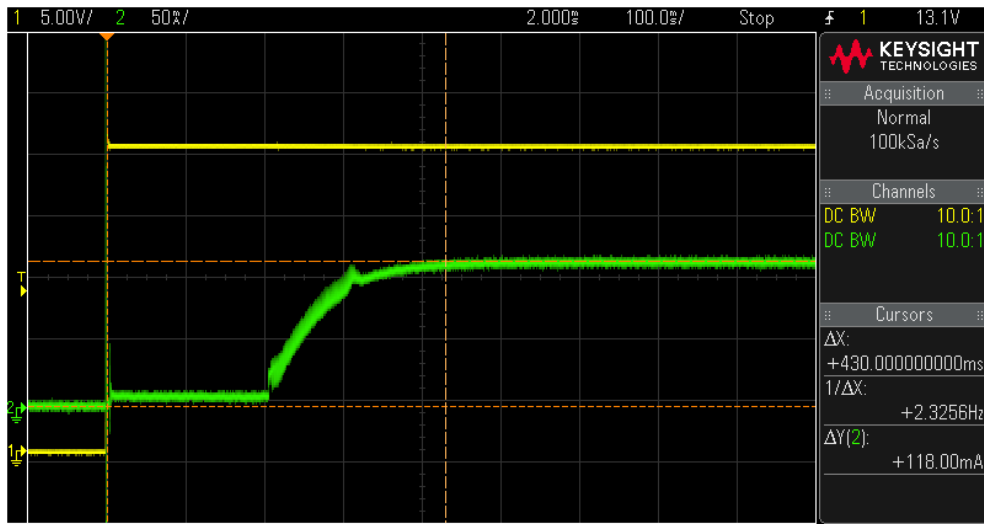
Az 5V-os kimenet feszültségének felfutása a 7.6 ábrán látható:



7.6. ábra. 5V-os kimenet felélérdése

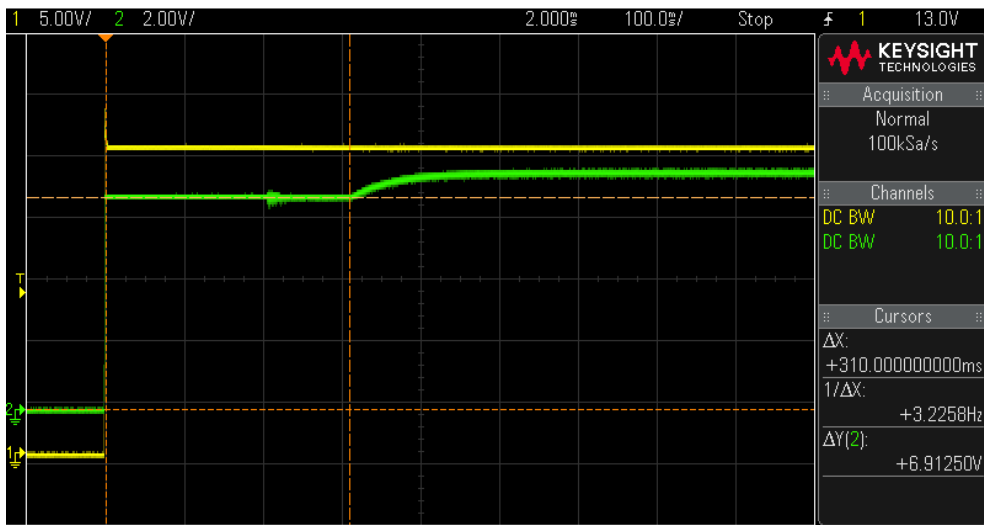
Látható, hogy a bemeneti feszültség bekapcsolása után nagyjából 400ms-mal (az UV-LO engedélyezése után 200ms-mal) szolgáltatja a tápegység a stabil kimeneti feszültségeket.

A mérések során a bemeneti áram alakot is vizsgáltam, többféle felbontással. 100ms-os felbontással a 7.7 ábrán látható:



7.7. ábra. Bemeneti áram 100ms-os felbontással

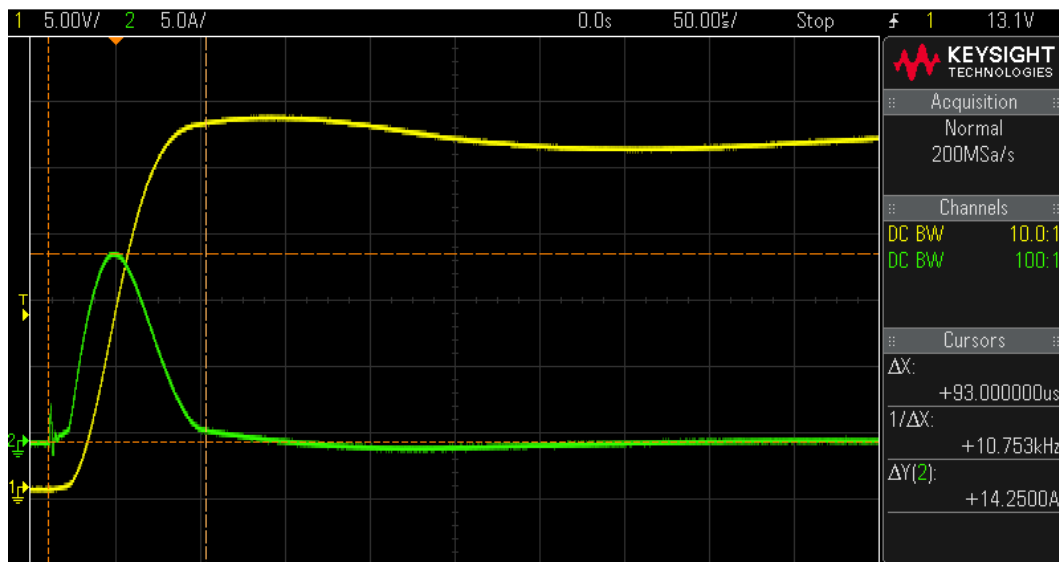
Az áram emelkedésekor két kisebb tüske figyelhető meg. Az első a kimeneti feszültségek indulásakor, a kimeneti töltetlen kondenzátorok miatt. A második tüske akkor jelentkezik, amikor a transzformátor átveszi a segéd tápegységtől a szabályzó kör energiaellátását. Ezt a jelenséget az aux feszültségen is megfigyelhetjük a 7.8 ábrán:



7.8. ábra. Aux feszültség

A visszacsatolás 310ms után éri el a segéd tápegység feszültségét, és veszi át a szabályzó kör energiaellátását.

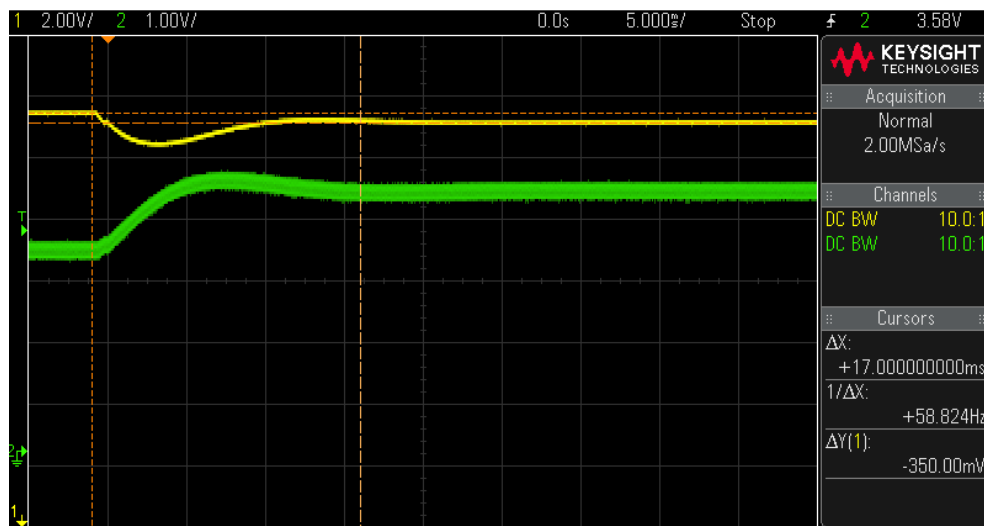
Az áram időfüggvénye 50 μ s-os felbontással a 7.9 ábrán látható:



7.9. ábra. Bemeneti áram $50\mu\text{s}$ -os felbontással

Az áramcsúcs a bemeneti $22\mu\text{F}$ -os kondenzátort tölti fel a bemeneti feszültségre. Közvetlenül a bekapcsolás utáni áramtüske a bemeneti szűrő 100nF -os kondenzátorának feltöltését végzi (a tüske az első függőleges szaggatott vonal után látható).

A dinamikus terhelési mérésnél a 25V -os kimenet (sárga) terhelését változtattam, mivel itt tudom elérni a legnagyobb terhelésváltozást. A triggerelést a hibajelerősítő kimeneti jelére (zöld) végeztem.



7.10. ábra. Dinamikus terhelési mérés

A kimeneti feszültség 17ms után áll be az új terhelésnek megfelelő feszültség értékre.

8. fejezet

Összefoglalás

Két féléves munkám alatt elkészítettem a szigetelés vizsgáló műszer kapcsoló üzemű tápegységének specifikációját, kiválasztottam a megfelelő topológiát. A blokkvázlat elkészítése után méreteztem az energiaátviteli lánc, a vezérlőkör, és védelmi áramkörök elemeit. Megterveztem, és legyártottam a Flyback konverter transzformátorát. Ezek után felépítettem a modelláramkört, melyen az élesztés során korrekciókat is végeztem. Az áramkörön statikus és dinamikus minősítő méréseket végeztem, melyek igazolták a tápegység rendeltetésszerű működését.

További feladatok közé tartozik a modelláramkör disszipáció analízis utáni további optimalizálása. A következő feladat a szigetelés vizsgáló mérőműszer konstrukciós terveinek véglegesítése, az ehhez illeszkedő nyomtatott áramöri terv elkészítése, és prototípus gyártása. A tervezés során különös figyelmet kell szentelni az elektromágneses kompatibilitási irányelvek betartására, tekintettel a rendkívül kis áramok mérésének zajérzékenységére. A NYÁK elkészítése, beültetése és bemérése után a prototípust minősítő statikus és dinamikus méréseket meg kell ismételni.

Irodalomjegyzék

- [1] <http://everyspec.com/ESA/download.php?spec=ECSS-E-ST-20C.048168.pdf>
- [2] U.Tietze, Ch.Schenk: Analóg és digitális áramkörök, Integrált és diszkrét félvezetők kapcsolástechnikája, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1981
- [3] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins: Power Electronics: Converters, Applications and Design, Wiley, New York, 2002
- [4] Buti Zoltán: Tömegközéppont mérő berendezés tápellátása, Szakdolgozat 2020
- [5] Abraham I. Pressman, Keith Billings, Taylor Morey; Switching Power Supply Design, 117. o.
- [6] Siemens, Ferrites and Hardware, 417. o.
- [7] https://www.hobbielektronika.hu/cikkek/idozitok_epitese_555-el.html?pg=2
- [8] Qiao Viktor Runshan, Töltéssűrűség mérő tápegységének tesztelése és optimalizálása
- [9] Kőnig Tamás: Szigetelésvizsgáló műszer fejlesztése, Diplomaterv 2019
- [10] Erdélyi Janka: Szigetelésvizsgáló műszer árammérő egysége, Szakdolgozat 2020
- [11] Laboratórium 1 tárgy, Alapmérések jegyzőkönyv
- [12] George C. Chryssis: High Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design. McGraw-Hill 1989
- [13] Abraham Pressman: Switching Power Supply Design, McGraw-Hill, New York, 1997
- [14] Szűcs Győző: Kapcsolóüzemű tápegység tervezése mágneses anyagvizsgáló berendezéshez, Szakdolgozat 2021

[15] https://www.we-online.com/web/en/electronic_components/news_pbs/blog_pbcm/blog_detail-worldofelectronics_63294.php

Függelék

A tápegység kapcsolási rajza a következő ábrán látható:

