



SZAKDOLGOZAT

**OE-KVK
2023**

Hallgató neve: **Csatlós Dávid**

Hallgató törzskönyvi száma: T005040/FI12904/K

Budapest, 2023



ÓBUDAI EGYETEM
ÓBUDA UNIVERSITY

Óbudai Egyetem
Kandó Kálmán Villamosmérnöki Kar
Mikroelektronikai és Technológia Intézet

SZAKDOLGOZAT FELADATLAP

Hallgató neve: Csatlós Dávid

Szaktervezési szám: SZD2209261126292857

Törzskönyvi száma: T005040/F112904/K

Neptun kódja:

Szak: villamosmérnöki (magyar nyelven)

Specializáció: Mikroelektronika és technológia specializáció

A dolgozat címe: Labortápegység

A dolgozat címe angolul: Laboratory power supply

A feladat részletezése: A hallgató feladata egy meglévő, hiányos TR-9158 labortápegységbe új elektronikus áramköröket tervezni és építeni. Az elkészült eszköz maximális feszültsége és áramerőssége érje el minimum az eredeti eszköz értékeit. A kiadott feszültség stabilitása és felharmonikus tartalma a hallgatói és fejlesztői laboratóriumi felhasználásra alkalmas szintet éri el.

Intézményi konzulens neve: Horváth Márk

A kiadott téma elévülési határideje: 2024. 08. 30.

Beadási határidő: 2023. 12. 15.

A szaktervezési feladat: Nem titkos.

Kiadva: Budapest, 2023. 12. 07.



Intézetigazgató

A dolgozatot beadásra alkalmasnak találom:

belső konzulens

külső konzulens



Kandó Kálmán Villamosmérnöki Kar
Elektronikai és Kommunikációs Rendszerek Intézet
Mikroelektronikai és Technológia Tanszék

HALLGATÓI NYILATKOZAT

Alulírott **Csatlós Dávid** hallgató kijelentem, hogy a szakdolgozat saját munkám eredménye, a felhasznált szakirodalmat és eszközöket azonosíthatóan közöltem. Az elkészült szakdolgozatban található eredményeket az egyetem és a feladatot kiíró intézmény saját céljára térítés nélkül felhasználhatja, a titkosításra vonatkozó esetleges megkötések mellett.

Budapest, 2023.12.07.

hallgató aláírása

TARTALOMJEGYZÉK

1.	BEVEZETÉS	5
1.1.	<i>Szakdolgozat témájának általános leírása</i>	<i>5</i>
1.2.	<i>Az alapok meghatározása.....</i>	<i>6</i>
2.	RENDSZERTERV	7
2.1.	<i>A topológia.....</i>	<i>7</i>
2.2.	<i>Blokkvázlat.....</i>	<i>9</i>
3.	EGYSÉGEK KIDOLGOZÁSA	12
3.1.	<i>A kidolgozás menete.....</i>	<i>12</i>
3.2.	<i>Bemeneti zavaraszűrés</i>	<i>12</i>
3.3.	<i>Egyenirányítás.....</i>	<i>21</i>
3.4.	<i>Teljesítmény kapcsoló: a MOSFET.....</i>	<i>22</i>
3.5.	<i>Impulzus transzformátor.....</i>	<i>27</i>
3.6.	<i>Kimeneti egyenirányítás.....</i>	<i>31</i>
3.7.	<i>Szűrés.....</i>	<i>32</i>
3.8.	<i>Vezérlés.....</i>	<i>38</i>
3.9.	<i>Segéd tápegység</i>	<i>45</i>
3.10.	<i>Kijelző.....</i>	<i>46</i>
4.	MEGVALÓSÍTÁS	47
4.1.	<i>Kapcsolási rajz.....</i>	<i>47</i>
4.2.	<i>Nyomtatott áramkör.....</i>	<i>49</i>
4.3.	<i>Külső és belső képek.....</i>	<i>50</i>
4.4.	<i>Alkatrészjegyzék</i>	<i>51</i>
5.	BEMÉRÉS.....	54
5.1.	<i>Bekapcsolási jelenség.....</i>	<i>54</i>
5.2.	<i>Kimeneti ellenállás</i>	<i>55</i>
6.	ÖSSZEFOGLALÁS	56
6.1.	<i>Értékelés.....</i>	<i>56</i>
6.2.	<i>Tartalmi összefoglaló.....</i>	<i>57</i>
6.3.	<i>Content summary in English</i>	<i>58</i>
7.	IRODALOMJEGYZÉK	59

1. BEVEZETÉS

1.1. Szakdolgozat témájának általános leírása

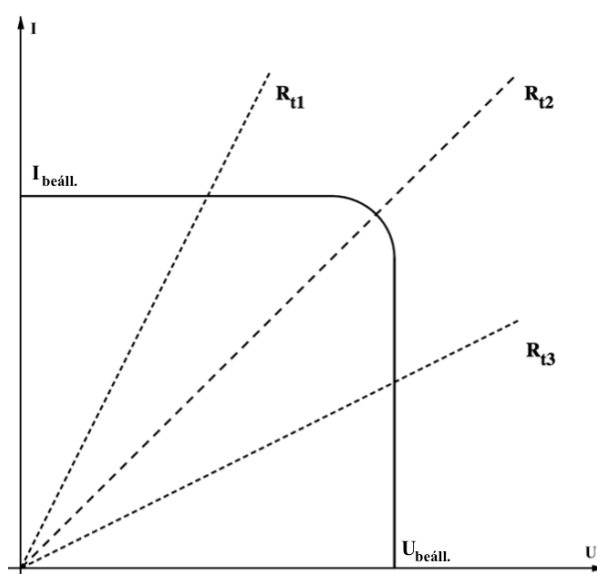
A szakdolgozat célja egy nagyteljesítményű, megadott paraméterek között állítható tápegység tervezése és megvalósítása.

Az állítható paraméterekkel rendelkező tápegységek, mint azt a neve is mutatja, a felhasználó számára lehetőséget biztosít adott értékek beállítására, ezzel is szabad teret adva a széleskörű és változatos problémák, feladatok elvégzéséhez.

Első sorban (és esetemben is) 2 fontos paramétert szokás állítani egy tápegységen; a feszültséget és az áramerősséget. Ezen beállított értékek a tápegység (és a felhasználó) számára korlátott szab, mely korlátot az eszköz nem léphet át. Ezen tartományok és korlátok szabályák meg azt, hogy a tápegységünk feszültség-, vagy áramgenerátorként működik.

Ha a terhelőáram még nem érte el a felhasználó által beállított áramkorlát értéket, az eszköz feszültséggenerátorként funkcionál. A korlát elérésekor a tápegység automatikusan elkezd csökkenti a kimeneti feszültséget, hogy a terhelőáramot a beállított áramkorláton tartani tudja; ekkor áramgenerátorként viselkedik. [1]

A lent látható ábra általánosan és ideálisan szemlélteti egy tápegység feszültség-áram karakterisztikáját.



1.1.1. ábra: Ideális tápegység U-I karakterisztikája.

1.2. Az alapok meghatározása

A szakdolgozat keretein belül megvalósuló laboratóriumi stabilizált egyenáramú tápegység alapját egy hiányos FOK-GYEM (Finommechanikai és Elektronikus Műszergyártó Szövetkezet) TR 9158 típusú műszer adja. A kimenete 0-tól 40 Voltos feszültségtartomány, valamint 0-10 Amperes áramerősségtartományon belül állítható, így a maximálisan kivehető teljesítmény 400 W.

Ezen specifikációkat az eszköz eredetileg egy vezérelt tirisztoros egyenirányítással, nagyteljesítményű transzformátorral és disszipatív (áteresztő) végfokozattal éri el. Szakdolgozatom célja, hogy a műszer kimeneti paramétereinek állíthatósága és tartománya fent maradjon, ellenben az eredeti topológiától eltérő működési elvvel valósuljon meg a tápegység.

A paraméterek meghatározását behatárolja a műszerben meglévő (megmaradt) alkatrészek és azok tulajdonságai. A felmerülhető topológiák lehetőségét szűkíti az, hogy a hálózati zavarssűrítő kondenzátor, hálózati transzformátor, az egyenirányító diódák melyek egy Grätz-hidat alkotnak, az áteresztő fokozat tranzistorai, a beépített digitális multiméter, és a kezelőszervek még megmaradtak. A költségek minimalizálása érdekében a tervezés során cél az, hogy minél több alkatrész felhasználásra kerüljön. Természetesen, ha az adott alkatrész a választott működési elvben nem felhasználható, vagy nagyban rontaná a hatásfokát az eszköznek, akkor az kiszerezésre kerül.

A már említett feszültség és áram tartományon kívül további funkciókat is megváltoztattam, a teljesítményt 500 W-ra növeltem (0-50 Volt; 0-10 Amper állítható tartományok), valamint gyárilag több tápegységet is össze lehetett kötni egymással, valamint távolról is vezérelni, ezeket a funkciókat eltávolítottam. A bemeneti 700 VA-es transzformátort is eltávolításra került.

A tápegység kimenete a hálózati kapcsolótól függetlenül lekapcsolható, így a terhelés üzemszerűen (biztonságosan) eltávolítható, anélkül, hogy zárlat vagy bármely jelenség veszélyeztetné a terhelés, a tápegység vagy kiváltképp a felhasználó épségét.

2. RENDSZERTERV

2.1. A topológia

A tápegység működési elvének felépítését a 1.2. fejezetben már említett feltételek körvonalazzák. Célként jelöltem meg a nagyobb, közel 500 Wattos, kimenő csúcsteljesítményt, amely 0-50 Voltos feszültség-; és 0-10 Amperes áramtartományt jelent, emiatt egy teljes mértékben disszipatív elven működő tápegység reális keretek között nem megvalósítható. Az eredeti megoldásban is kapcsolóüzemű megoldást alkalmaztak, igaz a „kapcsolgatást” az áteresztő fokozat előtt elhelyezett Grätz-híddal oldották meg úgy, hogy a négy diódából kettő tirisztor volt, és így szaggatott egyenfeszültséget kapva, ezzel növelve a tápegység hatásfokát. A hozzám került műszer hiányosságai mellett át is alakították; a két tirisztort két teljesítménydiódára cserélték.

Mivel a megépítendő tápegység laboratóriumi körülmények közé szánt, így a disszipatív működési elv nem elvetendő. Az ilyen lineáris elven működő stabilizátorok relatív egyszerű felépítésűek, könnyen visszafejthetőek és javíthatóak. Nem igényelnek egyedi alkatrészeket, „*off-the-shelf*” komponensekből összeállíthatóak. Linearitásukból adódóan nem keltenek rádió frekvenciás (RF) zajt, melyek hatással lehetnek nem csak a belső felépítésre, hanem a műszer kimenetére így a terhelésre, valamint környezetében lévő más elektronikus eszközökre, műszerekre. Ezen zaj eliminálása esszenciális mind a működés, mind a felhasználás, vagyis a mérések szempontjából. A probléma különböző szűrők beépítésével megoldható, de ez nagyban bonyolítja a felépítést, további alkatrészek pedig költségnövelő hatást is vonnak maguk után. [2]

A lineárisan stabilizált tápegység elvének használata a fent említett pozitívumok ellenére számomra nem alkalmazható. A tervezett 500W-os kimeneti csúcsteljesítmény és a disszipatív tápegységekre jellemző 35-50%-os hatásfok mellett a veszteség mértéke már meghaladja a pozitívumok adta előnyt. A hő formájában eldisszipálendő veszteséget csak több teljesítmény tranzisztoron lehetne „*eloszlatni*”, majd hatalmas hűtőbordákon elvezetni, esetleg aktív hűtést beépíteni. Ezen többlet elemek nagyban megnövelik a megvalósítás költségeit. A laboratóriumi környezetben olykor elvárt állandó környezeti hőmérséklet szempontjából sem előnyös egy rossz hatásfokú „hőtermelő” eszköz.

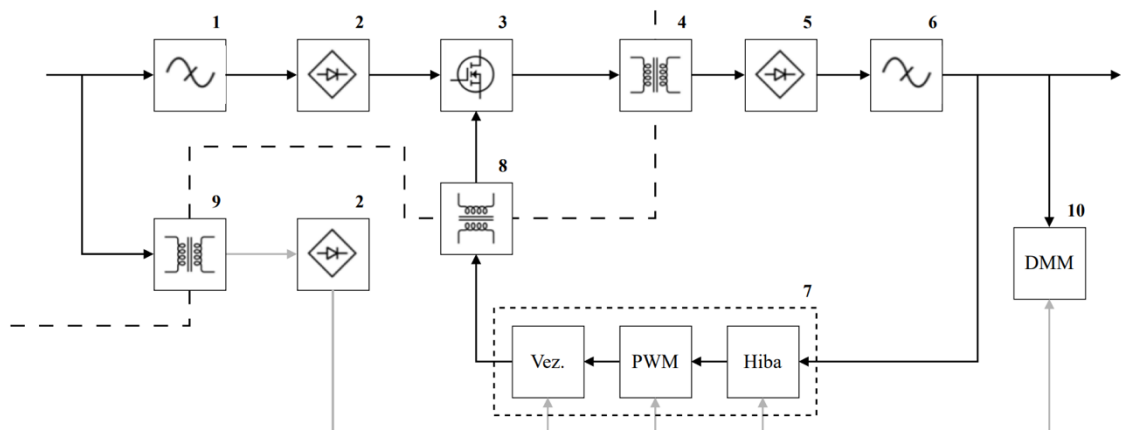
Egy kapcsolóüzemű tápegység tervezése és építése mellett döntöttem, mert ezen topológia lehetővé teszi nagyobb teljesítmények (esetemben 500 W) leadását magas hatásfok mellett; nagyjából 70-85%. Vannak hibrid megoldások is, melyek kombinálják a disszipatív és kapcsolóüzemű tápegységek felépítést, viszont ez a megoldás összetett felépítéssel rendelkezik. [3]

A kapcsoló elven működő stabilizált tápegységek, szemben lineáris társaikkal melyek az áteresztő tranzisztorait lineáris módban használják, a teljesítmény tranzisztorait (3.4. fejeztben kifejtve, de esetünkben n-MOSFET) mind a szaturált (saturation region; $U_{GS} > 0$ V), mind pedig a zárt (cut-off region; $U_{GS} \leq 0$ V) tartományban működteti. Ezekre a tartományokra igaz, hogy a feszültség-áram kapcsolata ellentétes, vagyis alacsony feszültség - magas áram (szaturált), magas feszültség - effektíve nulla áram (zárt). Ezen állapotokban a tranzisztoron eső veszteség minimális.

Ezen jobb hatásfokú működést úgy éri el a rendszer, hogy egy egyenáramú bemeneti feszültséget szaggatja, az így kapott impulzusok amplitúdója megegyezik a DC feszültség nagyságával. A folyamatban a „*kapcsoló*” szerepét a teljesítmény tranzisztorok vagy FET-ek végzik, míg számukra a jelet egy impulzus szélesség modulációval (PWM) működő vezérlő biztosítja. Az impulzus frekvenciáját így nagyban befolyásolja a kitöltési tényező nagysága.

Az így kapott váltakozó áramú közel négyszögjel amplitúdója egy impulzus transzformátor segítségével beállítható, valamint több szekunder tekercselésével további kimenetek is létrehozhatóak, bővítve a tápegység funkcióját. Egyenirányítást követően a nem kívánt felharmonikusokat különböző frekvencia függő tagokkal szűrjük, általában L-C szűrővel. [4]

2.2. Blokkvázlat



1 → Bemeneti zavarcsűrő	6 → Szűrés
2 → Egyenirányítás	7 → Vezérlés
3 → Teljesítmény kapcsoló: a MOSFET	8 → Gate vezérlőjelének izolálása
4 → Impulzus transzformátor	9 → Segéd tápegység
5 → Kimeneti egyenirányítás	10 → Kijelző

2.2.1. ábra: A tápegység blokkvázlata.

A blokkdiagram egy forward-mode half-bridge (folytonos, félhíd üzemi) tápegység kulcsfontosságú részegységeit mutatja be. A következőkben részletezem a topológia jellemző tulajdonságait, majd a blokkok funkcióit röviden bemutatom. A 3-es fejezetben részletesebben is kifejtem az egységek felépítését.

A forward-mode (vagy folytonos; 2.2.1. ábra) feszültség átalakítót, stabilizátorokat leginkább a mechanikában használatos lendkerékkel lehetne jellemzeni. A feszültségforrásunk és a kapcsolónk (1; 2 és a 3) a kereket forgató motor, az L-C tag (6) pedig a lendkerék. A mechanikában a lendkerék feladata az energiatárolás. Az általam használt kapcsolásban az L-C tag feladata szintén az energiatárolás, mégpedig a kapcsolások közti időtartamok közt tárolja, valamint leadja a kívánt energiát a kimenet számára. Ezen funkción kívül szűrési feladatot is ellát a fent említett tag. A kapcsolóüzemből adódóan rádiófrekvenciás felharmonikusok jelenhetnek meg a kimeneten és a környezetbe is kisugározhatja azt, ezért ennek szűrése elengedhetetlen feladat a felhasználás szempontjából.

A half-bridge (vagy félhíd) megoldásokat leginkább nagyobb teljesítményű kapcsolóüzemi tápegységek tervezésekor szokták alkalmazni. Ahogy az 2.2.1. ábrán is

látható, két darab impulzus transzformátor egy primer, és egy szekunder oldalra osztja a topológiát. Ezzel a kimentet teljes mértékben izolálhatjuk a bemenettől, mivel nem csak a teljesítmény rész van elválasztva, hanem a kapcsoló és a vezérlő sincs galvanikus összeköttetésben.

Kondenzátorok segítségével a bemeneti feszültség felét állítjuk elő a transzformátor primer tekercsén. Ezen feszültséget a teljesítmény kapcsolók váltakozva kapcsolgatják, ezzel váltóáramot létrehozva. Emiatt a szekunder oldalon mindenféleképpen alkalmaznunk kell egyenirányítást (5).

A félhíd megoldásnak nagy előnye, hogy az impulzus transzformátor mágneses fluxusát teljes mértékben kihasználja, ellenben például a Flyback topológiával, ahol ez nem valósul meg. [5]

2.2.1. Bemeneti zavaraszűrés

[1-es blokk] Lényege, hogy az elektromágneses interferencia mértékét csökkentjük, mind a hálózat felől, bár ez elhanyagolhatóan kicsi, mind a műszer felől. Ezt egy L-C szűrővel lehet megvalósítani.

2.2.2. Egyenirányítás

[2-es blokk] A váltakozó feszültségeket a rendszer számára szabályozatlan egyenfeszültséggé alakítja. Ide tartozik a kimenet számára biztosított magasfeszültség és a vezérlés tápellátása.

2.2.3. Teljesítmény kapcsoló: a MOSFET

[3-as blokk] A beavatkozó egység, mely az egyenfeszültséget váltakozó feszültségű modulált négyszögjellé alakítja. A félvezető “kapu” csak szaturált és zárt állásban működik annak érdekében, hogy a veszteség minél kisebb legyen.

2.2.4. Impulzus transzformátor

[4-es blokk] Ezen topológiában két fontos feladatot lát el; galvanikus leválasztást biztosít a bemenet és a kimenet között és az impulzus modulált váltakozó feszültséget

feltranszformálja a kimeneti induktivitás számára szükséges értékre, hogy a kimeneten a kívánt érték jelenjen meg.

2.2.5. *Kimeneti egyenirányítás*

[5-ös blokk] Feladata, hogy a váltakozó feszültség jelet egyenirányítsa. Felépítését tekintve egy közös katódú, egyutas egyenirányítást alkalmaztam.

2.2.6. *Szűrés*

[6-os blokk] Két pólusú L-C szűrőtagból áll mely az egyenirányított négyszögjel átlagát képezi le a kimenet számára. A tekercs, mint alkatrésznek energiatároló feladat is van; a kapcsolások (impulzusok) közti időtartamok során fenntartja a folytonos tápellátást a kimenet számára.

2.2.7. *Vezérlés*

[7-es blokk] Magában foglal több részegységet is. Feladata, hogy a kimeneti feszültség értékkel arányos jelet egy referencia feszültséggel összehasonlítva meghajtó jelet hozzon létre, melyet impulzus szélesség vezérlésre alkalmas jellé alakítva erősítők segítségével vezérelje a teljesítmény kapcsolókat, vagyis a MOSFET-eket.

2.2.8. *Gate vezérlőjelének izolálása*

[8-as blokk] Feladata galvanikusan elválasztani a nagyfeszültségű kapcsolókat a vezérlőegységtől.

2.2.9. *Segéd tápegység*

[9-es blokk] A vezérlés, valamint az aktív hűtés számára biztosít egyenfeszültséget. A hálózattól egy transzformátor segítségével van galvanikusan leválasztva, és egy potencióméter segítségével állítható be a pontos feszültség.

2.2.10. *Kijelző*

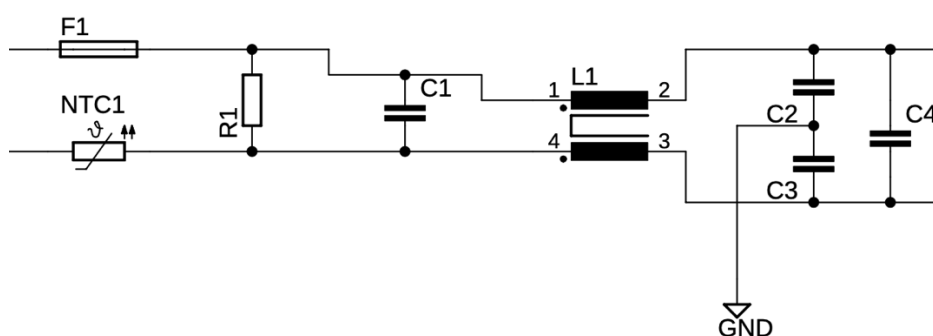
[10-es blokk] Feladata az áram-, és feszültségérték megjelenítése a kimenet vizsgálata alapján.

3. EGYSÉGEK KIDOLGOZÁSA

3.1. A kidolgozás menete

A 2.2. fejezetben felsorolt részegységek felépítését részletezem a következőkben. A fejezetek közt összefüggések vannak, viszont sorrendjük nem tükrözi a tervezése folyamatát, mivel az egyes alkatrészecskék paraméterei egymásra hatnak, köztük kölcsönös összefüggések állapíthatók meg.

3.2. Bemeneti zavarcsökkentés



3.2.1. ábra: Hálózati szűrés kapcsolási ábrája.

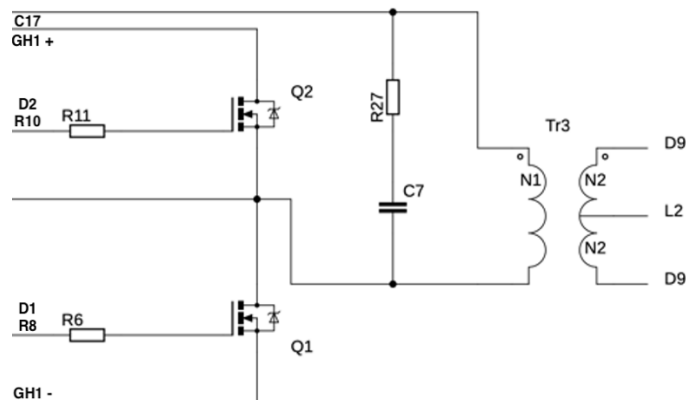
A bemeneti zavarcsökkentés lényege, hogy az elektromágneses interferencia (EMI – Electromagnetic Interference) mértékét csökkentsük. Egy vezetőkön átfolyó áram a vezetők körül elektromágneses teret hoz létre, ebből következik, hogy a különböző zavarjelek is képesek létrehozni ilyen teret. Ezen zavarjelekre jellemző, hogy mind a hálózat felől, mind a műszer irányából képesek fellépni, valamint általában magas frekvenciájúak. A hálózat irányából sokszor az okozza a zavarjeleket, hogy a magas csúcsáram vektora kissé eltolódik a 90°-hoz képest, így a szinuszos jel feszültsége kismértékben ellaposodik. Ez a jelenség felharmonikusokat kelt a hálózatban, melyek ezáltal megjelenhetnek a készülék bemenetén is. [6]

A műszer oldaláról leginkább a Grätz-híd által keltett impulzuszerű áramerősség képez felharmonikusokat, valamint a kapcsolóüzem miatt fellépő rezgés is okoz mágneses zajt a vezetőkön. Ezen zajok megszüntetése, csökkentése fontos, mivel kisugárzásuk a környezetben lévő eszközöket zavarhatja, működésüket befolyásolhatja.

A 3.2.1. ábrán látható a szűrési fokozat kapcsolási rajza. Maga az áramkör, védelemmel kezdődik, mintsem szűréssel. F_1 olvadóbiztosíték feladata, hogy túláram-, leginkább zárlatvédelem esetén megszüntesse a hálózati táplálást. NTC_1 ($R_{T=25^\circ\text{C}} = 5 \Omega$; $R_{\min.} = 0,087 \Omega$) jelölésű termisztor a rendszerben található kondenzátorok, főképpen a nagykapacitású elektrolit kondenzátorok, bekapcsoláskor történő töltődéskor fellépő többletáram (rush-current) korlátozása. Mivel a termisztor negatív karakterisztikájú, ezért bekapcsoláskor nagyobb ellenállású, áramkorlátként viselkedik, de az áram hatására melegedik, így ellenállása csökken és fokozatosan enged nagyobb áramot a rendszer számára. Az R_1 ellenállás érintésvédelmi funkciót lát el, vagyis a műszer lekapcsolását követően C_1 ; C_4 (földelés eltávolítása esetén C_2 ; C_3 is) töltést tárol, melynek önkisülése lassú, ezért érintésvédelmi szempontból veszélyes. Az ellenállás beépítésével elérjük, hogy a műszer kikapcsolása után a kondenzátorok ezen keresztül veszítsék el töltésüket, „sülnek ki”.

C_1 és C_4 fémezett polipropilén kondenzátorok feladata a differenciál-módusú (Differential-mode Noise) zajok szűrése. L_1 tekercs a közös-módusú (Common-mode Noise) zajok elnyomását, C_2 ; C_3 a közös-módusú zajok szűrését végzik.

A közös-módusú zajokra jellemző, hogy a földhöz képest mind a fázison, mind a nulla vezetőn azonos formában megjelenik, és az áram iránya mindkét esetben megegyezik.



3.2.2. ábra: A teljesítmény kapcsolóegység kapcsolási ábrája.

A tápegység működési elve alapján egyenirányított nagyfeszültséget, Q_1 és Q_2 MOSFET-ek meghatározott paraméterek alapján szaggatják (Q_1 és Q_2 alkatrész felépítése a 3.4. fejezetben részletezésre kerül.), melyeket egy impulzus transzformátor követ. A transzformátor felépítéséből adódóan, a primer és szekunder oldali tekercsek egymáson fekszenek. (A Tr_3 alkatrész felépítése a 3.5. fejezetben részletezésre kerül.)

Ebből adódóan a tekercsek között különböző parazitakapacitás jelenik meg, ezáltal a transzformátor bemenete és kimenete között is. A FET zárásával nagymértékű feszültségváltozás $\left(\frac{dU}{dt}\right)$ jelenik meg a transzformátoron ezáltal a bemenet és a kimenet közti parazitakapacitáson is, ez áram folyását idézi elő a transzformátor már említett kapacitásán. Ezt közös-modusú áramnak nevezik, és mely mindentől függetlenül megjelenhet a be-, kimeneten, egyszerre vagy különböző időben. Egy ideális transzformátor esetén ez a jelenség nem fordulhat elő, a transzformátor az elektromos energiát egy tökéletes elektromágneses térben csatolja a primer és szekunder oldal között. A valóságban viszont egy nemzérus kapacitás jelenik meg a transzformátor két oldala között.

A kapacitás mértéke befolyásolható a tekercsek közti szigetelés minőségével és vastagságával. Ezen paraméterek részletezése a 3.5. fejezetben történik.

A közös-modusú áram egymástól izolált be-, és kimenet esetén (mely az általam használt topológiára is jellemző) nagyrészt a rendszeren belül marad csak elenyésző szivárgóáram jelenik meg a két oldal között. Ezen szivárgóáram nem okoz számottevő problémát.

Abban az esetben, ha a be-, illetve kimenet között valamilyen galvanikus kapcsolat lép fel, esetemben ez azonos földeléssel idézhető elő, akkor a közös-modusú áram a kisebb ellenállás irányában vezet. Ez addig nem okoz problémát amíg ezen vezető szakasz és csatlakozások parazitainduktivitása elég alacsony. Amint számottevő inductívitás mérhető ezen szakaszon, a gyors áramváltozás egy feszültség formájában megjelenő zajként $\left(U = L \cdot \left[\frac{di}{dt}\right]\right)$ jelenik meg akár be-, valamint kimeneten egyaránt. A zajnak frekvenciája is van, mely a kapcsolófrekvenciától is függ.

Mivel a közös-módusú zajt a vezetők és a föld között értjük, ezért ezen eliminálása érdekében kerámia kondenzátorokat alkalmaztam. A kerámia kondenzátorban használt dielektrikumra jellemző a magas permittivitás, ellenben hőfüggése sokkal alacsonyabb, magasabb frekvenciákon kevesebb a vesztesége, így ebben a konfigurációban alkalmazása ajánlott. Az ezeken megjelenő áramot szivárgási áramnak nevezzük. Elméletben, ha a két vezetők a feszültség egyenlő és ellentétes (180° -kal kitér a fázisa), valamint a kondenzátorok értéke egyenlő, akkor a hálózati 50 Hz-es frekvencián a kondenzátorokon megjelenő áramok különbsége 0.

Mivel a valóságban viszont nincs kettő egyenlő értékű kondenzátor, ezért minimális áram folyik a föld irányában. A megengedett szivárgási áram 5 mA. [6]

A következő számítások megadják, hogy mekkora az a maximális kapacitás érték mellyel tartható a fent említett szivárgási áram, a kondenzátor reaktanciájával számolva. A tervezés során célként lett meghatározva a biztonság növelése, ezért a megengedett szivárgási áram tizedével lett számolva.

$$u_h = 230 \text{ V}$$

$$i_{sz} = 0,5 \text{ mA}$$

$$f_h = 50 \text{ Hz}$$

$$\frac{u_h}{i_{sz}} = x_c \Rightarrow \frac{230 \text{ V}}{5 * 10^{-4} \text{ A}} = 0,46 \text{ M}\Omega$$

$$x_c = \frac{1}{2 * \pi * f_h * C_{1;2}} \Rightarrow C_{2;3} = \frac{1}{2 * \pi * f_h * x_c}$$

$$C_{2;3} \approx 6,92 \text{ nF} \approx 6920 \text{ pF}$$

Az így kapott kapacitás érték egy kondenzátorra értendő. Ennél nagyobb értékű kondenzátor növeli a szivárgási áram mértékét.

Az általam beépített C_2 ; C_3 kondenzátorok értéke 2200 pF, ebben az esetben a lent elvégzett számítással ellenőriztem a várható szivárgási áram nagyságát:

$$C_{2;3} = 2,2 \text{ nF} = 2200 \text{ pF}$$

$$x_{C_{2;3}} \approx 1,45 \text{ M}\Omega$$

$$i_{sz}' = \frac{u_h}{x_{C_{2;3}}} = \frac{230 \text{ V}}{1,45 * 10^6 \Omega} \approx 0,16 \text{ mA}$$

A fent kiszámolt i_{sz}' alapján a beépített kondenzátorok elégségesek, nagyságrenddel sikerült csökkenteni a szivárgási áramot a hálózat és a föld között. [7]

Beépítésre került egy L_I tekercs is mely, a differenciális-, és a közös-módusú zajok elnyomásában szintén szerepet játszik. Szintén csökkenti, megszünteti a kapcsolóüzem, illetve hálózati egyenirányítás miatt fellépő zavarokat, melyek kevésbé véletlenszerű, gyakran periodikus elemeket tartalmazó szűkebb spektrumú jel. A tekercs felépítésének megtervezésével kapcsolatban több irodalom is úgy írt a problémáról, hogy egzakt, egymásra épülő matematikai egyenleteket nem társított az említett tervezési folyamathoz. Ezen probléma áthidalása érdekében több hasonló felhasználásban alkalmazott, már kész alkatrészt vizsgáltam meg, mind elméleti, mind mérések útján. Emellett számomra rendelkezésre álló komponenseket is felhasználtam, a költségek csökkentése érdekében.

Az alkalmazott építőelemekhez viszont nem álltak rendelkezésemre pontos fizikai paramétereket leíró dokumentum, így az otthon található műszerek segítségével visszafejtettem a komponensek fizikai értékeit, majd az így kapott közelítő értékek alapján megépítettem a számomra ideális alkatészt. A következőkben lépésről lépésre levezetem ennek folyamatát, elméleti és matematikai szemszögből egyaránt. [8]

A rendelkezésre álló ferrit-mag méretei a következők:

$$l_1 = l_2 = 13,20 \text{ mm}$$

$$l'_2 = l''_2 = 7,10 \text{ mm}$$

$$h = 3,65 \text{ mm}$$

$$p = s = 4,30 \text{ mm}$$

$$q = 5,70 \text{ mm}$$

$$A_1 = A_3 = 24,51 \text{ mm}^2$$

$$A_2 = 20,81 \text{ mm}^2$$

A₂ keresztmetszet mentén a fluxus hossza:

$$l_2 = l'_2 + l''_2 = 14,20 \text{ mm}$$

A fluxus átlagos hossza a sarkok esetén:

$$l_4 = l_5 = \frac{\pi}{4} * (s + h) = 6,244 \text{ mm}$$

Átlagos felület a sarkok esetén:

$$A_4 = A_5 = \frac{A_1 + A_2}{2} = 22,66 \text{ mm}^2$$

Mag együttthatók (core constants):

$$C_1 = \sum_1^5 \frac{l_1}{A_1} = 2,69 \text{ mm}^{-1}$$

$$C_2 = \sum_1^5 \frac{l_1}{A_1^2} = 0,11 \text{ mm}^{-3}$$

Vasmag effektív keresztmetszete:

$$A_e = \frac{C_1}{C_2} = 24,50 \text{ mm}^2$$

Vasmag effektív mágneses hossza:

$$l_e = \frac{C_1^2}{C_2} = 65,99 \text{ mm}$$

Miután felmértem a vasmag méreteit, a ferrit anyagminőségére koncentráltam. Erre egy ohm méterrel elvégezhető vizsgálatot alkalmaztam. A mag felületét megtisztítva, enyhén megcsiszolva a felületet a jobb kontaktus érdekében, a felület ellenállását megmértem. A felületen a mérőpontok egymástól 6 milliméterre helyezkedtek el. Az így kapott ellenállásérték $R_{fm} \approx 150 \Omega$. A kapott értékből következtetni lehet, hogy a vasmag Mangán-cink (MnZn) ferritből készült. Ezen anyagot gyakran használják EMI szűrőkbe épített tekercsek vasmagjaként, mivel szubmegahertzes tartományban is alkalmazható. Alacsony veszteség és magas permeabilitás jellemzi. [9]

Katalógusadatokról és az anyagot tanulmányozó értekezésekből következtethető, hogy a szaturációs fluxus sűrűsége a vasmagnak $B_{sat} \approx 500 \text{ mT}$. Több gyártó portfólióját megtekintve, hasonló dimenziókkal rendelkező vasmagok permeabilitása nagyjából 8000 – 9000 közé tehető, esetemben $\mu \approx 8300$ a közelítő érték.

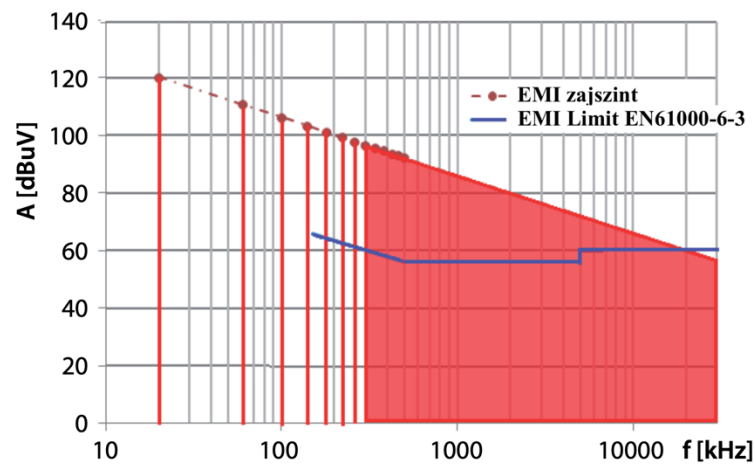
A tekercs menetszámának kiszámításához már csak az induktivitás értéke szükséges. Ehhez meg kell vizsgálni, hogy a fellépő zajok mértéke mekkora lehet a bemeneten, és ennek megfelelően megválasztani az induktivitás értékét. Első sorban a differenciál-módusú zajokat vizsgálom, ezen zajok egyik fő forrása, hogy a Grätz-hidat követő nagykapacitású elektrolit kondenzátorok belső impedanciáján feszültség esik a MOSFET-ek áramkorlátozása végett.

Egy Fourier-analízissel, megkaphatjuk a megjelenő harmonikusok mértékét:

$$U_{es\acute{e}s} \approx 0,76 V$$

$$a_n = \frac{4 * U_{es\acute{e}s}}{\pi * n}; n = 1,3,5, \dots \Rightarrow a_1 = 0,96766; a_3 = 0,32255; a_5 = 0,19353$$

$$A_n = 20 * \log_{10} \frac{a_n}{1 \mu V} \Rightarrow A_1 \approx 120 dB\mu V; A_3 \approx 110 dB\mu V; A_5 \approx 106 dB\mu V$$



3.2.3.ábra: A Fourier-analízis Log-Lin ábrázolása.

A 3.2.3. ábrán látható diagramról leolvashat, hogy a működésifrekvencián vagyis $f_m = 54 kHz$ a fellépő zaj mértéke közelítőleg $108 dB\mu V$. Meredeksége: $20 dB/dekád$.

A kapott eredmények csak közelítőek, ellenben jó támpontot adnak a tervezés számára.

A következő modell az állítható kitöltési tényezőjű PWM rendszerekre jellemző zajtényezőt mutatja be.



3.2.4.ábra: Állítható kitöltési tényező esetén a differenciál-módusú zaj.

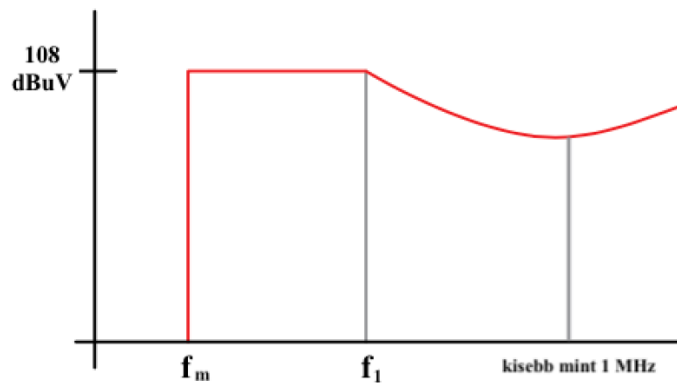
$$f_m = 54 \text{ kHz}$$

$$d_{min} \approx 5 \%$$

$$f_1 = \frac{f_m}{\sin(\pi * d_{min})} \approx 200 \text{ kHz}$$

A 3.2.4. ábra is mutatja, hogy a működési frekvencia és az általunk számolt f_1 frekvencia között a zajszint nem csökken, majd f_1 -et követően 20 dB/dekád -dal csökken. A fenti modellekkel közelítő képet kaptunk a differenciál-módusú zaj szintjéről és frekvenciatartományáról.

A következőkben a közös-módusú zajok szintjét modellezem le. Ezen típusú zajok viselkedésének megjósolása sokkal nehezebb, mivel a parazita-csatolások (parazita kapacitás, induktivitás) és különböző rezgések jóval nagyobb befolyást gyakorolnak rájuk. A 3.2.5. ábra mutatja, hogy nagyjából milyen átviteli jelleggörbéje van a közös-módusú zajoknak.



3.2.5. ábra: Közös-módusú zajokra jellemző átviteli jelleggörbe.

A közös-módusú zajok mértékét a rendszer többi része és azok felépítése is nagyban befolyásolja. Mivel a műszer háza fémből készült és földelt, így az gyakorlatilag antennaként viselkedik a zajok számára. [10]

A következő képlettel meghatározzuk, hogy a szűrőnek mekkora elnyomásra van szüksége:

$$\text{A } 540 \text{ kHz-nél lévő felharmonikus szintje: } A_n \approx 90 \text{ dB}\mu\text{V}$$

$$\text{Quasi Peak limit (IEC/EN61000-6-3): } A_{QPL} = 65 \text{ dB}\mu\text{V}$$

$$\text{Biztonsági tartalék: } A_{bt} = 3 \text{ dB}$$

$$A_a = A_n - A_{QPL} + A_{bt} \approx 28 \text{ dB}\mu\text{V}$$

A kapott eredmény után meg kell adni, hogy a szűrőnk keresztelési frekvenciája, hol legyen, és mely ponttól fokozatosan növekszik az elnyomás mértéke 40 dB/dekád -dal.

$$A = 40 * \log_{10} \left(\frac{f_1}{f_c} \right) \Rightarrow f_c = 10^{\frac{-A_a}{40}} * f_1 \approx 40 \text{ kHz}$$

A szűrő keresztelési frekvenciáját követően kiszámolhatjuk a tekercs induktivitását:

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{2 * L * C_{2,3}}} \Rightarrow L = \frac{1}{8 * \pi^2 * C_{2,3} * f_c^2} \approx 3,5 \text{ mH}$$

Az eddig számoltak alapján megkaphatjuk, hogy mennyinek kell lennie egy tekercs menetszámának.

$$L = \frac{0,4 * \pi * \mu * N^2 * A_e * 10^{-8}}{l_e} \Rightarrow N \approx 30,4 \approx 30 [-]$$

A számítás alapján tehát a tekercseknek egyenként 30 menetszámmal kell rendelkezniük. Az fojtó induktivitás építése során a ferrit vasat összeragasztottam, valamint a biztosító klipszet is a ferrithez ragasztottam, ezzel biztosítva, hogy vasmag darabok között ne legyen légrés. Szigetelőszalagot nem alkalmaztam, egymástól független tekercsek egymásra nem fekszenek, tekercselés során folyamatos feszítést alkalmaztam, a szorosság miatt, valamint esetleges működésközben fellépő hangfrekvenciás hangok ellen. A vezetősál rétegesen lett feltekercselve, vezető átmérője 0,5 mm. Csévézés kezdete mindkét tekercs esetén azonos, hálózat felől kezdődik.

3.3. Egyenirányítás

Ezen fejezetben részletezem mind a teljesítmény, mind pedig a segéd tápellátás felépítését. A teljesítmény egyenirányítás egy tokozott Grätz-híddal történik, típusa: T10XB60.

Nyitófeszültség [V _F] (I _F =5 A; t _a =25 °C)	Zárófeszültség [V _{RMS}]	Kimeneti áram [A _O] (Ø Hűtés)	Kimeneti áram [A _O] (Hűtéssel)	Nem Ismétlődő csúcsáram [A _{Omax}]
1,05	420	2,7	10	120

3.3.1.tábla: T10XB60 egyenirányítóhíd jellemző paraméterei.

Üresjárási kimeneti feszültség:

$$U_{eff} \approx 230 \text{ V}$$

$$U_F \approx 1,05 \text{ V} \text{ (} I_F = 5 \text{ A)}$$

$$U_{kiü} = \sqrt{2} * U_{eff} - 2 * U_F$$

$$U_{kiü} = \sqrt{2} * 230 \text{ V} - 2 * 1,05 \text{ V} = 323,17 \text{ V}$$

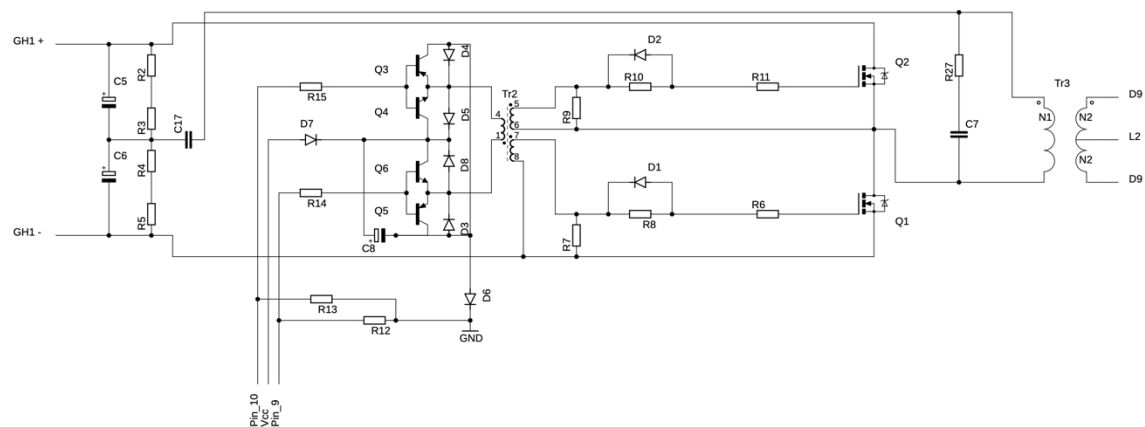
Mért üresjárási feszültség:

$$U_{kiü_mért} = 327 \text{ V}_{DC}$$

A számított és mért üresjárási feszültségek nagyságrendileg megegyeznek. A számított érték a pufferkondenzátorok (C₅; C₆) méretezése során fontos. A kapcsolásból adódóan, a kondenzátoroknak egyenként a Grätz-híd kimeneti feszültségének felét kell elbírnuk. Ha a legrosszabb esetre számolunk, akkor a kapott üresjárási feszültség felét állandó jelleggel kell elviselnie egy kondenzátornak, vagyis 162 Voltot. A felhasznált kondenzátort 200 Volt működési feszültségre tervezték, ezzel további biztonsági tartalékot hagyva. C₅ és C₆ kondenzátorok kapacitása 680 µF. R₂, R₃; R₄, R₅ 75 kΩ ellenállások feladata a pufferkondenzátorok tolerancia javítása.

A vezérlőáramkör számára szükséges tápfeszültség előállítását egy GBU8A típusú Grätz-híd, valamint egy NTE 953 típusú állítható feszültségstabilizátor állítja elő. A túlméretezés legfőbb oka, hogy a jövőben előforduló fejlesztések, bővítések esetén az áramkör ezen részét nem szükséges teljes mértékben átépíteni, elég a stabilizátor beállítását módosítani a kívánt értékre egy potencióméter segítségével.

3.4. Teljesítmény kapcsoló: a MOSFET



3.4.1. ábra: Teljesítménykapcsolás.

3.4.1. MOSFET meghatározása

A MOSFET mint teljesítmény kapcsoló egy gyakori választás, ha kapcsolóüzemű tápegységekről van szó, mivel típustól függően, de kapcsoló sebességét tekintve gyors, valamint szaturációs vesztesége kicsi, a bipoláris tranzisztorokhoz képest.

A MOSFET-re esetünkben tekinthetünk úgy is mint egy feszültség vezérelt nemlineáris ellenállásként. Ahhoz, hogy a térvezérlésű tranzisztorunkat szaturációs tartományba vezéreljük elegendő feszültséget kell kapcsolnunk a Gate-Source közé, ezzel elérve a kívánt Drain áramot. E két érték közt fellépő kapcsolat határozza meg a FET transzfer karakterisztikájának meredekségét (g_m – transconductance). [11] Az IRFP 460A típusú TO-247 tokozású n-csatornás MOSFET használata mellett döntöttem.

A következő képletek használatával a tranzisztor közelítő értékeit meg lehet határozni:

Drain-Source letörési feszültség:

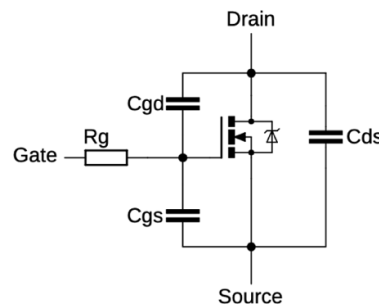
$$U_{(BR)DSS} \approx U_{be} \approx 300 V$$

A bemeneti feszültség (U_{be}) egy közelítő érték, a pufferkondenzátorok (C_5 ; C_6) nem teljesen simítják ki az egyenirányított feszültséget ezért minimális bűgófeszültség mérhető, de ez a működést nem befolyásolja.

Drain áram:

$$I_D \approx \frac{2 * P_{ki}}{U_{be(min)}} \approx \frac{2 * 500 W}{300 V} \approx 3,33 A$$

A fent látható képlet iránymutatásra használható, természetesen a kapott eredmény worst-case esetként lehet felfogni, a lehetősége annak, hogy az alkatrészen tartósan ekkora áram folyjon, alacsony. [15].



3.4.2.ábra: MOSFET belső kapacitásai.

Az 3.4.2. ábrán látható rajz egy teljesítmény MOSFET helyettesítő ábráját mutatja be. Az alkatrész leírható úgy is, hogy a Drain-Source, Gate-Drain, Gate-Source pontok között egy-egy kondenzátor helyezkedik el, valamint a Gate ágat egy ellenállással is jellemezhetjük.

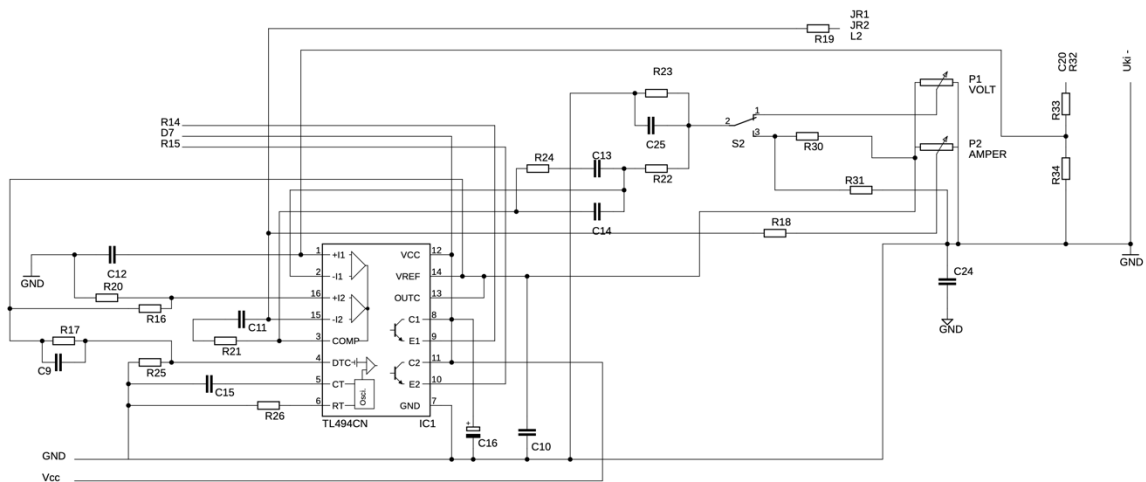
Ezen helyettesítő kép megalkotása segít, hogy a be-, illetve kikapcsolási tranziensek felépítését megértsük, és mely jelegek segítenek ellenőrizni, hogy az alkalmazott alkatrész megfelel-e a megalkotandó műszerben.

A fejezet bevezetésében említettem, hogy a MOSFET-ről a jelen felhasználásban elmondható, hogy egy feszültség vezérelt nemlineáris ellenállás. Ezen kijelentés viszont, ha mélyebben elemezzük a tranzistor működését, akkor megtévesztő lehet, mivel nem elég a gyártó által megadott U_{GS} feszültséggel számolni, a Gate-felől látható effektív kapacitás (C_{iss}) és annak töltése is nagyban befolyásolja a tranzistor működését. A tervezés szempontjából ezen kapacitások befolyásoló képességét a gyártó által megadott karakterisztikák szemléltetik, alacsony Gate-töltésnek köszönhetően egyszerűbb vezérlés is alkalmazható.

Ezzel jellemzik az 3.4.2.ábrán látható C_{gs} és C_{gd} kapacitások szuperpozícióját, melyek egymással nem párhuzamosak, különböző értékűek és eltérő feszültségűek. [12]

A MOSFET felépítésének ismerete a működtetés szempontjából azért fontos, mert a topológiából adódóan a tranzisztorok ütemezésének helyes beállítása fontos feladat. A rosszul vezérelt FET-ek hatásfokcsökkenést okozhatnak. Ennek oka az, hogyha a két MOSFET egyszer vezet, vagyis az egyik tranzisztor már úgy kezd el nyitni, hogy a másik még nem zárt le, akkor az impulzus transzformátor primer oldalán rövidzár alakul, mely fellépő többlet teljesítmény a FET-eken disszipálódik el. Ezért érdemes olyan időintervallumot létrehozni, amikor mindkét MOSFET ki van kapcsolva. Ezt az időszávot holtidőnek (deadtime) nevezzük.

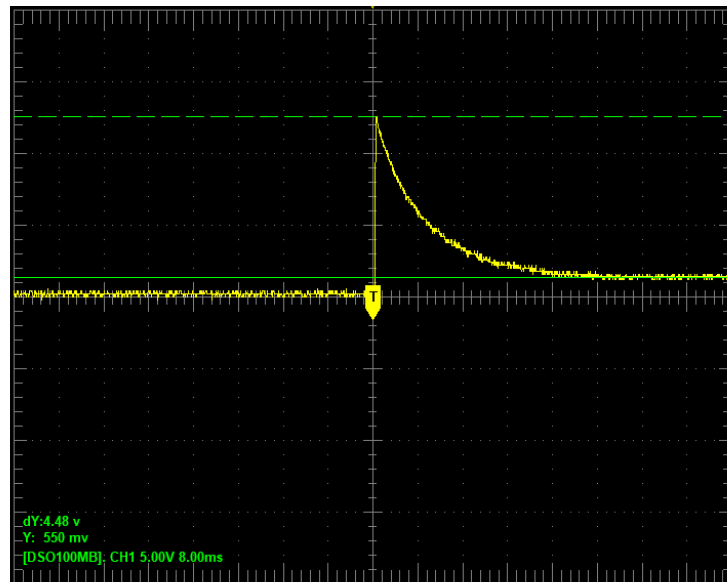
A holtidő beállítását egyrészt maga a vezérlő integrált áramkör segítségével elvégezhető, így külön áramkör rendszerek tervezése és megépítése nem szükséges, másrészt a Gate lábakkal sorba kötött ellenállásokkal is befolyásolható a tranzisztor kapcsolási sebessége. Általában a $27\ \Omega$ -nál kisebb ellenállásokat használnak, mivel nagyobb ellenállások esetén a Gate-kapacitás lassabban töltődik fel, illetve sül ki, mely a kapcsolási idő szempontjából hátrányos. [13] A fent említett értéket figyelembe véve, valamint méréseket követően a Gate-lábbal sorban egy $10\ \Omega$ ellenállás (R_6 ; R_{11}) került beépítésre.



3.4.3.ábra: Vezérlőáramkör és visszacsatolás.

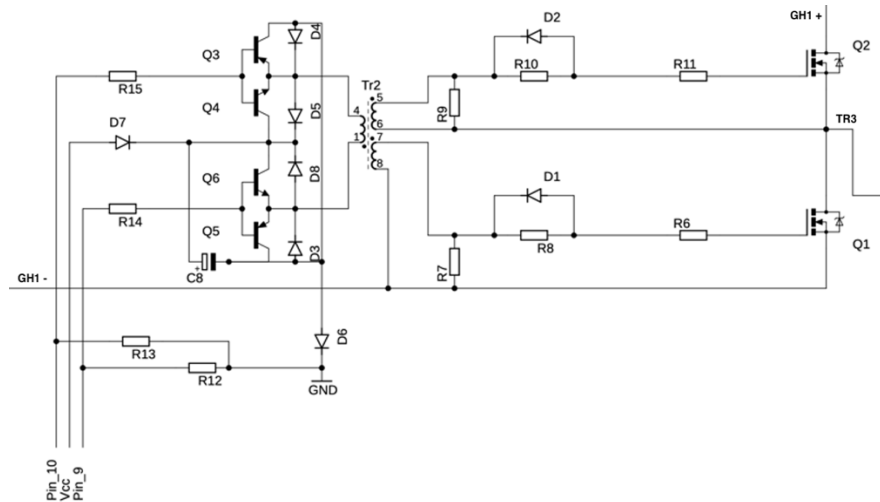
Bekapcsolási tranzienskor a kimeneti szűrésért felelős elektrolitkondenzátorok töltésekor megjelenő csúcsáramok tönkre tehetik a MOSFET-eket. Ennek elkerülése érdekében egy lágyindító áramkör beépítése elengedhetetlen.

A kapcsolás elve, hogy bekapcsoláskor a holdidő 100 %-os legyen, vagyis a vezérlőáramkör ne adjon vezérlőjelet a tranzistoroknak. C₉ kondenzátor miatt bekapcsoláskor a 4-es vezérlőlábon (DTC) a referencia 5 Volt jelenik meg, így a holdidő 100 %-os lesz és a vezérlő kimenetei letiltanak. Amint a C₉ kondenzátor R₂₅ ellenálláson keresztül töltődik, úgy a PWM jel kitöltési tényezője folyamatosan növekedik, addig míg a beállított értéket el nem éri. R₂₅ és R₁₇ értékeinek arányával (10:100) beállítható, hogy a bekapcsolási tranziens végén a 4-es vezérlőlábon a feszültség: $0,1 * 5\text{ V} = 0,5\text{ V}$ legyen. [14] Ehhez a feszültséghez természetesen hozzáadódik a 0,1 Volt offset, mely a vezérlőáramkörre jellemző. C₉ kondenzátor értéke 1 μF , ezzel kellő beállási időt biztosítva a rendszernek. A 3.4.4. ábrán látható, hogy bekapcsoláskor közel a referenciafeszültség jelenik meg a DTC lábon és a lefutást követően ~600 mV-ra esik vissza. Beállási idő: ~40 ms.



3.4.4.ábra: Lágyindítás vizsgálata 4-es vezérlőlábon (DTC).

3.4.2. Gate vezérlőjelének izolálása



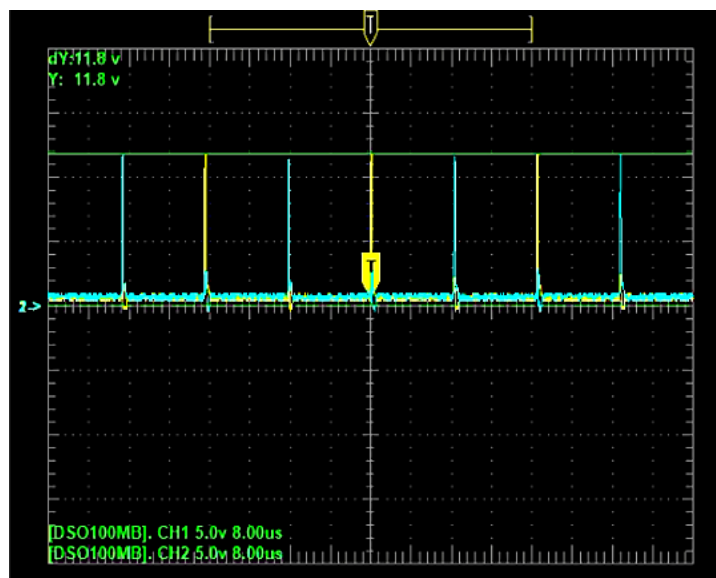
3.4.5. ábra: Gate vezérlése és annak izolálása.

A TL494 integrált áramkörből kapott vezérlőjelet izoláljuk egy impulzustranzformátor segítségével a MOSFET-ek Gate-lábától. Gyakorlatilag Q₃-Q₄, valamint Q₅-Q₆ tranzisztorok R₁₅, illetve R₁₄ ellenálláson keresztül kapják meg a vezérlőjelet, melyek push-pull elven működtetik Tr₂ transzformátort. Tr₂ két darab szekunder tekercsel rendelkezik, melyek tekercselési iránya ellentétes, így elérve Q₁ és Q₂ FET-ek felváltott működtetését. Például Q₁ FET vezérlésekor R₈-on keresztül kapja meg a vezérlőjelet, míg Q₂ a vezérlőjel árama ellentétes ezért D₂-ön keresztül folyik, így a FET nem vezet.

A transzformátor tervezésének folyamata megegyezik a 3.5. fejezetben leírtaknak, így a 3.4.1. táblázat összefoglalja a Tr₂ alkatrész felépítése. 3.4.5. ábrán látható a primeroldali vezérlőjel. A jel az ábrán impulzusszerűnek tűni, mivel a kitöltési tényező alacsony, viszont az ábra jól szemlélteti a két vezérlőjel közti eltelt időt, melyet holt-időnek nevezünk, mértéke 16 μ s.

Tr ₂	Primer tekercs	1.szekunder tekercs	2.szekunder tekercs
Menetszám [-]	23	27	27
Huzal átmérő [mm]	0,2	0,2	0,2
Szigetelő menetszám	2	2	2

3.4.1.táblázat: Tr₂ impulzustranzformátor főbb paraméterei.



3.4.5.ábra: Vezérlőjelek a Tr2 primer oldalán (Ch1: Q3-Q4; Ch2: Q5-Q6).

3.5. Impulzus transzformátor

A következőkben az impulzus transzformátor tervezésének és építésének folyamatát írom le. Első sorban a már ismert értékeket szedem össze, majd elméleti és gyakorlati összefüggések alapján meghatározom a megvalósítandó tápegységhez legmegfelelőbb paramétereket. Mivel a műszer karakterisztikái egyedinek mondható, így a tervezendő transzformátor is egyedi tervet, megvalósítást igényel. A piacon található hasonló alkatrészek tulajdonságai számomra nem megfelelőek.

3.5.1. Kiindulási értékek

A szükséges impulzus transzformátornak az alábbi értékeket kell biztosítania:

A bementi feszültség a félhíd topológia miatt a tápfeszültség fele:

$$u_{pri} \approx 150 \text{ V}$$

Az általam választott működési frekvencia gyakran használatos érték, sok kapcsolóüzemű tápegységekbe szánt alkatrészek paraméterei, ezen frekvencia érték mellett vannak megadva:

$$f \approx 54 \text{ kHz}$$

Az emelt feszültségű szekunder oldalnak köszönhetően az áram értékét csökkentjük, ezáltal csökken a veszteség, vagyis javítjuk a hatásfokot:

$$u_{sec} \approx 180 \text{ V}$$

Kimeneti áram esetén a tervezés során a maximális áramot adtam meg ami megjelenhet a tápegység kimenetén:

$$I_{ki} \approx 10 \text{ A}$$

Az impulzus transzformátor kimenő teljesítményét a műszer kimenő áram és feszültségének szorzatával kapható meg:

$$U_{ki_max} = 50 \text{ V}$$

$$I_{ki_max} = 10 \text{ A}$$

$$P_{ki} = U_{ki_max} * I_{ki_max} = 500 \text{ W}$$

3.5.2. Transzformátor tervezése és a szükséges számítások

A transzformátor vasmag anyagának és alakjának meghatározása:

A transzformátor vasmagjának meghatározásának első lépése annak anyagának meghatározása. Ezek ferrit alapú ötvözetek. Legfontosabb tényezők, melyek figyelembevétele elengedhetetlen a kiválasztás során; az anyag vesztesége az adott működési frekvencián, valamint a felhasználáshoz szükséges indukció. [15]

A gyártók, minden anyag leírásában említik az ajánlott felhasználási területet, így azt is, hogyha az adott maganyag használható-e kapcsolóüzemű tápegység impulzustranzformátoraként. Mivel célom volt az, hogy olyan vasmagot alkalmazzak, mely a magyar kereskedelemben is könnyen elérhető, így a Magnetics EER42 típusból a *R Material* anyagból készült terméket választottam. (3.5.1. táblázat)

Gyártó neve	Típusa	Anyagminősége	Max. frekvencia [MHz]	Effektív keresztmetszet [mm ²]
Magnetics	EER42	R Material	1,8	170

3.5.1.táblázat: Vasmagot jellemző paraméterek.

Az anyagot jellemző katalógusadatok alapján a ferrit vasmag vesztesége az általam alkalmazott $f = 54 \text{ kHz}$ működési frekvencia és $B_{max} = 150 \text{ mT}$ indukció esetén: $P_v = 30 - 40 \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$ közötti tartományon belül van.

Általánosságban elmondható a ferrit anyagból készült vasmagokról, hogy 100 Celsius fokos működési hőmérséklet esetén nagyjából 30 %-os indukció csökkenés figyelhető meg. A tervezési folyamat során ezért érdemes figyelni, hogy a tervezett indukció maximuma ne haladja meg a gyártó által megadott szaturációs indukció értékének 70 %-át. Az általam választott gyártó katalógusaira jellemző, hogy a B_{sat} indukció értékét 100°C -on adja meg. Az vasmag katalógusában megadott szaturációs indukció érték $B_{sat} \geq 300 \text{ mT}$, a tervezési folyamat során alkalmazott szabály szerint, vagyis, hogy $f \approx 54 \text{ kHz}$ működési frekvencia esetén a $B_{max} \approx 0,5 * B_{sat}$. Ezen összefüggés alapján a szaturációs indukció értékét 150 mT -nak határoztam meg.

A vasmag méretének meghatározása:

A ferrit mag méretezését legfőképpen hasonló paraméterű tápegységek impulzus transzformátorainak tanulmányozásával kezdtem. Ennek oka, hogy felkutassam a jellemző paraméterek tartományát, hogy választásom könnyebb legyen, valamint az országban is elérhető alkatrészekből épüljön fel a transzformátor.

Az iparban alkalmazott tápegységek, melyek kimeneti teljesítménye eléri a 400-500 W-ot, a ferrit mag effektív keresztmetszete; $A_e \approx 150 - 175 \text{ mm}^2$. Ezért az általam tervezet és épített transzformátor vasmagjának ezen paraméterét ennek megfelelően határoztam meg.

Primer oldal tekercs menetszámának számítása:

$$U_{be} = 150 \text{ V}$$

$$f = 54 \text{ kHz}$$

$$B_{max} = 150 \text{ mT}$$

$$A_e = 170 \text{ mm}^2$$

$$N_{pri} = \frac{U_{be}}{4 * f * B_{max} * A_e} =$$

$$= \frac{150 \text{ V}}{4 * 54 * 10^3 \text{ Hz} * 0,15 \text{ T} * 1,70 * 10^{-4} \text{ m}^2} = 27,23 \approx 28 [-]$$

Szekunder oldal tekercs menetszámának számítása:

Az impulzus transzformátornak esetemben a bemenetifeszültséget kismértékben fel kel transzformálnia, amellet, hogy a bemenet és a kimenet izolálása is funkciója, így a következő számítás megadja a szekunder oldali tekercs menetszámát:

$$\frac{N_{pri}}{N_{sec}} = \frac{u_{be}}{u_{ki}} \Rightarrow N_{sec} = 33,6 \approx 34 [-]$$

A szekunder oldal középleválasztásos, így 17-17 elrendezésben kerül feltekercselésre. Az eddig számolt paraméterek alapján ellenőrizni lehet az impulzus transzformátor maximális működési indukciójának választott értékét, ehhez a következő képletet alkalmaztam:

$$f = 54 \text{ kHz}$$

$$U_{be} = 150 \text{ V}$$

$$A_e = 170 \text{ mm}^2$$

$$N_{pri} = 28 [-]$$

$$k = 4,0$$

$$\begin{aligned} B_{max} &= \frac{U_{be}}{k * N_{pri} * A_e * f} = \\ &= \frac{150 \text{ V}}{4,0 * 28 * 1,70 * 10^{-4} \text{ m}^2 * 54 * 10^3 \text{ Hz}} = \\ &= 146 \text{ mT} \approx 150 \text{ mT} \end{aligned}$$

A kapott eredmény igazolja az előzetes értékmeghatározást.

Vezeték méretezés:

A tápegység tervezett maximális kimeneti árama 10 Amper. Erre a terhelésre az 1,5 milliméter (AWG 15) átmérőjű vezeték alkalmazása célszerű. Ez viszont nagyban megnehezítené a tekercselést, valamint a méretét a transzformátornak, így helyette 3-szor 0,5 mm-es vezeték (AWG 24) alkalmaztam. A gyártó átmérőt adott meg, így IEC 60228 szabványban nem besorolható mm²-ben való átszámolást követően.

3.6. Kimeneti egyenirányítás

A kimeneti egyenirányítás felépítését tekintve 2 féle módszer alkalmazása közül lehet választani; passzív-, vagy szinkronizált egyenirányítás.

Passzív esetén egy-, vagy kétutas, diódákból felépülő egységről beszélünk.

A szinkronizált felépítés alapját pedig MOSFET és velük párhuzamosan kapcsolt passzív egyenirányító alkatrészek alkotják. Ezen felépítési módszert leginkább telepről működő eszközökben, műszerekben alkalmazzák, ahol a hatásfok kulcsfontosságú, vagy ha a hő elvezetése nehezen megoldható.

A passzív kimeneti egység, félvezető-alapú egyenirányítóból épül fel, ebből adódóan az eldisszipált teljesítményből keletkező hő elvezetése egy megoldandó probléma. A megfelelő alkatrész kiválasztása kardinális, minősége nagyban befolyásolja a tápegység hatásfokát. Az általánosan használt egyenirányító félvezető alkatrészek nagyban függenek a bementi és kimeneti feszültség kapcsolatától, mely paraméterek meghatározzák a maximális záróirányú feszültséget. Tervezés középki-csatolt transzformátoros egyenirányító kapcsolást terveztem, melyet egy közös katódú diódapárral valósítottam meg. [16]

A következő egyenlet iránymutatást ad, hogy a választandó félvezető alkatrész záróirányú feszültsége milyen tartományba essen (k = közép leválasztásos transzformátor, egyutas egyenirányításra jellemző állandó):

$$k = 2 [-]$$

$$N_{pri} = 28 [-]$$

$$N_{sec} = 34 [-]$$

$$u_{be(max)} \approx 150 \text{ V}$$

$$U_r > k * \left(\frac{N_{sec}}{N_{pri}} \right) * u_{be(max)}$$

$$U_r > 2 * \left(\frac{34}{28} \right) * 150 \text{ V}$$

$$U_r > 364 \text{ V}$$

A kapott eredmény alapján a választandó dióda kettős záróirányú feszültségének nagyobbnak kell lennie, mint 364 Volt.

A beépítésre kerülő alkatrész a Thinki Semiconductor Co., Ltd által gyártott D92M-03 típusú közös katódú diódája (D₉). A fent számolt kritériumnak megfelel, mert a gyártó által megadott maximális záróirányú feszültség $U_{r(max)} \approx 400 V$.

Ezen megoldás kismértékben csökkenti a tápegység hatásfokát, viszont esetemben ez nem befolyásoló tényező, így nem releváns.

3.7. Szűrés

3.7.1. Fojtótekercs meghatározása

A kimeneti szűrés feladata, hogy az egyenirányított, viszont változó feszültségű jelet, egyenfeszültségé alakítsa és a rádiófrekvenciás zavarjeleket elnyomja.

A topológia felépítéséből adódóan a fojtótekercs paramétereinek kiszámításával kezdtem.

A fojtótekercs, mint induktivitás, feladata az energiatárolás azon időtartamok alatt, amikor a MOSFET-ek nem vezetnek. Emellett integráló hatása is van a négyyszög jelalakra.

Az iparban általában Mopermalloy ötvözetből készült toroid vasmagot használnak erre a feladatra. [17]

A tervezés során zárt toroid-gyűrű használata mellett döntöttem. A választott vasmag a MICROMETALS által gyártott T130-40 típusú toroid. Tulajdonságait az 3.7.1. táblázat foglalja össze.

Külső átmérő r_o [mm]	Belső átmérő r_i [mm]	Magasság h [mm]	Relatív permeabilitás μ_r [-]	A_L $\left[\frac{nH}{N^2}\right]$
33,6	19,2	11,0	60	69,0

3.7.1.tábla: Toroid vasmagot jellemző paraméterek.

A számítások során sikerült megbizonyosodnom arról, hogy ezt a gyűrűt alkalmazhatom a megvalósítás során is.

Első lépésként a legkisebb kimeneti áram esetén szükséges minimális indukciót értékét határozzuk meg:

$$U_{be(max)} \approx 50 V$$

$$U_{ki(max)} = 48 V$$

$$T_{on} \approx \frac{1}{f_{op}} * 30\% \approx \frac{1}{54 kHz} * 0,3 \approx 5,6 \mu s$$

$$I_{ki(min)} = 30 mA$$

$$\begin{aligned} L_{min} &= \frac{(U_{be(max)} - U_{ki(max)}) * T_{on}}{1,4 * I_{ki(min)}} = \\ &= \frac{(50 V - 48 V) * 5,6 * 10^{-6} s}{1,4 * 0,03 A} = \\ &2,7 * 10^{-4} H = 0,27 mH \end{aligned}$$

A kapott szám megmutatja azt a minimális induktivitás értéket, az előfordulható legalacsonyabb kimeneti áram esetén, amikor a vasmag fluxusa kiürül.

Érdeemes kiszámolni a toroidmagban előforduló tárolt energia köztes értékét, mivel a kapott számmal ellenőrző számításokat lehet végezni a tervezési szakasz során.

$$L_{min} = 0,27 mH$$

$$I_{ki(átlag)} \approx \frac{I_{ki(max)} - I_{ki(min)}}{2} \approx \frac{10 A - 0,03 A}{2} \approx 4,99 A$$

$$\begin{aligned} E_L &= L_{min} * I_{ki(átlag)} = 2,70 * 10^{-4} H * 4,99 A = \\ &= 1,35 * 10^{-3} J = 1,35 mJ \end{aligned}$$

Miután meghatározásra került a minimális induktivitás értéke, valamint tudjuk, hogy a választott toroid vasmag fizikai méretei és az anyagot jellemző relatív permeabilitást, a képlet átrendezésével megkaphatjuk a tekercselés menetszámát.

$$\mu_0 = 4 * \pi * 10^{-7} [-]$$

$$\mu_r = 60 [-]$$

$$r_o = 33,6 \text{ mm}$$

$$r_i = 19,2 \text{ mm}$$

$$h = 11,0 \text{ mm}$$

$$L = \frac{\mu_0 * \mu_r * N^2}{2 * \pi} * h * \ln\left(\frac{r_o}{r_i}\right) \Rightarrow N = \sqrt{\frac{L}{\frac{\mu_0}{2 * \pi} * \mu_r * h * \ln\left(\frac{r_o}{r_i}\right)}} =$$

$$= \sqrt{\frac{2,7 * 10^{-4} \text{ H}}{\frac{4 * \pi * 10^{-7}}{2 * \pi} * 60 * 11,0 * 10^{-3} \text{ m} * \ln\left(\frac{33,6 * 10^{-3} \text{ m}}{19,2 * 10^{-3} \text{ m}}\right)}} =$$

$$= 60,46 \approx 60 [-]$$

A tápegység tervezett maximális kimeneti árama 10 Amper. Fontos a fojtótekercs tervezése során, hogy feltételezzük, hogy a maximális és állandó működési áram halad át rajta, vagyis áramgenerátoros üzemmódra tervezzük az induktivitást. Kiindulási értéknek mondhatjuk, hogy a tekercsben fellépő csúcs áram 150 %-a a tápegység tervezett maximális kimeneti áramának. [18] Ennek az állításnak megfelelően a tekercseléshez használt vezetéknek el kell bírnia legalább a 15 Amper áramot. Európában az IEC 60228 szabvány standardizálja a vezetékek keresztmetszetét. A szabvány a vezető keresztmetszetét mm²-ben adja meg. Sokszor viszont a gyártók nem konzisztens módon adják meg az értékeket, olykor milliméterben vagy az American Wire Gauge (AWG) szabvány szerint. Az IEC 60228 alapján az ajánlott keresztmetszet 0,75 mm² (1 mm átmérőjű) erre a terhelésre.

A toroid vasmag gyártója az alkatrészhez adott dokumentációban feltüntette, hogy adott AWG vezető méret esetén mekkora az egy, valamint több rétegben feltekercselhető menetek legnagyobb száma. Az AWG 18 méretű tekercsvezeték esetén a maximális menetszám, szimpla tekercsréteg esetén, 80. Az értéket összevetve az általam számolt menetszámnál kisebb, így a fojtótekercs megvalósítható.

3.7.2. Szűrőkondenzátor meghatározása

A szűrőkondenzátor értékét nagyban befolyásolja, hogy mekkora a bűgőfeszültség, melynek megléte a tápegység kimenetén még elfogadható. A tervezés ezen szakaszában egy általánosan használt feszültség mennyiséget használtam.

A bűgőfeszültséget jellemezhetjük a kimeneti egyenáramú jelre felülő háromszög alakú hullámformaként, melyet egy csúctól csúcsig mért értéként adunk meg. Ezt hasonló topológiával rendelkező kapcsolóüzemű tápegységeknek 30 mV körüli feszültségértéknek adják. [19]

A következő képlettel egy minimális kapacitásértéket kapunk, mely támaszpontot biztosít abban, hogy mely kapacitás alatt romlik, vagyis növekedik a bűgőfeszültség értéke:

$$I_{ki(max)} = 10 \text{ A}$$

$$\partial_{(min)} = 0,4$$

$$U_b = 30 \text{ mV}$$

$$f = 54 \text{ kHz}$$

$$C_{min} = \frac{I_{ki(max)} * (1 - \partial_{(min)})}{f * U_b} =$$

$$= \frac{10 \text{ A} * (1 - 0,4)}{54 * 10^3 \text{ Hz} * 0,03 \text{ V}} =$$

$$0,00324 \text{ F} = 3,24 \text{ mF} = 3240 \mu\text{F}$$

A képletben használt $\partial_{(min)}$ jelöli a legkisebb kitöltési tényezőt, magas feszültség és alacsony terhelés esetén. Közelítésként 0,4 lett megadva, ezt az értéket több irodalom is említi, hogy a tervezés kezdeti szakaszában ezzel érdemes számolni.

A kondenzátort jellemző két érték; az ESR és az ESL, nagyban befolyásolni tudja a tápegység végső kimeneti karakterisztikáját, ezért ezen paraméterek vizsgálata kulcsfontosságú.

Az ESR (Equivalent Series Resistance, Helyettesítő Soros Ellenállás) értéke hatással van a kondenzátor melegedésére, ezáltal annak élettartamára. Negatív hatással van a bűgőfeszültség értékére is, oly módon, hogy nagyobb ESR érték esetén a későbbiekben kalkulált érték nagyobb lesz.

Az ESL (Equivalent Series Inductance, Helyettesítő Soros Induktivitás) képes a kimeneti jelre kisebb feszültségtüskéket ültetni, valamint a bűgőfeszűltűsg hullámosságát, vagyis a kondenzátor tűltűdűsűnének és kisűlésűnének meredeksűgét nűvelni.

A fent ismertetett paraműterek és azok hatása a kimeneti jelre miatt megfűlelű dűntűsűnek tűűnhet tantál kondenzátor alkalmazása elektrolit kondenzátorral szemben, viszont nagyobb teljesűtműnyűű tápegysűgekek eseten a tantál kondenzátor használat gazdaságosan nem kivitelezhetűű.

A gyártók katalógusaikban jelűlni szokták, hogy az adott alkatrűsz szűriát milyen felhasználási területre ajánlják, így azt is, hogy az alkalmas-e kapcsolűűzeműű tápegysűgekekben való felhasználásra.

Az ilyen területre szánt kondenzátorok eseten az ESR ertűkét $\geq 1\text{ kHz}$ mérűsi frekvencia mellett szokták megadni, ezzel is megkűűnnyűtve a megfűlelű alkatrűsz kiválasztását.

A bűgűgfeszűltűsg javítását elérhetűűk azzal is, hogy nűvelűűk a kapacitás ertűkét, ezzel viszont nűvelűűk a megvalűsűtás kűűltsűgét és csűkkentűűk azt az alkatrűsz csoportot mely kűűzűl választhatunk. Ennek oka az, hogy a furat szerelt (THT) elektrolit kondenzátorok kapacitás nűvekedűsűvel csűkken a gyár által megadott űzemi feszűltűsg. Ennek kikűűszűbűlűse ertűkűben ertűmes tűűb kondenzátort párhuzamosan alkalmazni. Ezzel egyrűszűt alkalmazhatunk kisebb kapacitásűű alkatrűszeket, mivel kapacitásuk összeadűdik. Műűsrűszűt a kondenzátorok kűűzt nagyjából 70-80 %-ban eloszlik a jelen megjelenűű bűgűűáram. ertűmes viszont azonos kapacitásűű kondenzátorokból felűpűteni a szűűrűűegysűg ezen rűszűt.

Magas rádiűűfrekvenciás zajok szűűrésűre viszont a tantál-, valamint az elektrolit kondenzátor nem kűpes, vagy hatásuk rossz. Ennek ertűkűben a kimenet negatűűv sarka, valamint a fűűld kűűzű kerámia kondenzátorokat helyeznek el. Az áramkűűrűűmben ezt a szűűrűűt a C₂₄-es kerámia kondenzátor valűűsűtja meg.

Az általam beűűpűtett kondenzátor a Nichicon műűrkájűű UPW1J222MHD tűűpusűű alkatrűsz. Az UPW szűűriára jellemzűű, hogy a gyártűű kifejezetten kapcsolűű űzemi tápegysűgekekhez ajánlja, mivel ESR ertűűke alacsony a magasabb frekvenciákon is.

A 3.7.2.táblázatban összefoglalva láthatűűak a jellemzűű paraműterek. Tekintettel arra, hogy a tápegysűg felhasználási terűűlete megkűűveteli a minűűl alacsonyabb bűgűgfeszűltűsg ertűűket, tűűb párhuzamosan kapcsolt nagyobb kapacitásűű elektrolitkondenzátor használata ajánlott.

Ezt a követelményt, valamint a választott kondenzátor kedvező paraméterei miatt úgy döntöttem, hogy a tervezett bűgőfeszűltűség őrűtűkét 30 mV-ról 8 mV-ra cűkkentem.

Gyártó	Tűpus	Kapacitás [uF]	űzemi feszűltűség [V _{DC}]
Nichicon	UPW1J102MHD	1000	63
Hűműrsűkleti tartomány [°C]	Tolerancia [%]	Rated ripple [A _{RMS}]	ESR [Ω]
-55 ... +105	+/- 20%	2,77	0,043

3.7.2.táblázat: A szűrű kondenzátort jellemző paraméterek.

A kűvetkező egyenlet eredműnye kűzelítűleg megmutatja, hogy a tápegysűg kimenetűn mekkora bűgűfeszűltűség őrűtűk várható a módosítást kűvetűen. A módosítást 3 pűrhuzamosan elhelyezett kondenzátorttal valűsűtottam meg.

$$I_{ki(max)} = 10 \text{ A}$$

$$\partial_{(min)} = 0,4$$

$$C_o = 3 * 1000 \mu F$$

$$f = 54 \text{ kHz}$$

$$\begin{aligned}
 C_o &= \frac{I_{ki(max)} * (1 - \partial_{(min)})}{f * U_b} \Rightarrow U_b = \frac{I_{ki(max)} * (1 - \partial_{(min)})}{f * C_o} = \\
 &= \frac{10 \text{ A} * (1 - 0,4)}{54 * 10^3 \text{ Hz} * 3000 * 10^{-6} \text{ F}} = \\
 &= 0,037 \text{ V} = 37 \text{ mV}
 \end{aligned}$$

A szűrű hatásfokát befolyásolhatja a nyomtatott áramkűr helyes megtervezűse is. őrűdemes figyelni arra, hogy az alkalmazott kondenzátortok szimmetrikusan helyezkedjenek el a kimeneti egyenűrűnyűtűst vűgzű fűlvezetűtűl. Az alkalmazott vezetűsávok szélessűge is hossza mindkűt polaritás esetűn egyezzen meg, mivel az aszimmetrikusan megtervezett sávok nűvelhetik a soros ellenállást őrű induktivitás őrűtűkűt.

Az aszimmetria okozhatja azt is, hogy a kondenzátorokon egyenletlenül oszlik el az áram, ezzel egyes alkatrészeket jobban melegítve és élettartamukat csökkentve. A nyomtatott áramkört vezetőszálak befolyásolhatják az ESR, illetve ESL értékét is hatást gyakorolva a bűgőfeszültség végleges nagyságára.

3.8. Vezérlés

A megfelelő vezérlő integrált áramkör kiválasztása kardinális feladat. Ha nem megfelelő odafigyeléssel döntünk felépítését illetően, a megépítést követően előfordulhat, hogy a tápegység instabil lesz, esetleg nem is működik.

Az általam kiválasztott topológia, vagyis a folytonos jellegű, félhíd felépítésű (forward-mode half-bridge) tápegység esetén ajánlott a feszültség vezérelt (voltage-mode) vezérlők használata. A vezérlések alapvető működése elve az, hogy a hibajel, mely a tápegység kimeneti feszültségének és egy referencia feszültség arányából keletkezik, egy impulzus-szélesség moduláló komparátorba kerül, melyben összehasonlításra kerül egy fűrészfűrésszel.

A hibajel növekedés vagy csökkenése az impulzus szélességében változást okoz, ha kimenet egy pozitív érték az azt jelenti, hogy tápegységnek több energiát kell biztosítani a terhelés számára, ha pedig egy negatív szám, akkor a kiment túlvezérelt, csökkenteni kell a kimenő teljesítményt. mellyel kontrolálni lehet a tápegység kimenetét.

Az általam választott vezérlő integrált áramkör a Texas Instruments által gyártott TL494 típusú alkatrész. A gyártó katalógusában kiemelte, hogy kifejezetten kapcsolóüzemű tápegységekbe, teljesítményelektronikába szánta a vezérlőt. Felépítését tekintve a megvalósításra kerülő topológiába beleillik, beépített moduljainak dedikált kivezetése van, így a tervezett visszacsatolás könnyebben megvalósítható. Feszültség vezérelt topológiákban is használható.

A feszültség visszacsatolás elsődleges feladata, hogy a kimeneti feszültséget a beállított értéken tartsa. Ezen folyamatot és magát a rendszert is leginkább az tudja befolyásolni, hogy a terhelés felől bizonyos tranzienst állapotok jelenhetnek meg, vagyis ingadozások. Ezen felépítés alapját a hibajel erősítő alkotja, mely egy nagy erősítésű műveleti erősítőt jelent. Feladata, hogy a tápegység kimenetével arányos jelből és egy referencia feszültségből különbséget vonjon, ezt hibajelnek nevezzük.

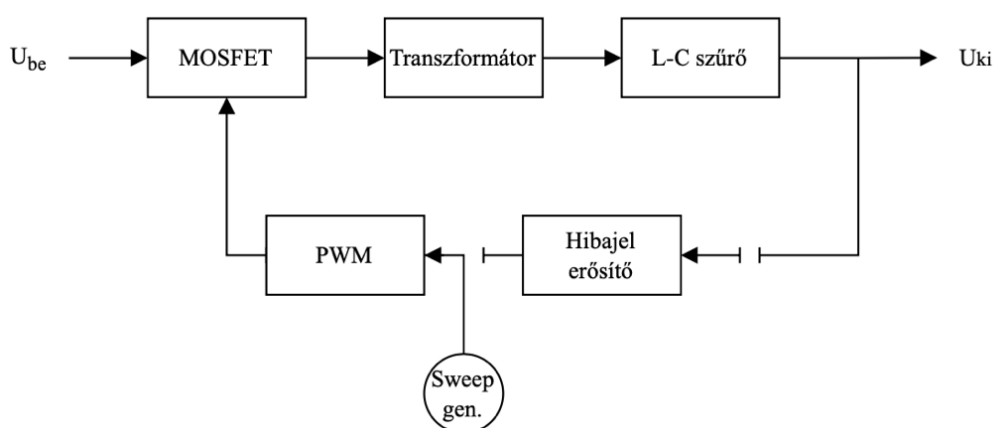
Az erősítő nullpontjának értelmezzük, amikor a két feszültségérték megegyezik, vagyis különbségük nulla. Ez egy stabil állapot. Ha a kimeneti feszültség ingadozik, akkor a képzett különbség nullától eltérő érték lesz, és mely kitérést a vezérlés igyekszik kompenzálni, az impulzus-szélesség megváltoztatásával.

Fontos, hogy a kimeneti feszültség szabályozása állandó és stabil legyen a terhelés mértékének változása mellett is. Emellett a terhelés által keltett tranzien্স állapotokra, egységugrásokra adott válaszreakció idejét is csökkenteni érdemes.

Nagy erősítésű műveleti erősítő használatával a kimeneti feszültség szabályozása javul, nagy sávszélességgel pedig a tranzien্সekre adott válaszüidőt lehet csökkenteni.

Ahhoz, hogy a tápegység rendeltetésszerűen működjön, a fent említett kimeneti jelenségekre a hibajel erősítőnek gyorsan és stabilan kell reagálni, ha esetleg oszcilláció lép fel, akkor a stabilitás nem tartható fent, ez pedig akár a tápegység vagy a terhelés meghibásodását okozhatja.

Ahhoz, hogy egy stabil visszacsatolást vezérlést tudjunk tervezni, ismernünk kell a tápegység különböző részegységeinek viselkedését. Ez azt jelenti, hogy a részek által alkotott hurokban azok milyen befolyást gyakorolnak. Ennek megtervezéséhez először egy nyílt hurkot kell alkotni, mely azt jelenti, hogy a visszacsatolásban a hibajel erősítőt eltávolítjuk. Helyére elméletben egy állandó amplitúdójú, lineárisan változó frekvenciájú generátort (sweep generátor) helyezünk. Ezzel a felállítással meg tudjuk határozni a rendszer Bode-diagramját. [15]



3.8.1.ábra: A felnyitott hurok blokkdiagramja.

Első lépésben meghatározzuk az impulzus transzformátor erősítési tényezőjét (3.8.1. képlet):

$$U_{be} = 150 \text{ V}$$

$$U_{ki} = 180 \text{ V}$$

$DC_{max} \rightarrow$ maximális kitöltési tényező

$\Delta U_e \rightarrow$ hibajel erősítő csúcsról csúcsig mért kimeneti feszültsége

$$A_{DC} = \frac{U_{be}}{U_{ki}} = \frac{N_{sec}}{N_{pri}} * DC = \frac{U_{be}}{\Delta U_e} * \frac{N_{sec}}{N_{pri}} = \frac{150 \text{ V}}{180 \text{ V}} = 0,83 [-]$$

$$G_{DC} = 20 * \log(A_{DC}) = 20 * \log(0,83) = -1,62 \text{ dB}$$

A kapott -1,62 dB erősítési érték (csillapítási érték) adja meg az erősítési görbe kiindulási pontját.

Ezt követően a kimeneti szűrő viselkedését vizsgáljuk. Az L-C tag egy másodrendű pólusként írható le, mely Bode-diagramjára jellemző, hogy a keresztezési frekvenciát követően -40dB/dekádus letörés következik. A számítások során alkalmaztam azt az általánosító tényt, hogy a fázistolása a tagnak általában a keresztezési frekvencia tizedénél kezdődik, és a teljes -180°-os fázistolást a keresztezési frekvencia tízszeresénél éri el. A pólus helyét a spektrumon a következő képlettel határoztam meg:

$$L_o = 0,27 \text{ mH}$$

$$C_o = 3000 \text{ }\mu\text{F}$$

$$\begin{aligned} f_{LC} &= \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_o * C_o}} = \\ &= \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{2,7 * 10^{-4} \text{ H} * 3000 * 10^{-6} \text{ F}}} = \\ &= 176,84 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Nem elhanyagolható az, hogy a kondenzátor és annak soros ellenállása egy zérust alkotnak. Ennek megléte is befolyással van a hurok viselkedésére, ezért meghatározása fontos.

$$R_{ESR} = 0,0143 \, \Omega$$

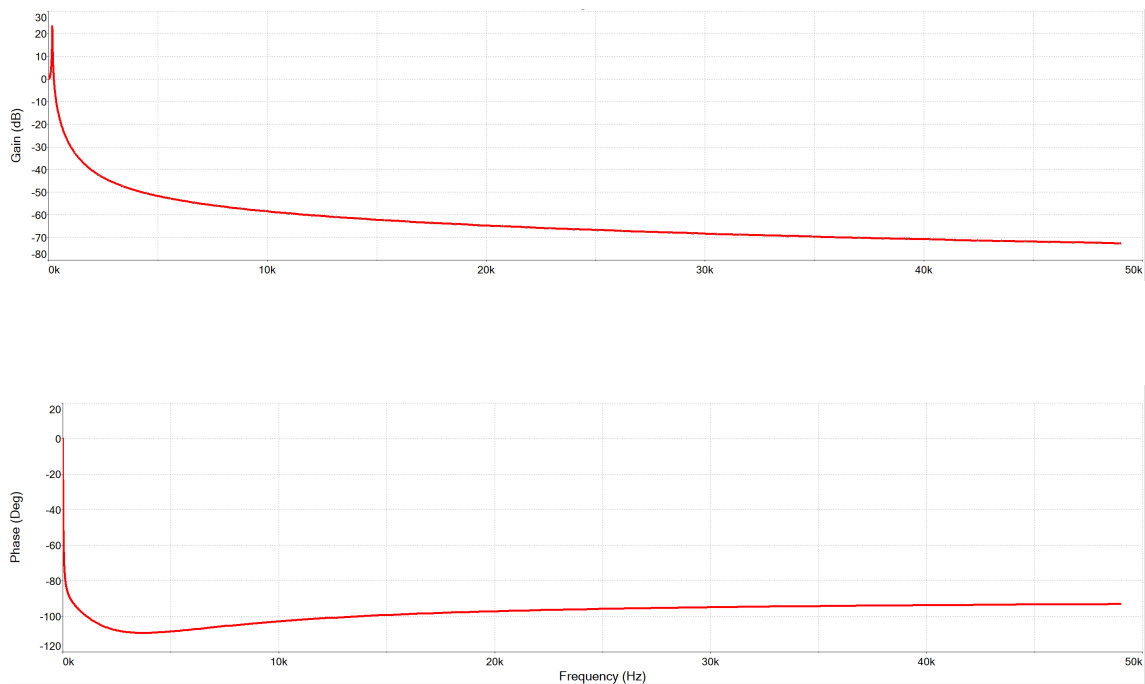
$$C_o = 3000 \, \mu F$$

$$f_{ESR} = \frac{1}{2 * \pi * R_{ESR} * C_o} =$$

$$= \frac{1}{2 * \pi * 0,0143 \, \Omega * 3000 * 10^{-6} \, F} =$$

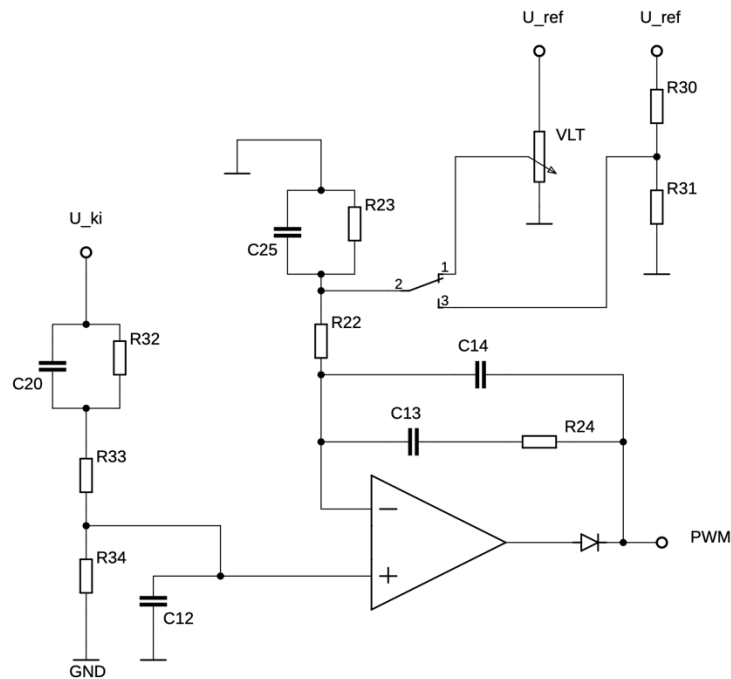
$$= 3709.91 \, Hz$$

A számolt értékek alapján a következő Bode-diagramot lehet felrajzolni, mely reprezentálja a nyílt hurok viselkedését.



3.8.2.ábra: A nyílt hurok Bode-diagramja szimulációt követően.

A hibajel erősítő, és annak visszacsatolásának feladat, hogy a fentebb vizsgált nyílthurkú viselkedést kompenzálja. A rendszer áttekintése és számítások elvégzése után elmondható, hogy a legmegfelelőbb kompenzációs fajta a pólus zérus. Nevéből adódóan az áramkör alapja egy pólus és egy zérus.



3.8.3.ábra: A feszültségszabályozó kompenzáló áramkör.

Először meghatározzuk a zárt hurok keresztezési frekvenciáját, mely általában kisebb, mint a működési frekvencia ötöde:

$$f_m = 54 \text{ kHz}$$

$$f_x < 0,2 * f_m$$

$$f_x < 0,2 * 54 \text{ kHz} \rightarrow f_x < 10,8 \text{ kHz}$$

$$f_x \Rightarrow 3 \text{ kHz}$$

Ezután kiszámoljuk, hogy mennyivel kell felerősíteni a kapott keresztezési frekvenciánál a nyílt hurok erősítését:

$$f_{LC} = 176,84 \text{ Hz}$$

$$f_x = 9 \text{ kHz}$$

$$\begin{aligned} G_x &= 20 * \log\left(\frac{f_x}{f_{LC}}\right) - G_{DC} = \\ &= 20 * \log\left(\frac{3000 \text{ Hz}}{176,84 \text{ Hz}}\right) + 1,62 \text{ dB} = \\ &= 26,21 \text{ dB} \end{aligned}$$

A zérus megfelelő elhelyezése a spektrumon fontos, mivel feladata az L-C tag által alkotott kétpólus kompenzálása. A zérus megfelelő elhelyezésével a kompenzálást javítjuk (3.8.6. képlet). A visszacsatolás pólusával a szűrő kondenzátor által képzett zérust kívánjuk kompenzálni. Ennek frekvenciájának meghatározása egyszerű, megegyezik a már számolt f_{ESR} értékével.

$$f_{LC} = 176,84 \text{ Hz}$$

$$f_z \approx f_{LC} \approx 176,84 \text{ Hz}$$

$$f_p \approx f_{ESR} \approx 3709.91 \text{ Hz}$$

A visszacsatolás komponenseinek értékeinek definiálását a következő képletek segítségével lehet megtenni. [15]

$$A_x = 10^{\frac{G_x}{20}} = 20,44 [-]$$

$$\begin{aligned} C_{14} &= \frac{1}{2 * \pi * f_x * A_x * R_{22}} = \\ &= \frac{1}{2 * \pi * 3000 \text{ Hz} * 20,44 * 4700 \Omega} \approx \\ &\approx 552 \text{ pF} \Rightarrow 470 \text{ pF} \end{aligned}$$

$$R_{24} = A_x * R_{22} = 20,44 * 4700 \Omega \approx 96 \text{ k}\Omega$$

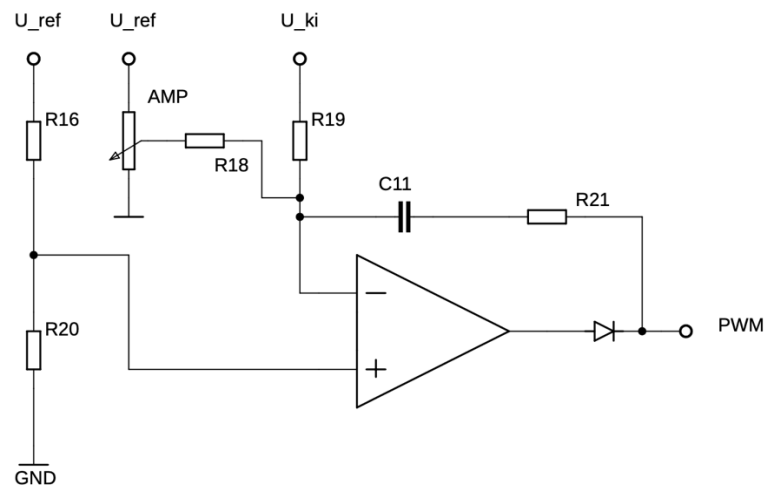
A kapott értékkel ellentétben kísérletek során kiderült, hogy 33 kΩ-os ellenállás használata előnyösebb.

$$C_{13} = \frac{1}{2 * \pi * f_z * R_{24}} =$$

$$= \frac{1}{2 * \pi * 176,84 \text{ Hz} * 33000 \Omega} =$$

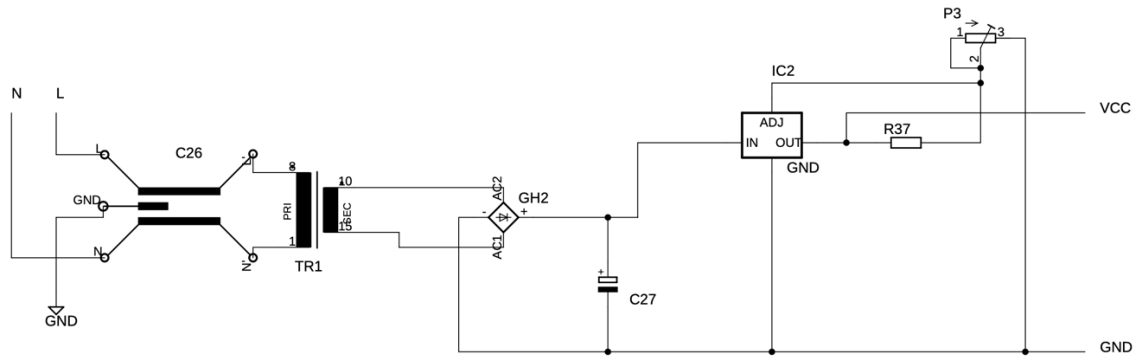
$$= 27,27 \text{ nF} \Rightarrow 22 \text{ nF}$$

Az áramvezérlés (3.8.4. ábra) az előbbieken levezetett módszer alapján határoztam meg. Itt R₁₉ ellenálláson keresztül figyeljük a kimenetet. A kimeneten megjelenő feszültséghez hozzáadjuk a referenciafeszültséget AMP (P₂) és R₁₈ osztón keresztül. Az visszacsatolás átviteli függvényét C₁₁, R₂₁ alkatrészecskék határozzák meg.



3.8.4.ábra: Az áramszabályozó áramkör.

3.9. Segéd tápegység



3.9.1. ábra: Segéd tápegység.

A segéd tápegység feladata a vezérlő integrált áramkör, valamint az aktív hűtés számára szükséges stabilizált feszültség szolgáltatása. Ezt egy hálózati transzformátor és egy stabilizáló IC segítségével valósítja meg.

A teljesítmény elektronika által keltett nagyfrekvenciás zajok szűrése érdekében C_{26} kondenzátor került beépítésre, mind a fázis, mind a nulla oldalon egy-egy kondenzátor biztosítja a szűrést, melyek egy házba kerültek. A hálózati transzformátor a galvanikus leválasztás mellett letranszformálja a 230 Voltot 24 Voltra. Ezt követően GH₂ Grätz-híd segítségével egyenirányítjuk a feszültséget. Egyenirányítást követően C_{27} pufferkondenzátor csökkenti a bűgófeszültséget és IC₂ NTE953 típusú állítható stabilizátorral stabilizáljuk a feszültséget. P₃ potencióméterrel beállíthatjuk a szükséges feszültséget, a 14 Voltot a vezérlő IC₁, illetve az aktív hűtés számára.

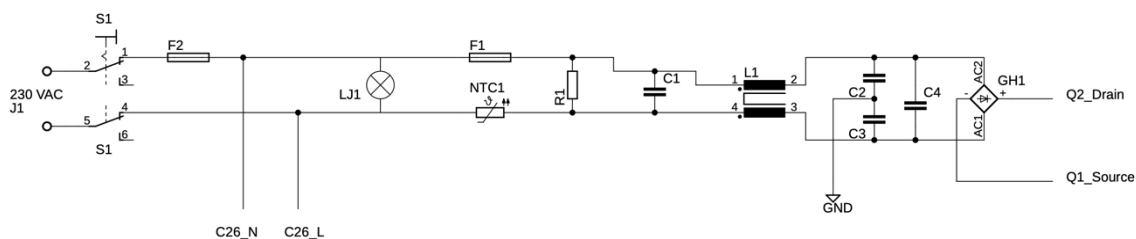
A túlméretezett áramkör további stabilizátor IC beszerelését is lehetővé teszi az esetleges bővítés érdekében.

3.10. Kijelző

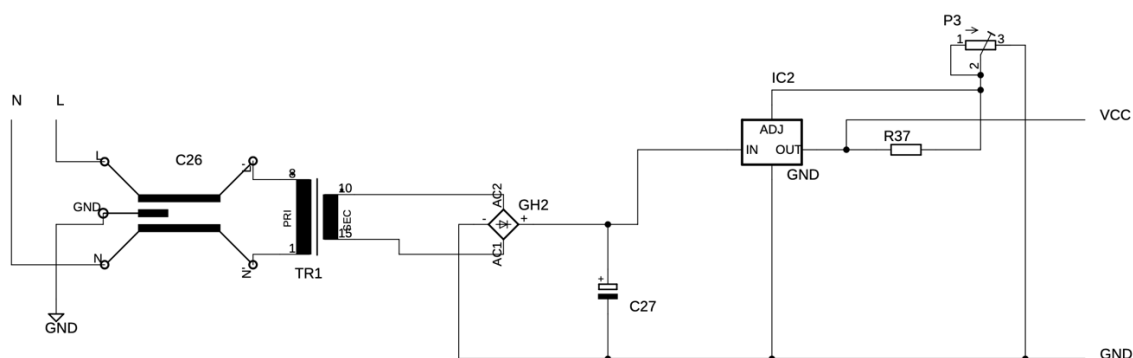
A feszültség és az áram kijelzésére a kereskedelemben készen kapható egységet használtam (M_1). A műszer egyszere jeleníti meg az áram-, és a feszültségértékét is. A feszültség méréstartománya automatikusan vált át, az áram esetén állandó. Az eredeti piros plexiablak megtartása miatt a gyárilag kék 3-szor 7 szegmenses LED-kijelzőt pirosra cseréltem, valamint a behelyezés, valamint az esetleges csere érdekében kivehetővé tettem a LED-szegmenses kijelzőket. Az áram mennyiségét JR_1 és JR_2 egyenként $300\text{ m}\Omega$ -os schöntön méri. A feszültséget közvetlenül a kimenet pólusai között vizsgálja. Az eszközön kalibrálási lehetőség is található két potencióméter formájában.

4. MEGVALÓSÍTÁS

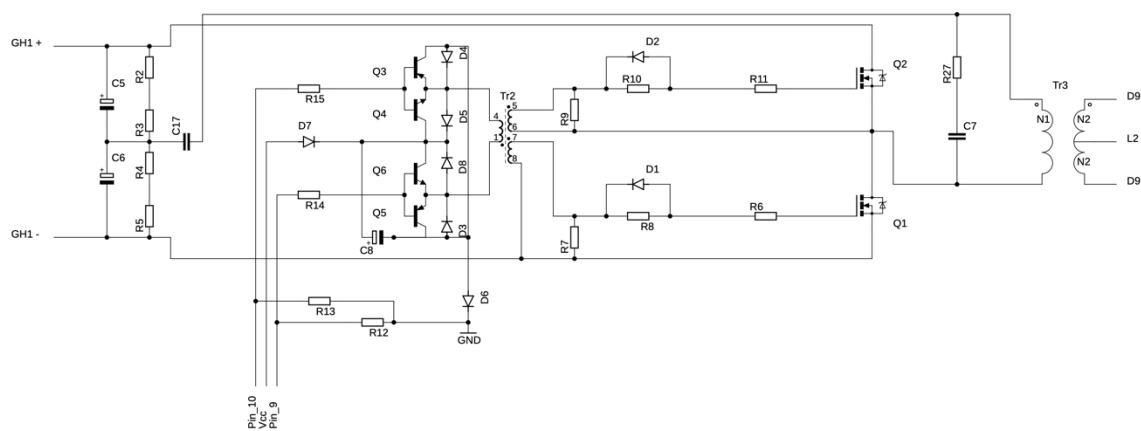
4.1. Kapcsolási rajz



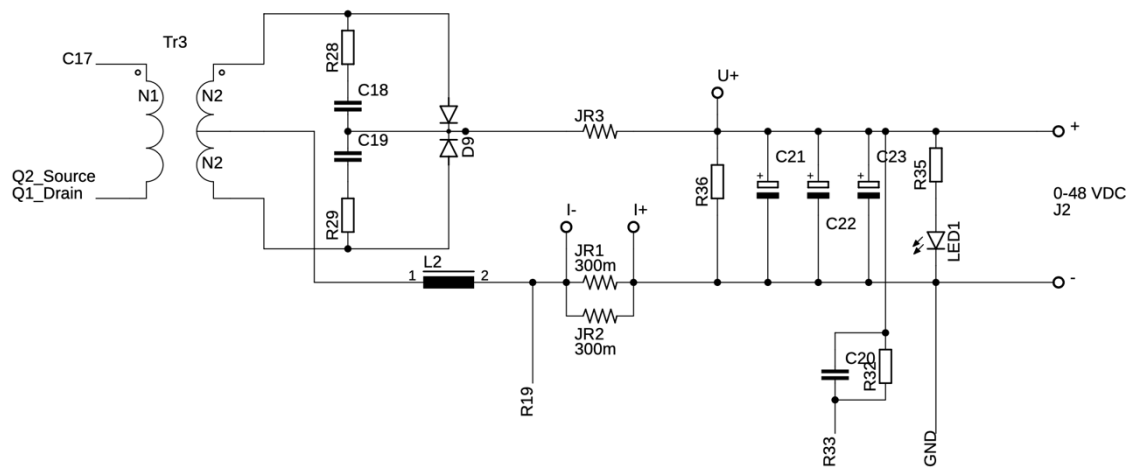
4.1.1.ábra: Hálózati zavarászús és egyenirányítás.



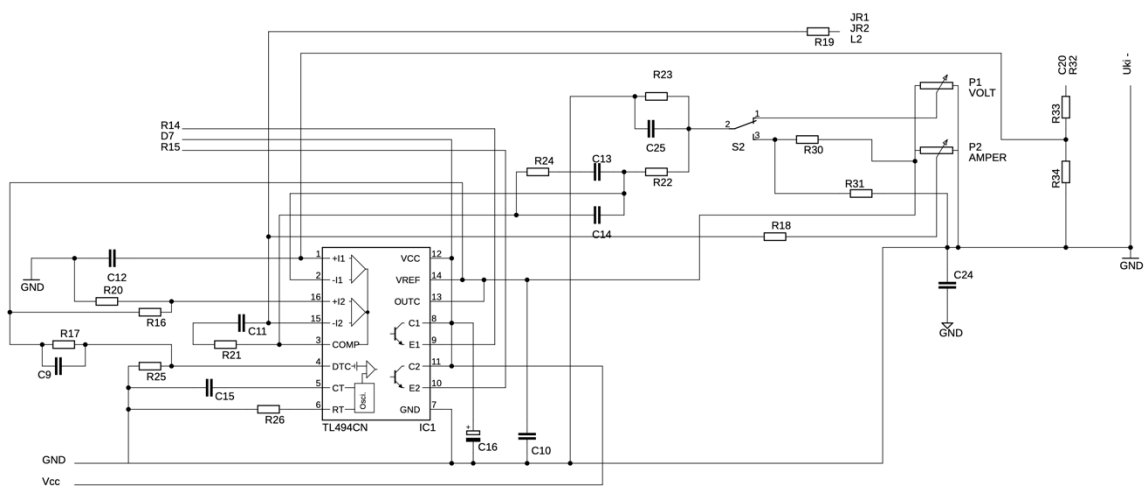
4.1.2.ábra: Segéd tápegység.



4.1.3.ábra: Teljesítménykapcsolás.

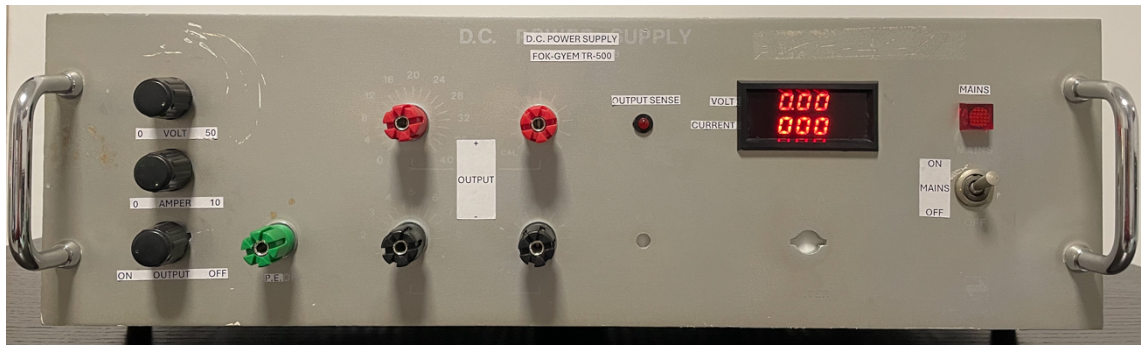


4.1.4.ábra: Kimeneti fokozat.

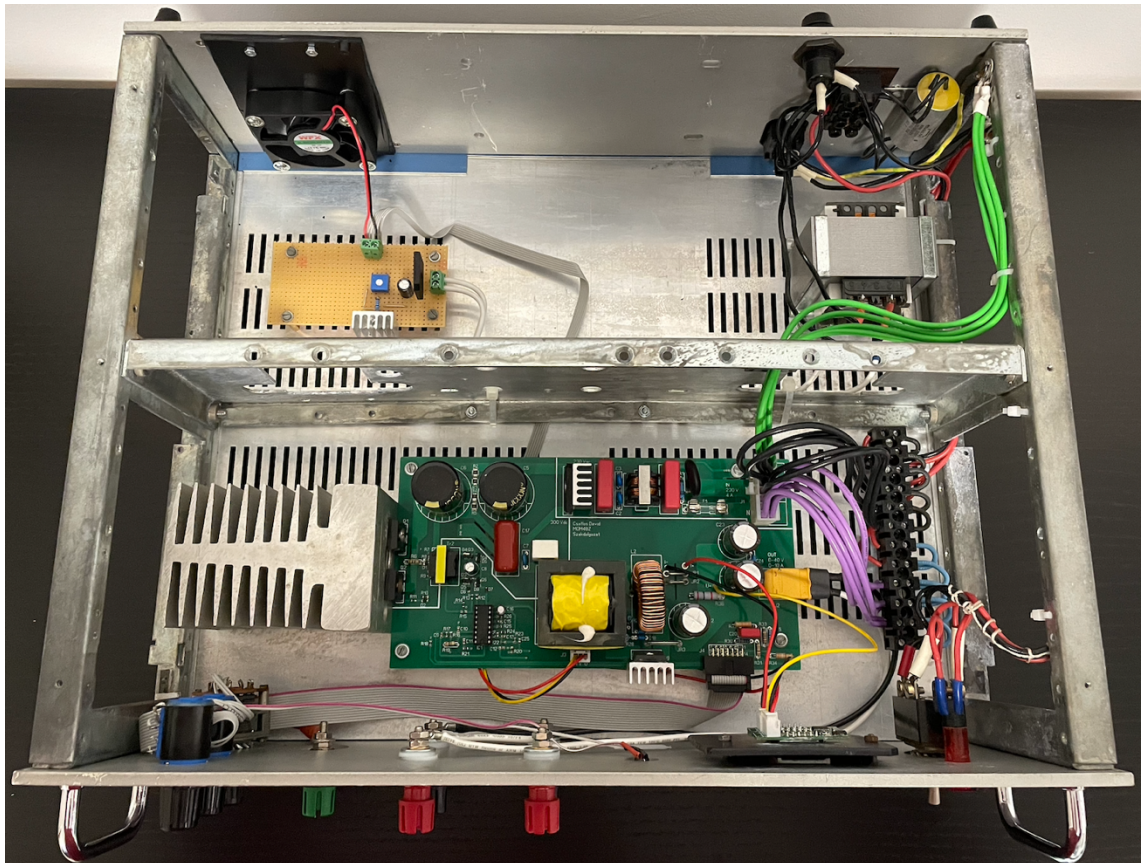


4.1.5.ábra: Vezérlőáramkör és visszacsatolás.

4.3. Külső és belső képek



4.3.1. ábra: A tápegység előlapja.



4.3.2. ábra: A tápegység belső tere.

A dobozolást, feliratozást és belső vezetékezést tekintve elmondható, hogy a műszer megvalósítása prototípus szakaszban van. További fejlesztés során ezen szempontok nagyobb hangsúlyt kapnak.

4.4. Alkatrészjegyzék

No.	Megnevezés	THD/SMD	Ω	%	W
R1	Fémréteg ellenállás	THT	700 k	5	3
R2	Fémréteg ellenállás	SMD	75 k	5	0,1
R3	Fémréteg ellenállás	SMD	75 k	5	0,1
R4	Fémréteg ellenállás	SMD	75 k	5	0,1
R5	Fémréteg ellenállás	SMD	75 k	5	0,1
R6	Szénréteg ellenállás	THT	10	1	0,25
R7	Fémréteg ellenállás	SMD	10 k	5	0,06
R8	Fémréteg ellenállás	SMD	10	1	0,06
R9	Fémréteg ellenállás	SMD	10 k	5	0,06
R10	Fémréteg ellenállás	SMD	10	1	0,06
R11	Fémréteg ellenállás	SMD	10	1	0,06
R12	Fémréteg ellenállás	SMD	470	5	0,06
R13	Fémréteg ellenállás	SMD	470	5	0,06
R14	Fémréteg ellenállás	SMD	10	1	0,06
R15	Fémréteg ellenállás	SMD	10	1	0,06
R16	Fémréteg ellenállás	SMD	100 k	5	0,06
R17	Fémréteg ellenállás	SMD	100 k	5	0,06
R18	Fémréteg ellenállás	SMD	100 k	5	0,06
R19	Fémréteg ellenállás	THT	380	5	0,25
R20	Fémréteg ellenállás	SMD	100	5	0,06
R21	Fémréteg ellenállás	SMD	1,2 k	5	0,06
R22	Fémréteg ellenállás	SMD	4,7 k	5	0,06
R23	Fémréteg ellenállás	SMD	10 k	5	0,06
R24	Fémréteg ellenállás	SMD	33 k	5	0,06
R25	Fémréteg ellenállás	SMD	10 k	5	0,06
R26	Fémréteg ellenállás	SMD	22 k	5	0,06
R27	Kőporc huzalellenállás	THT	51	5	5
R28	Fémréteg ellenállás	THT	50	1	2,5
R29	Fémréteg ellenállás	THT	50	1	2,5
R30	Fémréteg ellenállás	THT	100 k	1	0,25
R31	Szénréteg ellenállás	THT	2,7 k	5	0,25
R32	Szénréteg ellenállás	THT	33 k	5	0,25
R33	Szénréteg ellenállás	THT	2,7 k	5	0,25
R34	Szénréteg ellenállás	THT	3,9 k	5	0,25
R35	Szénréteg ellenállás	THT	10 k	5	0,25
R36	Szénréteg ellenállás	THT	2k	5	2,5
R37	Fémréteg ellenállás	THT	10 k	5	0,25

No.	Megnevezés	Ω	%	W
P1	Több fordulátú potencióméter	10 k	5	2
P2	Több fordulátú potencióméter	10 k	5	2
P3	Szénréteg forgó potencióméter	10 k	10	0,5

No.	Megnevezés	THD/SMD	F	%	V
C1	Fémezett polipropilén kondenzátor	THT	0,47 μ	10	305
C2	Kerámia kondenzátor	THT	2,2 n	20	250
C3	Kerámia kondenzátor	THT	2,2 n	20	250
C4	Fémezett polipropilén kondenzátor	THT	0,47 μ	10	305
C5	Alumínium elektrolit kondenzátor	THT	680 μ	20	200
C6	Alumínium elektrolit kondenzátor	THT	680 μ	20	200
C7	Kerámia kondenzátor	THT	4,7 n	10	1 k
C8	Alumínium elektrolit kondenzátor	THT	47 μ	20	63
C9	Többretegű kerámia kondenzátor	SMD	1 μ	10	50
C10	Többretegű kerámia kondenzátor	SMD	100 n	10	50
C11	Többretegű kerámia kondenzátor	SMD	10 n	10	50
C12	Többretegű kerámia kondenzátor	SMD	2,2 n	10	50
C13	Többretegű kerámia kondenzátor	SMD	22 n	10	50
C14	Többretegű kerámia kondenzátor	SMD	470 p	10	50
C15	Többretegű kerámia kondenzátor	SMD	390 p	10	50
C16	Alumínium elektrolit kondenzátor	THT	10 μ	20	50
C17	Fémezett polipropilén kondenzátor	THT	4,75 μ	10	400
C18	Kerámia kondenzátor	THT	470 p	20	2 k
C19	Kerámia kondenzátor	THT	470 p	20	2 k
C20	Fémezett polipropilén kondenzátor	THT	100 n	10	250
C21	Alumínium elektrolit kondenzátor	THT	1000 μ	20	63
C22	Alumínium elektrolit kondenzátor	THT	1000 μ	20	63
C23	Alumínium elektrolit kondenzátor	THT	1000 μ	20	63
C24	Kerámia kondenzátor	THT	10 n	10	1 k
C25	Többretegű kerámia kondenzátor	SMD	8,2 n	10	50
C26	Hálózati szűrőkondenzátor	THT	100 n 2 x 2,5 n	20	250
C27	Alumínium elektrolit kondenzátor	THT	100 μ	20	50

No.	Megnevezés	V	A	Ω
F1	Olvadóbiztosíték	250	5	-
F2	Olvadóbiztosíték	250	4	-
NTC1	Negatív együtthatójú termisztor	250	7	5

No.	Megnevezés	SMD/THT	Típus
D1	Gyors kapcsolású dióda	SMD	1N4448S
D2	Gyors kapcsolású dióda	SMD	1N4448S
D3	Gyors kapcsolású dióda	SMD	1N4448S
D4	Gyors kapcsolású dióda	SMD	1N4448S
D5	Gyors kapcsolású dióda	SMD	1N4448S
D6	Gyors kapcsolású dióda	SMD	1N4448S
D7	Gyors kapcsolású dióda	SMD	1N4448S
D8	Gyors kapcsolású dióda	SMD	1N4448S
D9	Közös katódú dióda	THT	D92M-03
GH1	Graetz-híd	THT	T10XB60
GH2	Graetz-híd	THT	GBU8A

No.	Megnevezés	Márka	Típus
Q1	MOSFET, n-csatornás	IR	IRFP460A
Q2	MOSFET, n-csatornás	IR	IRFP460A
Q3	Szilícium PNP tranzisztor	SECOS	SS8550
Q4	Szilícium NPN tranzisztor	GME	SS8050
Q5	Szilícium PNP tranzisztor	SECOS	SS8550
Q6	Szilícium NPN tranzisztor	GME	SS8050

No.	Megnevezés	Márka	Típus
IC1	Vezérlő integrált áramkör	T. I.	TL494
IC2	Feszültségstabilizátor	NTE	NTE953

No.	Megnevezés	Márka	Típus
Tr1	Hálózati transzformátor	INDEL	TS40/027
Tr2	Huzal	BQ CABLE	DN2E0.20
	Szigetelőszalag	3M	1350F-1-12
Tr3	Vasmag	Magnetics	EER42
	Huzal	BQ CABLE	DN2E0.50
	Szigetelőszalag	3M	1350F-1-12

No.	Megnevezés	Márka	Típus
L1	Huzal	BQ Cable	DN2E0.50
L2	Toroid vasmag	Micrometals	T130-40
	Huzal	BQ Cable	DN2E1.00

No.	Megnevezés	Márka	Típus
S1	Kétállású billenőkapcsoló	Kontakta	Kbmc-56
S2	Többállású forgókapcsoló	Kontakta	-

No.	Megnevezés	Márka	Típus
Lj1	Hálózati jelzőlámpa	Kontakta	HLJ-224

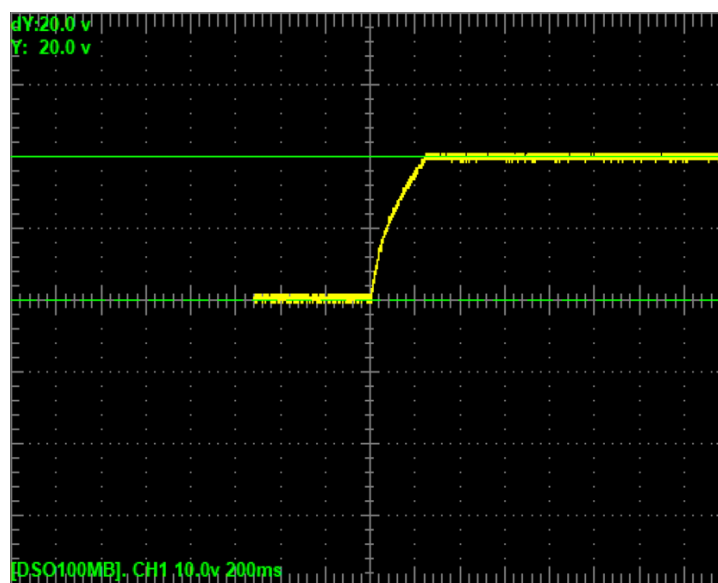
No.	Megnevezés	Márka	Típus
M1	Kijelző egység	GWUNW	BY32A

No.	Megnevezés	Márka	Típus
J1	Csatlakozó	MOLEX	39-28-1163
J2	Csatlakozó	AMASS	XT60PW
J3	Csatlakozó	MOLEX	PicoBlade 3p
J4	Csatlakozó	CONNFLY	ZL231-14PG

5. BEMÉRÉS

5.1. Bekapcsolási jelenség

A terhelés védelme érdekében fontos, hogy a műszer bekapcsolásakor a kimeneti feszültség a beállított értéket túllövés nélkül érje el. Az *5.1.1-es ábra* jól szemlélteti a bekapcsolási tranziens felfutását, időtartama 246 ms.



5.1.1.ábra: Bekapcsolási jelenség 20 Voltos kimenet esetén (10 V/div; 200 ms/div).

5.2. Kimeneti ellenállás

A vizsgálat lényege, hogy képet kapjunk a műszer kimeneti ellenállásának értékéről. A mérést feszültséggenerátoros módban végezzük. Ideális esetben a terhelés növelése nem befolyásolja a kimeneti feszültség értékét, de a valóságban kisebb-nagyobb mértékben csökken. A vizsgálat ezt használja ki oly módon, hogy egységnyi kimeneti áram változásra mekkora feszültségesés történik. Az esés mértékét a kimeneti ellenállás jellemzi.

A kimeneti ellenállás meghatározásához a mérést a rendelkezésre álló áramtartomány két pontján végeztem el. Az általam birtokolt eszközök miatt a maximális kimeneti áram 10%, illetve 40%-nál végeztem el a vizsgálatot, fix ~45 V-os kimeneti feszültség mellett.

	U [V]	I [A]
10 %	44,8	0,89
40 %	44,5	4,16

5.2.1.táblázat: Kimeneti feszültség és áram két pontban.

$$R_{ki} = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{44,8 - 44,5}{4,16 - 0,89} \approx 92 \text{ m}\Omega$$

A mérési eredmény nem mondható pontosnak, főleg az áramértékeket tekintve. A kéziműszer, csak 10 Amperes méréshatár mellett tudja ezt az áramtartományt vizsgálni, ezért alacsony áram esetén, a tizedes értékeket fenntartással kell kezelni. Ennek ellenére nagyságrendileg értelmezhető a kapott eredmény. A kimenet szelős tartománya mellett a kapott érték elfogadható.

6. ÖSSZEFOGLALÁS

6.1. Értékelés

A tápegység a megszabott paramétereket teljesíti, a kívánt tartományban és tűréssel beállítható. Kimenete stabil, a felhasználási terület által elvárt specifikációkat mutatja. A kezelése egyértelmű, átlátható, viszont ergonómiáját tekintve módosítást igényel.

A teljesítményéhez képest az áramkör egyszerűnek mondható, robusztus felépítésű. A választott alkatrészek enyhén túlméretezettek. Ennek köszönhetően további fejlesztések, a kimeneti teljesítmény növelése nagyobb átépítés nélkül elvégezhetőek.

Külső megjelenését, dobozolását tekintve elavultnak mondható, nehéz, nem hordozható készülék. Befoglaló mérete nagy, a műszerdobozon belül sok a kihasználatlan terület. Asztali, fix elhelyezésű tápegységnek mondható.

A megvalósított eszköz a jövőben fejlesztendő, a fent felsorolt aspektusokat tekintve. A kimenet védelme igényel egy összetettebb, galvanikusan leválasztó rendszert, a fokozott védelem érdekében, vagy a nem szakszerű használatból adódó problémák hatásos kiküszöbölése érdekében. Ez lehet egy félvezetőket és reléket tartalmazó aktív áramkör is, mely bővítené a jelenleg alkalmazott vezérlésben megalkotott kimenetet lekapcsoló áramkört.

Az áramkör megvalósítása erősen prototípus állapotban van. Egyes funkciók, mint a feszültség-, illetve áramgenerátoros mód kijelzése nem került beépítésre. A NYÁK-on az alkatrészek elhelyezése se teljes mértékben optimalizált. A jövőben a műszerdoboz kihasználása, valamint a funkciók növelése érdekében sok érintkezős DIN 41612 / IEC 60603-2 szabványnak megfelelő csatlakozó alkalmazását tervezem. Ezzel megvalósítható a „kártyás” felépítés, mely növeli a szerelhetőségét és átláthatóságát a műszernek, mellesleg a helykihasználást is növeli a dobozon belül. A segéd tápegység feszültségstabilizáló áramköre is helyet kaphat az újratervezett NYÁK-on.

6.2. Tartalmi összefoglaló

Szakdolgozatom bemutatja egy laboratóriumi tápegységnek a tervezésének és megvalósításának lépéseit. A fejezetek sorrendje egy átfogó képet ad a fejlesztés menetéről.

Elsőnek bemutattam az ideális tápegység működésének elvét. A fennálló lehetőségek részletezését követően egymással szembe állítottam a lineáris és kapcsolóüzemű tápegységek tulajdonságait. Az összehasonlítást követő tapasztalatok után a kapcsolóüzemű topológia mellett döntöttem.

A folytonos, félhíd felépítésű kapcsolóüzemű egyenirányító bemutatása után elkészítettem műszer blokkdiagramját.

Az ezt követő fejezetek a megvalósítás menetét mutatják be. Úgy is vehetjük, hogy az áram útját követve lettek megtervezve a részegységek, viszont ezen egységek egymásra befolyásoló hatással vannak, a folyamat során átszámolásokat követően áttervezések történtek. A szakdolgozat csak a végső megoldást taglalja, az elvetett megoldásokat nem részletezi.

A prototípus megvalósítása megtervezett és legyártatott NYÁK-on történt.

A stabil és elvárt működésről alapvető mérésekkel bizonyosodtam meg. A kapott értékekből meghatározható az eszköz karakterisztikája.

Értékelésben összegeztem a megvalósítást és feltártam azon pontokat, ahol a jövőben érdemes fejlesztést végezni.

6.3. Content summary in English

This thesis documents the design and building process of a laboratory power supply. The order of the chapters gives a comprehensive picture of the design process.

Firstly, I defined the operating principle of an ideal power supply. Then I presented the options within which I can design an appropriate device. I compared the linear and switching mode topologies from which I concluded that the right choice is switching mode topology.

After the overview of the forward-mode half-bridge switching mode regulator, I made a block diagram about the designed power supply that I wanted to build.

The following steps are about the designing process itself. The concept was that I follow the path of the current and build-up the sections of the circuit one-by-one. Of course, the different parts of the system affect each other, so recalculations and reobservations were necessary. The thesis only contains the final solutions, so discarded ideas are not listed.

The implementation of the prototype was made on manufactured printed circuit board.

The correct operation of the device was verified by basic measurements. The behavior and characteristics of the power supply summarized from the obtained values.

At the end of my thesis, I evaluated the result and I have listed the possible opportunities for future development.

7. IRODALOMJEGYZÉK

- [1] DC Power Supplies, Application note 6/65, Hewlett Packard, 1965.
- [2] Professzionális kapcsolástechnika II.: Tápegységek, stabilizátorok, akkumulátortöltők, szabályozó áramkörök, tirisztoros és triackapcsolások., OMIKK, 1988.
- [3] Switch-Mode Power Supply, Reference manual, ON Semiconductor, SCILLC, 2014
- [4] Practical Switching Power Supply Design, Marty Brown, 1990.
- [5] Switching regulator fundamentals, Application Report; Revised version, Texas Instruments; Adam Castaldo, 2019.
- [6] EMI Filter Design, Third edition, Richard Lee Ozenbaugh – Timothy M. Pullen, CRC Press 2012.
- [7] High Voltage Seminar, Bing Lu, Texas Instruments, 2021.
- [8] Guide for Calculation of the Effective Parameters of Magnetic Piece Parts, Manak Bhavan – Bahadur Shah Zafar Marg, Indian Standards Institution, 1975
- [9] Measurement and Calculation Techniques of Complex Permeability Applied to Mn-Zn Ferrites Based on Iterative Approximation Curve Fitting and Modified Equivalent Inductor Model, Piotr Szczerba - Slawomir Ligenza - Cezary Worek, MDPI, 2023
- [10] EMC/Emi Filter Design with RB Common-Mode Chokes, Application Note, Schaffner Group, 2013.
- [11] Teljesítményelektronika: Teljesítményelektronika kapcsolóelemei, 2. fejezet második rész., BMF Kandó Kálmán Villamosmérnöki Főiskolai Kar Automatika Intézet; Badacsonyi Ferenc, 2002.
- [12] Power MOSFET Basics: Understanding the Turn-On Process, Application Note AN850, Vishay; Sanjay Havanur, 2015.
- [13] Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance, Device Application Note AN608A, Vishay, 2016.
- [14] TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits, Texas Instruments, 2022.

- [15] Power Supply Cookbook, Second Edition, Marty Brown, 2001.
- [16] The Art of Electronics, Third Edition, Paul Horowitz - Winfield Hill, 2015.
- [17] An Electrical Circuit Model for Magnetic Core, Section 2: Magnetic Core Characteristics, Texas Instruments; Lloyd Dixon, 1994.
- [18] An Electrical Circuit Model for Magnetic Core, Texas Instruments; Lloyd Dixon, 1994.
- [19] Analóg és digitális áramkörök: Integrált és diszkrét félvezetők kapcsolástechnikája, 3., átdolgozott kiadás, U. Tietze – Ch. Schenk; Műszaki Könyvkiadó, 1981.