

M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Automatizálási és Alkalmazott Informatikai Tanszék

Teljesítmény Elektronika Csoport

Programozható egyenáramú terhelés

TDK dolgozat

Készítette: Németh Balázs Ákos

Konzulens: Dr. Varjasi István egyetemi docens

2012

Tartalom:

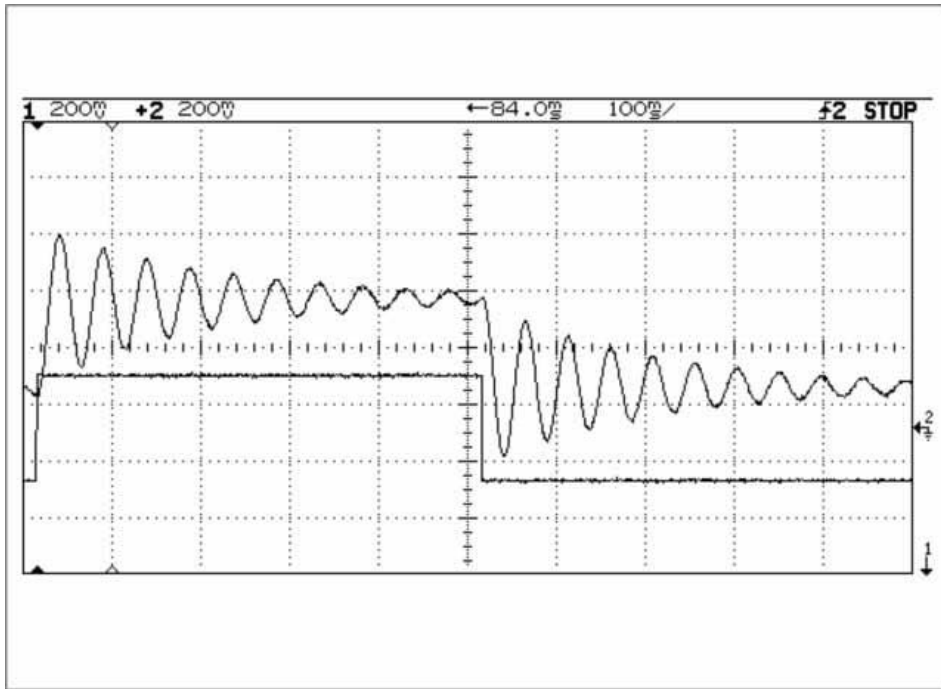
1)	Bevezetés	3
2)	Piackutatás	5
3)	Terhelés főáramkörének prototípusa	6
	a. Határadatok.....	6
	b. Tervezés	6
	c. Mérés és Kalibráció.....	9
4)	Programozható terhelés készítése.....	13
	a. Terhelési jelleggörbék fontosságának ismertetése	13
	b. Eszköz modulokra bontása	16
	c. Elhelyezések részletes vizsgálata.....	18
	i. USB modul	18
	ii. HMI modul.....	18
	iii. Ventilátorvezérlő modul	18
	iv. Tápegység modul.....	18
	v. Mikro vezérlőt tartalmazó modul és vezérlő modul.....	20
	vi. FET meghajtó modul.....	22
5)	Tesztek és mikrokontroller programozási lépései	23
6)	FET meghajtó modul részletes szimulációja.....	28
	a. Kisjelű modell.....	29
	b. Közvetlen meghajtó eszközök vizsgálata	32
	i. Áramnövelő komplementer kapcsolás.....	33
	ii. Diódás munkapont beállító erősítő kapcsolás	35
	iii. AB osztályú erősítő fokozat	37
	iv. Összehasonlítás eredménye	39

7)	FET áramkörének szimulációs terve és szabályzóköreinek beállítása	39
8)	Fizikai kialakítás.....	45
9)	Jelenleg eszközöm	48
10)	Főbb további feladatok.....	48
11)	Jövőben rejlő lehetőségek	50
12)	Összefoglalás.....	52
13)	Irodalom jegyzék	53

1) Bevezetés:

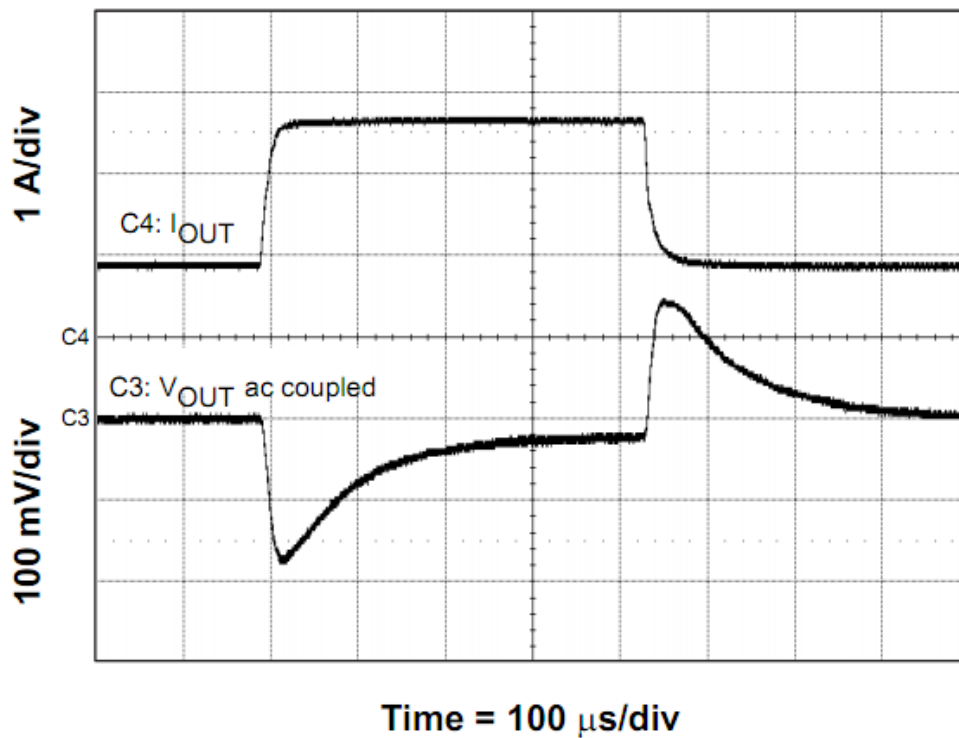
Mindegyik elektronikai eszköz rendelkezik a szükséges feszültségeket előállító tápegységgel. Ezek tervezésére különös gondot kell fordítani, mivel egy adott eszközben több is lehet. Ezen tápegységek paramétereit nem egyszerű feladat megmérni, hacsak nem a statikus karakterisztikákra szorítkozunk. Egy tápegységet a maximális áramán, feszültségén, teljesítményén illetve pontosságán kívül nagyon sok dinamikus tulajdonság jellemez. Ezek közül néhány: terhelésugrásra adott válasz illetve terheléstípusokra mutatott stabilitás. Különösen fontos szempont a stabilitás kérdése a napjainkban egyre jobban elterjedt kapcsolóüzemű tápegységek esetén. Kapcsoló üzemű tápegységek egymásra is hatást gyakorolhatnak működés közben, akár sorosan, akár párhuzamosan kötöttük őket. Soros összekötés hamar előfordul egy teljesítmény inverter és mindennapi eszközeinket ellátó tápegység egymás után kapcsolásából. Ekkor fennáll a veszélye, hogy az így felépített rendszer nem lesz stabil a kapcsolódó eszköz által felvenni kívánt konstans teljesítmény hatására. Ennek vizsgálta napjainkban egyre jobban előtérbe kerül. A tápegységek tesztelésére használható korszerű eszközök mindegyike rendelkezik teljesítménytartó terhelés opcióval.

Ennek okát a kapcsoló üzemű tápegységek működésében, illetve visszacsatolási körükben kell keresni. Egy kapcsoló üzemű elven működő tápegység kimenetén mindig találunk egy L-C tagot, ami az energiatárolást és szűrést végzi, esetleg egy következő L-C szűrőtágot is. A visszacsatolás az első energiatároló tag kimenetéről származik, illetve a visszacsatolás önmagában biztosan rendelkezik a megfelelő fázistartalékkal, ami miatt stabil az áramkör. Ha ennek a stabil körnek a kimenetét megterheljük egy teljesítménytartó tápegységgel, akkor a munkapont közelében csökkenő feszültségre nagyobb áramfelvételt, növekvő feszültségre pedig csökkenő áramfelvétel jelentkezik a kimeneten. Ez negatív ellenállásnak felel meg a munkapont környezetében, ami rontja a fázistartalékot. A differenciális ellenállás meredekségétől függően a fázistartalék akár nagyon kicsi is lehet, amitől már a szabályzásnak túllövésai, lengései lesznek, mint az alábbi képen egy rosszul beállított szabályzó kör [1] miatt:



1. ábra: Tápegység transziens viselkedése teljesítménytartó terhelés mellett

Következő kép egy helyesen beállított szabályzókört mutat, 0.3 ms beállási idővel [2].



2. ábra: Jól beállított szabályzó kör válasza

Mivel toló ellenállással, illetve a laborban található mérőműszerekkel csak a statikus karakterisztikákat lehet megmérni, így komoly igény mutatkozott egy univerzális terhelést szimulálni képes tápegység tesztelő berendezésre, ami az adott tápegység tranzienst és magas frekvenciás viselkedését is képes mérni, különös tekintettel a teljesítménytartó terhelés és negatív differenciális ellenállású karakterisztikára. Mielőtt saját berendezésem tervezésének nekiálltam, körbenéztem a DC terhelések piacán, mi az, ami már létezik, milyen sajátosságokkal, erősségekkel, hibákkal. Illetve ezekhez képest mit tudok megvalósítani.

Teljesítménytartó terhelések tárháza áll rendelkezésre az interneten többféle különböző tartományban. Kiválasztottam kettő kisebb teljesítményűt ezek közül. Továbbá figyelembe vettem milyen várható határadatoknak kell a jövőbeni terhelésemnek megfelelni, hogy a labor és otthoni környezetben előforduló tápegységeket (mint például PC-táp, laptop töltő, labortáp) tesztelni tudjam.

2) Piackutatás:

Az interneten a következő két különböző gyártójú, de hasonló képességű DC-load eszközöket kifejtetem részletesen is.

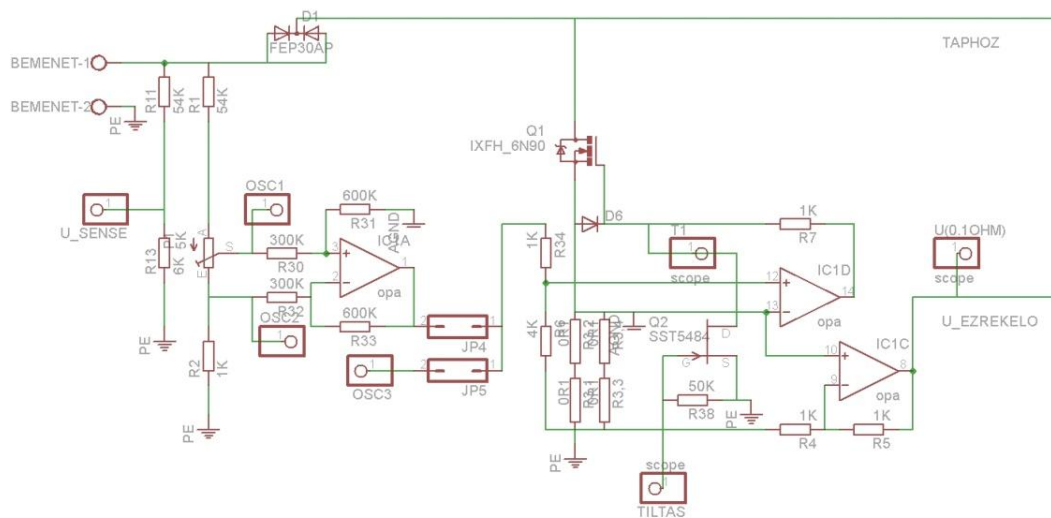
-Maynuo M9712 DC load

-Chroma 63103A

Típus:	Maynuo M9712 DC load [3]	Chroma 63103A [4]
Feszültség	0-150 V / 1-10 mV	0-80 V / 2-20 mV
Áramerősség	0-30 A / 0.1-1 mA	0-60 A / 1.5-15 mA
Teljesítmény	300 W / 1-10 mW	300 W / 7.5-75 mW
Dinamikus teszt		
Tranziens	0-25 KHz 2.5A/us	2.5A / us
Fel- lefutó idők	60 us-999 s	25 us-50 s
Pontosság	+15% offset 10%FS	0.4% FS
Rövidzár	33 A max / 35mΩ	60 A max / 25mΩ

Az adott berendezések különböző változatai léteznek KW nagyságrendekben is akár 600 Voltig. A kiválasztott eszközöknél különösen furcsa volt nagyon kicsi ellenállásra is képesek. Ennek értéke rövidzár mérés esetén 25 illetve 35 mΩ értékű. Ez nagyjából egy vékonyabb vezeték ellenállásának felel meg csatlakozóval együtt. Illetve egy erősáramú FET-nek is közel 10 mΩ az ellenállása. Az alábbi két Lomex-ben kapható erősáramú eszköznek például 8 és 14 mΩ értékű [5], [6]. Nagy áramerősségeken a sönt ellenállás a kritikus, ugyanis ekkor vagy nagyon kis értékűnek kell lennie, vagy más módon kell megoldani az áramerősség mérését. Ennek fényében feltételezem, hogy ezekben az eszközökben HALL effektuson alapuló áramerősség mérő szenzorok vannak, amiket bekapcsoláskor offset állítást végez, így pontos DC egyenáramú mérést tesz lehetővé.

Ezt egy egyszerű és régebbi kapcsolásaimnál bevált TL2575-HV jelű Texas Instruments-nél kapható kapcsoló üzemű átalakító IC. Esetünkben 12 voltot állított elő, amihez 15 V vagy annál nagyobb feszültségre van szüksége. Ezen feszültségesés az IC illetve a magas feszültségnél korlátozó FET miatt van. A korlátozó elemre a kapcsoló üzemű IC határai miatt volt szükség, mivel a –HV változat is 60 V-ig üzemképes, ezért az előtti értékű felszültséget lineáris üzemben korlátozza. Kritérium viszont, hogy a bemenő tápforrásnak minimum 12Vottnak kell lennie, mivel az áramkörben 5 V referenciazfeszültséget is előállítok, ennek pedig követelmény a megfelelő pontossága. A sarukról levett tápellátás nem befolyásolja az áramkörben folyó összes áramot, mivel a tápáram is keresztül folyik a sönt ellenálláson, így a tápáram értékét is méri. Továbbá ventilátor és egyéb segédberendezések működése esetén sem lépi túl a 20 mA értéket. Magasabb feszültség esetén a kapcsoló üzemű átalakító miatt kevesebb áramerősséget kíván a főkörben. A precíz 5 Voltos feszültséget a konvertált 12 Voltból állítottam elő, egy lineáris stabilizátorral.

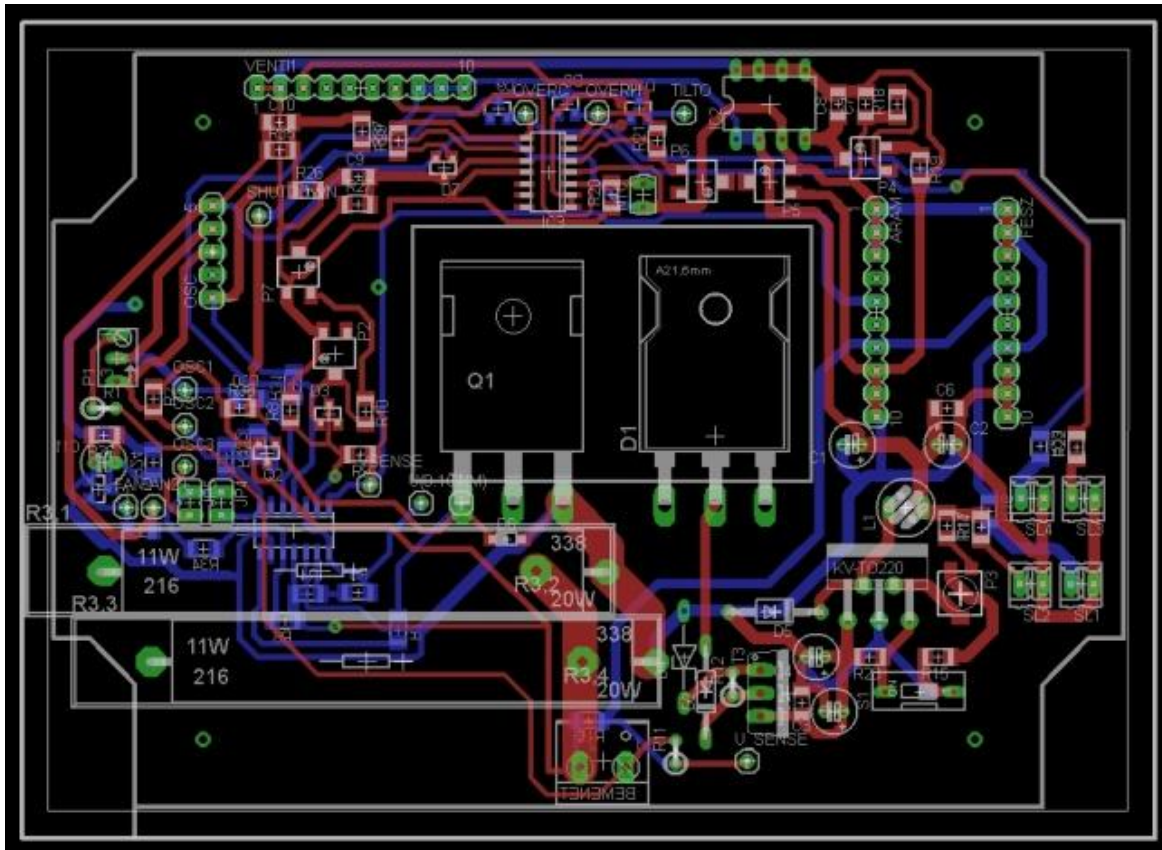


4. ábra: Fő egység kapcsolási rajza

FET meghajtását egyszerű differenciálerősítővel végeztem, aminek invertáló lábára a sönt ellenállásról vett feszültség értéket, nem invertáló lábára pedig a kívánt áram értékének 0.1-el megszorított értékét vettem. 0.1 a sönt ellenállás miatti érték, mivel 0.1 Ω . továbbá 4 darab kaszkádba kötött 10 W névleges teljesítményű ellenállásból tevődött össze. Ezzel képes a 20 A átvezetésére hosszabb távon is. A nem invertáló lábon található egy kivezető tűske is OSC3 névvel, amire tetszőleges jelalakot lehet kötni. Ez lehetővé teszi konstans áramerősség szimulálását, illetve bármilyen jelalak beállítását. Ennek skálázása 1:10 értékű, tehát 1 Volt értékű bemenő jel 10 A áramerősséget jelent.

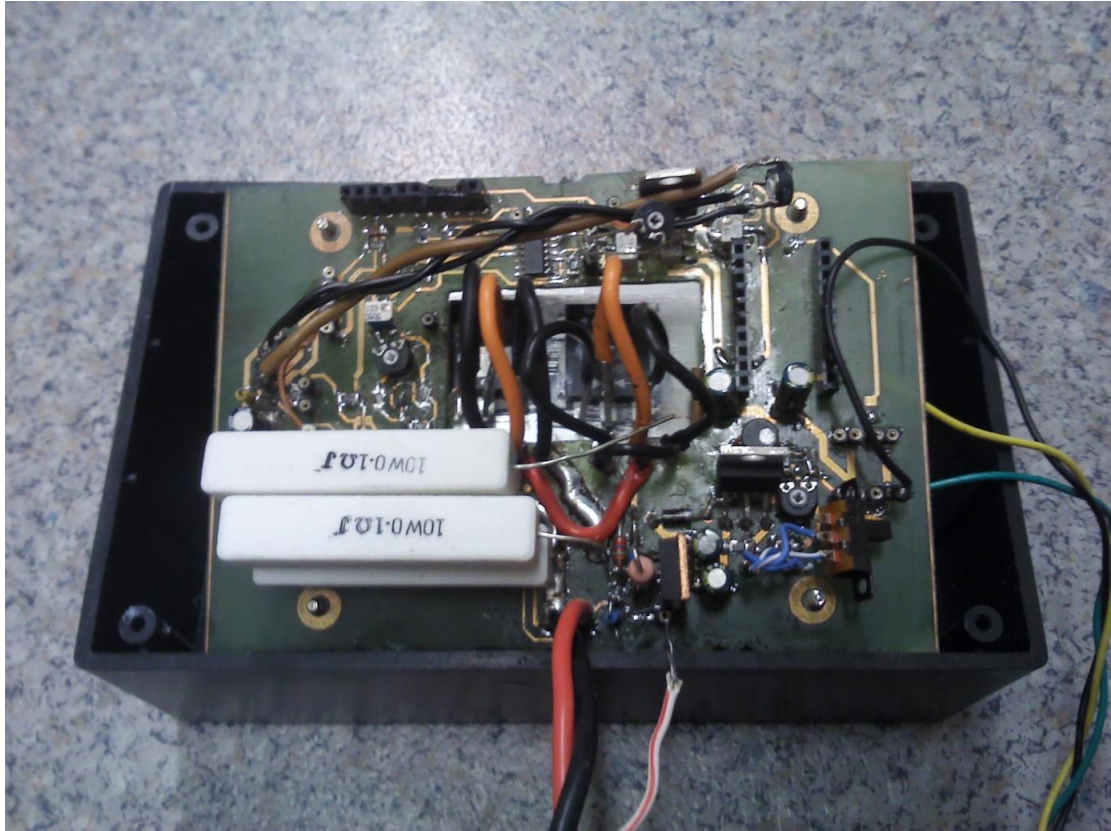
A vezérlő műveleti erősítő visszacsatolása a FET-en illetve a sönt ellenálláson keresztül történt, továbbá a nyáklemezen hagytam helyet visszacsatoló ellenállásnak, mivel ebben az elrendezésben a visszacsatoló hurok nagy késleltetése miatt biztosan 0fok alatt lesz a fázis tartalék értéke.

A kész áramköri layoutja a következő:



5. ábra: Végleges prototípus layoutja

Mivel kompakt és hordozható eszközt szerettem volna végeredményben kapni, így a teljesítmény félvezetőket az eszköz közepére terveztem továbbá hővezetési szempontból is előnyös volt, hogy a hűtőborda közepére kerüljenek, mivel a panel hátoldalára egy számítógép processzorhűtőjéről vett bordát raktam, ventilátorral a hátoldalán. Felfogatni is egyszerű volt, mivel a doboz hátoldalára fixen 4 csavarral fel lehetett fogatni. Továbbá az áramkör a dobozban kapott helyet. Mivel a sönt ellenállások is a dobozban vannak, így a szellőztetést is meg kell oldani nagyobb áramerősségek esetén, mivel $0,1\Omega \cdot 20A^2 = 40W$ hőtermelést kell elvezetni. Doboz választásnál figyeltem, hogy a megfelelő 40×40 mm méretű ventilátor beférjen a dobozba, így egy 50mm magas dobozra esett a választásom. Az eszköztől készítettem egy képet is, amin az áramköri panelt kivettem kissé az eredeti helyéről:

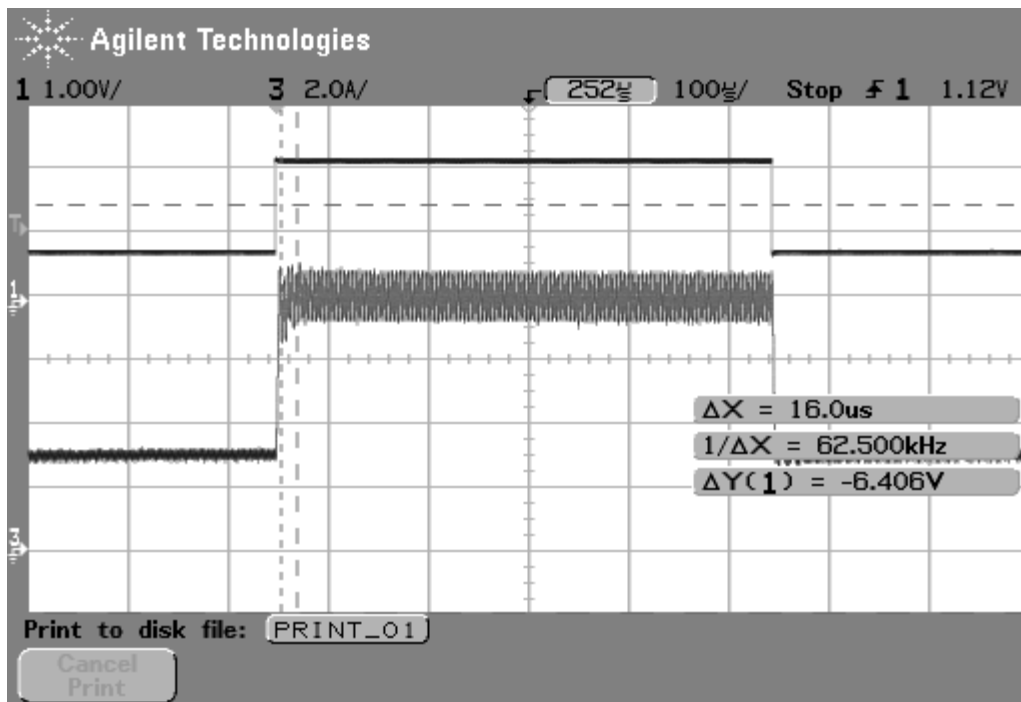


6. ábra: Elkészült prototípus felülnézeti képe

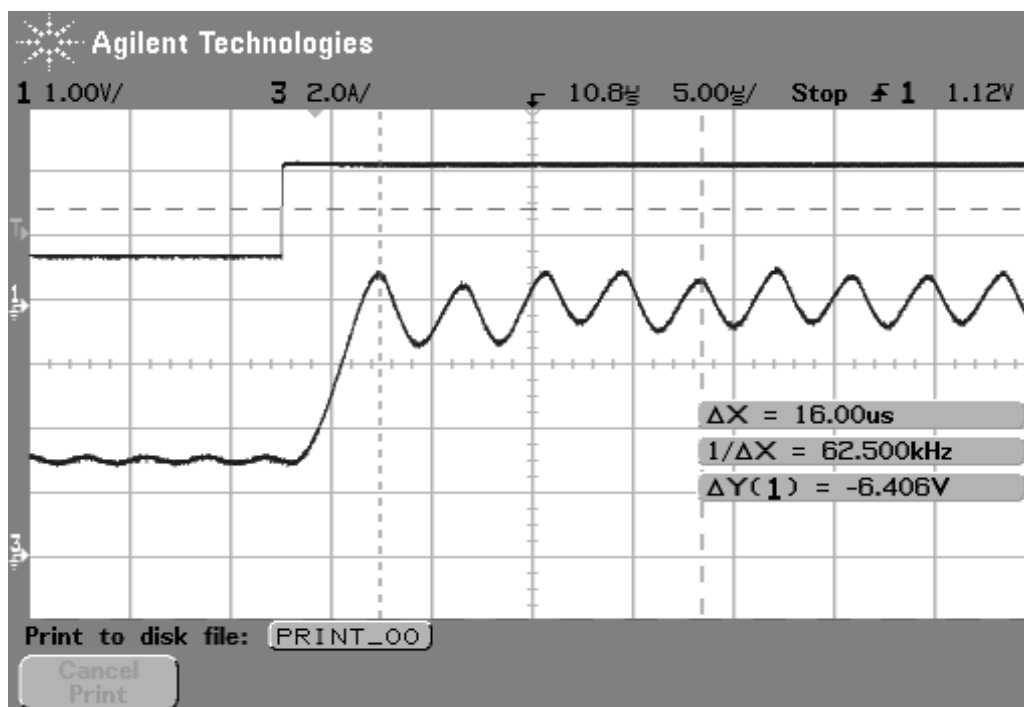
3. c Mérés és kalibráció

Prototípus esetében nem végeztem szimulációs vizsgálatokat, így a szabályzáshoz szükséges elemek kiválasztását szkóp segítségével határoztam meg. A FET minden munkaponti esetben más erősítést és vezetési értékeket mutat, így egy általános esetre határoztam meg a kívánt visszacsatoló erősítést, továbbá a FET előtét ellenállását. A FET előtét ellenállása a bemenő R-C tag időállandóját állítja be. Továbbá az erősítő erősítése pedig a visszacsatolás stabilitását.

Visszacsatolás nélküli esetben minden munkapontban gerjedést tapasztaltam. Itt a gerjedés oka a nagy nyílt hurkú erősítés, illetve a FET 33Ω on keresztüli meghajtása. Itt a FET bemeneti kapacitása, illetve ellenállás soros induktivitása együttesen egy rezgőkört alkotott $\sim 62.5 * 5 = 312.5$ KHz frekvenciával.

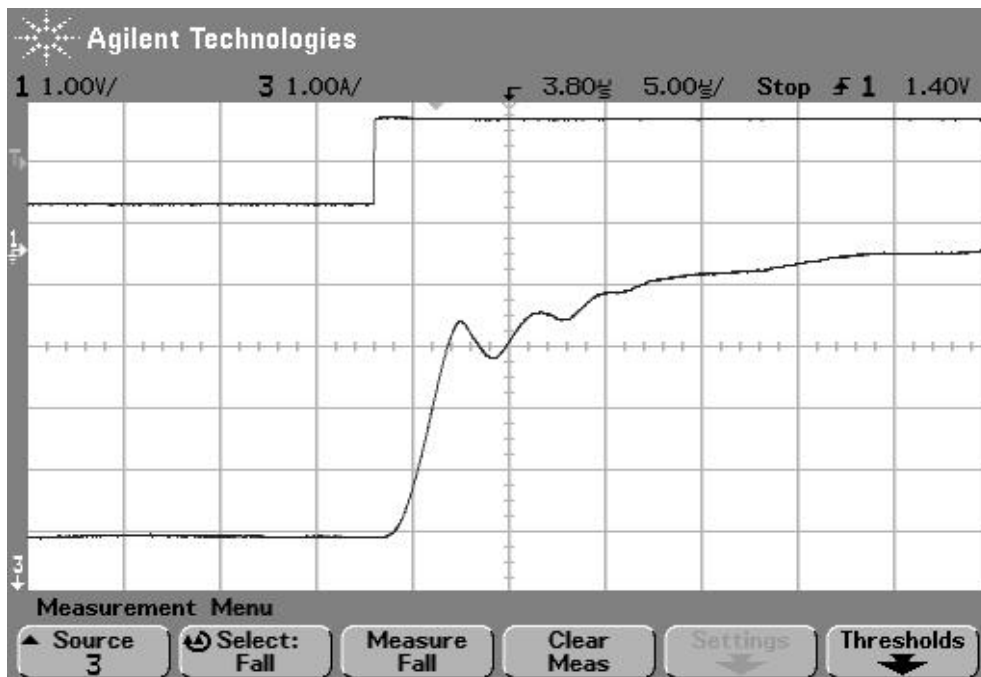


7. ábra: Gerjedő áramjel képe visszacsatolatlan esetben



8. ábra: Gerjedő áramjel felfutási élre nagyítva

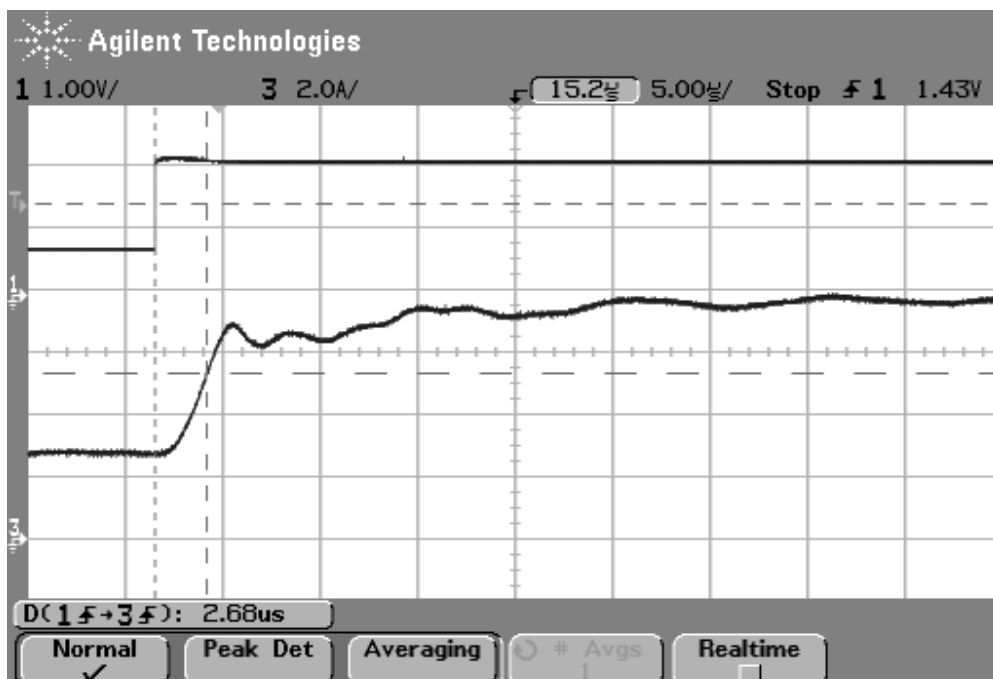
Ezen egy negatív visszacsatolással segíteni lehet. Az erősítést 10-re választottam, mint egyszerű arányos P szabályzó. Ezzel bár az áramkör (a felfutás alatti ellenállás impedanciája miatti lengést levéve) egy tárolós felfutási képet mutat és ezért lassabb a vártnál, de így is működőképes. Egy áramjelre adott válasza az alábbi:



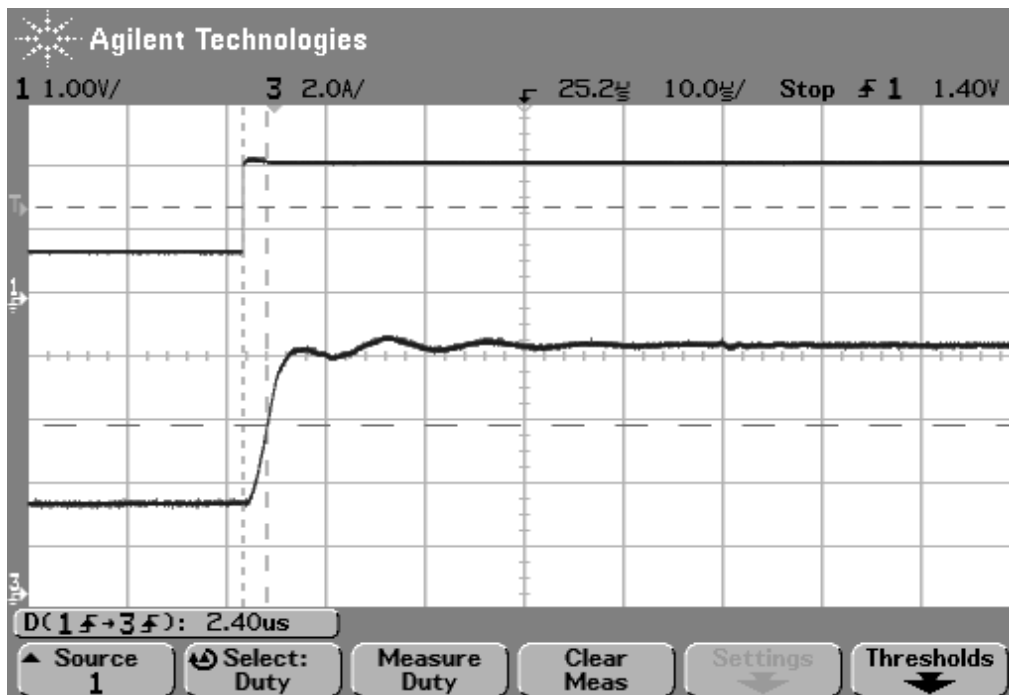
9. ábra: arányos "P" szabályzóval ellátott beállási görbe

Itt látható, ahogy az áramjel 1 Amperről 5.3 Ampere ugrik. A beállási ideje ~25 µs, ami 1 KHz (1000 µs) frekvenciáig még nem okoz nagy hibát.

Eszközöm kicsit komplexebb szabályzóval ellátva képes ennél kisebb beállási időre is, ahogy azt a felfutás elején lehet látni, mivel ha az elején található felfutással állna be, akkor ~10µs alatt lenne az ehhez szükséges idő, amivel 5 KHz (200 µs) frekvenciáig lehetne közel alaktartó áramjelet biztosítani a tesztelendő eszköznek.



10. ábra: integráló "I" szabályzóval ellátva, C=5 nF



11. ábra: Integráló "I" szabályzóval ellátva C=1 nF

A komplexebb szabályzó a fentebbi esetben egy tiszta integráló tagot jelentett. Így a visszacsatoló ellenállást a P tagból kicseréltem egy kondenzátorra, ami első esetben 5 nF, második esetben 1 nF volt. Második esetben a beállási idő már 5us lett, ha a beállási tranzienszt figyelmen kívül hagyjuk. Tranziens jelenség oka a nagyobb frekvenciákon lévő nagyobb visszacsatolás a sönt ellenállás inuktivitása miatt. Ezen egy azonos frekvenciájú alul áteresztő szűrőtaggal lehet segíteni, mivel ekkor az átvitel $(1+\tau*s)/(1)$ helyett $(1+\tau*s)/(1+\tau*s)$ alakú lesz, ami frekvencia független visszacsatolást eredményez a sönt ellenállásról. Ennek alkalmazása esetén a beállási tranziens is eltűnne az időfüggvényből. Ezen lépésre már nem került sor, mivel a lengés értéke nem számottevő, továbbá a szükséges szabályozási és vezérlési alapismereteket megszereztem a következő mikrokontroller vezérlésű eszközömhöz. Ezzel a fentebbi eszközöm tesztelését befejeztem, jelenlegi beállításokkal alkalmas függvénygenerátor és szkóp jelenléte mellett tápegység tesztelésre.

Természetesen a fentebb említett áramköröm is rendelkezik az alapvető védelmi egységekkel, mint:

- túl áram védelem - jelenlegi beállítás pillanatnyi 25 Amper és tartós 20 Amper esetén a vezérlés lekapcsol a teljes feszültségmentesítésig
- alacsony vezérlő feszültség elleni védelem, 5 Voltos referencia feszültsége esése 4,75 Volt alá, ez esetben is feszültségmentesítésig kikapcsol
- túl hőmérséklet védelem 70 fokokos hűtőborda hőmérsékletnél kikapcsol, de csak amég 60 fokra hűl.

Így megvédi önmagát és a tesztelő egységet is egy esetleges hibás bemenő jel miatt túlzott teljesítmény felvételétől.

4) Programozható terhelés készítése

Elvégzett tesztek után belefogtam a tetszőleges karakterisztikát megvalósítani képes mikrokontroller vezérelt intelligens terhelés megtervezésébe.

Mielőtt bármilyen tényleges munkába kezdtem volna a tervezéssel illetően, tüzetesen meg kellett vizsgálnom milyen paramétereket lehet kihozni a piacon általánosan elérhető alkatrészekből.

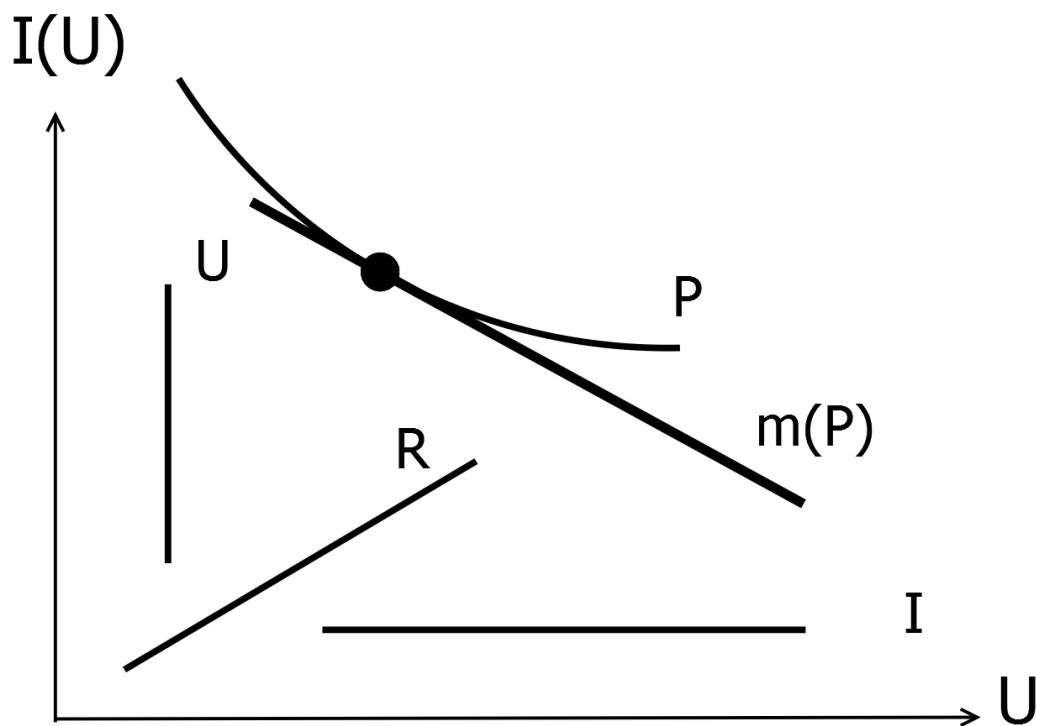
Első lépésem volt a vezérlő kör és ezzel együtt a szimulálható karakterisztikák megtervezése. Kutatásom foglalkozott az alábbi karakterisztikák megvalósításával: konstans áram, ellenállás, feszültség, teljesítmény. Ezen felül szempont volt a programozhatóság, akár számítógépről is. Programozhatóság miatt döntöttem egy AVR mikrokontroller használata mellett, továbbá elmúlt évben már dolgoztam az adott mikrokontroller családdal. Mikrokontroller mellé pedig analóg jelek kiadásához több DAC eszközre volt szükség.

4.a Terhelési jelleggörbék fontosságának ismertetése

Egy adott karakterisztikát a munkapont környezetében, a függvényre illesztett egyenessel közelítettem. Erre a használt mikrokontroller képességei miatt volt szükség. Mikrokontroller AD konverterének belső vágási frekvenciája 38 KHz illetve a DAC frissítési sebessége sem haladja meg az 1MHzet. Így a karakterisztikát analóg módon kell megvalósítani, mivel a mikro vezérlő valós időben nem képes a kiszámítására és az adatok kiküldésére.

Az alábbi egyenlettel bármilyen tetszőleges karakterisztikát meg lehet valósítani az adott munkapontban: $I_{\text{vezérlő}} = (U_{\text{be}} + U_{\text{offset}}) * m + I_{\text{offset}}$. Ezen értékek beállítása után a késleltetések már függetlenek a mikrokontrollertől, csak a DAC eszközök határozzák meg. Ellenállás típusú terhelés eléréséhez m értéket kell változtatni, áram alapú terheléshez pedig I_{offset} értéket kell beállítani a kívánt értékre. Illetve ezen értékek kombinálásával lehet például egy dióda illetve akár izzólámpa terhelését leírni.

Nagyon fontos tesztelendő eset, ha az adott tápegységre egy másik (állandó teljesítményt leadó) konverter, tehát másik tápegységet kötünk rá. Ekkor a teljesítmény tartásához a konverter egységnek növekvő feszültség hatására csökkenő áramot, illetve csökkenő feszültség hatására növekvő áramot kell felvennie. Ez az adott munkapontban negatív differenciális ellenállásként jelenik meg a vizsgálandó tápegység kapcsain. Erre a visszacsatolás alapon működő tápegységek különösen érzékenyen képesek reagálni, mivel általában a kimeneten egy L-C szűrő helyezkedik el megfelelő fázistartalékkal és visszacsatoló tagokkal egybekötve. Egy negatív ellenállás jelenléte jelentősen képes rontani a fázistartalékot, ezáltal a tápegység belengését okozhatja. A különböző tipikusan előforduló eseteket szimbolizálja az alábbi ábra, szemléltetve a teljesítmény alapú terhelés meredekségét is:



12. ábra: Különböző terhelési görbék

Teljesítmény alapú terhelésre adott válaszjelenségek napjainkban különösen fontosak egy inverter tervezésénél, mivel az eszköz kimeneteire nagy valószínűséggel IT eszközeinket csatlakoztatjuk (PC-notebook-telefon), amik köztudottan állandó teljesítmény felvételt igénylik. Tervezendő eszközömnél fontos volt nagyon meredek negatív differenciális ellenállás szimulálásának lehetősége. Ezzel megállapítható, az adott tápegység meddig alkalmas teljesítmény alapú fogyasztók ellátására.

Következő lépésem a statikus paraméterek meghatározása volt, ugyanis egy jól megépített berendezés semmit sem ér, ha nem tudja kellő mértékben megterhelni az adott tápegységet, illetve valódi terhelést szimulálni. Mivel a sebesség fontos szempont volt, így esett választásom a lineáris üzemben működő félvezető alapú passzív terhelésre. Ezen részét eszközömnél az előző munkámban ismertetett teljesítmény félvezetővel valósítottam meg. Állandóan fenntartható elméleti paraméterei még egyszer ismertetve: 150 Volt feszültség, 580W elméleti folyamatos terhelési teljesítmény továbbá 94 A folyamatos áramerősség. Áramvezetési szempontból nem tervezem kihasználni, mivel egy napjainkban erősebb PC-tápegység maximum 30-40 A áramerősség leadására képes 5 Volton. Továbbá fentebb említett paraméterek megfelelően gyors vezérléssel már elegendőek a tranzien viselkedések vizsgálatára. (a laborban, illetve átlagos környezetünkben előforduló tápegységek nem haladják meg e küszöbértékeket).

Maximális áramerősséggel kapcsolatban a szűk keresztmetszet Itt is a sönt ellenállás volt (40 W 20 A esetén 0.1 Ω nál), mivel a pontos ellenállásméréshez nagyobb mérhető sönt feszültségre van szükség, így az ellenállások nagyobb hőhatásnak vannak kitéve, illetve számomra előző analóg eszköz tesztjéből kiderült, többre is szükség van. Ez esetben 1 mV osztás 10mA értéknek felel meg.

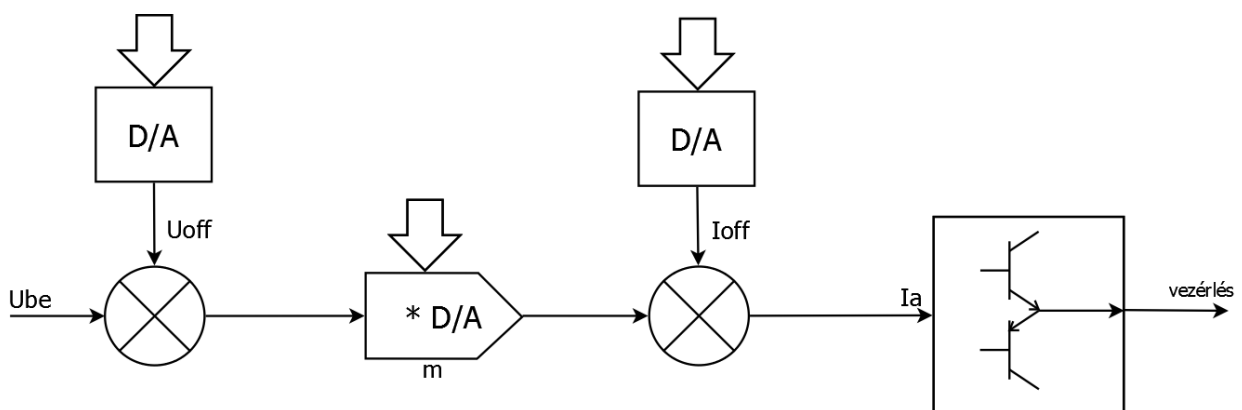
Különösen fontos volt az áramkör fő szabályozása szempontból a sönt ellenállás soros induktivitása is, mivel ez nagyban meghatározza az áramkör határfrekvenciáját. Ezen értékre 200nH-t mértem. Ezen induktivitás számomra soknak bizonyult, mivel az $R=0,1 \Omega$ mellett ($L/R \Rightarrow$) 80 KHz vágási frekvenciát jelent és ezen elem miatt származó pólus kiejtése után a szabályozási kör már nehézkesen gyorsítható. Ezt a Tina programban végzett szimulációim is megerősítették.

Ezen ellenállásból így egy speciálisabb 10-20 nH SMD változat mellett döntöttem (Isabellenhütte [7] gyártja ezeket az ellenállásokat). Ezzel a lépéssel a vágási frekvencia bő nagyságrenddel (800-1600KHz) került feljebb. Ez a többi elem gyorsaságával is összevethető.

4.b Eszköz modulokra bontása

Mivel az áramkör több száz alkatrészből épül fel, így tervezhetőségi és gyártási szempontból is előnyös volt a külön részegységeket, szétválasztani.

Ennek első lépése az eszköz vázlatos felépítésének és működésének eldöntése volt. Vezérlés szempontjából kritikus a szorzós digital-analog konverterek referenciaforrásra mutatott sáv szélessége, mivel a vezérlő jelet ez a visszacsatolási hurok fogja állítani. Ezen ICket a Texas Instruments honlapján kerestem, mint általánosan elérhető helyen. Legfontosabb döntési szempontom a vágási frekvencia volt, illetve 14 bites felbontás már kielégítő pontosságot ad számomra. Így esett a választásom erre a két eszközre: DAC7744 [8], illetve DAC8806 [9]. Ezen eszközök 14-16 bites felbontással rendelkeznek, illetve referenciafeszültségük széles (+-15 V) tartományban változtatható, továbbá 1-4 kimeneti csatornával rendelkeznek. Ezáltal e két eszközzel megvalósítható az alábbi egyenlet: $I_{\text{vezérlő}} = (U_{\text{be}} + U_{\text{offset}}) * m + I_{\text{offset}}$. DAC 7744 csak a bemenő feszültség skálázására való, az egyenlet megvalósítását a 4 csatornás DAC8806 végzi. Mindkét áramkör párhuzamosan programozható a uC határai miatt, ugyanis így lehet biztosítani a us körüli frissítési időt. A DAC eszközökkel megvalósított egyenlet blokkvázlata a következő:



13. ábra: Áram alapjel megvalósításának blokkvázlata

Ezen eszközöknek a tápfeszültsége +-15 Volt lehet, így célszerű volt a kedvező jel-zaj viszony miatt a műveleti erősítőket is +-15 Volt szimmetrikus tápfeszültségre válogatni, mivel a különböző zajok elnyomása ekkor a legnagyobb arányú.

Műveleti erősítőnél követelmény volt a +-15 Voltos tápfeszültség melletti kis offset feszültség, illetve magas határfrekvencia. Ezek sajnos a nekem elvárt szinten nem teljesültek egyik Texas Instruments által forgalmazott áramkörre sem, így kiválasztottam egy magas határfrekvenciájú, viszonylag kis offsettel rendelkező eszközt a nagy sáv szélességet igénylő helyekre, illetve egy nagyon kis offsettel de kisebb határfrekvenciával rendelkező eszközt a referencia feszültségek és kisebb feszültségű részekhez.

- OPA2188 [10] offset: 25uV, vágási frekvencia: 2MHz
- OPA2140A [11] offset: 120uV, vágási frekvencia: 11MHz

Előbbit a stabilizált +-10V referenciafeszültségekhez, utóbbit az egyenletben előforduló műveletek elvégzéséhez használtam.

Digital-analog konverterek vezérlését teljes mértékben a mikrokontroller végzi, amihez összesen 3 port kimeneteire volt szükség (3*8 láb).

A mikrokontroller egy ATmega64 [12] lett 14.7456MHzes órajellel. Ez az eszköz lelke, ugyanis minden vezérlési utasítás ide fut be. Kiválasztásakor összegeztem a várható felhasználandó I/O lábakat és kis ráhagyással választottam meg az alábbi 53 programozható lábbal ellátott eszközt.

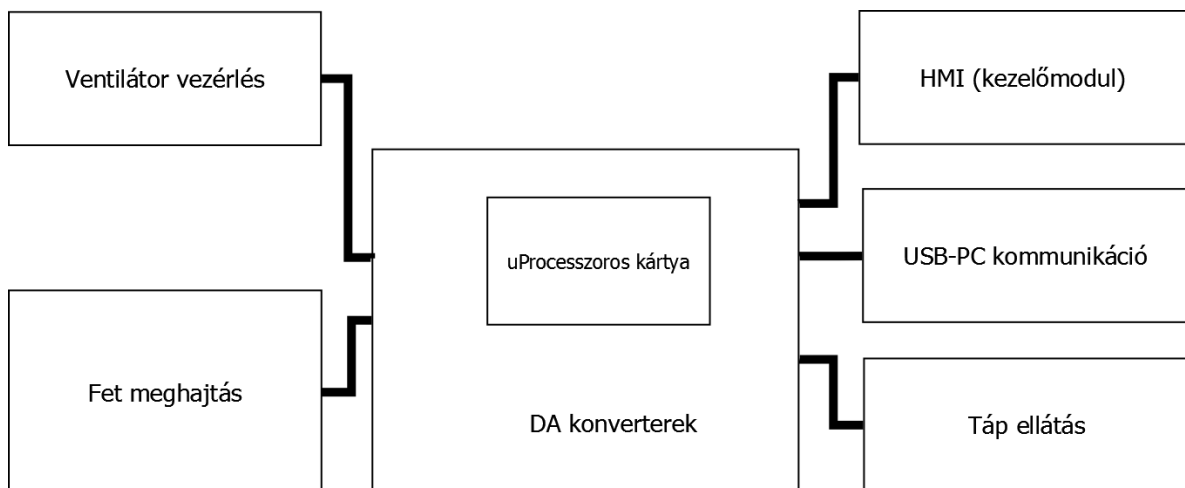
Lábak számának előzetes becslése a következő volt:

- 16 láb DA-eknek illetve további 8 vezérlő láb.
- 2láb soros kommunikációnak (usb-pc)
- 8 láb analóg bemenetnek.
- 12 láb eszközre helyezendő kijelzőnek és kezelő gomboknak.
- 6láb digitális potenciométerek kezelésére.
- Sum: 16+7+2+8+12+6=52

A mikrokontroller tartalmazta az alábbi fontos egységeket is: 8 ADC csatorna 10 bit felbontással, valós idejű óra, 4 belső számláló/időzítő, 2db USART illetve SPI és TWI portok.

A mikrokontroller köré, a közvetlen működéséhez szükséges elemeket igyekeztem csoportosítani. Ezek az ADC szűréséhez megkívánt elemek, referenciafeszültséget előállító elemek, uC programozásához használt csatlakozó, SPI portot több eszközre szétosztó multiplexer és elmei voltak. Tervezésem során több helyre terveztem digitálisan változtatható feszültségeket, ehhez szükségem volt digitális potenciométerre. Mivel nem kritikus a nagy frekvenciás és gyors működés sem, így a mikrokontroller SPI interfacere illeszkedő eszközöket választottam ki. Ez a TPL0501-100 [13] lett. Főbb paraméterei: 100 KΩ-ban rendelhető 8 bites felbontással, maximum 25 MHz órajellel és minimum 60 Khz potenciométer vágási frekvenciával. Ezen potenciométereket tervezem használni a hardveres védelem beállításához (beállított áramkorlát, túlfeszültség, minimum feszültség, túlmelegedés), illetve a ventilátorok vezérléséhez is. Beállításokról pedig a mikrokontroller gondoskodik.

Több lehetőséget összevetve a modulok elrendezése az alábbi lett:



14. ábra: Tápegység tesztelő berendezésem blokkvázlata

Itt megfigyelhető, hogy a Vezérlő modul felett helyezkedik el a mikrokontrolleres modul. Ez azért volt célszerű választás, mert a mikrokontrollernek mindennel kapcsolatban kell állnia, ezt pedig a vezérlő egységen is megteheti. Továbbá a DAC-ok vezérléséhez sok párhuzamosan futó vezetékre lesz szükség és a két DAC lábkiosztása megegyezik. Így előnyös, ha a csatlakozó a nyák belsejében helyezkedik és nem a széleken.

Ezen részegységekből azoknak foglalkoztam a részletes tervezésével és kivitelezésével, amik a működéshez és kezdeti tesztekhez elengedhetetlenek. Ezek a mikrokontrollert magába foglaló egység, áram alapjelet előállító egység, félvezető meghajtó egység, illetve a tápellátást biztosító részegység.

A tesztek első felében csak számítógép alapú vezérlésre fogok hagyatkozni. Az alfanumerikus kijelzőnek és gombokhoz szánt I/O láboknak csak a működését elég ellenőrizni a többi panelon, illetve a ventilátorokat vezérlő blokkot is kezdetekkor helyettesítheti egy fix 12Vos feszültségforrás.

A végleges modulok összefoglalva:

USB modul a galvanikus leválasztott számítógépes kommunikációhoz

HMI modul az eszköz közvetlen panelon történő vezérléséhez

Ventilátorvezérlő modul a sönt ellenállások illetve félvezetők hűtéséhez

Tápegység modul az eszköz tápellátásához.

Mikro vezérlőt tartalmazó **modul** és **vezérlő modul** a munkapontban található egyenes és áram alapjel kiadásához

FET meghajtó modul a teljesítmény félvezető vezérléséhez

4.c Elhelyezések részletes vizsgálata tartalmazza működésük leírását is:

4.c.i USB modul az eszköz számítógépen keresztül – napjainkban elengedhetetlen – kommunikációért felel, mindezt izoláltan, mivel az eszköz belső földje a terhelendő tápegység közös pontja. Számítógéppel a legegyszerűbb kommunikáció napjainkban az universal serial bus, azaz USB port. Mikrokontrollerem viszont USART, SPI és TWI hardveres perifériákkal rendelkezik. Itt egy UART-USB átalakítóra esett választásom, amit az interneten ezer forint alatti értéken lehet venni és az izoláció is megoldott.

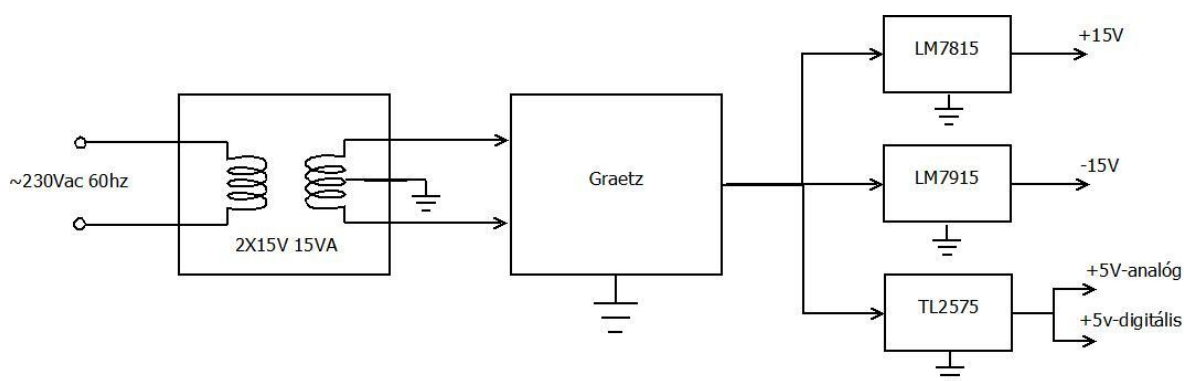
4.c.ii HMI modul tervezésében fontos szempont volt az eszköz egyszerű kezelhetősége. Ez nagyban befolyásolta a panelre szánható beállító gombok és potencióméterek maximális mennyiségét. Továbbá kijelzőnek egy alfanumerikus kijelző volt ideális egyszerű kezelhetősége és viszonylag nagy komplexitása miatt. Minimális felprogramozás után egyszerűen lehet karakterenként küldeni számára az adatokat, azonnal törölhetőek, eltolhatóak a kijelzőn megjelenített karakterek, illetve 10 darab egyéni karaktert is bele lehet programozni. 2 soros kijelzőből többféle hosszú kijelzést ki lehet jelezni. Eszközömben a 2x20 karakter megfelelőnek bizonyult, ugyanis így könnyedén ki tud jelezni egyszerre 4 db értéket azonosítással együtt. Ez az aktuális P-U-I-R is lehet.

4.c.iii Ventilátorvezérlő modulra kerültek a hűtést szolgáló ventilátorok irányító áramkörei, amiknek az akár tartósan fellépő 2-300 W elvezetésére is képesnek kell lenniük. Külön kell kezelni a szerkezeten kívül elhelyezkedő teljesítmény félvezető hűtését és a sönt ellenállások hűtését is, Mivel rövidzár szimuláció esetén a FET-en csak minimális, de a sönt ellenállásokon maximális teljesítmény esik. Nagyfeszültségű mérésnél ez megfordul, mivel az áram minimális, de a felvett teljesítmény maximális lehet. A két ventilátornak két külön vezérlő egységet érdemes készíteni, amiket az adott borda hőmérséklete vezérel, illetve a mikrokontroller állítja be a küszöbszinteket. A ventilátorok 12V-ra tervezése esetén 15V-tól előállítható a szükséges ellátásuk 1-1 step-down konverter felhasználásával. A tápegységnél is használt TL2575 erre a feladatra is megfelelő.

4.c.iv Tápegység modult igyekeztem minél távolabb helyezni, ahol nem zavarja a FET meghajtást. Viszont a jövőbeni ventilátorokat vezérlő egységnek érdemes a ventilátorok – tehát a félvezető és sönt ellenállások- közelében elhelyezkednie.

Tápegység elhelyezését azért tartottam indokoltnak, mivel az USB port biztosan nem tud elég energiát szolgáltatni, illetve lehetővé akartam tenni a számítógép nélküli működést is. Ezért egy hálózati csatlakozóról működő tápegységre is szükségem volt. Eddigi kutatásom alapján +-15 V feszültségre és +5 V-ra is szükség volt. Ez elegendőnek bizonyult számomra az analóg illetve digitális részekhez is.

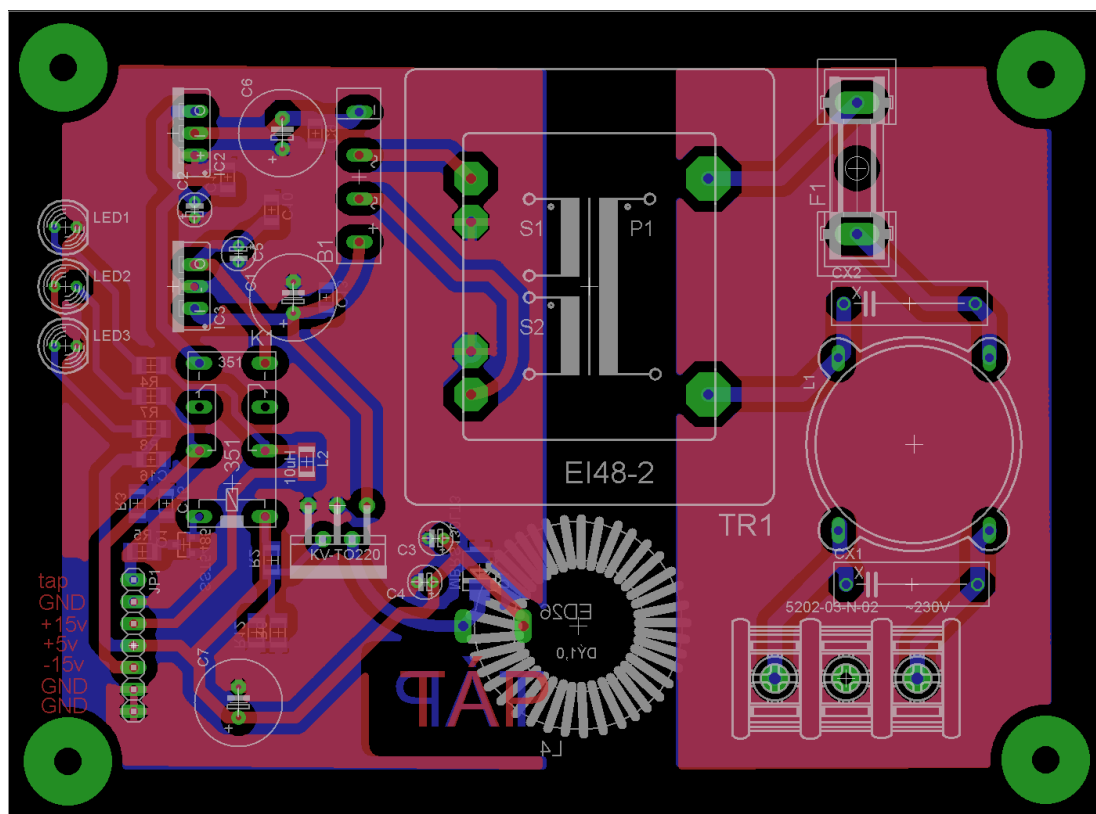
Modulok tápellátása +-15 V +5 V illetve analóg és digitális földből áll. A belső csatlakozó tűskék közötti földet (analóg) alkalmaztam hurkokkal együtt. Ebben az esetben a földhurok gyengíti a megjelenő zavarok hatását, mivel az zavar által indukált áram a hurokban zárul. Hatása ellentétes az eredeti zavarral. A digitális és analóg földet a mikrokontrolleres nyákon közösítettem, közel a mikro vezérlőhöz.



15. ábra: Tápegység vázlata

Ezen túl a leendő eszközöket is e tápfeszültségekhez igyekeztem illeszteni. A tápegység először a +15 V szimmetrikus feszültségeket állítja elő egy transzformátor-stabilizátor IC elrendezéssel. Továbbá a pozitív ágból egy step-down elrendezésben állítja elő az analóg illetve digitális 5 Voltot. A két 5 V szétválasztására azért volt szükség, hogy a digitális, tipikusan négyszögjelek áramfelvétele ne zavarja az analóg eszközök tápellátását.

Előzetes számítások alapján az áramfelvételek a következők voltak: +15 V 300 mA -15 V 100 mA +5 V-digitális 100 mA +5 V-analóg 300 mA. Ehhez egy 15 VA szimmetrikus (+15V-AC) transzformátor elegendőnek bizonyult. Step-down konverter IC pedig a következő már régebbi munkáimnál is használt TL2575 volt. Tápegység modult az alábbi nyákterv alapján készítettem el:



16. ábra: Tápegység layout terve

4.c.v Mikro vezérlőt tartalmazó modul és vezérlő modul estében a kettő rész leírását összevontam, mivel a két modul végső kialakításban egymáson foglal helyet. Vezérlő modulon található több áramkörü elem indokolta a méretbeli eltérést a mikrokontrolleres modulhoz képest. Ezáltal a központi modul inkább, a több elemet tartalmazó nagyobb vezérlő egység lett a mikrokontrollert tartalmazó rész helyett. Így a vezérlő modul közepén helyezkedik el a mikro vezérlőt tartalmazó részegység.

A vezérlő egység ebben az elrendezésben fontos szerepet tölt be, mivel minden további egység kapcsolódik hozzá. A csatlakozók elhelyezéséhez viszont az egész áramkört meg kell tervezni, hogy meg lehessen határozni hol és mennyi csatlakozópont az optimális.

A központi szerepet betöltő egység tervezése után a mikrokontroller moduljáról származó jeleket kellett eljuttatni a többi csatlakozóra. Ez többségében egyszerű huzalozás illetve vezetékek újraosztása volt. A széleken számításaim szerint 30-30 tűs csatlakozó elegendőnek bizonyul a többi modul fogadására.

Mikrokontrolleres modul végelrendezésben az U alakban 65 tűskével csatlakozik 20-25-20 elrendezésben. Ekkor a 20-20 tűskére a többi modulhoz szükséges jeleket lehet adni, így a vezérlő modult csak átvezetésre kell használni, nem kell újraosztani a vezetékeket, csak ha ez a layout szempontjából feltétlen szükséges. Középső 25 tűskés csatlakozón pedig a $3 \cdot 8 = 24$ DAC egységeket vezérlő jelek elférnek.

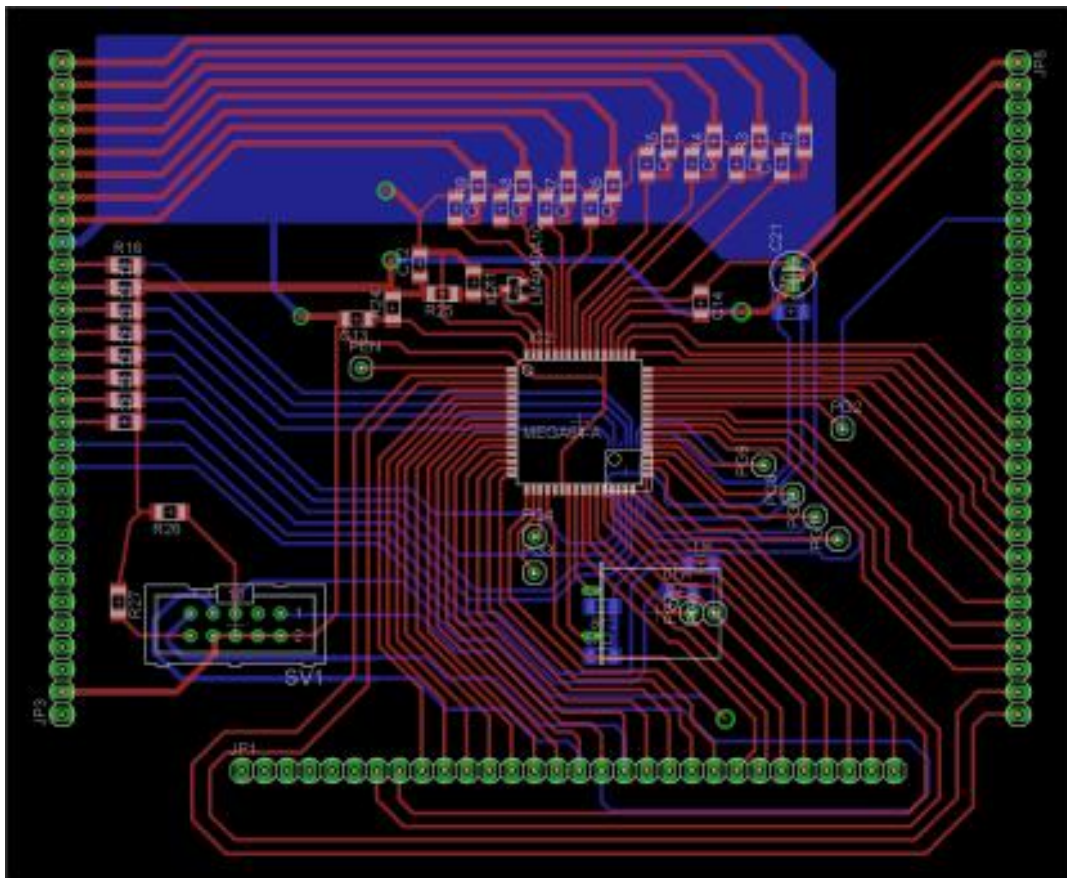
A mikrokontrollernél az analóg jelek bemenetei fix helyen voltak (54-61. lábak), így ez határozta meg az AVR orientációját a mikrokontroller modulon. Analóg jeleket csak a FET meghajtó egységről fogad, ezáltal a csatlakozási ponton is közel lehetnek egymáshoz a vezetékek. Illetve az R-C szűrőtagok a mikrokontroller modulon fent kaptak helyet úgynevezett „teliföld” elrendezés mellett.

fontos szempont volt a DAC egységek minél gyorsabb frissítése, ez pedig akkor megoldható, ha a 16 adatbitet 1-1 porton adjuk ki, mivel egy mindösszesen 1-1 parancs. Így keresni kellett két olyan portot, amik megfelelő helyen vannak jelen a mikrokontrolleren, továbbá nem igényli őket más egység (például UART-SPI). Ezek PB (10-17. lábak) illetve PD (25-32. lábak) portok lettek. Ezen portok a tervezés szempontjából is előnyös helyen voltak, ugyanis nem kellett egyik port kimentét sem tükrözni a helyes értékhez. Mivel 15-0 adatbiteket rendre PD7-0 és PB7-0 lábak adják ki. Ezáltal egy 8 bites eltolás után a kimenetre kerülhet az adott adat értéke. Továbbá jövőbeni lehetőség adódik a sebesség növelésére, ha a felbontást 8bitre állítjuk és B portnak fixen 0x00 hexa kódot adunk. Ez tovább növeli a frissítési gyakoriságot. Ami egy esetleges nagysebességű háromszög, vagy fűrészfog jelnél (a felbontás árán) hasznos funkciót láthat el.

A mikrokontroller helyzete ez által meghatározottá vált. Következő lépés a maradék portok és lábak minél könnyebb kezelhetőséget lehetővé tevő kiosztása. Itt figyelembe vettem, hogy a DAC egységeknek még szükségük van 8 vezérlésre, így célszerű egy újabb 8 bites portot erre a célra felhasználni. Illetve HMI egységen lesz egy alfanumerikus kijelző, amire ugyanúgy

párhuzamosan lehet küldeni adatokat, ami egy újabb portot foglal magába. HMI kijelző adatküldésére az A portot választottam. Ez a megfelelő oldalon is helyezkedett el, közel a kivezető tűskékhez. A DAC-ok vezérléséhez már tüzetesebben meg kellett vizsgálnom a lábkiosztását az AVR-nek, mivel a vezérlésnél hasznosabb tervezési szempont lett a fizikai elhelyezkedés, mint az adott port kizárólagos használata. Ezért a fizikailag egymás mellett lévő I/O lábakat vettem alapul.

A mikrokontrolleres kártyán kapott továbbá helyet egy SN74LV4051A 1:8 multiplexer [14] áramkör is, ami az SPI órajelét kapcsolja rá arra a potenciométerre, amelyiken értéket szeretnénk beállítani. Ez a megoldás volt számomra hardverileg illetve szoftveresen is a legpraktikusabb. A multiplexer analóg részének felső határfrekvenciája nagyobb, mint a mikrokontrolleré, így biztosan továbbítani tudja az adatot. Ezen multiplexer 8 kimenetét (CLK jel) illetve az adat (DATA) jelet a FET meghajtó oldalára kellett elvinni, ugyanis a ventilátorvezérlő illetve FET meghajtó panelhez kell eljutniuk. Ezt a nyák túlóoldalán volt célszerű megtennem, mivel a felső rétegen már nem lehetett megoldani a vezetékvezést. Az elkészült nyomtatott áramköri terv a (17. ábrán) látható.

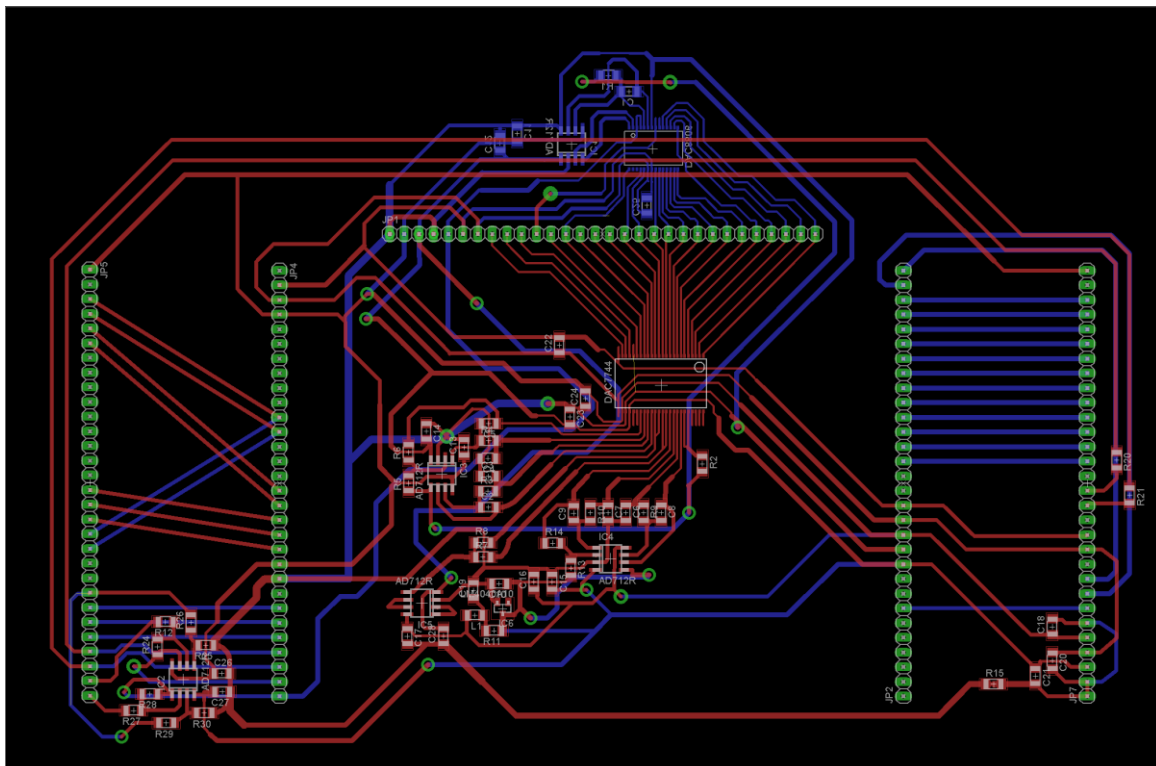


17. ábra: Mikro kontrollert tartalmazó modul végleges layout terve

Következett a vezérlő panel áramkörének megtervezése. Itt a két digital-analog konverternek volt fix helye az adatvezetékek miatt, így a többi elem hozzá kellett igazítani a DAC helyzetéhez. Felhasználtam a tervezéskor továbbá azt is, hogy a csatornákat részben fel tudom cserélni, ugyanis az eszközben AB és CD csatornák esetén a referencia ugyanaz így páronként cserélhetőek, illetve referencián belül is A B-vel illetve C D-vel.

A legoptimálisabb elrendezés az egyenlet $(I_{\text{vezérlő}} = (U_{\text{be}} + U_{\text{offset}}) * m + I_{\text{offset}})$ alábbi megvalósításakor jött létre: $A \Rightarrow U_{\text{offset}}$, $B \Rightarrow I_{\text{offset}}$, $C \Rightarrow m$, $D \Rightarrow$ üresen hagyva.

Analóg jelek illesztése szempontjából a mérendő kapocsfeszültség bemenő oldalához egy illesztő erősítőt raktam, ugyanis a két modulnál a földpontok eltérő potenciálon lehetnek a FET modulon keresztül folyó áramok miatt, így differenciálásra volt szükség a két földpont között. Ez a tag közvetlen a FET modul csatlakozási pontja mellett kapott helyet. Bár a földpontok közötti különbség csak néhány mV nagyságú, az áramkör tervezett pontosságával összemérhető, így indokolt a kiegészítő áramkör alkalmazása a különböző föld potenciálokhoz. DA konvertereket tartalmazó modul nyákterve a következő lett:



18. ábra: DAC eszköztartalmazó modul layout terve

Fent az egycsatornás, középen a 4 csatornás DAC látható kiegészítő elemekkel együtt. Baloldalon található a FET vezérlő illetve ventilátor meghajtó kártya csatlakozója, jobb oldalt a tápegység és kommunikációs modulok csatlakozója.

Miután konzulensemmel tüzetesen átvizsgáltuk a vezérlő illetve mikrokontrolleres modul kapcsolási rajzát és nyáktervét, ezután leadtuk a gerber fileokat a két modulhoz. A modulok a legfinomabb felbontással készültek, amit a bme-nyák technológiája enged. Ez 0.2 mm vezeték szélességet, 0.25 mm vezeték távolságot, 0.3mm furatátmérőt jelentett. Mindkét modul 2 réteges volt.

4.c.vi FET meghajtó modul tervezésére és szimulációjára a későbbiekben térek rá, mivel itt különösen fontos a gyors működés, és a nagy sáv szélesség. Ezért az eszköz kapcsolási rajta előtt is fontosnak tartottam szimulációval tüzetesen megvizsgálni több lehetőséget

5) Tesztek és mikrokontroller programozási lépései

Alkatrészek forrasztára után elkezdtem tesztelni mindkét panelt. Először a mikrokontrolleres modult, mivel ennek felprogramozása után tudom ellenőrizni a többi digitális elem működését.

Fő gondom a mikrokontroller programozásával adódott, mivel e típusú AVR-ek nagy hányadát az alábbi soros kommunikációs lábakon lehet programozni: MOSI-MISO-SCK-RES-GND-táp. Mikrokontrollernek viszont az adat lábai MOSI (12)-MISO (13) helyett PE0 (2)- PE1 (3) lábakkal lehetett programozni. Így két átkötésre volt szükségem, ami a programozó 10 tűskés csatlakozójához PE0 illetve PE1 lábakat kapcsolja hozzá. Továbbá MOSI-MISO lábakat leválasztottam a programozóról.

Mikrokontroller élesztése után fokozatosan írtam a vezérlőprogramot, így minden perifériát sikeresen ki tudtam próbálni, hogy vezérelhető e, illetve galvanikus kapcsolatban van e a uC lábával a tényleges kimenet.

Először az összes I/O lábra négyszög jelet adtam, amit mértem az adott lábhoz kapcsolódó vezetékeken. Majd miután meggyőződtem róla, hogy mindenhol galvanikus kapcsolat van, először a multiplexert teszteltem. Ehhez 6 vezetékelt kellett beállítanom: mux engedélyező lába, 3db kiválasztó láb, órajel és adat. A multiplexer az engedélyező lábat állítja, az órajel illetve adat mindegyik eszközhöz eljut. A mikrokontroller lábkiosztása a következő volt:

```
#define MUX_EN PINC3 //multiplexen engedélyező
#define MUX_SCL PIND2 //potinak órajel
#define MUX_SDA PIND3 //potinak adat
#define MUX_2 PINC2 //kiválasztó lábak
#define MUX_1 PINC1
#define MUX_0 PINC0
```

Továbbá a digitális potenciométereket multiplexeren keresztül az alábbi módon vezéreltem. Először engedélyeztem a multiplexert, majd kiválasztottam a fogadó eszközt, elküldtem az adatot, és tiltottam a multiplexert.

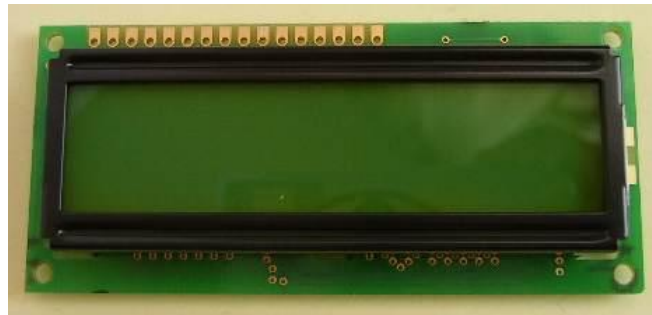
Mivel jelenleg digitális potenciométer még nem került beépítésre, így az SPI küldésért felelős rész megírásától eltekintettem, egyszerűen a „low” jel meglétét ellenőriztem a kiválasztások után.

A többi eszköz teszteléséhez szükségem volt a vezérlő panelra is. Így e panel élesztésével folytattam munkámat. Első lépésnek a megfelelő jelszinteket, illetve áramfelvételeket néztem meg, mivel ezek árulkodóak lehetnek bármilyen kisebb hibánál is. Meglepődve tapasztaltam, hogy a DAC8806 esetében a digitális föld lebegése zárlatot okozott több esetben is, így egy új IC-t kellett beferrasztanom. Továbbá a hibát egy ideiglenes összeköttetés elhelyezésével orvosoltam a vezérlő panelon, ami összeköti DGND és AGND földvezetékeket, így a digitális föld nem fog lebegni a fő földpotenciálhoz képest. Az eszköz építésénél az átkötő vezeték szerepét a mikrokontrolleres panelen lévő közösítés fogja átvenni, viszont a tesztek végéig a biztonság kedvéért nem távolítom el, mivel a lebegő digitális föld az új DAC8806 károsodásával - esetleg újbóli tönkremenetelével - járna.

További jelszintek mérésénél derült ki, hogy a DAC7744 eszköz AB csatornáinak referencia feszültségénél az erősítők kimenetei fel lettek cserélve, így az alacsony referencia kapta a +10V-ot illetve a magas referencia a -10V-ot. Itt ugyancsak átkötéssel, illetve a vezetékek cseréjével oldottam meg a problémát.

Mérésekhez rendelkezésemre állt multiméter is, viszont a mikrokontrollerben található ADC-vel is szerettem volna feszültséget mérni és azt megjeleníteni. Így a megjelenítéshez használt alfanumerikus kijelzőt kapcsoltam hozzá az HMI modul adott vezetékéhez.

Az általam használt 2x16 szegmenses tartalmazó alfanumerikus kijelző az EW162GOGLY [15] típusjelzésű eszköz volt.

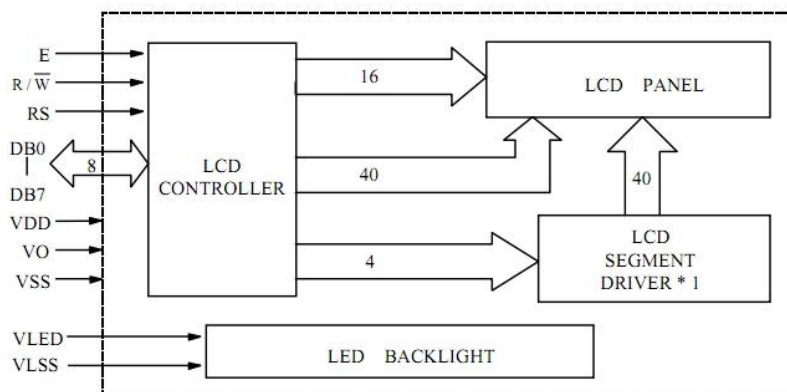


19. ábra: EW162GOGLY 2x16 szegmenses kijelző képe

Alfanumerikus kijelzőre azért esett a választásom, mert egyszerűen lehet karaktereket megjeleníteni a kijelző felületen. Belső vezérlője HD44780 kompatibilis. Ez tartalmaz beépített ascii dekódert, így egy 0xFF 8 bites adattal egy karaktert tudtam megjeleníteni. Továbbá automatikusan egy karakter beérkezésekor növeli a kurzor értékét, így folyamatosan lehet írni a kijelzőre.

Parancsok terén is elég széles paletta kínálkozik, mivel bármelyik helytől kezdődően írhatunk a kijelzőre, bármelyik elemet törölhetjük, továbbá az egész kijelzett sztringet jobbra-balra is eltolhatjuk. Ezen felül a kurzort is több féle opcióval állíthatjuk be.

A kijelző blokkvázlata, illetve lábkiosztása a következő:



20. ábra: LCD kijelző blokkvázlata

Tehát rendelkezik 8 adatlábbal, illetve 3 vezérlő lábbal és 5 tápellátáshoz szükséges lábbal. Ebből a 8 adatlábát célszerű volt az HMI-hez tartozó egész kimeneti porthoz csatlakoztatni, DB0-DB7 =>PortA0-PortA7 alapján, így az adat küldés néhány művelettel megoldható.

Eszköz lábak definiálása:

```
#define DISP_DATA PORTA //adat sín LCDnek  
#define DISP_RS PINC4 //0 utasítás, 1 adat  
#define DISP_RW PINC5 //0 írás, 1 olvasás  
#define DISP_E PINC6 //1->0 átmenetre olvas be (max frekvancia 270KHz)
```

Kijelző inicializálás:

A kijelző bemeneteire kötött lábakat be kell állítani, illetve engedélyezni működésüket. Ezután 3X törölni kell a kijelző beállításait (adatlap szerint javasolt lépés) majd beállítani a kurzort, írható sorokat, továbbá megadhatok az első 10 ASCII kód helyére tetszőleges 6x10 téglalapban elhelyezkedő alakzatot is.

Egy karakter írása a következő képen történik:

A kijelző egy adatbyte-ot ASCII karakterként kezel, így az ASCII kódját jeleníti meg. Így az adott adatot ki kell adni a sínre, ezután engedélyezni a mintavételt.

Parancsot hasonló módon lehet adni, viszont itt az úgynevezett „RS” lábat Ora kell állítani, mert 1nél adatként érzelmezi a kódot, nem parancsként. Itt lehet többek között szöveget eltolni, továbbá sort emelni, törölni, új helyre írni. Az utasítások száma elég nagy. Programomban összefűzött karakterírást (sztring) is létrehoztam, ugyanis így sokkalta egyszerűbb szöveget kiírni a kijelzőre.

A mikrokontrollerben létrehozott programrészletekkel bármilyen adatot kiírhatok a kijelzőre. Ezen adatnak a mikrokontroller ADC0 lábával olvasott feszültség értéket feleltetem meg, így egy közvetlen 10bit-es feszültség mérési lehetőséget kaptam, amihez nem szükséges multimétert használni.

Csatornák megnevezése a következő:

```
#define ADC_INT 0 //csatornák, h könnyebb legyen olvasni őket  
#define ADC_T1 1  
#define ADC_T0 2  
#define ADC_DIS 3  
#define ADC_DIM 4  
#define ADC_DUM 5  
#define ADC_IS 6  
#define ADC_US 7
```

ADC inicializálása után egy 16bit-es adatban kaptam meg a 10bit-es konverzió értékét, hogy a felső 4 bit 0 értékű. Ezzel probléma, hogy nem BCD kódban van, így közvetlenül nem tudom a kijelzőre írni az értékét. Ezért a bináris értéket át kellett alakítanom BCD értékévé, ezután pedig megfelelő maszkolásokkal és, 0x30 hexa értéket hozzá adva ki tudtam küldeni a kijelzőre.

Mivel az adc bemenete 0-4.096 V értéket képes feldolgozni, így egy ellenállásból álló osztót készítettem, hogy +-20 Voltig tudjak vele mérni. Ebbe az áramkörben előforduló +-15 Volt biztosan belefér. Továbbá a mért értéket szoftveres oldalon is némiképp színtezni kell és egy konstans értékkel (ez esetben mérés alapján 3.73-al) szorozni kellett. Ekkor kapom meg a +-20 V-os mérés határt a 0-4.096 V-ra. Továbbá +-20 V esetén a kijelzőn +-19.999 értéket kell előállítani. Előnye, ha sehova nem

kapcsolódik az adott láb, akkor mérhető feszültségek közé áll be félúton, aminek értéke 2.087 V. Így szakadás esetén erről információt kaphatunk. Az alábbi képen 10V mérése látható:



21. ábra: 10 Volt mérése és kijelzőn való megjelenítése

Egy mérés esetén elméleti felbontása: 10bit jut 40voltra, tehát 40 mV-os pontossággal rendelkezik. Ezen javítani lehet, ha egyszerre több mérést végzek, így például 16 mérés esetében elméleten 1/16 részére lehet a hibát csökkenteni. Ezt a gyakorlatban nem tapasztaltam, mivel meglepetésemre a mikrokontroller nagyon pontosan mér feszültséget az adott inicializáló beállításokkal, és ha az LSB felénél kisebb a feszültség, akkor mindig 0 értéket ír be a legkisebb bithez. Így nem teljesül az a feltétel, hogy a mérések nagyobb hányadában mér kisebbet, mint nagyobbat, így a két érték között megmondható egy átlagolással hol helyezkedik el. Ennek méréseire készített függvénnyel kiírtam a mért értéket, és az átlagtól való eltérésük összegét is a mintáknak. Ezt 18 mérésből végeztem el úgy, hogy a legnagyobb és legkisebb értéket eldobtam, a maradék 16 mintának pedig sokszor előfordult, hogy ugyanazt az értéket mérte. Ettől eltérése csak akkor fordult elő, ha zajos feszültséget mértem, viszont itt természetesen a jelre ülő zajfeszültség okozta az átlagtól való eltérést.

Mivel a rendelkezésemre állt már egy feszültségmérőként használható ADC láb, így a DAC eszközöket is ki tudtam próbálni, miként valósítják meg az áram alapjelet. Az ellenőrzéseket természetesen multiméterrel is elvégeztem.

A DAC eszközök vezérléséhez két teljes porthoz (B,D) illetve még 8 vezérlő lábra volt szükség, továbbá a potenciométerek írásához használt két láb is az egyik porton található (SPI elhelyezkedése miatt). Ezért a potenciométerek írása és a DAC eszközök beállítása egy időben nem lehetséges. Emiatt szükséges volt a multiplexer folyamatos tiltása.

Mindkét DAC eszköznek alapesetben közepén kell állniuk, mivel szimmetrikus vezérlést kapnak. Tehát 0xFFFF helyett 0x8000 hexa kódra kell állítani. Szerencsére ehhez van egy vezérlő láb mindegyik eszköznek, amit reset alatt kell fix értéken tartani. Méréseim igazolták ezeket az értékeket, ugyanis beállítás után mindenhol 0V feszültség jelent meg.

DAC egységénél I_{offset} illetve U_{offset} felbontása $20V/2^{16}$ értékű, tehát 0.3 mV, illetve a bemeneti osztót bipoláris működés esetén 2^{-13} arányban lehet hangolni. Ez 0.012%-os hangolási lehetőséget jelent. Mivel ez nehezen kimérhető, így a DAC-ok helyes működéséhez a csatornákat egy 0x0000-0xFFFF értékig terjedő 0x0800 értékű lépésekkel teszteltem. Így egy fokozatosan növekvő feszültség szintet sikerült mérnem a negatív referenciáról indulva.

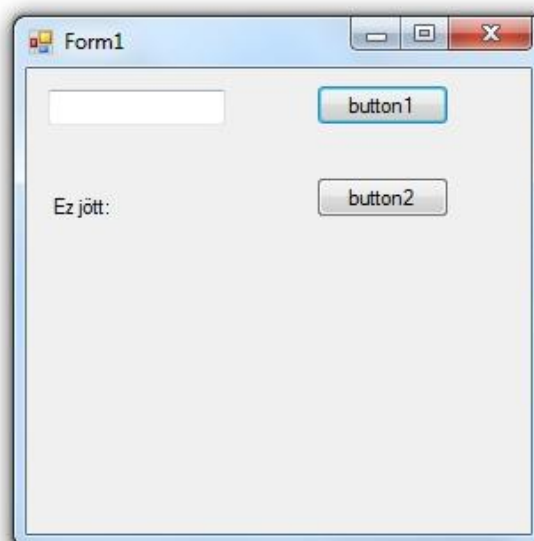
Értékkadás a helyes port választások miatt egyszerű néhány utasításból álló művelet, mivel a két értékkadó portot a 16 bites értékhez néhány utasításból lehet beállítani. Ez a nagysebességű kommunikációhoz fontos szempont. Egy szinusz áramjel akár több száz adatpontból is állhat, amit időzítve kell kiküldeni az adott DAC csatornára.

A DAC eszközöktől van lehetőség az adott értékek lekérésére is, viszont sokkal gyorsabb, ha ezeket a változókat egy külön tömbben tárolom, így azonnal rendelkezésre állnak ezek az információk, továbbá a R/W lábak felszabadulnak. Elég őket folyamatosan írásban tartani.

Eddig még csak a programozó eszközömmön keresztül kommunikált a mikrokontroller a számítógéppel, viszont a kliens programhoz szükség lesz egy soros porton keresztüli USB kommunikációra is, amin az utasítások, és adatok küldése zajlik.

Az ehhez szánt céleszközöm egy UART-USB átalakító leválasztással együtt. Ezt az eszközt a számítógép szabványos usb-soros konverterként kezelni illetve soros portnak ismeri fel. PC oldali írása és fogadása C# programban néhány utasítással megoldható, továbbá a mikrokontrollernél is az UART funkciók szinkronizálása után. itt a küldendő bitszámot, paritás bitet, stop bitek számát, illetve a küldési adatsebességet kell beállítani.

Pc oldali kommunikációért és felhasználói felületért egy C# program felel. Ennek nagy előnye, hogy erősen objektumorientált, így hamar lehet csúszkákat illetve kapcsoló elemeket elhelyezni a felületen. Jelenlegi alakjában a minimumot tudja, ami a kommunikáció működésének teszteléséhez kell. A lap tetején lévő szöveges mezőbe tetszőleges sztringet lehet beírni és button1 nyomására kiküldeni a mikrokontrollerhez. Továbbá „Ez jött:” melletti mezőben láthatóak a bejövő karakterek, amik button2 gombbal törölhetőek. Így tudom ellenőrizni a mikrokontroller programjának helyes működését.



22. ábra: PC oldali kliens program tesztverziója

Ezen funkció meglepetésemre, elsőre működött a csatlakozó érintkezési hibáját kijavítva. Ettől kezdődően már nem kellett újraprogramozni a mikrokontrollert egy funkció kipróbálásához, mivel a megfelelő karaktereket elküldve, lehet vezérelni eszközümet. Újraprogramozásra csak nagyobb programmódosításnál van szükség.

Az eddigi menürendszer a következő:

- Dac (Digital-analog konverterekkel kapcsolatos utasítások, és értékek lekérdezése)
- Lcd (LCD inicializálás, szöveg írása, törlés, megjelenítési parancsok)
- Poti (potenciométerek értékének megadása és lekérdezése)
- Adc (analog-digital értékek kiolvasása, illesztése vezérléshez)
- Measure (mérések indítása beállításai és azzal kapcsolatos adatgyűjtések opcióinak megadása)

6) FET meghajtó modul részletes vizsgálata

A méréshez a FET vezérlő kártyát is el kell készíteni, mivel e nélkül tényleges mérés nem végezhető. Ebben a vezérlő kártyában kap helyet a FET mint teljesítmény félvezető, illetve dióda (polaritás védelem miatt) továbbá a sönt ellenállások is. A FET egy IRFP90n20 nagyteljesítményű N-csatornás félvezető.

Elméleti maximális teljesítménye 25 fokos tokhőmérsékletnél 580 W

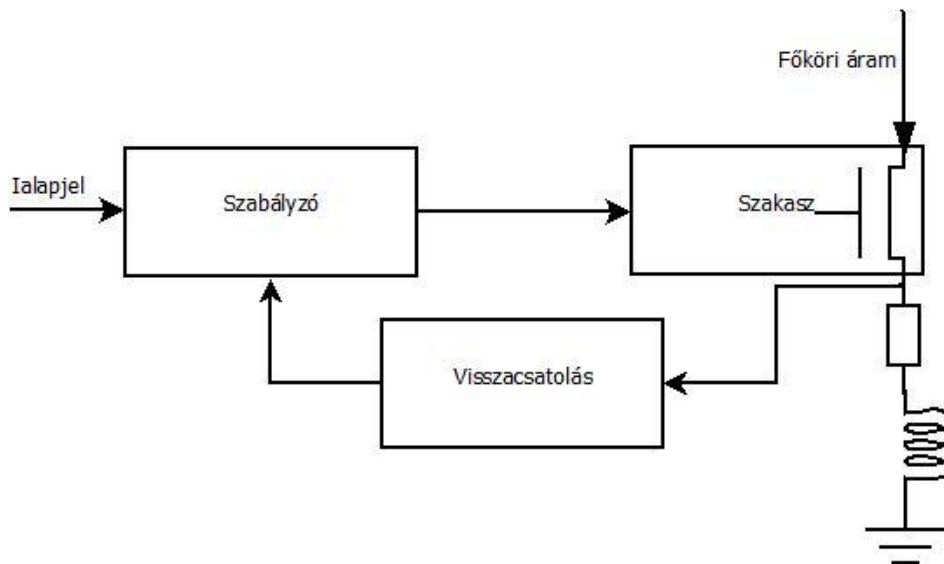
Maximális folyamatos áramerősség: 94 A

Maximális feszültsége 200 V

Tesztberendezésembe megfelelő, mivel 200-300 W teljesítményt bizonyára el tud vezetni hűtőbordával és aktív hűtéssel. Nagy teljesítménye előny, viszont ennél fogva nagy a bemenő kapacitása is. Ez kezdeti értéként 10nF, aminek kis változások esetén elvész jelentősége, mivel a munkapont környékén a gate-source feszültség kis változása is elég akár nagyobb áramváltozásokhoz is. Viszont nagyjelű működés esetén 0-10 Voltra (szakadásból közel rövidzár) 100 mA töltőárammal is 1us alatt lehet csak feltölteni. Így a határfrekvencia 1 MHz alá esett, ha a többi elem figyelembevétele nélkül is. Így kisjelű változásokhoz elég egy műveleti erősítő 50 –esetenként- 100 mA maximális kimenő áramerőssége. Viszont a nagyjelű változásokhoz az időzítést kedvező értéken tartva szükséges egy követő erősítő is a műveleti erősítő kimenete és FET gate lába közé. További probléma lenne a műveleti erősítő áramkorlátja esetén kialakuló nem lineáris szabályzó kör stabilitása is.

Legkedvezőbb eset kiválasztásához szükséges analóg modellek szimulációja, illetve gondos tervezés is. Ezen szimulációkat TINA programmal végeztem. Több lehetőség is számításba jött a megvalósítás alapján.

A FET-et tartalmazó kör felírható szabályzástechnikai modellel is. Itt a félvezető, illetve meghajtó eleme a szakasz, sönt ellenállás a visszacsatolás, továbbá az elé rakott egyéb műveleti erősítő/erősítők alkotják a szabályzót.

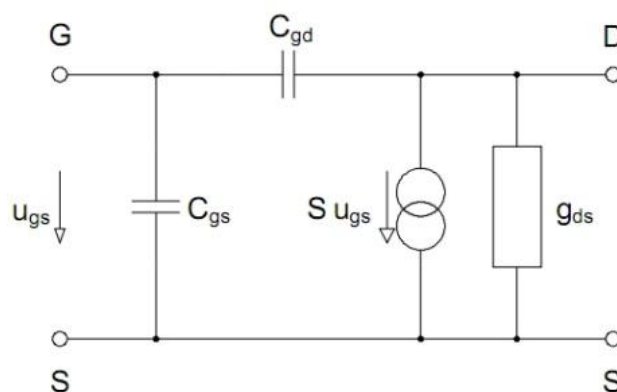


23. ábra: FET meghajtás szabályozás technikai képe

A szabályzó kör bemenete az áram alapjel, a szabályozott jellemző pedig a főköri áramerősség. mérési lehetőséget a körben a sönt ellenállás, illetve csatlakozó kapcsokon található feszültség ad. Ebből különösen a sönt ellenállás fontos, mivel közvetlen értéket szolgáltat az áramerősségről. Viszont Ez az összefüggés közel sem lineáris az egész frekvenciatartományon, mivel soros induktivitással is rendelkeznek ezek a sönt ellenállások. Így a visszacsatolási körben egy zérus, mint differenciáló tag van $\tau=L/R$ időállandóval. Továbbá a FET bemenete egy R-C tag, mint alul áteresztő szűrő $\tau=R*C$ időállandóval. Itt az ellenállást a meghajtó áramkör kimeneti ellenállása fogja adni. Továbbá a FET-nek is van késleltetése. Ezen számításokat egyszerűsíti, ha nagy sávszélességű műveleti erősítőt alkalmazok, mivel akkor a műveleti erősítő az átvitelben nem fog szerepelni a kis időállandójú pólusok miatt.

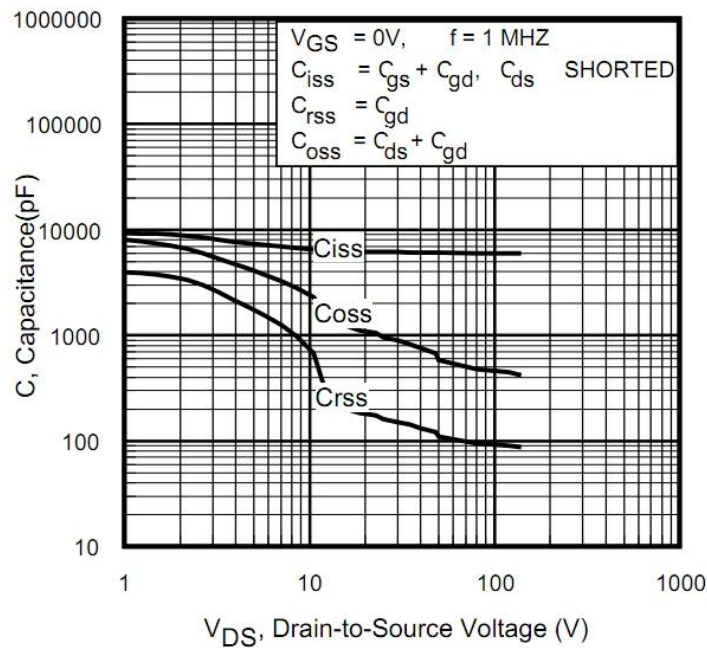
6.a Kisjelű modellt csak munkapont környezetében tudtam szabályozástechnikailag helyesen felírni, mert akkor a FET paraméterei nem változnak meg jelentős mértékben.

A félvezető eszköz jelentette a legbonyolultabb elemet a szabályzástechnikai körben. Közelítéséhez az elektronika tárgyból tanult 4 elemes kisjelű helyettesítő képet használtam:



24. ábra: FET kisjelű négyelemes helyettesítő képe

Itt C_{gd} illetve C_{gs} értékét adatlapból közelítettem az alábbi grafikonról:



25. ábra: FET kapacitásainak értéke U_{ds} feszültség függvényében

C_{gs} értékét C_{iss} görbéről C_{rss} görbét levonva kapjuk meg. $V_{ds}=0$ esetén $\sim 5500-6000$ pF, $V_{ds}=5$ V esetén $\sim 5700-6000$ pF, $V_{ds}=10$ V esetén $\sim 5300-5700$ pF. C_{gs} értékét munkaponttól függetlenül 5.7 nF-ra választottam a kis eltérések miatt G_{ds} vezetés illetve S (U_{gs}) erősítés értékét két további karakterisztikából (26. ábra) tudtam meghatározni:

International
IR Rectifier

IRFP90N20D

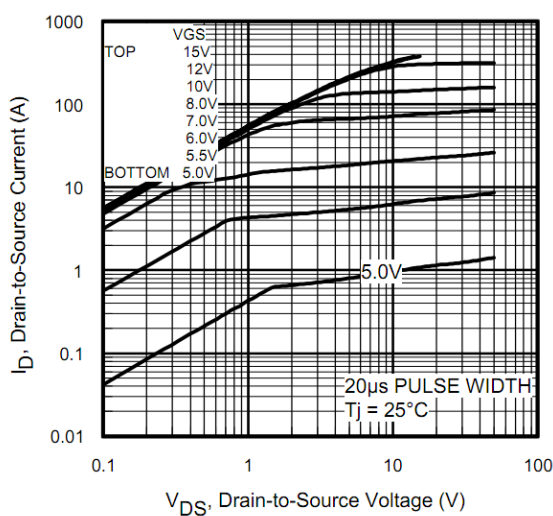


Fig 1. Typical Output Characteristics

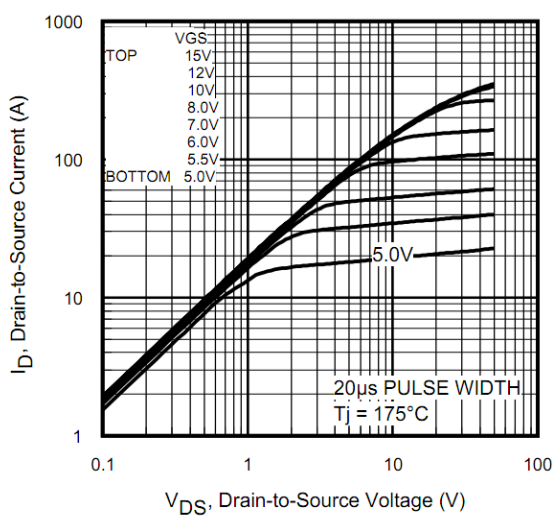
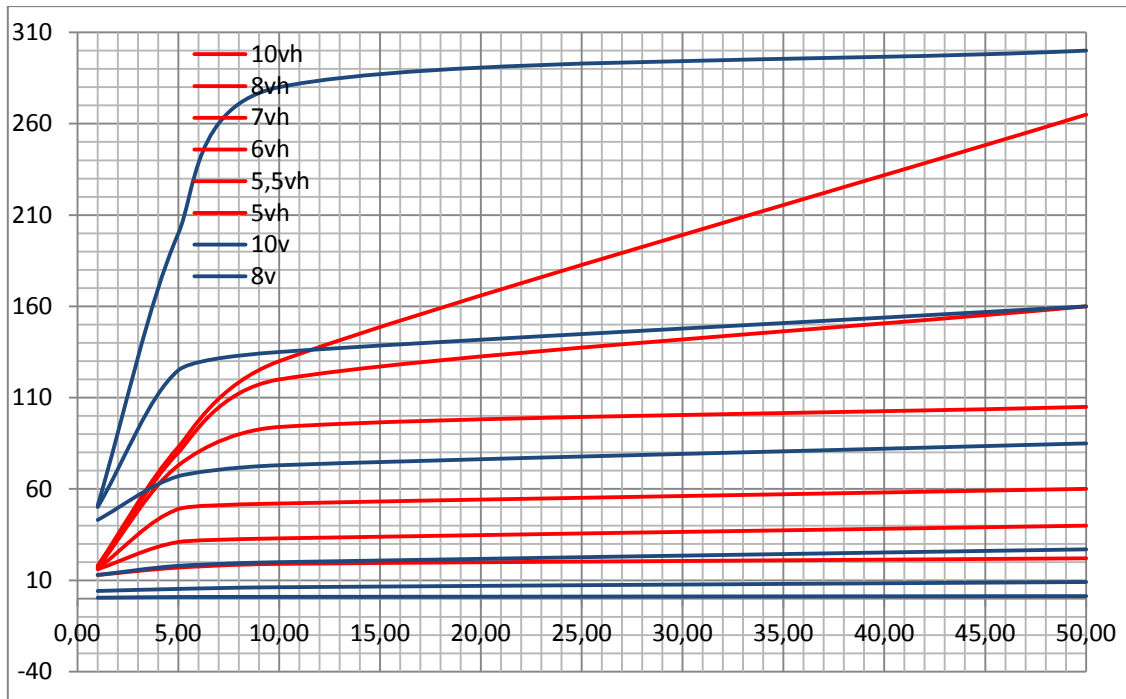


Fig 2. Typical Output Characteristics

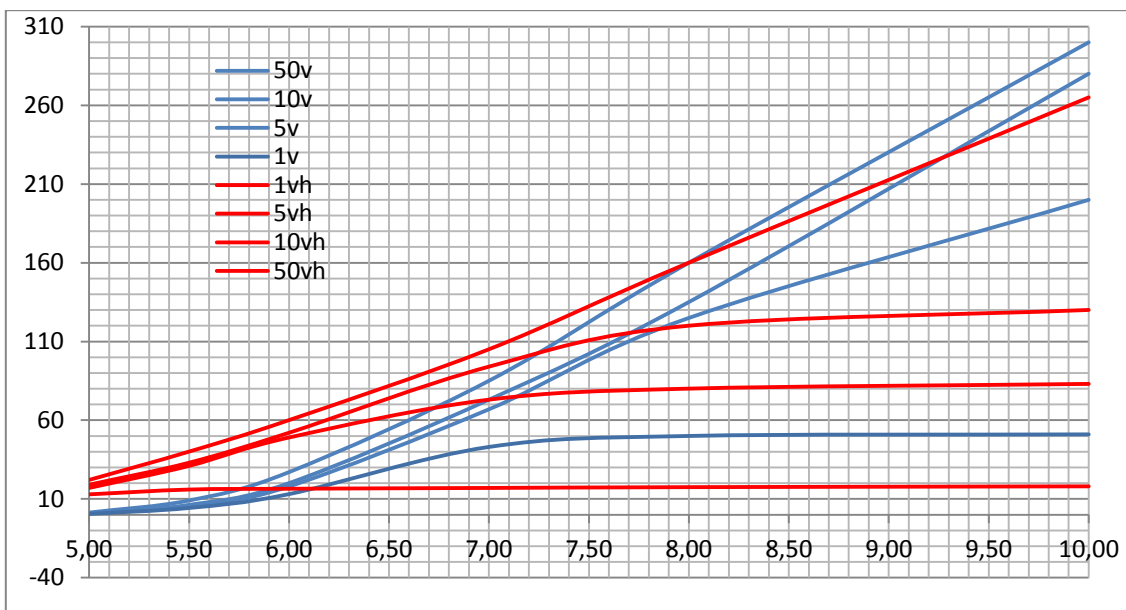
26. ábra: FET I_d árama U_{ds} és U_{gs} függvényében két hőmérsékleten

A közelítő áramértékeket egy Excel táblázatban ábrázoltam több adat esetén, így a kirajzoltatott grafikonokon felvett görbe meredekségeket felhasználhattam G_{ds} és S meghatározásához, mivel $G_{ds}=dI_{ds}/dU_{ds}$ illetve $S=dI_{ds}/dU_{gs}$. A kiszámításhoz használt excel táblázatok:



27. ábra: I_d áram U_{ds} és U_{gs} függvényében

Az első grafikon (27. ábra) az I_{ds} áramot ábrázolja U_{ds} feszültségek függvényében különböző U_{gs} feszültségeknél.



28. ábra: I_d áram U_{gs} és U_{ds} függvényében

Második grafikon (28. ábra) az I_{ds} áramot ábrázolja U_{gs} feszültség függvényében különböző U_{ds} feszültség szinteken.

Mindkét grafikonnál két féle hőmérsékletű görbesereget vettem fel. A piros a $T_j=175$ illetve a kék a $T_j=25$ fokos réteghőmérséklet esetén. A két grafikonon látható görbék meredeksége megadja G_{ds} illetve S értékét.

Például egy adott: $U_{ds}=20V$ $I_{ds}=5$ A értékhez $T_j=25$ fokos hőmérsékleten $U_{gs}\approx 5.4$ V vezérlő feszültség tartozik. helyettesítő képének paraméterei: $G_{ds}=0.7$ S illetve $S=18$ továbbá $C_{gs}=5.7$ nF, $C_{dg}=180$ pF. C_{dg} értéke nagyságrenddel kisebb C_{gs} értékénél, így kis U_{ds} változásoknál elhanyagolható. Tipikusan kapcsoló üzemű tápegységekben játszik fontos szerepet C_{dg} , mivel ott a drain elektróda közel tápfeszültség és földpont között ugrál. Eszközömnél nem kell nagy U_{ds} változással számolni, így modellem felállítása során C_{gd} kondenzátort elhanyagoltam.

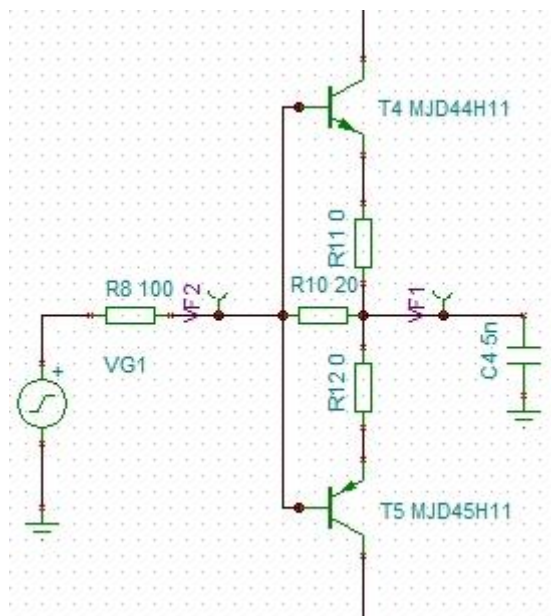
A drain-source elektróda közötti vezetés szerepét megvizsgálva az alábbi eredményre jutottam: Kis feszültségeket kivéve az átvezetést el lehet hagyni a modelltől mivel értéke csekély, továbbá S paraméter miatt a bemenetre sokkal érzékenyebben reagál, mint a D-S lábra kapcsolt feszültség változására. Probléma a FET nagy bemeneti kapacitása, mivel ez nagyban megnöveli a vezérléséhez szükséges időt, így műveleti erősítő kimenetével nem lehet megfelelő gyorsasággal vezérelni. Ezért a kisjelű modellem alapján a műveleti erősítő mögé egy gyors, kis kimeneti ellenállással rendelkező erősítő fokozatot iktattam be.

6.b Közvetlen meghajtó eszközök kutatásakor több lehetőség is felmerült:

- **Áramnövelő komplementer kapcsolás**
- **Diódás munkapont beállító erősítő kapcsolás**
- **AB osztályú erősítő fokozat**

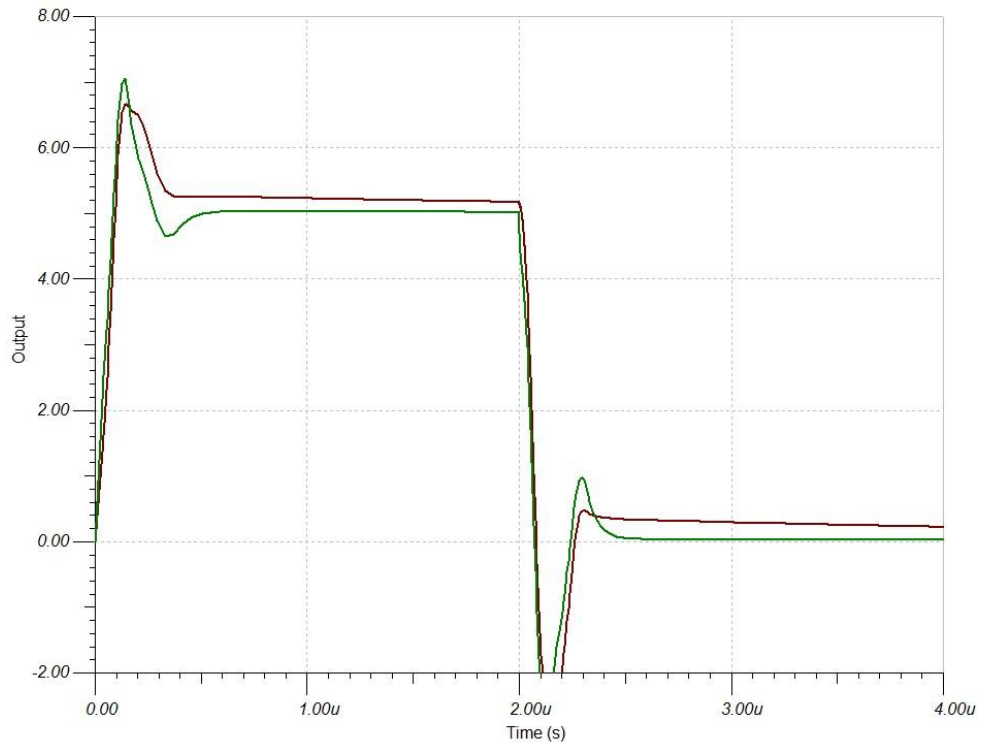
6.b.i Áramnövelő komplementer kapcsolás

Első lehetőség egy egyszerű kimenő áram erősítésére használható komplementer fokozat.



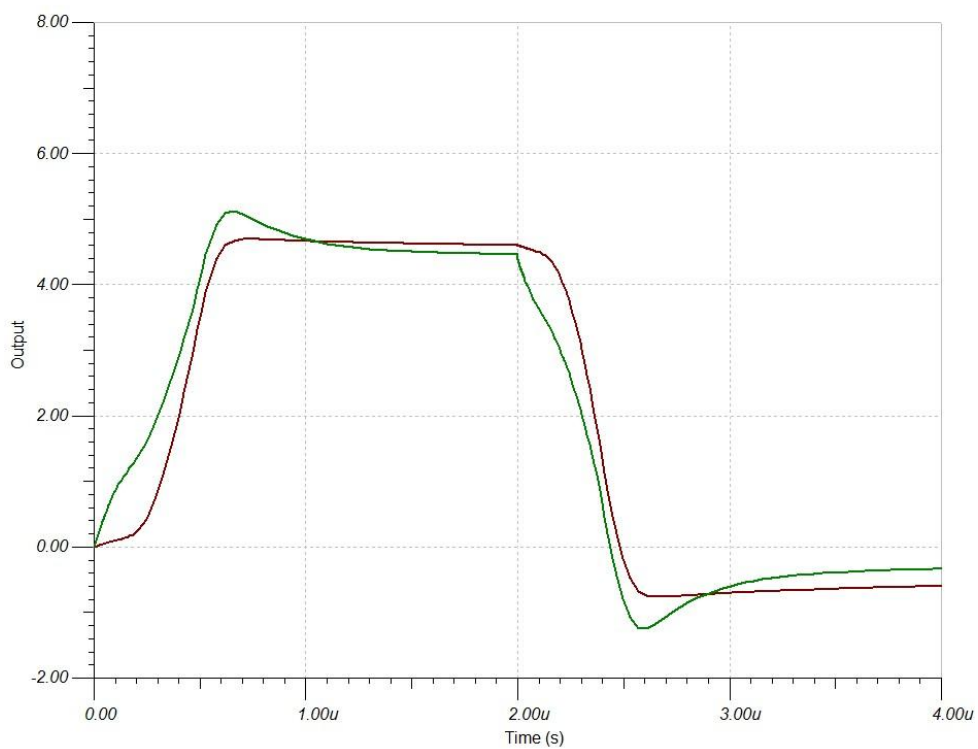
29. ábra: egyszerű áramerősítő fokozat

Itt a tranzisztorok nyitásáról az ellenálláson keresztül folyó áram által keltett U_{be} feszültség gondoskodik. így például 35 mA esetén 0.7 V nyitófeszültség $R=700/35=20 \Omega$ értékű ellenállásnál létrejön, ezáltal 35 mA áramerősségnél rásegít a kimenetre. Nagy problémája, hogy a tranzisztorokat minden esetben, amikor nagyobb kimenő áramot szeretnék létrehozni, ki kell nyitni, utána pedig le is kell zárni. Ehhez a bemeneti kapacitást is fel kell tölteni, ami ugyancsak késleltetéssel jár nem ideális műveleti erősítőt feltételezve. A TINA szimulációjában felhasználtam a kiválasztott tranzisztorok modelljét, amit a [16] [17] webcímekről töltöttem be spice modellként a szimulációba. A két tranzisztor főbb jellemzői: 80 V , 8 A , 25 W illetve a legfontosabb: 50 MHz határfrekvencia. Így ezek kellően gyorsak voltak a feladathoz, viszont áramerősségük jóval a kívánt érték felett van. Maximum 2-300mA áramfelvétellel számoltam a 8A-hez képest. Szimulációt futtattam két lehetőségre:



30. ábra: Időfüggvény $R=10\Omega$ generátor ellenállás esetén

Első esetben nem használtam előtét ellenállást a generátor előtt, csak a generátor 10Ω os belső ellenállását.

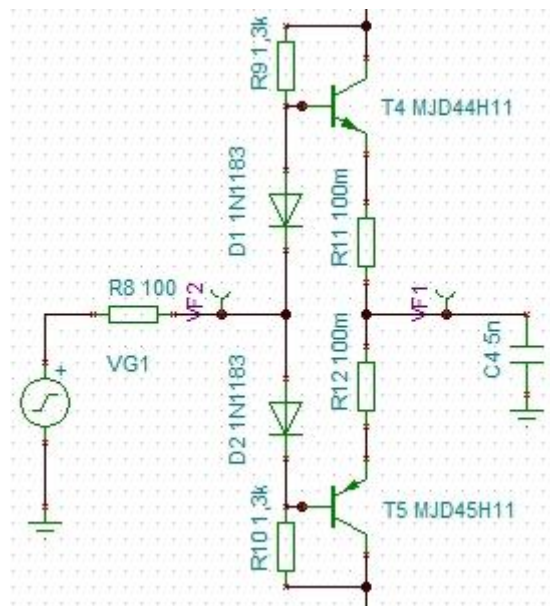


31. ábra: Időfüggvény $R=100\Omega$ generátor ellenállás esetén

Második esetben egy 100Ωos előtét ellenállást iktattam be a vezérlésbe (31. ábra), ami láthatóan lassította az áramkör működését. Ez kifejezetten a kondenzátor felfutó feszültségén látszik (piros vonal), mivel felfutás kezdete is 100 ns késéssel indul. A 150 ns beállási idő 600 ns-ra nőtt (4x-es érték!).

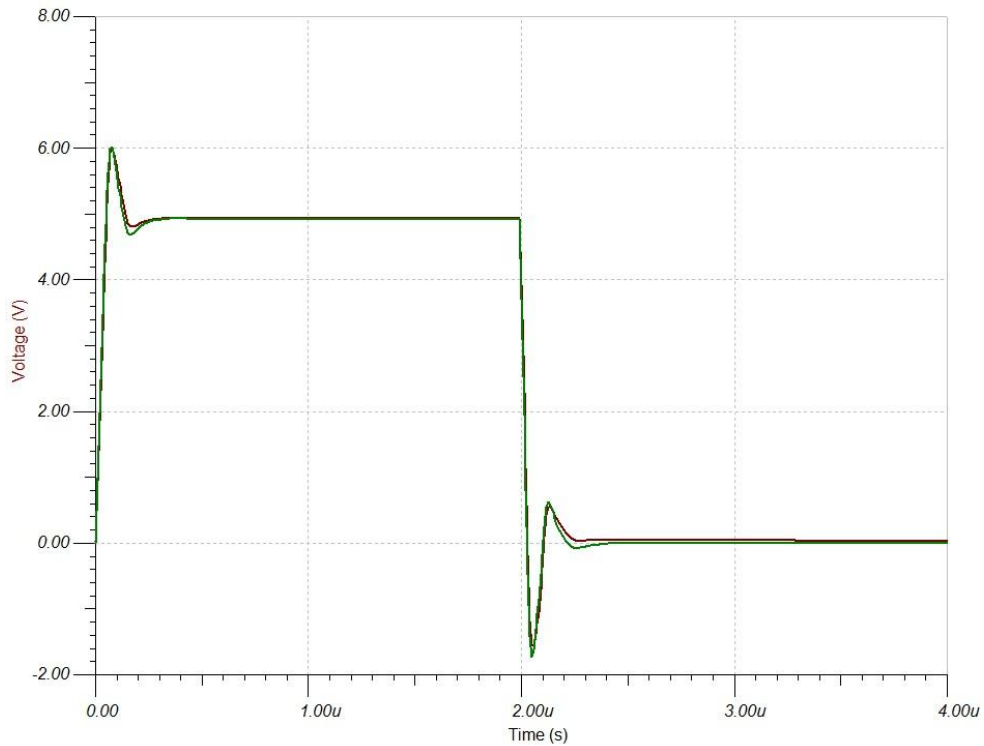
6.b.ii Diódás munkapont beállító erősítő kapcsolás

Következő alapkapsolás egy diódákat tartalmazó erősítő kapcsolás, ami már nem csak kiegészíti, hanem át is veszi a műveleti erősítő szerepét. Dióda munkaponti árama 15 Voltról üzemeltetve $I_d=15-0,6/1,3 \approx 11$ mA, differenciális ellenállása ebben a munkapontban $R_d=26/11 \approx 2,36 \Omega$.



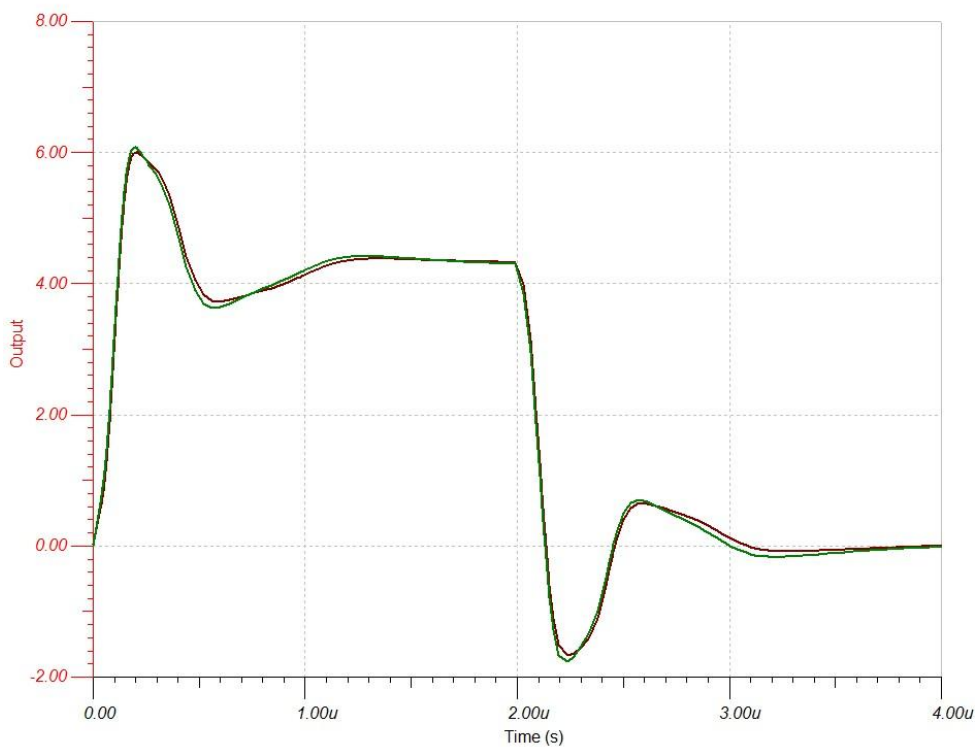
32. ábra: Diódás erősítő áramkör

Kérdés hogy milyen sebességen, mivel a dióda nagy jel esetén – miután PN rétegek kapacitása áttöltődött- lezár és a tranzisztor BE diódáját csak a tápfeszültségen lévő ellenállás fogja nyitni. Viszont nagy előnye, hogy még a dióda nem zár le, addig a munkapont közelében a differenciális ellenállását mutatja, ami nem összemérhető egy előtét ellenállással. Ezen kapcsolásba gyors diódákat raktam 100 pF záró réteg kapacitással. Azonos feltételek mellett a szimulációk a következők:



33. ábra: Időfüggvény $R=10\Omega$ generátor ellenállás esetén

Előtét ellenállás nélküli $R_{\text{soros}}=10\Omega$ esetben rendkívül gyorsan tölti képes tölteni a kondenzátort, alig 50 ns alatt. Viszont ahogy a dióda visszaépül, az lengéseket okoz a működés során.

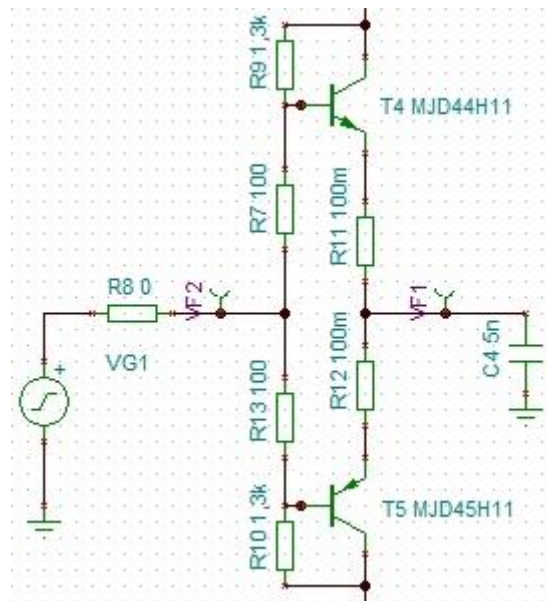


34. ábra: Időfüggvény $R=100\Omega$ generátor ellenállás esetén

Második esetben, 110Ω os soros ellenálláson keresztül a felfutás nem változott számottevően, mivel 100ns alatt itt is elérte a kívánt szintet, de itt már jóval hosszabb lecsengésű a lengés. Több mint $1\mu\text{s}$. Ez a bekötött 100Ω miatt jelentkezik, mivel nem regenerálódik olyan gyorsan a dióda, mint a 10Ω esetében, nagyjából arányos $1:10$ hez a lengés időállandója. A jövőbeni vezérlési esetben a lengések nem jelentenek nagy veszélyt az áramkörre, mivel a kiadott feszültség az U_{gs} illetve $U_{s\ddot{o}nt}$ feszültségek összege. Tranzisztor hirtelen nyitásával pedig a s\ddot{o}nt feszültség is megugrik, így igen erős negatív visszacsatolást okoz nagyfrekvencián.

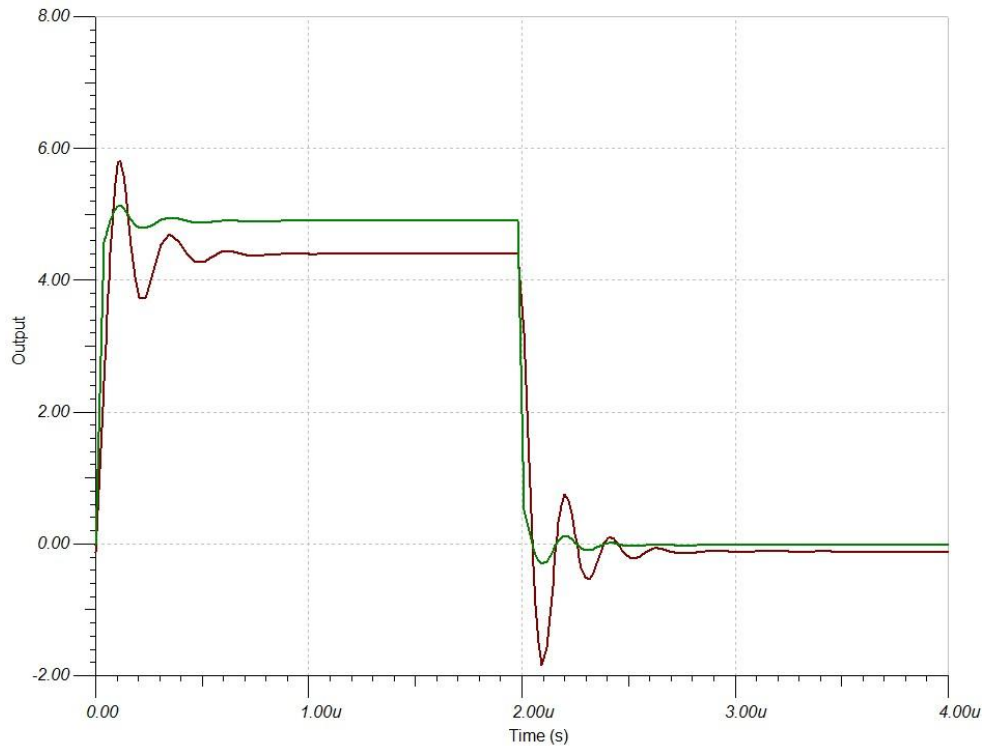
6.b.iii AB osztályú erősítő fokozat

Harmadik alapkapcsolás már egy komplementer AB osztályú erősítő, ami a mai AB osztályú HiFi berendezések alapja.



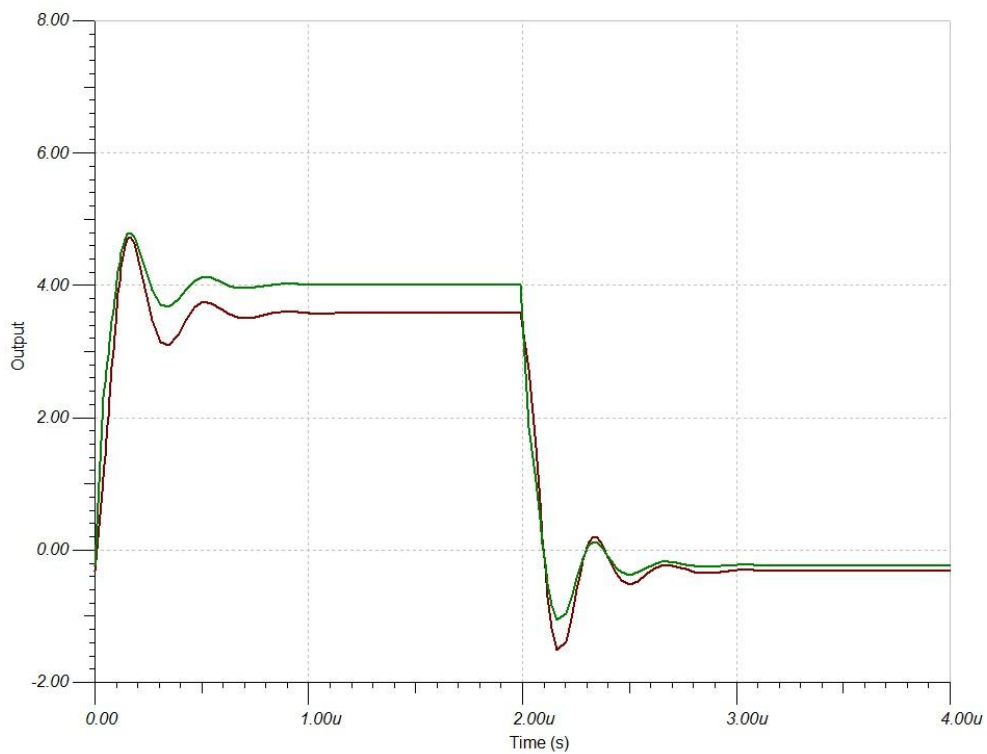
35. ábra: AB osztályú erősítőkapcsolás képe

Ezen kapcsolásban a tranzisztor bázis lába $U_{b} = \pm 15 \cdot 0.1 / 1.4 \sim 1.07$ Volton van, így biztosan kinyitnak az eszközök, áramukat a sorosan kötött 0.1Ω korlátozza és állítja be. Bemenő jelre adott válasza valószínűleg gyors, mivel a tranzisztorok nyitva vannak, így azonnal komplementer párban tolják el a kondenzátor feszültségét. Az impulzus kezdetekor felső tranzisztor nyit, az alsó pedig szinte teljesen lezár. Ellenállásoktól függően lehetne tiszta A fokozatot is készíteni, mivel ekkor torzításoktól mentes lenne az áramkör, de ekkor folyamatosan $2\text{-}300\text{mA}$ munkaponti áramerősséget biztosítani pazarolóbb, mint amennyit javít a helyzeten. A szimulációk a következők:



36. ábra: Időfüggvény $R=10\Omega$ generátor ellenállás esetén

Ebben az esetben nem kapott korlátozó ellenállást a bemenet. Felfutási idő a számomra előzetesen várható értéket adta, közel 60-70 ns alatt elérte a beállási értéket. Bár az áramkör ekkor is végez lengéseket tranzisztor parazita kapacitásai miatt, amik 600 ns alatt lecsengnek.



37. ábra: Időfüggvény $R=100\Omega$ generátor ellenállás esetén

6.c Összehasonlítás eredménye

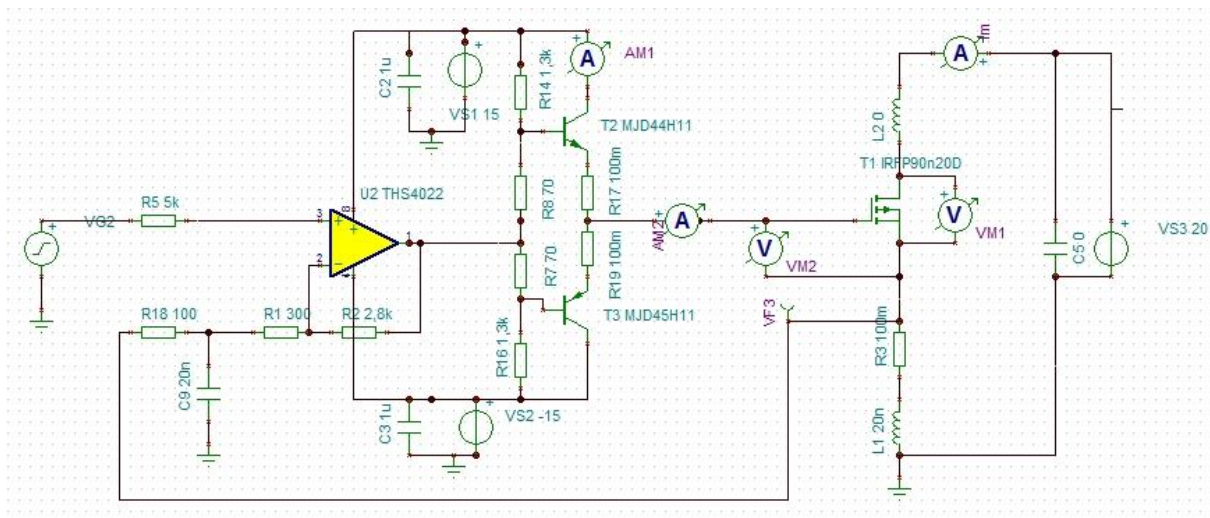
A $100\ \Omega$ soros ellenállás hatására a felfutási idő alig változott, mindösszesen $100\ \text{ns}$ -ra, ami jó jel, mivel a valóságban a műveleti erősítő kimenete is rendelkezik kimenő ellenállással. Ez az ellenállás ráadásul frekvenciafüggő impedancia, ami növekvő frekvenciára növekvő jelleget mutat. A két időfüggvényből látható, hogy az áramkör erősítőként működik és tág határok között érzéketlen a bemeneti csatoló impedanciára, mivel a jelalak nem mutat számottevő eltérést a két esetben. Bemeneti terhelésre a túllövés némiképpen javult az áramkörnek.

Mivel az AB osztályú és diódás komplementer fokozat is igen jó adatokkal rendelkezik így a szimulációban mindkettőt kipróbáltam a biztonság kedvéért. Bár a diódát tartalmazó kapcsolás a bemeneti ellenállásra sokkal érzékenyebb volt, mint az AB erősítő fokozat.

FET meghajtását a gyorsaság miatt legegyszerűbbre terveztem, amire az adott körülmények között lehet, így egy nagysebességű ($B_w=350\ \text{MHz}$) műveleti erősítőt használtam fel a fentebb említett kimeneti áramerősség növelő kapcsolás mellé.

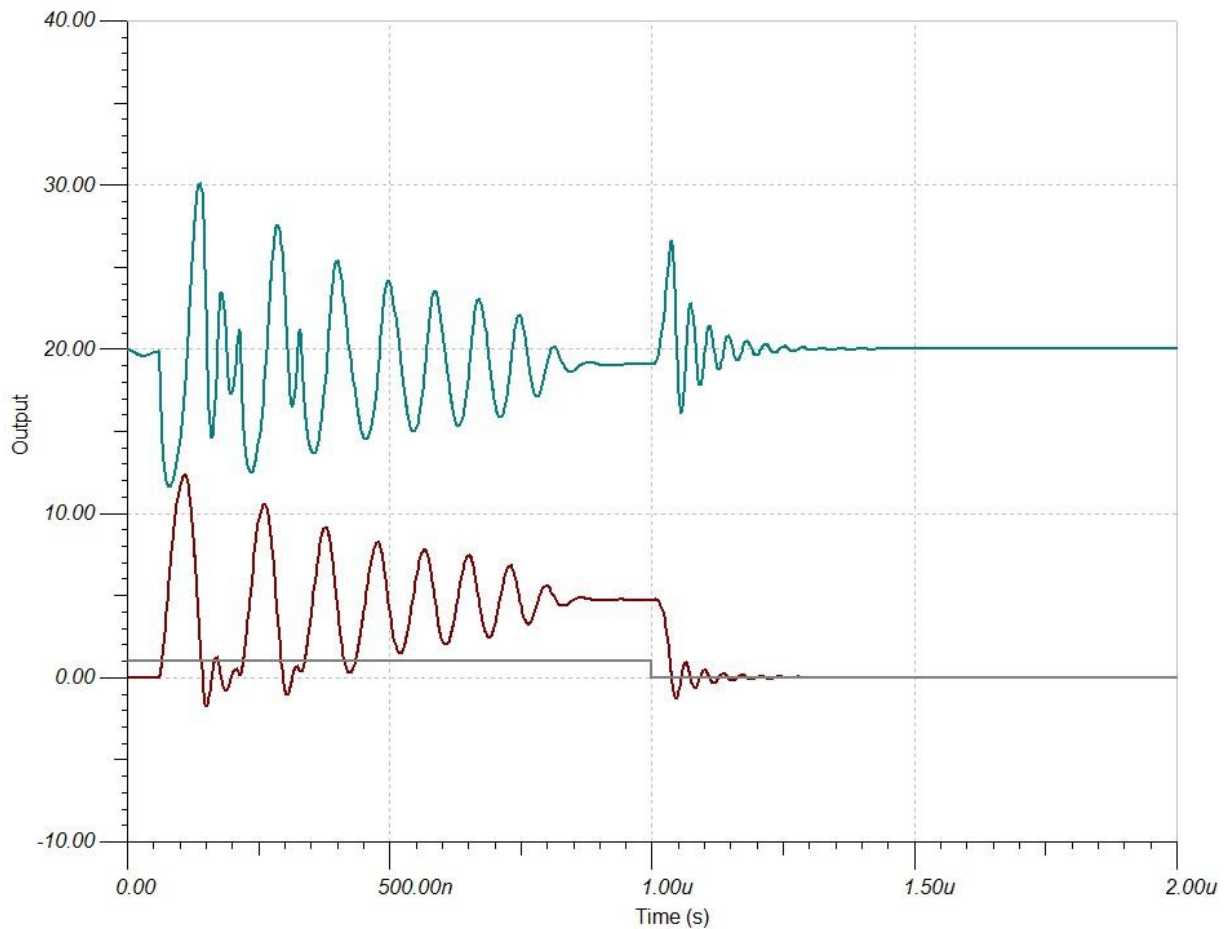
7) FET áramkörének szimulációs terve és szabályzókörenek beállítása

Az alapáramkör kapcsolási rajza TINA programban:



38. ábra: FET kezdeti szabályzókörenek kapcsolási rajza

Itt a műveleti erősítőt egyszerű arányos visszacsatolással vezéltem, illetve AB kimenő fokozattal hajtottam a FET-et. Visszacsatolásnak egy $100\ \Omega$ és $2\ \text{nF}$ kondenzátort tartalmazó alul áteresztő tagot alkalmaztam, mivel ez a pólus kiejti a sönt zérusát, ezáltal árammal arányos feszültséget szolgáltat. Ez nagyon fontos lépés a jó szabályzási kör létrehozásához. Az erősítő a tisztán arányos tag miatt, nem lesz képes pontosan $0\text{-}10\ \text{A}$ értékre szabályozni az áramerősséget, továbbá késleltetés miatt, azonnal a referenciafeszültséget várja az invertáló bemenetén is, ami nem fog teljesülni. Ez a jelenség a szimulációban látható lengéseket fogja okozni:

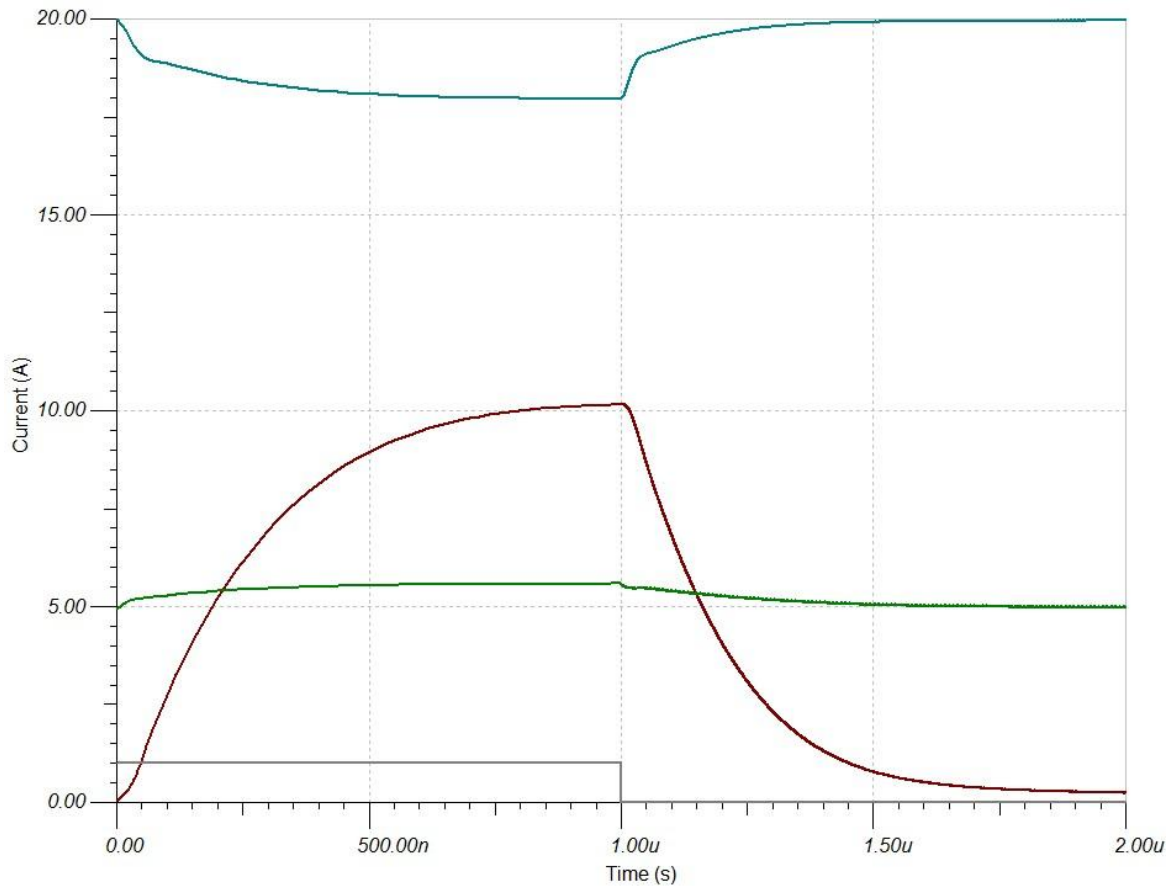


39. ábra: Csak arányos tagot tartalmazó szabályzó kör kis fázistartalékú beállása

A lengések mind feszültségben (20 Volt-ról induló kék görbe) mind áramerősségben (nulláról induló piros görbe) jelentősek. Ezen az állapoton lehetne segíteni az erősítő arányos tagjának csökkentésével, viszont ez a túllövést sem tünteti el és a szabályzó sem áll be a kívánt 10 Amperre.

Jó megoldásnak tűnik az integráló tag bevezetése a körbe az erősítésért felelős ellenállás helyett. A kiválasztott lengés nélkül beálló tag esetén $C=100$ pF.

Viszont az időfüggvényt nézve (40. ábra) feltűnően sokáig számol a program, ami oszcillációra utal, illetve az időfüggvényen a tranzisztor U_{gs} feszültségén meg is látszik, szálszekerűen egy nagyfrekvenciás oszcilláció (zöld görbe).



40. ábra: Integráló szabályzó 100pF kapacitással és nagyfrekvenciás oszcillációval

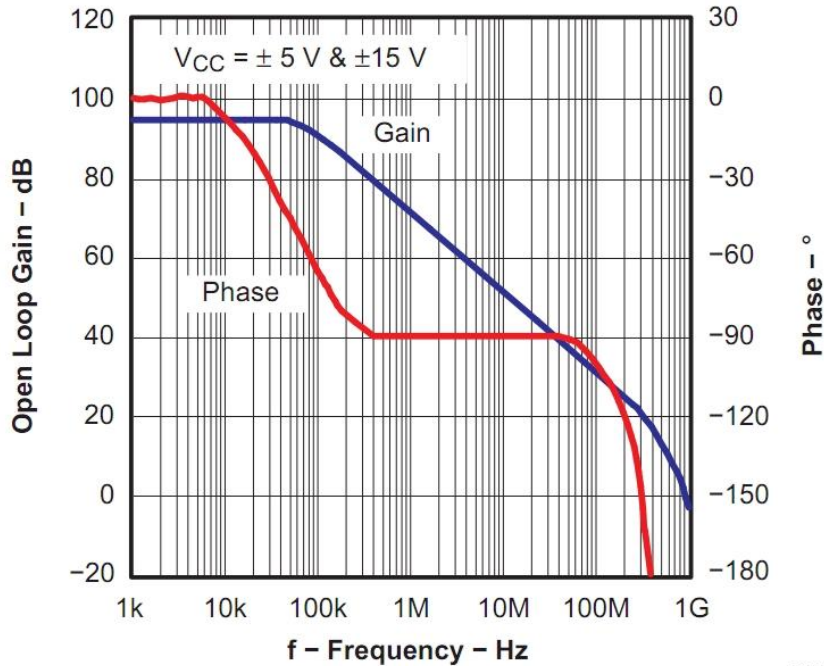
Ennek okát a műveleti erősítőben kell keresni, mivel az integráló tag miatt az erősítő kimenetén lévő oszcilláció visszacsatolt hurkot alkot. Tehát egy stabilis műveleti erősítőnél a tiszta integráló tag a kimenetet nagyfrekvenciás szempontból direktben visszacsatolja, ezért csak akkor léphet fel oszcilláció, ha a műveleti erősítőnek a belső hurokerősítése nagyobb, mint 1. Az adatlapban meg is találtam erre utaló jeleket:

- **Stable at a Gain of 10 (-9) or Greater**
- **High Output Drive I_{OL} = 100 mA (typ)**

41. ábra: "stabil 10 vagy -9 értékű erősítés felett"

Tehát +10 vagy -9es erősítés vagy nagyobb esetén stabil. Ami a visszacsatolásra 0.1 értéket feltételez.

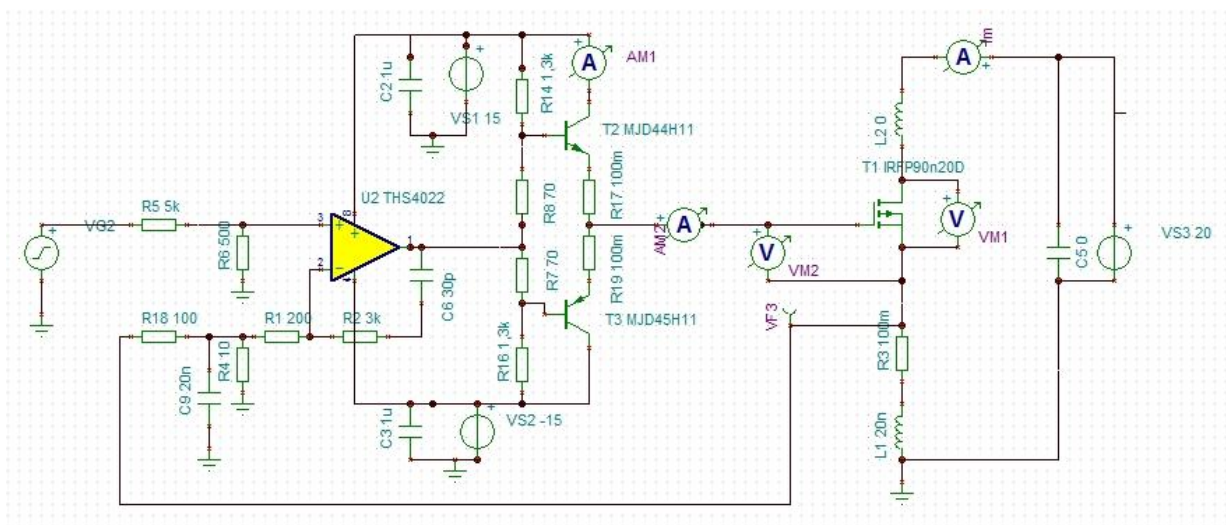
OPEN LOOP GAIN AND PHASE RESPONSE VS FREQUENCY



G003

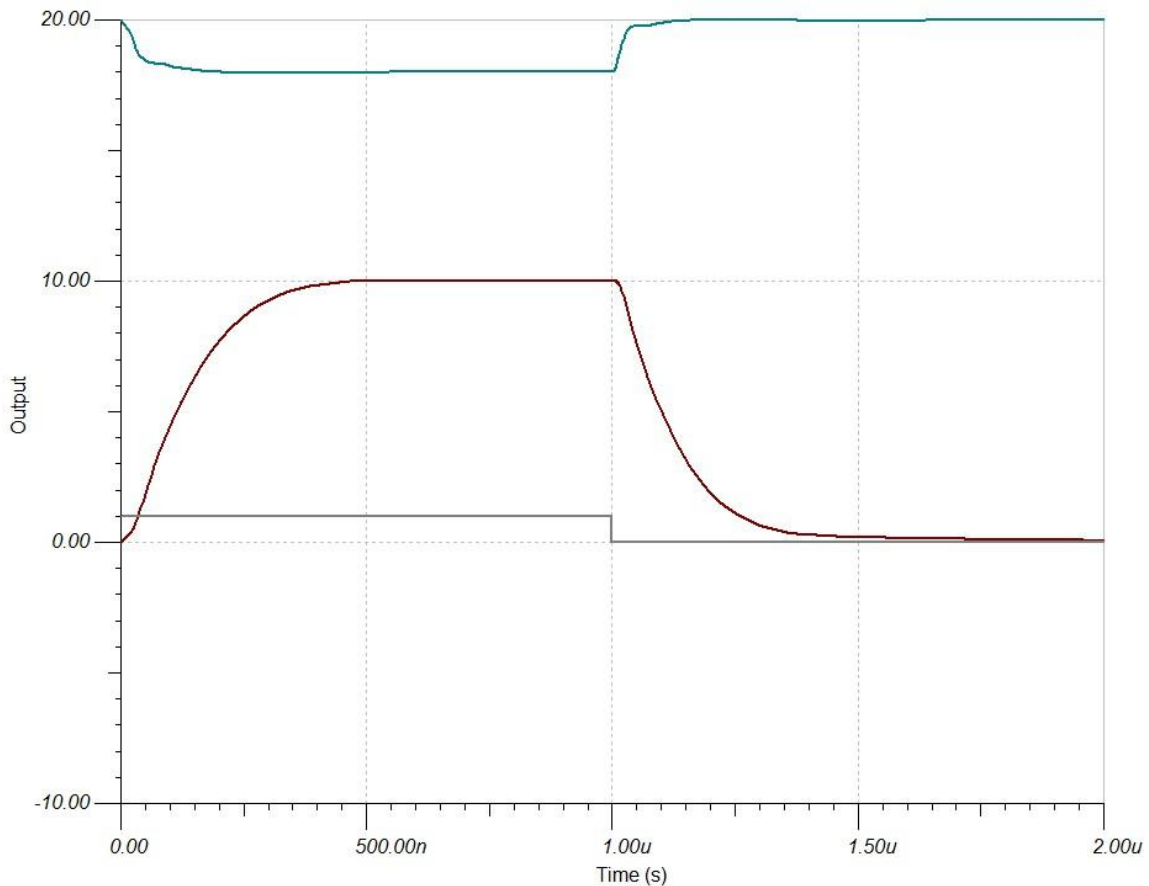
42. ábra: Az erősítő fázistolása és erősítése a frekvencia függvényében

Továbbá a fázistolás és erősítés grafikonján (42. ábra) is látszik a 20 db erősítés 180 fokos fázistartaléknál. Amit 0 db értékre kell lerontani egy 1:10 osztóval. Ezt néhány ellenállás és egy PI szabályzó taggal oldottam meg. Arányos erősítést 10-re választottam, így éppen stabil marad az eszköz. Ekkor viszont a bemeneti értékeket kell gyengíteni, amit ellenállás osztók segítségével valósítottam meg az alábbi módon (43. ábra). A bemenet és visszacsatolás is 1:1-es osztót kapott, így a megmaradó értékeken nem kellett számottevően változtatni:



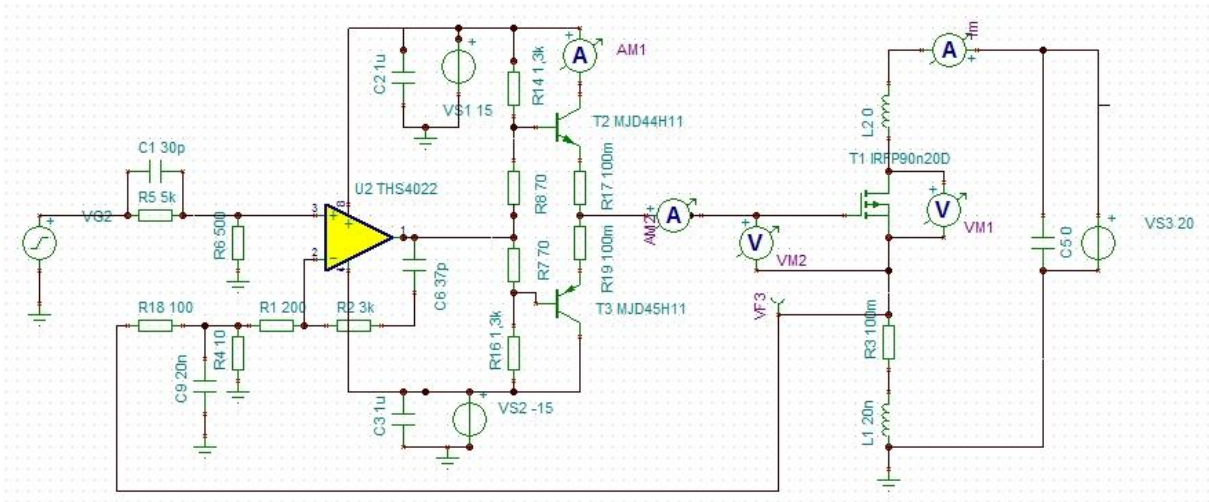
43. ábra: Módosított kapcsolás az erősítő gerjedése nélkül

Az áramkör működését az arányos tag növelése kedvezően befolyásolta a műveleti erősítő fázisstartaléka miatt. 15 értékű arányos erősítésnél a következő volt az időfüggvény (44. ábra).

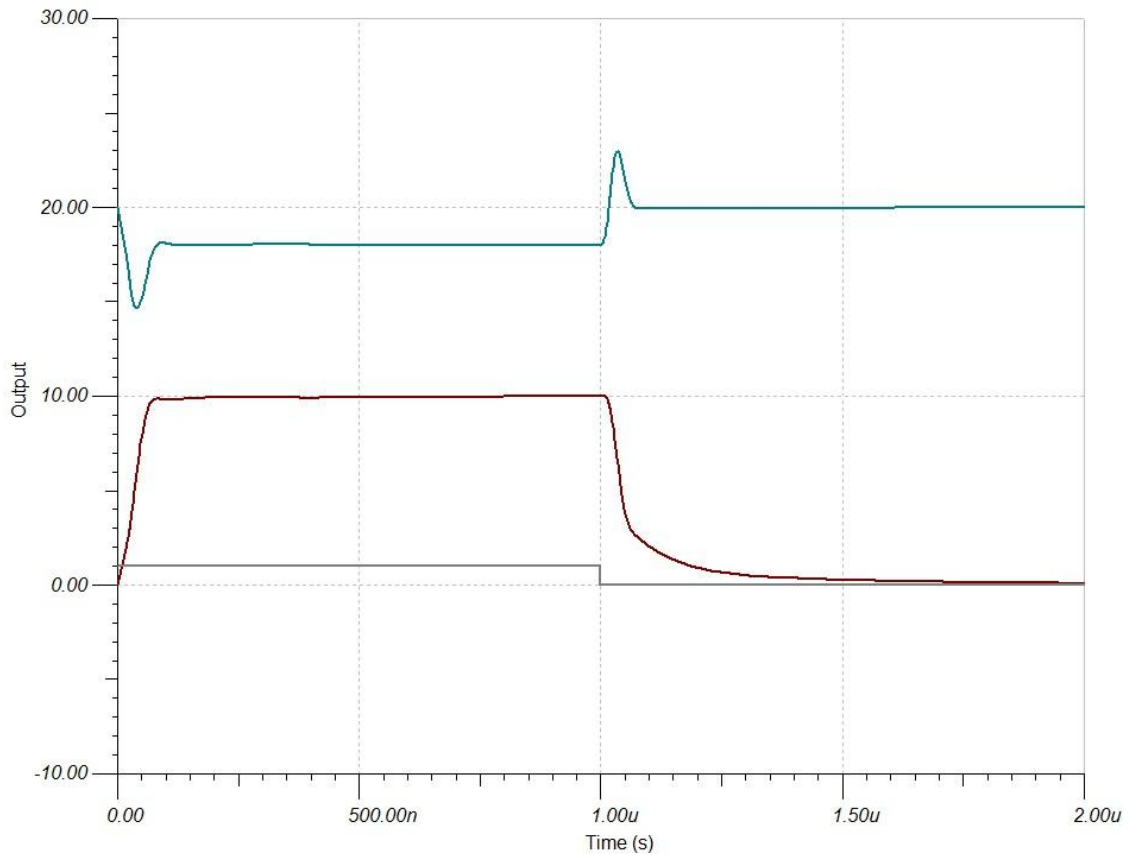


44. ábra: Kompenzált erősítés, és PI tag alkalmazása estén szimulált időfüggvény

A beállási idő immár 500 ns-ra esett le, továbbá az erősítő sem végez káros oszcillációkat. Mivel már az áramkört a bemeneten leosztottam, így a lehetőség adott volt a PID szabályzó megvalósításához, mivel a bemeneti ellenállással párhuzamosan kötött kondenzátor egy lökést okoz a bemeneten változáskor, mivel D tagot adunk hozzá a szabályzóhoz. A beállított PID szabályzóval megvalósított immár végleges áramkör (44. ábra), és a hozzá tartozó időfüggvény (45. ábra) itt láthatóak:



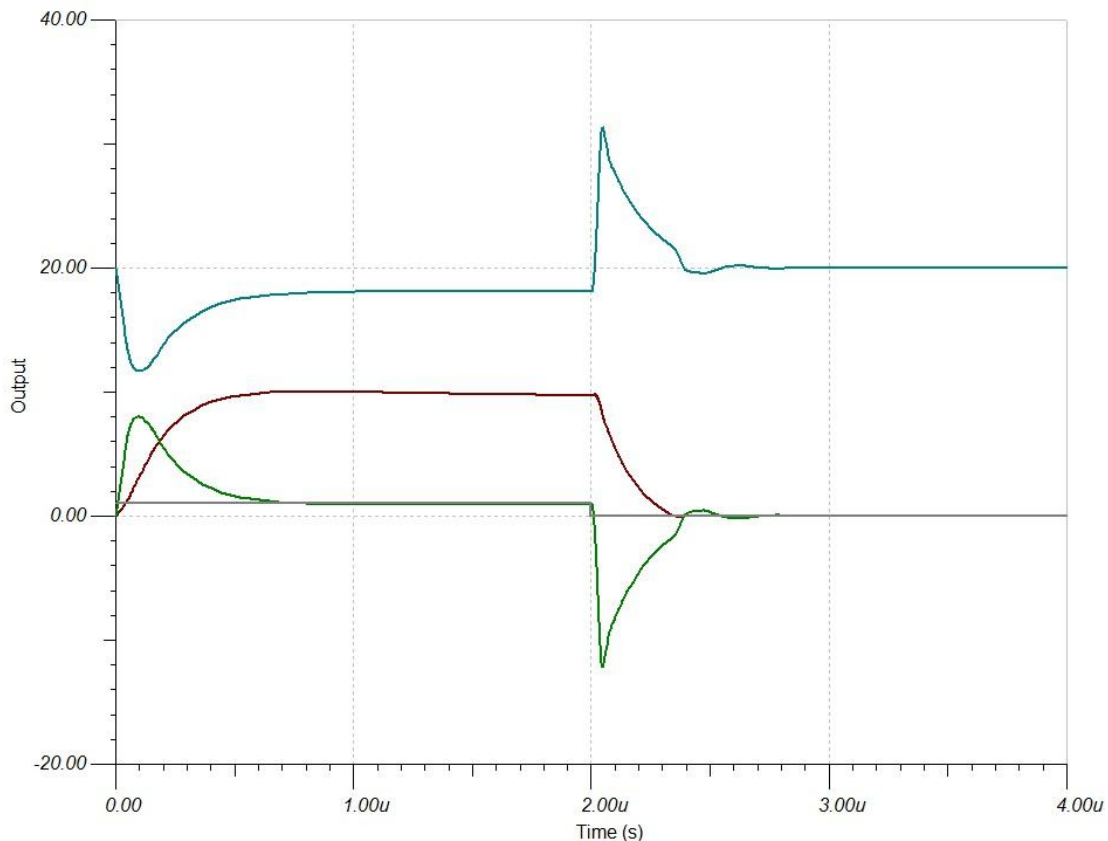
45. ábra: Végleges beállított szabályzó kör kapcsolási rajza



46. ábra: Beállított szabályzó ideális 10 Amperes áramugrásra adott válasza

Ezen az ábrán nagyon gyors áramfelfutás látható a szimulált körülmények között. 100 ns-on belül 0-ról 10 A a felfutási sebesség. Ez jóval meghaladja a konkurens piaci eszközök 2.5A/us felfutását, mivel több, mint 100 A/ us értéket produkál. A 20 Voltos FET lábain eső feszültségen láthatóak a precíziós sönt ellenállás miatt okozott feszültség esések. Szimulációmban az isabellenhütte által forgalmazott ellenállásokat használtam. Ezek induktivitása 10-20nH értéket mutat, a munkám kezdeti fázisában alkalmazott sönt pedig ennek tízszeresét, 200nH értéket. Belátható, hogy ekkora áramváltozást a sönt ellenálláson

eső feszültség követni sem tudna, mivel ennek értéke elérné a 40-50 Voltot, ami a 20 Voltos táp esetében nem valós érték. Továbbá a meghajtó áramkör sem tudná kivezérelni, mivel a vezérlésnek a tranzisztor és a sönt ellenállás együttes feszültségét kell létrehozni. Aminek ebben az esetben a +15 V táp illetve a FET ~5 Voltos vezérlőfeszültsége szab határt. Ez a különbség egy nagyfrekvenciás mérő célra forgalmazott smd sönt, és egy általános célú huzal ellenállás között. A lentebb látható képen beállítottam a sönt ellenállásnak megfelelő értékű soros induktivitást, mint 200 uH-t. illetve a kompenzáló tagot is megváltoztattam. Az időfüggvényen látszik, hogy a szabályzó megfelelő beállításokkal sem képes az áramjel gyors vezérlésére. Illetve érdekesség, hogy a szabályzási időállandók is majd egy nagyságrenddel toltak feljebb, mind I mind D tag esetében. Továbbá a beállási idő is közel 1us lett, ami nagyságrendi növekedést jelent. Ezen túl megfigyelhető a FET-re jutó feszültség ugrásszerű változása, mivel a sönt ellenállás induktivitása korlátoz. Ez a sönt feszültség az időfüggvényen zöld színnel látható. Nagy korrelációt mutat a FET kapcsain mérhető – kék színű 20 Voltról induló- feszültséggel.



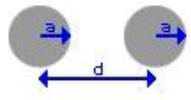
47. ábra: 200nH soros induktivitással rendelkező söntellenállás hatása 20nH helyett

8) Fizikai kialakítás

Az áramkör jó layout terve nagyon fontos tervezési lépés, mivel a valóságban a mérővezeték is rendelkezik kapacitással és induktivitással is. Ebből veszélyesebb az induktivitás, mivel a FET gyors lezárásakor óriási feszültséget tud indukálni az összeomló mágneses tér MHz tartományokon. Ennek jelentőségét az alábbi idő diagram mutatja, ahol 400 nH soros induktivitást szimuláltam az összekötésen. Azért választottam ezt az értéket mivel

feltételezéseim szerint sodort érpárral szándékozom a vezetékvezést megoldani. Interneten pedig az erre talált kalkulációs program [18] 400 nH/m soros induktivitást számolt ki a megadott adatok alapján:

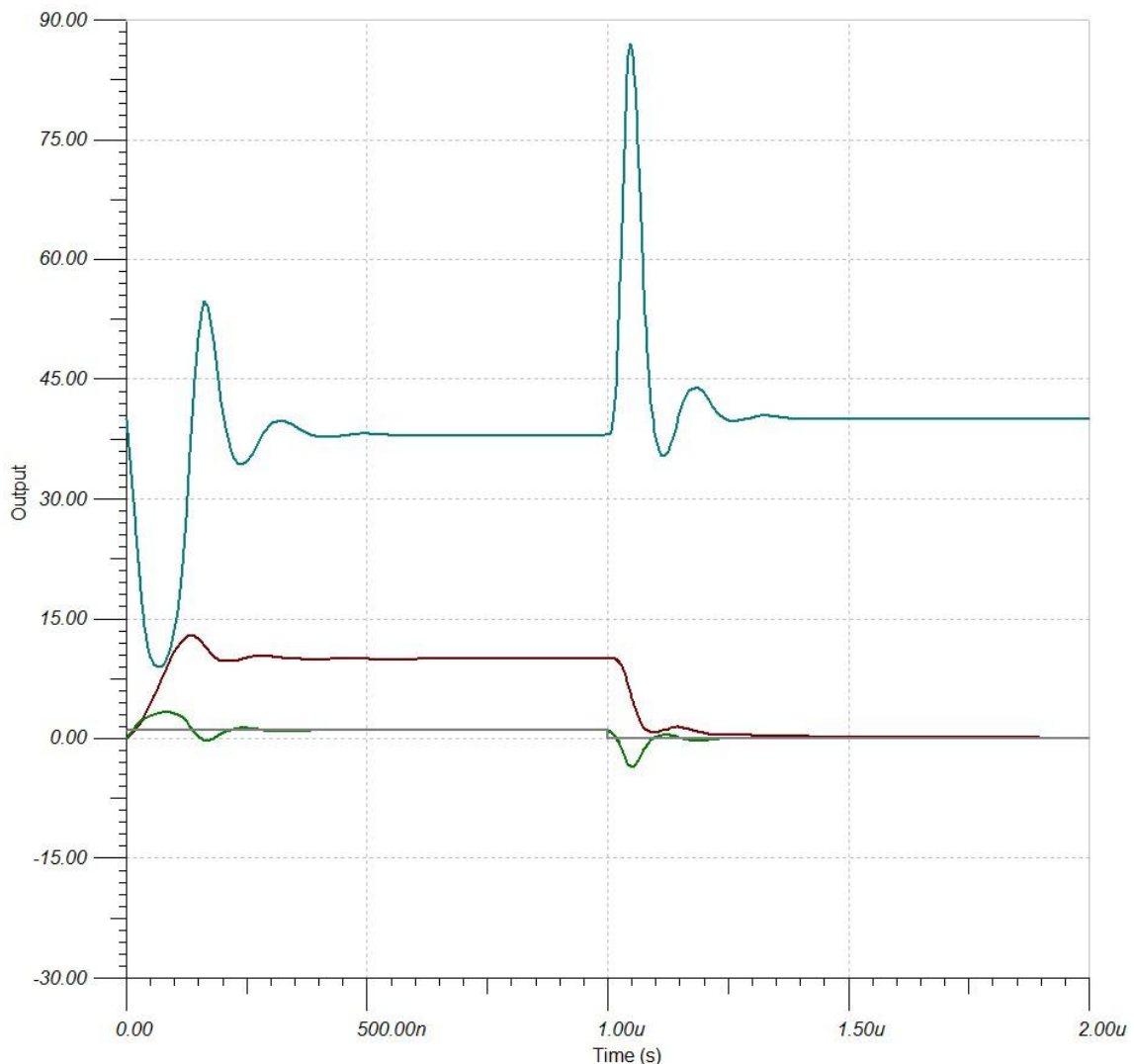
Cross section of Twin Lead transmission line



d	0.003	[m]	distance from center to center
a	0.001	[m]	wire radius
μ_r	1	[]	relative permeability of the medium
L/l	3.849694600476828e-	[H/m]	Inductance per unit length

Calculate Clear

48. ábra: Csavart érpár soros induktivitását számoló felület

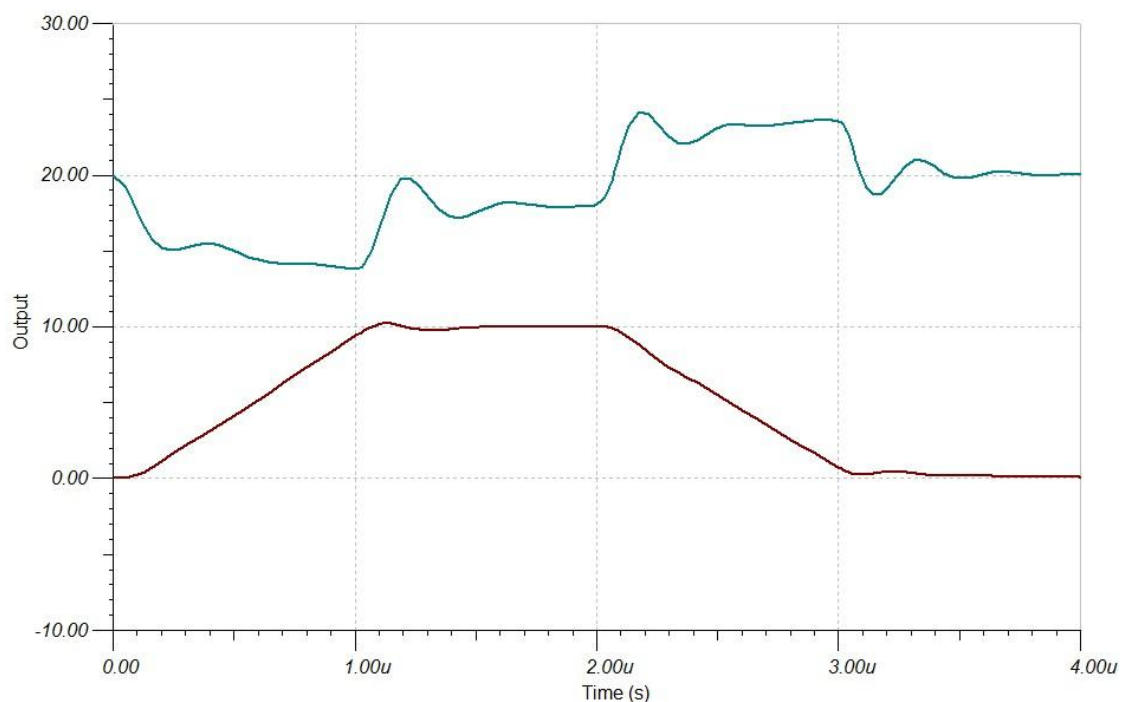


49. ábra: Precíziós sönt és nem ideális érpár (400nH/m) szimulálása

A fentebbi (49. ábra) képen fél méteres vezetékhozzal (200nH) szimuláltam. Jól látható a hatalmas túllövés a FET kezdeti 40 Volt feszültségéhez képest. Továbbá az áram alapjel is

torzult. A sönt ellenállás feszültsége, ami elenyésző módon szól bele a FET kapcsain lévő feszültség változásba. Ha gyors, nagy áramváltozásokat szeretnék szimulálni eszközzel, indokolt a koax kábeles hozzávetés használata, mivel induktivitása jóval a csavart érpár alatt marad. Akár 4-10 nH/m értékű, ami már nem okoz nagyobb zavart a FET kapcsaim mérhető feszültségben.

Az eszköz szimulációk alapján tökéletesen alkalmas lassabb (us) felfutások alakhú modellezésére nagy sáv szélessége miatt. Az előbbi szimulációk sokán bemenetre adott jelalakot a valóságban csak a függvénygenerátorok közelítik meg, a DAC eszközeim nem. Ezért az alábbi szimuláció (50. ábra) 1 us idejű felfutást és lefutást mutat.



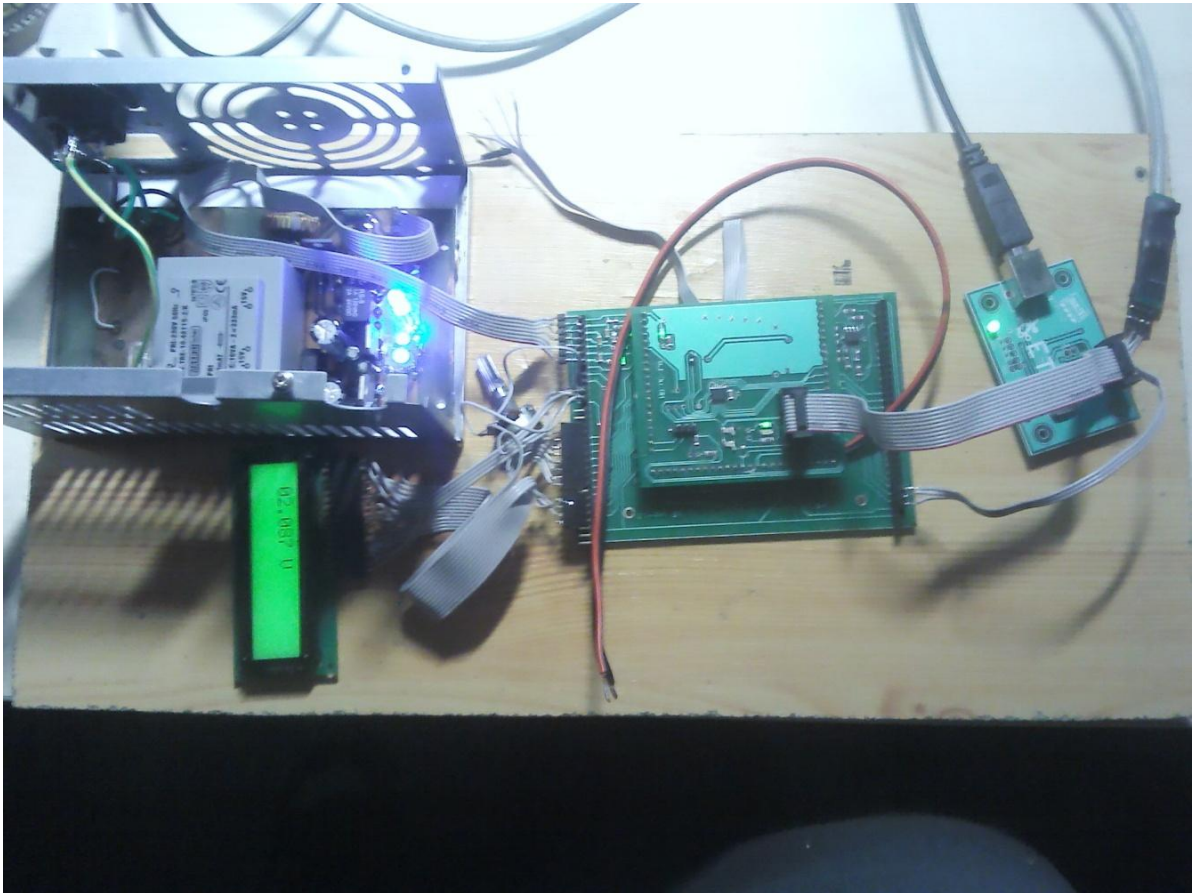
50. ábra: 1 us idejű áramjel felfutását szimuláló időfüggvény

Itt jól megfigyelhető az alakhú trapéz jel, továbbá a FET kapcsain mérhető feszültség nem mutat nagy lengéseket, ahhoz képest, hogy fentebbi ábrához a szimulációt a $2 \times 200 \text{ nH}$ soros induktivitású vezetékkel futtattam le. A kis feszültségen végzett nagy áramú terheléseknek a vezeték soros induktivitása, illetve a koax kábel soros induktivitása szab gátat, mivel a sönt feszültség is megnövekszik a felfutó áramjel hatására. Tehát egy PC tápegység 5 Voltos kimenetét 0-30A felfutású jellel terhelni csak lassan lehet, mivel 30 amper esetében 3 Volt esik a mérő ellenálláson, így a FET maximum 2 Voltal gazdálkodhat. Ez teljesen torz jelalakot eredményez, továbbá ennek védelméről is gondoskodni kell. A védelmet kis feszültségek esetére kell a vezérlő eszközbe beiktatni, maximális áramerősségre továbbá maximális felfutási sebességre, mivel nagy nem linearitásokat okoz.

9) Jelenleg eszközöm

Programozható terhelésem az eddig felsorolt munkákat tartalmazza.

Az alábbi kép (51. ábra) műterhelésem jelenlegi helyzetéről készült – blokkvázlathoz képest - 180fokos elforgatással hogy a kijelző is látható legyen:



51. ábra: Jelenlegi eszközöm összeszerelt állapotban

Itt láthatóak az elkészült modulok, az előzetes elhelyezéshez hűen. Balra fent számítógép tápegység dobozában kapott helyet a ~230 Voltról működő tápegység, alatta az HMI modul jelenlegi eleme, a 2x16 karakteres alfanumerikus kijelző. Középen a vezérlő blokk helyezkedik el a mikrokontrolleres modullal, illetve 30-30 csatlakozó pontot tartalmazó túsorosral. Jobbra pedig a mikrokontroller programozó egysége látható közvetlen a mikrokontrolleres kártyára kötve. Legszélén pedig az UART-USB izolált átalakító eszköz látható a vezérlő panelhez csatolva 3 vezetékes szalagkábellel.

10) Főbb további feladatok

- FET modul layout tervének elkészítése, tesztelése, többi modulhoz illesztése
- Mikrokontroller programjának véglegesítése debuggolása

- PC oldali kliens program véglegesítése
- Rendelkezésemre álló tápegységek tesztelése, mérési eredmények összegzése

FET modul véglegesítés layout tervét EAGLE nyáktervező programmal fogom végezni, továbbá egyetemi kereteken belül fogom legyártatni. Valószínűsíttem, hogy a helyes vezetékvezetések, illetve szórások miatt nem fogok elférni 2 rétegen, így további két rétegre lesz szükségem, amiken a táp, illetve földvezetékek foglalnak majd helyet. Modul tápellátását +-15V fogja adni. Ez a műveleti erősítők tápellátását, illetve a tranzisztorok ellátását is biztosítja. Tranzisztorok smd kivitelűek, hűtésüknek egy kisebb nyomtatott rézfelület is elég, alkalmazása viszont szükséges, mivel nagy felfutásokkor néhány száz mA áramerősség folyik át az eszközön, további munkaponti áramerősségnek 50mA értéket tűztem ki. Ekkor tranzisztoronként is 0.75 W alakul hővé, amit el kell vezetni. Az áramkör pontos behangolása kifejezetten kihívás lesz számomra, mivel a kapacitások értékeinél 20-40 pF közeli értékek szerepelnek, továbbá erre nagyon érzékeny a szabályzó kör. 5-10%-os eltérés a kívánt értéknél, már jelentős túl- esetleg alul lövéssel jár a beállításban, illetve többszörösére növeli a beállási időt. Ezért pF pontossággal kell a szabályzó kört behangolni, ahol már nem elhanyagolhatóak a szórt kapacitások sem a vezeték között, mivel ezek az értékek is pF tartományban mozognak.

Mikrokontroller programozásában jelenleg a menürendszer főbb elemeinél tartok, így az eddigi menürendszer kibővítése a cél, illetve teljes értékűvé tétele. Terveim között szerepel egy néhány száz elemű memóriatömb lefoglalása jelalakok értékeinek aktuális tárolására. Tipikusan a szinusz jel tartozik ide, ugyanis a kiadandó értékek valós idejű számolására nem képes a mikrokontroller, így memóriából kell felhozni. Ez a művelet mindösszesen néhány órajelbe kerül, így indokolt az eszköz ilyen típusú gyorsítása. Számításaim szerint képes lesz közel us időtartományon frissíteni a DAC eszközök értékeit, kihasználva ezzel a FET modul adottságait. Négyzög illetve háromszög jelek esetén ez a jelenség nem áll fent, mivel négyzög jel esetén mindösszesen két érték között kell ugrálnia az áram alapjelnek. Háromszög jel esetén pedig egy egyszerű arányosságot kell számolni, így erre is néhány órajel alatt képes.

Teljesítménytartó terhelés esetén a szűk keresztmetszet a mikrokontroller AD konvertere, mivel belső vágási frekvenciája is 38 KHz, továbbá 10-20 Ksps a kívánt pontosság miatti elvárható mintavételezési érték. Ezáltal a DAC eszközökbe az új munkapontot csak KHz nagyságrendben lehet beleprogramozni, amit már munkapont közelében MHz tartományig képesek a DAC átalakítók kezelni. Újabb problémát vet fel a pontos feszültség mérése, mivel itt közvetlen a bevezetés kapcsairól szükséges a feszültség alapjelet venni. Felmerült a 4 vezeték mérése lehetősége is, miszerint a tesztelendő tápegység közvetlen kapcsairól vegyem a feszültség értéket. Ennek oka a hozzávezetés induktivitása, ami ugyancsak nem elhanyagolható MHz tartományokon. Teljesítmény tartás esetén a növekvő feszültség változás csökkenő feszültséget von maga után a soros induktivitás miatt, ami pedig a szabályzó hurkon keresztül újabb áramnövekedésre gerjeszti a tesztelő berendezést. Ez a jelenség nem kívánatos lengéseket okozhat, amiért nem a tápegység, hanem köztük lévő összekötés a felelős.

PC oldali kliensprogramot szinkronizálni fogom a mikrokontrollerbe írt programhoz. Így karakterek kiküldésével fogok tudni a belső menürendszerben lépkedni. Kommunikáció ellenőrzése véget a mikrokontrollerrel minden bejövő karaktert visszaküldök a számítógépnek, így ellenőrizhető a kapcsolat, még a mérési beállításokat nem kapja meg. Mérés során már nem terveztem ellenőrző karaktereket küldését beiktatni, ugyanis bármilyen kapcsolati hiba esetén a működést meg lehet szakítani a panelon keresztül is, ami abszolút prioritással rendelkezik a többi funkció fölött. További opció a mérési adatok lekérdezése, illetve kalibrációk futtatása.

Mivel a mikrokontroller ADC egysége alkalmatlan nagy sebességű áramjel, illetve feszültség értékek közvetítésére, erre mindössze KHz nagyságrendig képes, de csak abban az esetben, ha a processzor ideje nagy részét ezzel tölti. Ezen opció lassabb statikus működések elemzésénél grafikonok felrajzolásánál lehet hasznos. Nemideális tápegység esetén U-I karakterisztika kirajzolása jöhet szóba.

Kész eszközzel az alábbi tápegységeket kívánom tesztelni: PC tápegység, labor tápegység, laptop tápegység. Számítógép esetén 12 Voltos kimenetet érdemes tiltásig működtetni, így kiderül, mekkora áramerősséget is tud ténylegesen, mivel általában a névlegesre tervezett 400-500 Wattot nem tudják a kimeneteiken szolgáltatni, sőt előfordulhat, hogy csak az 50-60%-ára képesek a feltüntetett értéknek. Laptop tápegység esetén érdekes lehet vizsgálni áramerősség felfutásokat, mivel itt hosszú tápvezetésekről van szó, így az eszköz vagy lassan, vagy túllövésrel képes csak pontosan követni az áramerősség növekedését.

Labor tápegységeket érdemes nagy áramugrásokkal tesztelni magas frekvencián, ugyanis itt követelmény precíz, gyors szabályzás. Itt érdemes a FET vezérlő modul adottságait kihasználni, továbbá jel generátorról vezérelni. Magas frekvenciák esetében indokolt a koax kábellel megoldott összeköttetés alkalmazása. Nagy áramugrásoknál az eszköz adatlapját mindenképpen elő kell venni és megnézni az áramhullámossá maximális értékét, ha rendelkezik a labortáp ezzel a paraméterrel, mivel a nagy áramugrásoknál a kondenzátoroknak kell fedeznie ezt a pulzáló áramfelvételt. Ez a kondenzátor esetleges túlzott melegeedéséhez és tönkremeneteléhez vezethet.

11) Jövőben rejlő lehetőségek

Eszközömnél több további fejlesztésnek is van létjogosultsága:

- Vezérlő kártya és processzoros kártya fejlesztése, illetve gyorsabbra cserélése, mivel jelenleg e modulok alkotják a szűk keresztmetszetet
- FET meghajtó kártya duplikálása, több kimenettel rendelkező tápegységekhez
- Áramerősség mérés módosítása hall cellás áram szenzorral, mivel ekkor jóval kisebb ellenállású terhelés szimulálására képes
- Mérőpanelen több különböző méréshatár állítása

Processzoros kártya fejlesztésére azért van szükség, mivel a vezérlés MHz tartományig, a FET meghajtó pedig 10 MHz nagyságrendig képes a vezérlő jelek fogadására, de a mikrokontroller ezt nem képes kiadni, illetve AD konverterével csak a ~10 KHz

frekvenciasávig lehet beavatkozó vezérlést eszközölni. Ennek kiküszöbölése, lehetséges egy nagyobb teljesítményű tápegységekre és inverterekben alkalmazott mikro vezérlővel. Ezen család része például a Texas Instruments által forgalmazott és tanszékemen jól ismert piccolo mikrokontroller család valamelyik tagja. Például a Piccolo TMS320F28022 IC [19]. A features-ben a paraméter lista magáért beszél: 32 bites architektúra, 60 MHz órajel, Hardveres PLL, SPI-I2C-SCI-UART modulok, 12 bites 16 csatornás ADC 40 MHz órajellel. Tehát MHz tartományig képes az analóg jelet mintavételezni, ami már valós idejű szabályzást is lehetővé tesz a DAC hátáráig. Ezzel a lépéssel eszközöm kifejezetten versenyképes terhelési görbék szimulálására képes. Bár határadatai és pontossága elmarad a piacon kapható kis ellenállású precíz DC-load eszközöktől, viszont határfrekvenciában jóval megelőzi őket, amivel kapcsoló üzemű egységek áram ugrás válaszát, stabilizátor IC-k reakcióját nagyon pontosan lehet mérni.

Ha az egész áramkört a nagysebességű jelekre akarom felkészíteni, akkor nem mikroprocesszor útján kell elindulni, hanem hardver közeli megoldáson kell gondolkodnom. Erre tökéletes megoldás, ha az áram alapjel értékét valós időben számoltatom egy nagyteljesítményű mikroprocesszorral (fclk>=300 MHz) továbbá a feszültség értékeket is valós időben lehetne nyomon követni és hiba esetén azonnal beavatkozni. Ekkor felmerül a munkapont függő PID szabályzó megvalósítása, ami processzorban a legkönnyebb. Ekkor az adott Laplace tartományú egyenletekből az aktuális időfüggvényeket, és kiadandó vezérlő jelek értékét lehet kiadni. Ekkor a paraméterek betáplálása után bármilyen áramfüggvény megvalósítható. A legjobb megoldás egy kifejezetten a célra programozott hardver FPGA alkalmazása. Például az alábbi Spartan-3E családba tartozó IC [20]. Mivel itt a célfüggvények megvalósítására írt kombinációs és sorrendi hálózat alkalmazásával nem tud versenyezni egy mikrokontroller. Ebben az esetben is a FET előtti erősítő fokozat direkt meghajtását lehet alkalmazni, a differenciál egyenletek azonnali megoldásával. Továbbá kombinációs logikával azonnali beavatkozás lehetséges bármilyen váratlan hiba esetén. Továbbá minden mérést valós időben lehetne mérni. Ennek nagy előnye a FET eszközön eső pillanatnyi és átlagos teljesítmény mérése, amivel várható túl hőmérséklet esetén a FET túlmelegedése nélkül lehet korlátozni a működést. Jelen esetben a hőmérő szenzor csak a tokra helyezhető el, amivel csak becslést lehet adni az eszköz belső hőmérsékletére.

Jelenleg szkóp szükséges a működéshez, mivel az eszköz nem rendelkezik a méréshez szükséges hardverrel és adattovábbítási kapacitással sem. Egy FPGA esetén viszont néhány kiegészítő eszközzel, precízen lehet triggerelni és mintavételezni az áram-feszültség értékeket, és ezeket kiküldeni USB porton keresztül. Ekkor egy univerzális mérőeszközt kapnánk, ami számítógéphez csatlakoztatva képes a mérések akár automatikus megvalósítására is.

További fejlesztési lehetőség a bemenetek többszörözése, olyan eszközök esetére, amik közös tokban helyezkednek el. Ekkor eltolt áramjellel lehet terhelni a tápegység bemeneteit, ezzel vizsgálva a különböző áthallásokat és függetlenségeket. Továbbá a teljes névleges terhelhetőséget is lehet vizsgálni. Ez a tulajdonság egy számítógép tápegység estén áll fent, mivel az egyes kimeneteket maximálisan terhelve sem érnük el az eszköz belső határát, kizárólag az 5 és 12 Volt együttes terhelésével. Nem beszélve a kisteljesítményű -5 és -12 Voltos kimenetekről.

Duplikált esetben a második mérő eszközt érdemes hall effektuson alapuló áramerősség mérővel ellátni a kisfeszültségű nagy áramú kimenetek teszteléséhez. Lemondva a nagy sávszélességről az alábbi 50KHz vágási frekvenciájú, 3-50 Amper névleges értéktartományú szenzor megfelelőnek bizonyulhat [21]. Jelen esetben egy PC tápegység 5 Volt 30 Amper kimenetét az eszköz nem képes teljes mértékben megterhelni még rövid időre sem a sönt ellenálláson eső 3 Volt feszültség és 30 W miatt. Mivel ebben az esetben a hozzávezetések is összevethető feszültség esik, így a félvezetőre minimális kapocsfeszültség jut, ahol már nem stabil a telítési tartomány miatt az alapesetben használt vezérlő szabályzó tulajdonságai miatt. Ennek további megoldása lehet az átviteli karakterisztikát valós időben számoló FPGA alkalmazása, mivel ekkor nem lineáris esetekben is pontosan lehetne vezérelni a félvezetőt.

A mérési pontosság javítása miatt érdemes a jövőben változtatható méréshatárt beállítani az eszközön, így lehetővé téve a kisebb érték pontosabb mérését. Ezt feszültségre, illetve áramerősségre is elvégezhető. Munkám elején említett tápegységek is tudják ezt a méréshatár állítási képességet. Az állítás mértéke 1 dekád, így a 0-30 A tartományból 0-3 A lesz, de a pontosság javul. Ez akkumulátorok kapacitásának meghatározásánál lehet indokolt ugyanis, egy akkumulátor –eltekintve az extrém felhasználástól- kis feszültség és áram értékeken dolgozik. Ez a lépés pontosítaná a kapacitás illetve kis teljesítményű egységek mérését. Egy lehetséges megoldás nagyteljesítményű relével közbeiktatni egy jóval nagyobb, akár 1 Ω -os sönt ellenállást, amivel a mA nagyságrendű áramerősségek is pontosan mérhetőek néhány voltos feszültség tartományon.

Ezen fejlesztési pontok meglépésével egy multifunkcionálisan használható intelligens egyenáramú terhelést kapnánk, ami a piacon fellelhető eszközökkel is versenyképes lenne pontosságával, továbbá sávszélességében és felhasználói felületben jóval meg is előzné őket.

12) Összefoglalás

Dolgozatom során leírtam kutatásaim és munkáim főbb lépéseit, végigvezetve a koncepció megjelenésétől a fizikai eszköz és fejlesztései létrejöttéig:

Eszközöm iránti kutatást szakmai érdeklődésem, továbbá tesztállomás meglétének hiánya okozta. Miután körbenéztem a világban, melyik cég milyen specifikációjú és tűrésű eszközöket kínál milyen áron, belefogtam egy hasonló képesekkel bíró saját eszköz fejlesztésébe. Felmértem milyen közeli környezetben előforduló tápegységek tesztelését tűzhetem ki célul, a rendelkezésemre álló alapanyagokból és berendezésekből, majd egy előzetes prototípus fejlesztettem, amivel csak az eszközben szereplő félvezető eszközt és szabályzó környezetét teszteltem. Ezen méréseim és kutatásaim sikeressége és tapasztalata után álltam neki a tényleges laborba szánt intelligens egyenáramú műterhelés megvalósításának. Kutatómunkám végezetéül sikerült pontosan specifikálni eszközöm sarkalatos pontjait, várható - és elvárható - képességeit. Tervezésem következő lépése a körvonalazódott berendezés modulokká darabolása volt, amiben 7 funkcionális blokkot különítettem el, miknek tervezési lépéseivel külön foglalkoztam. Ezen blokkokat külön-külön vizsgáltam és készítettem fel eszközömben elfoglalt helyének betöltésére. Végezetül megvizsgáltam mi a reálisan elérhető cél jövőben elkészülő intelligens egyenáramú

műterhelésennél, továbbá mik a fontos fejlesztési irányok, amivel több területen is versenyképessé tehetem a műterhelésem a piacon.

Végezetül szeretném megköszönni konzulensemnek, Dr. Varjasi Istvánnak a közel egy éves munkáját, mialatt aktívan segédkezett, folyamatos útmutatást adva szakmai tudásával.

Továbbá munka szakmai tartalma kapcsolódik az "Új tehetséggondozó programok és kutatások a Műegyetem tudományos műhelyeiben" c. projekt szakmai célkitűzéseinek megvalósításához. A projekt megvalósítását a TÁMOP - 4.2.2.B-10/1--2010-0009 program támogatja.

13) Irodalom jegyzék

- [1] https://moodle.duf.hu/file.php/872/moddata/scorm/213/1_3_cd_fej_automatikus_fokuszalo_rendszer.html
- [2] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps54360.pdf>
- [3] <http://www.maynuo.com/english/xpro.asp?pid=52>
- [4] <http://www.chromausa.com/dclloads/6310a-dc-load.php>
- [5] <http://www.lomex.hu/pdf/irfp064n.pdf>
- [6] <http://www.lomex.hu/pdf/irfp4710.pdf>).
- [7] <http://www.isabellenhuetten.de/en/precision-and-power-resistors/>
- [8] <http://www.ti.com/product/dac7744>
- [9] <http://www.ti.com/product/dac8806>
- [10] <http://www.ti.com/product/opa2188>
- [11] <http://www.ti.com/product/opa2140>
- [12] <http://www.atmel.com/Images/doc2490.pdf>
- [13] <http://www.ti.com/product/TPL0501-100>
- [14] <http://www.ti.com/product/sn74lv4051a>
- [15] http://www.hqelektronika.hu/info/hu/lcd_ew162gogly.html
- [16] http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MJD45H11.SP3
- [17] http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MJD44H11.SP3
- [18] http://www.technick.net/public/code/cp_dpage.php?aiocp_dp=util_inductance_calculator

[19]

http://www.ti.com/product/tms320f28022&lpos=Middle_Container&lid=Alternative_Devices

[20] http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds312.pdf

[21] <http://www.cy-sensors.com/CYHCS003.pdf>

Németh Balázs 2012-10-20