



TANSZÉKVEZETŐ

SZAKDOLGOZAT FELADAT

Hugyik Kornél

alapszakos szigorló villamosmérnök hallgató részére

Referencia tápegységek készítése szimulációs modellek verifikálásához és fejlesztéséhez

A műholdak fedélzeti energiaellátását biztosító tápegységeknek rendkívül szigorú követelményeknek kell megfelelnie ahhoz, hogy feladatukat megbízhatóan és tartósan ellássák. Ezért az ilyen áramkörök tervezése során nagy szerepe van a különböző szimulációs modelleknek, amelyekkel még gyártás előtt ellenőrizhető az a helyes működésük. Mivel tökéletes szimuláció nem létezik, ezért fontos ismerni a szimulációs eszközök tulajdonságait, alkalmazhatóságuk korlátait.

Ezt segítik a referencia áramkörök, amelyeknek a jelei és viselkedése a szokványos áramkörökhöz képest sokkal közelebb van az ideálshoz, így segítségükkel a szimulációs modellekből származó eltérések könnyebben és pontosabban meghatározhatóak.

Jelen szakdolgozat feladat célja egy Buck és egy Flyback topológiájú referencia átalakító tervezése, megépítése és bemérése, a szimulált és mért értékek összehasonlítása, valamint a különböző szimulációs modellek használhatóságának vizsgálata és javítása. Konkrét feladatai, amelyeknek elvégzését szakdolgozatában dokumentálja, a következők:

- a lehetséges áramköri topológiák bemutatása;
- a kapcsolási rajz és a fizikai áramköri terv elkészítése;
- az áramköri panelek gyártatása, beültetése és felélesztése;
- az új átalakítók tesztelése, próbamérések végzése;
- a mérésekből és az áramkörszimulációkból származó eredmények összehasonlítása;
- a fenti összehasonlítások alapján a szimulációs modellek alkalmas módosítása, fejlesztése;
- az elvégzett munka dokumentálása.

Tanszéki konzulens: Kovács Zoltán György, tanársegéd,
kovacs.zoltan@vik.bme.hu

Külső konzulens: Frey Balázs, C3S Kft., aerospace mixed signal design engineer,
balazs.frey@c3s.hu

Budapest, 2023. szeptember 07.

Dr. Poppe András
egyetemi tanár
tanszékvezető





M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Elektronikus Eszközök Tanszéke

Hugyik Kornél

**REFERENCIA TÁPEGYSÉGEK
KÉSZÍTÉSE SZIMULÁCIÓS
MODELLEK VERIFIKÁLÁSÁHOZ
ÉS FEJLESZTÉSHEZ**

KONZULENSEK

Frey Balázs, C3S Kft.

Kovács Zoltán György, BME EET

BUDAPEST, 2023

Tartalomjegyzék

Összefoglaló	6
Abstract.....	7
1 A feladat.....	8
2 A topológiák és a szabályzás bemutatása	10
2.1 Buck átalakító	10
2.2 Flyback átalakító.....	12
2.3 Csúcsáram módusú szabályzás	13
2.3.1 Szubharmonikus oszcilláció	14
3 Topológiák modellezése és szimulációja	16
3.1 PWM-CM kapcsoló modell	16
3.2 Az átalakítók szakaszátvitele	20
3.3 Kompenzáció	23
3.4 Nyílthurkú átvitel mérése.....	25
3.5 Kimeneti impedancia szerepe és mérése	25
3.6 Bemeneti impedancia és mérése	27
4 Az áramkörök tervezése	29
4.1 Buck átalakító méretezése	30
4.1.1 Fojtótekercs.....	30
4.1.2 Kimeneti kapacitás.....	30
4.1.3 Bemeneti kapacitás	31
4.1.4 Kapcsolóelemek választása.....	31
4.2 Flyback átalakító méretezése	32
4.2.1 Transzformátor mag választása	32
4.2.2 Transzformátor méretezése.....	33
4.2.3 Transzformátor elkészítése és bemérése.....	35
4.2.4 Kimeneti kapacitás.....	36
4.2.5 Bemeneti kapacitás	37
4.2.6 Lemágnesező és snubber áramkörök	38
4.2.7 Kapcsolóelemek választása.....	39
4.2.8 Közös módusú zajcsökkentés	40
4.2.9 Közös módusú zajszűrés	41

4.3 Áramvisszacsatolás	42
4.3.1 Lemágnesező áramkör	43
4.3.2 Leading edge blanking	44
4.3.3 Rámpakompenzáció	45
4.3.4 PWM oszcillátor méretezése	47
4.4 Feszültségvisszacsatolás	48
4.4.1 Induktív megoldás	49
4.4.2 Optocsatolós megoldás	49
4.4.3 Lágyindítás	50
4.5 További, működéshez szükséges áramkörök	51
4.5.1 Segéd feszültségek	51
4.5.2 Kapcsolóelemek meghajtása	53
4.6 Nyomtatott áramkör tervezése	53
5 Tapasztalt jelenségek és a szimulációk javítása	56
5.1 A műterhelés hatása	56
5.2 A félhíd meghajtó modellje	57
5.3 A félhíd meghajtó miatti oszcilláció	59
5.4 Oszcilláció az induktív visszacsatolásban	60
5.5 Transzformátor modellezése	60
6 Mérések és a modellek értékelése	62
6.1 Buck átalakító	62
6.1.1 Frekvenciatartománybeli viselkedés	62
6.1.2 Statikus mérések	63
6.1.3 Tranziens mérések	64
6.2 Flyback átalakító	65
6.2.1 Frekvenciatartománybeli viselkedés	65
6.2.2 Statikus mérések	66
6.2.3 Tranziens mérések	67
7 Összefoglalás és kitekintés	69
Köszönetnyilvánítás	71
Irodalomjegyzék	72
Függelék	79
1. Függelék: Felhasznált műszerek és szoftverek	79
2. Függelék: Kapcsolási rajzok	80

HALLGATÓI NYILATKOZAT

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

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

Kelt: Budapest, 2023. 12. 07.

.....
Hugyik Kornél

Összefoglaló

Szakdolgozatomban két széleskörben használt kapcsolóüzemű tápegység topológiához készítettem referencia áramköröket, azzal a céllal, hogy a gyakorlatban használt szimulációs modellek helyességét ellenőrizzem, és az eltérések vizsgálatával javítani tudjak rajtuk.

Először egy szinkron és aszinkron módok közt állítható, csúcsáram módusú buck átalakítót készítettem el, utána pedig egy három kimenetű, izolált, csúcsáram módusú flyback átalakítót. A tervezés alatt törekedtem a belső jelek szabályosságára és mérhetőségére, és számos helyen a szokásosnál összetettebb és pontosabb áramköri megoldásokat alkalmaztam ennek az elérésére.

A tervezés után megépítettem az áramköröket, majd méréseket végeztem velük rezisztív terheléseken és egy műterhelésen, vizsgálva az idő- és frekvenciatartománybeli viselkedésüket. Ezzel párhuzamosan elkészítettem a szimulációs modelljeiket, összehasonlítottam az eredményeket és próbáltam javítani rajtuk. Végül összehasonlításokat készítettem, és megállapítottam a modellek használhatóságának korlátait.

Abstract

In my thesis I worked on reference designs for two widely used switching power supply topologies, with the goal of analyzing the validity of simulation models, and to improve them based on the inaccuracies found.

Firstly, I worked on a peak-current mode controlled buck converter that can be toggled between synchronous and asynchronous operation modes and after that I worked on a three output, isolated peak-current mode controlled flyback converter. During the development of these circuits I paid close attention to the measurability and accuracy of their inner signals, many times employing more complex but precise techniques to achieve this.

After designing, I built the converters and performed measurements on resistive loads and on an electronic dummy load, studying their behavior in time and frequency domains. At the same time I made simulation models, compared them to the measurement results and improved them as best as I could. Finally, I made comparisons and recorded the usability of these models.

1 A feladat

Referencia áramköröket a gyártók azzal a céllal készítenek és tesznek közzé, illetve eladóvá, hogy az áramkörtervezők feladatát megkönnyítsék. A kiadott mérési eredményekkel segítik az alkatrész választást, a kiadott kapcsolási rajzok és áramkörtervek segítségével pedig az alkatrész alkalmazását segítik. Meg lehet tudni belőlük, hogy milyen kiegészítő elemek kellenek a működéséhez, és hogy ezeket hogyan érdemes elhelyezni a nyomtatott áramkörön a legbiztosabb működés és legkisebb zaj eléréséhez. Továbbá, ha méréshez van szükség egy áramkörre, például mérőműszerek vagy matematikai modellek teszteléséhez, akkor megspórolható velük a tervezés, élesztés és tesztelés, hiszen ezt már a gyártó megtette.

A fejlesztés célja egy, űrös alkalmazásokban gyakran használt, UC2843 PWM vezérlő IC alapú referencia buck és flyback átalakító készítése volt, melyben olyan megoldások és részáramkörök vannak, amik szintén űrös alkalmazásokra jellemzőek, illetve a mérhetőséget és pontos működést segítik. Az áramkörök számos paraméterét állíthatóra terveztem potenciométerek segítségével, és számos belső jelét mérhetővé tettem tesztpontok, tüskesorok, BNC és MMCX csatlakozók segítségével.

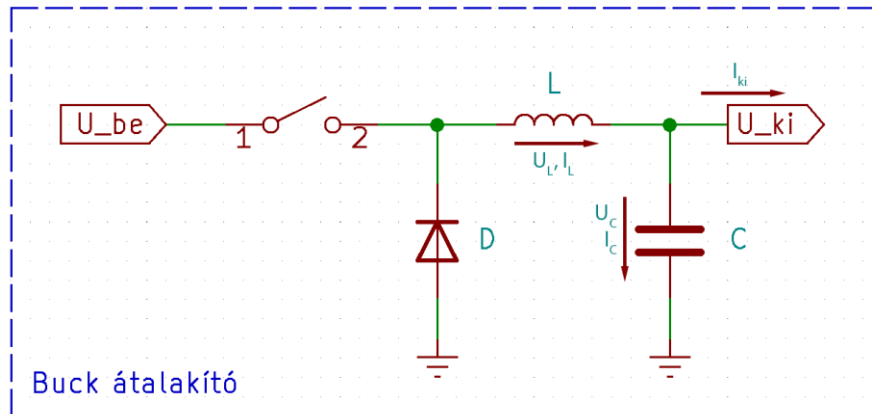
A referencia átalakítók segítségével pedig a különböző részáramkörök működését és megbízhatóságát, illetve a kapcsolt és átlagolt szimulációs modellek használhatóságát vizsgáltam. A következő méretezési paraméterekre törekedtem a tervezés során:

Elnevezés	Jelölés	Érték	Mértékegység
Minimális bemeneti feszültség	U_{be_min}	20	V
Maximális bemeneti feszültség	U_{be_max}	50	V
Kimeneti feszültség	U_{ki1}	12	V
Kimeneti áram	I_{ki1}	2	A
Flyback második kimenet feszültsége	U_{ki2}	5	V
Flyback második kimenet árama	I_{ki2}	1	A
Flyback harmadik kimenet feszültsége	U_{ki3}	-9	V
Flyback harmadik kimenet árama	I_{ki3}	100	mA
Kapcsolási frekvencia	f_k	100	kHz
Áram hullámosság	Δi_L	0.4	A
Feszültség hullámosság	ΔU_c	50	mV
Maximális kitöltési tényező	δ_{max}	80	%

1. táblázat - Az áramkörök méretezési paramétere

2 A topológiák és a szabályzás bemutatása

2.1 Buck átalakító



2.1. ábra - Aszinkron buck átalakító alapkapcsolás

Az aszinkron buck átalakító kapcsolási rajza az ábrán (2.1) látható. A kapcsolót impulzus szélesség modulációval vezéreljük, egy bizonyos t_{be} ideig bekapcsolva tartjuk, majd egy bizonyos t_{ki} ideig kikapcsolva tartjuk, és ezt ismétljük periodikusan.

A bekapcsolási idő alatt a tekercs bal oldalára nagyobb feszültség kapcsolódik, mint a jobb oldalára, ezért a nyíllal megegyező irányban elkezd nőni a rajta folyó áram, a tekercs karakterisztikája miatt lineárisan. Ilyenkor a dióda záróirányban van előfeszítve, ezért nem folyik rajta áram. A kikapcsolási idő alatt a dióda veszi át az áram vezetését, mivel a tekercsen az áram nem változhat hirtelen. Ilyenkor a tekercs bal oldalára kisebb feszültség jut, mint a jobb oldalára, ezért csökken az árama.

Mivel egyensúlyi állapotban a periódus elején és végén is ugyanakkora a tekercsben az áram, ezért a tekercsre kapcsolt feszültség időbeli átlaga nulla, ebből pedig ki tudjuk fejezni a bemeneti és kimeneti feszültség kapcsolatát:

$$(U_{be} - U_{ki})t_{be} = U_{ki}t_{ki} \quad 2.1$$

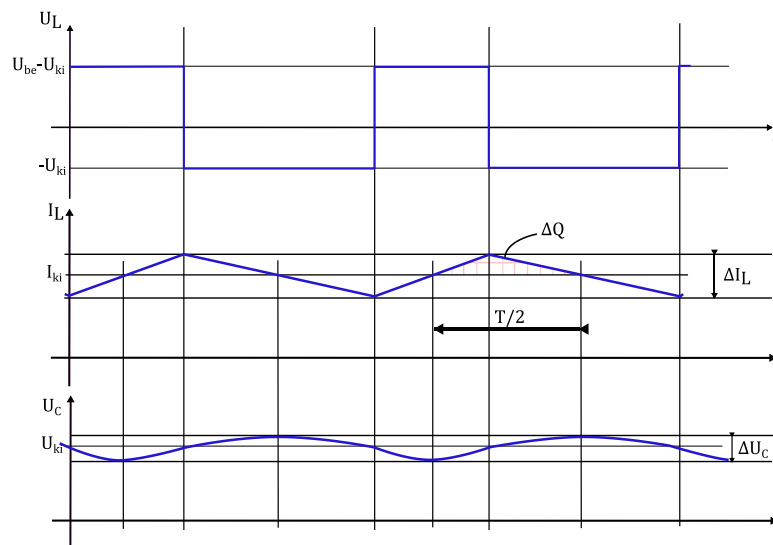
$$U_{ki} = U_{be} \frac{t_{be}}{t_{be} + t_{ki}} = U_{be} * D \quad 2.2$$

Az eredményből az látszik, hogy az átalakító a feszültséget csak csökkenteni tudja.

Ha a kikapcsolási idő alatt a tekercs árama nem csökken nullára, akkor folytonos vezetési módban (CCM) vagyunk, ha nulláig csökken, de utána rögtön elkezd nőni, akkor határ vezetési módban (BCM), és mivel a diódán ellentétes irányban nem tud folyni áram, ezért, ha a tekercs árama nullára csökken, akkor ott meg is áll, és ezt szaggatott vezetési módnak (DCM) nevezzük. Folytonos módban a kimeneti feszültség csak a kitöltési tényezőtől függ, szaggatott módban viszont a kimeneti áramtól is, ezért a szabályzási körének tervezése is összetettebb.

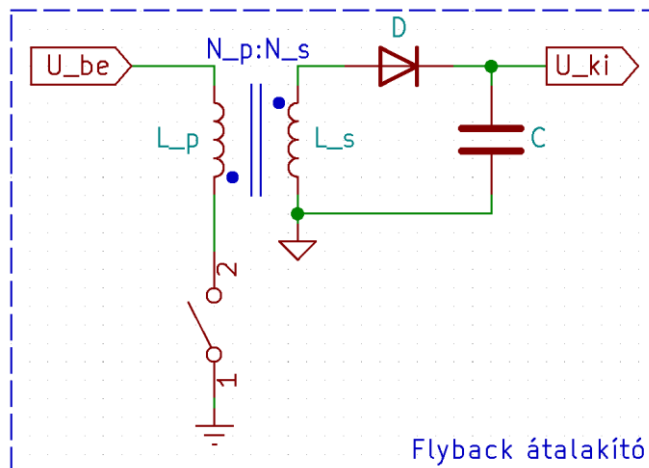
Amikor a tekercs árama nagyobb a kimeneti áramnál, akkor az áram maradék része a kondenzátort tölti, amikor pedig kisebb, akkor a kimeneti áram maradék része a kondenzátorból jön, így az ürül, így a kimeneti feszültségnek is van hullámossága.

Ha a dióda helyett egy kapcsolót használunk, amit a felső oldali kapcsolóval ellentétesen vezérlünk, akkor megkapjuk a szinkron buck kapcsolást. A tekercs árama nulla alá tud menni, így csak folytonos módban működik az átalakító, és a disszipáció is kisebb a kapcsolóelemnek köszönhetően. Hátránya viszont az, hogy ügyelni kell arra, hogy a két kapcsolót ne kapcsoljuk be egyszerre, mert az rövidzárát okozna. Illetve a fordított irányú tekercsáramra az áramérzékelő áramkört és a vezérlő IC-t is fel kell készíteni.



2.2. ábra - Buck átalakító időfüggvényei folytonos vezetési módban [1]

2.2 Flyback átalakító



2.3. ábra - Flyback átalakító alapkapcsolás

A flyback átalakító kapcsolási rajza az ábrán (2.3) látható. A működésének alapja a speciálisan kialakított transzformátor, amit angol szakirodalomban inkább coupled inductor – csatolt tekercsnek hívnak. Azért különböztetik meg a kettőt, mert a flyback átalakítóban a galvanikus leválasztás és az áttétel mellett energiatárolásra is alkalmazzák. Ezt az energiát majdnem teljes mértékben a kialakított légrésben tárolja, amit a szokásos transzformátoroknál a veszteségek elkerülése érdekében nem alakítanak ki.

Bekapcsolási idő alatt a primer tekercsen lineárisan növekszik az áram, a szekunder tekercsen pedig nem folyik áram, mivel a dióda záróirányban van előfeszítve. Kikapcsolási idő alatt pedig a primeren nem tud folyni az áram, ezért a szekunder tekercs veszi át az áramvezetést, az $a_T = \frac{N_s}{N_p}$ áttétel figyelembevételével. A kimeneti áramot bekapcsolási időben teljes mértékben a kimeneti kondenzátor biztosítja.

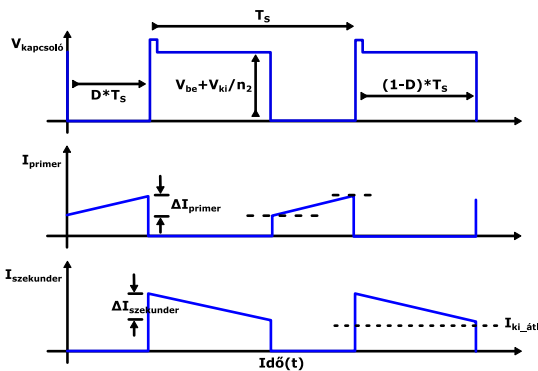
A buck átalakítóhoz hasonlóan kifejezhető a bemeneti és kimeneti feszültség kapcsolata, az egyensúlyt a szekunder oldalra felírva:

$$a_T U_{be} t_{be} = U_{ki} t_{ki} \quad 2.3$$

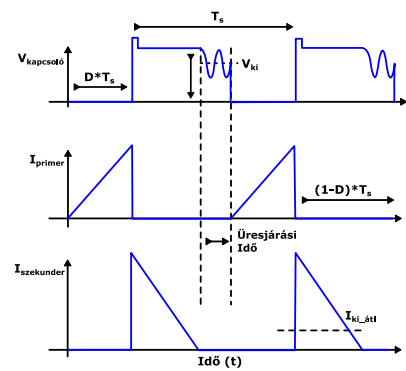
$$U_{ki} = a_T U_{be} \frac{t_{be}}{T_{sw} - t_{be}} = a_T U_{be} \frac{D}{1 - D} \quad 2.4$$

Az eredményből az látszik, hogy az átalakító feszültség csökkentésre és növelésre is képes.

Ennél a kapcsolásnál is beszélhetünk szaggatott és folytonos vezetési módokról, attól függően, hogy a kikapcsolási idő alatt nullára csökken-e a szekunder tekercs árama. A szaggatott módnak jobb a hatásfoka, mivel a dióda kikapcsolásakor és a kapcsoló bekapcsolásakor nulla a rajtuk átfolyó áram. Könnyebb a stabilizálása, mivel szubharmonikus oszcilláció nem fordulhat elő benne és a jobb felsíkon lévő zérusa is sokkal nagyobb frekvencián van. Továbbá, kisebb induktivitású transzformátor szükséges hozzá, viszont sokkal zajosabb és nagyobb az igénybevétele a kapcsolóelemeken.

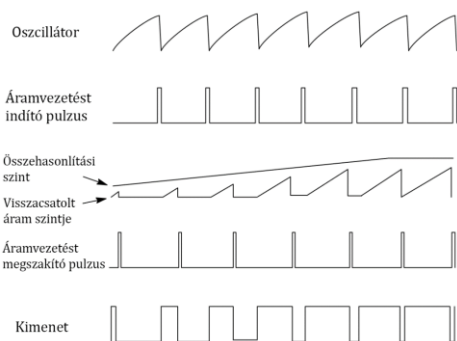


2.4. ábra - A flyback átalakító időfüggvényei folytonos módban [2]

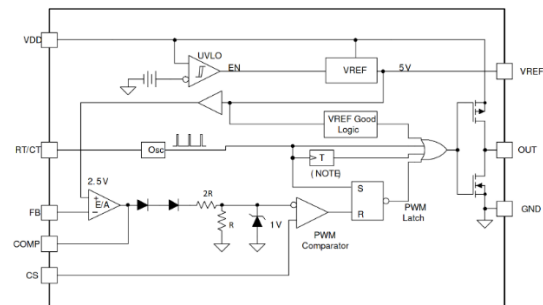


2.5. ábra - A flyback átalakító időfüggvényei szaggatott módban [2]

2.3 Csúcsáram módusú szabályzás



2.6. ábra - Csúcsáram módusú szabályzás időfüggvényei [3]



2.7. ábra - PWM IC belső felépítése [4]

A bal ábrán a csúcsáram módusú szabályzás időfüggvényei láthatóak. A PWM IC-re kell kapcsolnunk egy RC tagot, amit egy belső oszcillátor áramkör fog tölteni és üríteni, így létrehozva egy oszcilláló jelet. Az oszcillátor jeléből egy periodikus pulzus

jelet állítunk elő, ami a kimenetet magasra állítja, így a felső kapcsolóelem elkezd vezetni, és a tekercsen lineárisan nő az áram.

A kimeneti feszültség és a kapcsolóelem árama visszacsatolásra kerül. A visszacsatolt feszültség jelet egy referencia feszültséghez hasonlítjuk a hibajel erősítővel, aminek a kimenetét leosztjuk, és ez a jel fog az érzékelt áramjelnek összehasonlítási szintet képezni. Amikor az áramjel eléri ezt a szintet, akkor a kapcsolóelem kikapcsol, és a következő pulzusig kikapcsolva marad.

Az összehasonlítási szintet egy diódával $V_{lim} = 1V$ -ra korlátozzuk, így az áramkörnek van túláram, illetve rövidzár elleni védelme. Továbbá, amíg az oszcillátor a kondenzátort üríti, addig a kapcsoló ki van kapcsolva, így a kitöltési tényező is korlátozott.

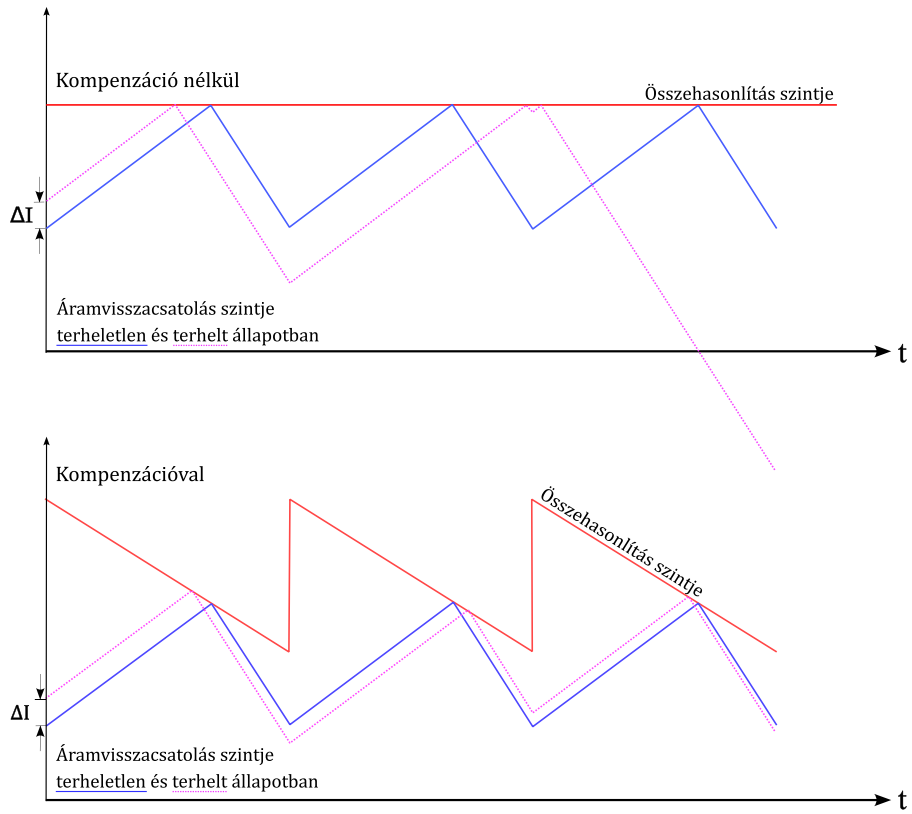
Amikor a kimeneti feszültség túl alacsony, például bekapcsolást követően, akkor a visszacsatolt feszültség jel kisebb lesz a referencia feszültségnél, így a hibajel erősítő kimenete nőni fog, ezért a tekercs árama is nőni fog. Ennek köszönhetően a kimeneti kondenzátor feljebb tud töltődni, így a kimeneti feszültség nő. Hasonló történik, amikor a kimeneti feszültség túl nagy, csak ellentétes irányban, így a kimeneti feszültség be tud állni a kívánt értékre.

2.3.1 Szubharmonikus oszcilláció

A buck és a flyback átalakítókban elő tud fordulni egy szubharmonikus oszcilláció nevű jelenség nagyobb terheléseknél és 50%-os kitöltési tényező felett, ami miatt minden második periódus bekapcsolási ideje számottevően kisebb az elméleti értéknél. Ez rosszabb stabilitáshoz és még akár hallható oszcillációhoz is vezet.

A 2.8-as ábra alapján ez a jelenség azért történik, mert 50%-nál nagyobb kitöltési tényező esetén növekedéskor kisebb az áram változásának meredeksége, mint csökkenéskor, így a terhelés által okozott áramváltozás ciklusról ciklusra nő, ami pár ciklus után kikapcsoláshoz vezet. Ha a kitöltési tényező kisebb, akkor növekedéskor nagyobb a meredekség, így a terhelés által okozott áramváltozás ciklusról ciklusra csökken, és nullához tart.

Kompenzációjára egy elterjedt megoldás egy megfelelő meredekségű háromszögjel hozzáadása a mért jelhez, vagy kivonása az összehasonlítási szintből, ugyanis így 50% fölött is periódusról periódusra csökken a különbség.



2.8. ábra - A szubharmonikus oszcilláció és kompenzálása [5]

3 Topológiák modellezése és szimulációja

Ha a kapcsolási rajzot bevisszük egy SPICE szimulátor programba (későbbiekben csak kapcsolt modell), akkor az az időtartománybeli viselkedést jól fogja közelíteni, hasznos eszköz az áramkör méretezéséhez, viszont a frekvenciatartománybeli viselkedéséről csak elég körülményesen kaphatunk ilyen módon képet. AC szimuláció futtatásakor a SPICE szoftver a munkapont körül linearizálja az áramkörünket, viszont a kapcsolóelemek két diszkrét állapota miatt ezt a linearizálást nem tudja elvégezni, ezért ehhez az eszközhöz nem nyúlhatunk.

Vannak eszközök, amivel mégis meg tudjuk ismerni a frekvenciatartománybeli viselkedést, egy ilyen például az FRA, amely során növekvő frekvenciájú jeleket injektálunk az áramkörbe, majd figyeljük, hogy ezeket mennyire erősíti, és ha elég sok ilyen jelre ezt megcsináljuk akkor ki tudunk rajzolni egy Bode diagramot. Régebben ezt csak diszkrét parancsokkal és forrásokkal lehetett megvalósítani az LTspice szoftverben, viszont nemrég hozzáadtak egy ilyen áramköri elemet és szimulációs módot, ami ezt megcsinálja számunkra, viszont ennek is vannak korlátai.

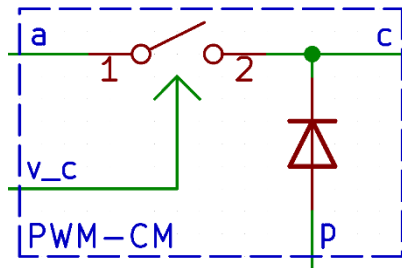
Egy másik eszköz az átlagolt modell készítése. Erre több mód is létezik, az egyik ilyen az állapotterez egyenletekből indul ki, felírja őket az áramkör különböző állapotaira, majd a megfelelő kitöltési tényezőkkel átlagolja őket. Ezzel kapunk egy nagyjelű modellt, melyből elő tudunk állítani egy kisjelű modellt is az AC vizsgálathoz. Ezt a módszert mindig lehet használni, viszont az vele a probléma, hogy az egész áramkörre fel kell írni az egyenleteket, így az nagyon gyorsan el tud komplikálódni, és ha változtatunk a felépítésen akkor nem tudjuk újrahasználni az eddigi munkánkat.

Erre támadt Dr. Vatché Vorpérian-nak az az ötlete, hogy átlagoltjuk csak a kapcsolóelemet [6], később az ő munkáját vitte tovább Christophe Basso, akinek a modelljét [6] használtam a munkám során. Ez a megoldás teljesen ugyanolyan, mint amikor tranzisztoros alapkapcsolások vizsgálatánál a tranzisztort kicseréljük a T vagy Π helyettesítőképre.

3.1 PWM-CM kapcsoló modell

Ha csak a kapcsolóelemet, ami az aszinkron buck esetében a tranzisztor és a dióda, átlagoljuk, akkor kapunk egy jó modellt a feszültség módusú átalakítókra [6], viszont az

áram módusú átalakítóknban lesz még egy nem linearizálható rész, a komparátor. Igaz, az a feszültség módban is ott van, viszont ott egy állandó meredekségű fűrészfellel hasonlítja össze a visszacsatolt feszültség jelet, ezért egy $\frac{1}{V_{csúcs}}$ erősítésű taggal helyettesíteni tudjuk.



3.1. ábra - A kapcsoló modelljének szimbóluma [6]

Erre a problémára az a megoldás, hogy az áramvisszacsatolást és a komparátort is beleátlagoljuk a kapcsoló modelljébe [6]. A levezetéshez a szaggatott módusú esetből indulok ki. T_{SW} -vel a periódusidőt, d_1 -el a bekapcsolás kitöltési tényezőjét, d_2 -vel a kikapcsolás kitöltési tényezőjét, d_3 -al pedig az üresjárás kitöltési tényezőjét jelölöm. Folytonos módban $d_3 = 0$, ezért $d_2 = 1 - d_1$ helyettesítéssel megkapjuk az egyenleteit a szaggatott módból. A csak folytonos módban előforduló szubharmonikus oszcilláció pedig gyakorlatilag egy kettős pólus a kapcsolási frekvencia felénél, és egy kondenzátor segítségével tudjuk modellezni.

A bal oldali ábrán (3.2) látható az érzékelt áramjel egy periódusban. V_{err} az összehasonlítási szint, R_i az áramérzékelő ellenállás ekvivalens értéke, I_c a kimeneti áram átlagértéke, I_a a bemeneti áram átlagértéke, S_a a rámpakompensáció beinjektált meredeksége, $S_1 = \frac{U_{be} - U_{ki}}{L} = \frac{V_{ac}}{L}$ az áram növekedésének meredeksége bekapcsolási idő alatt, $S_2 = \frac{U_{ki}}{L} = \frac{V_{cp}}{L}$ pedig az áram csökkenésének meredeksége kikapcsolási idő alatt.

Átlagolásból felírhatjuk a következőket:

$$\langle i_c(t) \rangle = I_c = I_{peak} \frac{d_1 + d_2}{2} \quad 3.1$$

$$\langle i_a(t) \rangle = I_a = I_{peak} \frac{d_1}{2} \quad 3.2$$

Behelyettesítve a **3.1-es** egyenletet kifejezhetjük α -t:

$$\alpha = 1 - \frac{d_1 + d_2}{2} \quad 3.9$$

Ezt visszahelyettesítve az **3.7** egyenletbe megkapjuk a kimeneti áram értékét:

$$I_c = \frac{V_{err}}{R_i} - \frac{d_1 T_{sw} S_a}{R_i} - d_2 T_{sw} \frac{V_{cp}}{L} \left(1 - \frac{d_1 + d_2}{2}\right) = \frac{V_{err}}{R_i} - I_\mu \quad 3.10$$

A szabályzó $\frac{V_{err}}{R_i}$ értékű kimeneti áramot szeretne beállítani, viszont ennél kisebb érték fog megjelenni a rámpakompenzáció (2. tag) és az áramhullámosság (3. tag) miatt. Már csak a kitöltési tényezőket kell meghatározni, d_1 -et a **3.5-ös** egyenletből ki tudjuk fejezni:

$$d_1 = d_2 \frac{V_{cp}}{V_{ap} - V_{cp}} \quad 3.11$$

Az áram csúcsát kifejezhetjük a következő módon:

$$I_{peak} = d_1 T_{sw} S_1 = d_1 T_{sw} \frac{V_{ac}}{L} \quad 3.12$$

Ha ezt behelyettesítjük a **3.1-os** egyenletbe, akkor kifejezhetjük d_2 -öt:

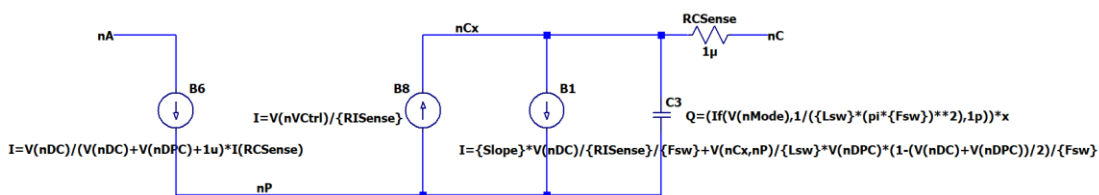
$$I_c = d_1 T_{sw} \frac{V_{ac}}{L} \frac{d_1 + d_2}{2} \quad 3.13$$

$$d_2 = \frac{2L}{d_1 T_{sw}} \frac{I_c}{V_{ac}} - d_1 \quad 3.14$$

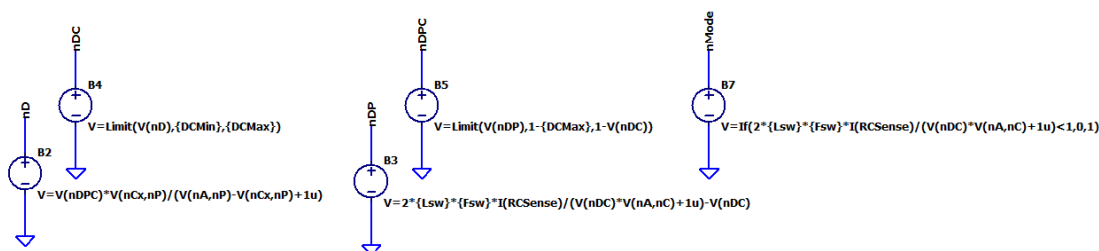
Szerencsére nincs szükség d_1 és d_2 zárt alakú kifejezésére, a szimulátor ki tudja nekünk számítani, csak limitálnunk kell az értéküket: d_1 értékét d_{1_min} és d_{1_max} közé, d_2 értékét pedig $(1 - d_{1_max})$ és $(1 - d_1)$ közé. A nem limitált d_2 értéket fel tudjuk használni arra, hogy megállapítsuk melyik módban vagyunk, így folytonos módban hozzá tudjuk adni a memória jelenséget modellező kondenzátort. A hozzáadott kondenzátornak nem a kapacitását határozzuk meg, mivel a szimulátor programban az csak statikus érték lehet, hanem a töltését (x-el jelölve a rajta lévő feszültséget):

$$\frac{F_{sw}}{2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \rightarrow Q = x \cdot \frac{1}{L(\pi F_{sw})^2} \quad 3.15$$

Így jött ki a következő modell:



3.4. ábra - A kapcsoló átlagolt modellje



3.5. ábra - A kitöltési tényezők számítása

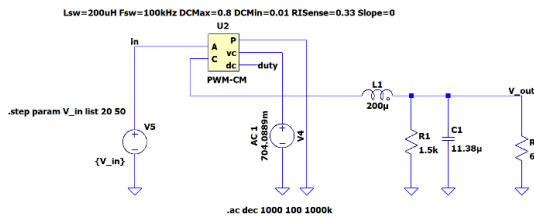
Ha csak a **B8** jelű forrást használjuk, akkor megkapjuk Jack Alexander modelljét [7], ami minden topológiájú csúcsáram módusú átalakítóhoz jó, a kimeneti kondenzátor és terhelő ellenállás miatt okozott pólus és zérus kompenzálásához tökéletes, viszont semmilyen belső effektust (például szubharmonikus oszcillációt, RHPZ-t) nem modellez.

A mintavételezési tételt is figyelembe kell venni, ugyanis annak értelmében az átlagolt szimuláció csak a kapcsolási frekvencia feléig lehet helyes. Továbbá, ha tranziens szimulációt futtatunk, és működése során folytonos és szaggatott mód közt vált, akkor az odahelyezett kondenzátor miatt konvergencia problémái tudnak lenni a SPICE szoftvernek, ezért ilyen esetekben érdemes kihagyni ezt az elemet.

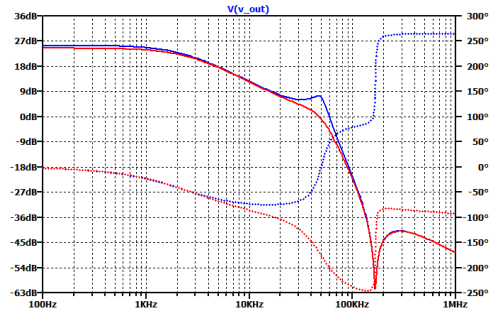
3.2 Az átalakítók szakaszátvitele

A kapott nagyjelű modellből parciális deriválás segítségével meghatározható egy kisjelű modell, amiből pedig levezethetőek az átalakító különböző frekvenciatartománybeli görbéi. Ha csak a görbére vagyunk kíváncsiak akkor ezt a sok számolást kihagyhatjuk, mert egy SPICE-ban lefuttatott AC szimuláció ugyanazt fogja adni, viszont, ha a pólusok és zérus pontos értékei és okozói érdekelnek, akkor nem hagyható ki. A munka során a Christophe Basso által levezetett közelítéseket [8] használtam a kompenzáció kiszámítására.

A modell alkalmazása a buck átalakítóra a baloldali ábrán látható, jobb oldalon pedig a szakaszának átviteli függvénye.



3.6. ábra - Átlagolt modell használata Buck átalakítóhoz



3.7. ábra - Buck szakaszátvitele CCM-ben (kék:20V-nál, piros:50V-nál)

A vezérlőfeszültséget olyan értékre választottam, amely mellett 12V a kimenet, a többi elem és paraméter értéke pedig a következő fejezetben kerül méretezésre. A szakaszátvitelt úgy kaptam meg, hogy a vezérlőfeszültséget biztosító forrásnak 1 értékű AC amplitúdót állítottam, majd a kimeneti feszültséget néztem. A hozzáadott rámpa meredeksége is nulla volt.

Látszik, hogy 20V bemeneti feszültség mellett van egy kiemelése 50kHz körül, ami 50V bemeneti feszültségnél sokkal kisebb. Megfelelő hozzáadott rámpa után ez a kiemelés eltűnik, és a szakasz a következő módon írható le:

$$H_0 = \frac{R_{terhelés}}{R_i} \quad 3.16$$

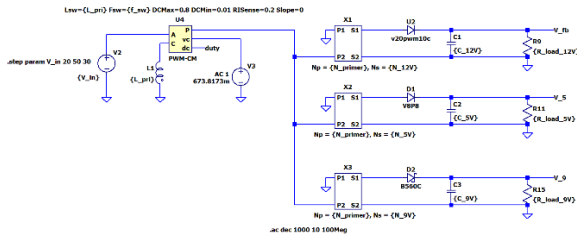
DC erősítésről indul, majd van egy pólusa a kimeneti kondenzátor kapacitása és a terhelőellenállás miatt:

$$\omega_p = \frac{1}{C_{ki}R_{terhelés}} \quad 3.17$$

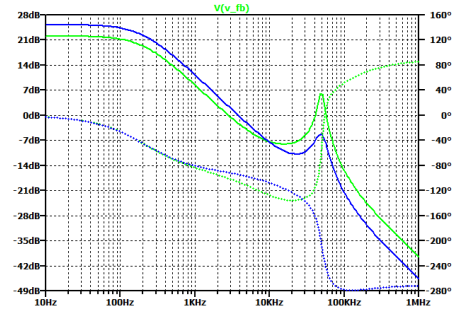
Ezután pedig van egy zérusa a kimeneti kondenzátor kapacitása és soros ellenállása miatt:

$$\omega_z = \frac{1}{C_{ki}ESR_{ki}} \quad 3.18$$

A modell alkalmazása a flyback átalakítóra a bal oldali ábrán látható, a szakasz pedig a jobb oldali ábrán:



3.8. ábra - Áttagolt modell használata Flyback átalakítóhoz



3.9. ábra - Flyback szakaszátvitele CCM-ben (zöld:20V-nál, kék:50V-nál)

Ha a kapcsoló és a transzformátor helyét megcseréljük, a transzformátort szétszedjük egy mágnesező induktivitásra és egy ideális transzformátorra, a diódát pedig áthozzuk az ideális transzformátor másik oldalára, akkor egy olyan ekvivalens kapcsolást kapunk, amire már használhatjuk a PWM-CM kapcsoló modellt. A kimenetre kapcsolt transzformátor belső egyenletei a következők:

$$I_p = -\frac{N_s}{N_p} I_s \quad \text{és} \quad U_s = \frac{N_s}{N_p} U_p \quad 3.19$$

Ezzel a modell egyenáramú kimenetét is át tudja helyesen vinni. A szakaszátvitel hasonló a Buck szakaszátviteléhez, a fő különbség az, hogy eggyel több zérusa van, ráadásul az a jobb félsíkon (RHPZ – Right Half-Plane Zero). Ez annyit jelent, hogy az amplitúdókarakterisztikára olyan hatása van, mint egy zérusnak, viszont a fáziskarakterisztikára pólusként hat, ezért egyszerű pólus-zérus kiejtéssel nem lehet kompenzálni. Egy közelítés ennek a zérusnak a helyére:

$$\omega_{RHPZ,min} = \frac{(1 - D_{max})^2 R_{max} \text{ terhelés primer oldalra redukálva}}{D_{max} L_{primer}} \quad 3.20$$

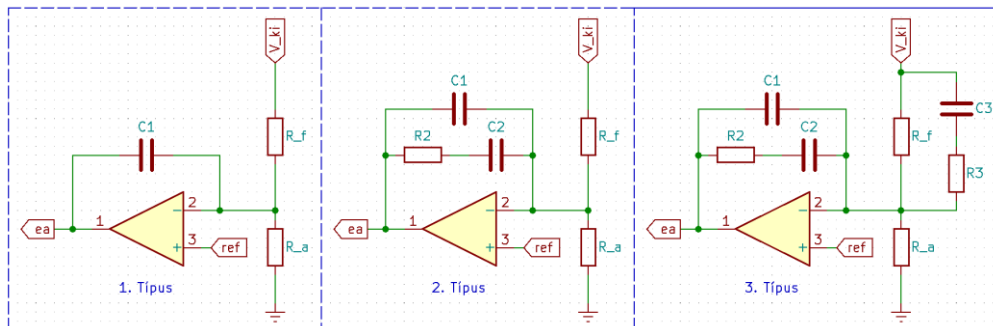
Erre az a jelenség a magyarázat, hogy ha a kitöltési tényezőt túl gyorsan növeljük meg, akkor a kimenet növekedés helyett egy pár periódusig csökkenni fog, mielőtt újra nőni kezdene. Ez azért történik, mert az energiaátvitel kikapcsolási időben történik és bekapcsolási idő alatt az egész kimenő áram a kimeneti kondenzátorból jön. Szóval, ha megnöveljük a kitöltési tényezőt, akkor több energiát juttatunk a mágnesező induktivitásba, de ezzel együtt a kondenzátort is tovább merítjük. Ez a viselkedés egy jobb félsíkú zérus segítségével jól modellezhető, a PWM-CM modell segítségével ki is jön, és egy felső határt szab a vágási frekvenciának.

Megfelelő rámpa hozzáadása után a kimeneti kapacitásból származó pólus és zérus jó közelítéssel ugyanott van, mint a buck esetében, viszont a DC erősítésre továbbra is kihatással lesz a bemeneti feszültség, a kompenzációt inkább a szimuláció felhasználásával méreteztem emiatt. Egy durva közelítés rá:

$$H_0 = \frac{R_{terhelés}}{a_T R_i} \quad 3.21$$

3.3 Kompenzáció

A kompenzációs áramkörrel az a célunk, hogy az áramkör stabilan viselkedjen és gyorsan tudjon reagálni a terhelés változásaira. Ehhez az kell, hogy az áramkör nyílthurkú átvitele minél jobban hasonlítson az integrátor karakterisztikájához: csökkenjen $20 \frac{dB}{D}$ -al, a 0 dB -t érje el egy megfelelően választott vágási frekvencián és a fázisa legyen -90° . Egy műveleti erősítő segítségével a következő három típusú [6] kompenzációs hálózat létezik:



3.10. ábra - Műveleti erősítés kompenzációs áramkörök

Az első típus 0 dB -es pontja:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_f C_1} \quad 3.22$$

A második típus hozzáadott zérusa és pólusa:

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_2 C_2} \quad \text{és} \quad \omega_{p1} = \frac{1}{R_2 (C_1 \times C_2)} \quad 3.23$$

A harmadik típus hozzáadott zérusa és pólusa:

$$\omega_{z2} = \frac{1}{(R_1 + R_3) C_3} \quad \text{és} \quad \omega_{p2} = \frac{1}{R_3 C_3} \quad 3.24$$

Az átalakítók kompenzálására a 2-es típusú áramkört választottam, viszont az áramkörben hagytam helyet a 3-as típus RC tagjának beforrasztására. Rámpakompenzáció segítségével ejtettem ki a szubharmonikus oszcilláció dupla pólusát, a kompenzátor zérusával ejtettem ki a kimeneti kondenzátor és a terhelő ellenállás pólusát, a kompenzátor pólusával pedig a kimeneti kondenzátor zérusát. Ezekkel az egyenletekkel a három elemből kettő értéke határozható meg, az egyik szabadon választható, így a $C_2 = 68nF$ választással éltem, a többi pedig ebből:

$$R_2 = R_{\text{terhelés}} \frac{C_{ki}}{C_2} \quad 3.25$$

$$C_1 = C_2 \frac{\frac{ESR_{ki}}{R_{\text{terhelés}}}}{1 - \frac{ESR_{ki}}{R_{\text{terhelés}}}} \quad 3.26$$

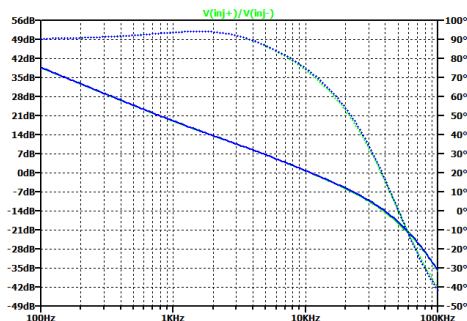
A felső ellenállás segítségével beállítottam az f_c vágási frekvenciát, a buck esetében a kapcsolási frekvencia tizedére, a flyback esetében pedig az RHPZ frekvenciájának 30%-ára:

$$R_f = \frac{H_0}{2\pi f_c C_2} \quad 3.27$$

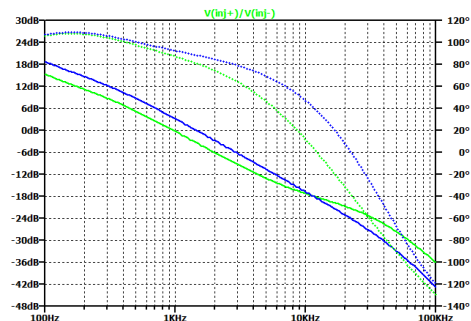
Az alsó ellenállással beállítottam a kimeneti feszültséget a specifikált 12V-ra:

$$R_a = R_f \frac{U_{ref}}{U_{ki} - U_{ref}} \quad 3.28$$

Így a következő nyílthurkú átvitelek sikerült elérnem (zöld – 20V mellet, kék – 50V mellet):



3.11. ábra - Buck kompenzált átvitele



3.12. ábra – Flyback kompenzált átvitele

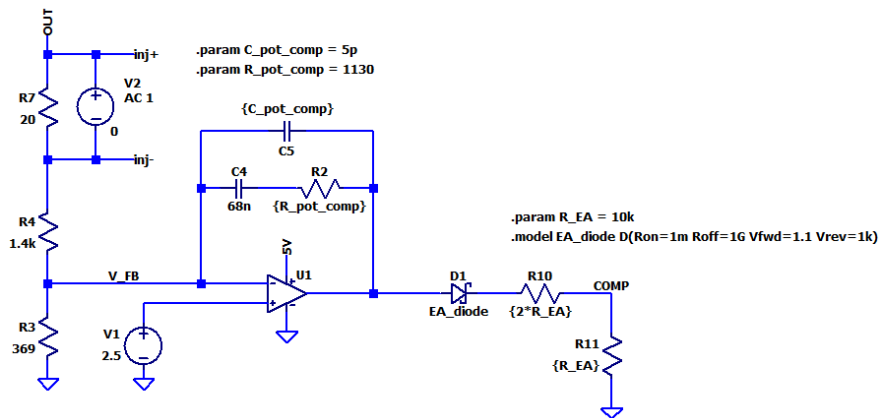
Az ábrákon látszik, hogy a $-20 \frac{dB}{D}$ -os csökkenést sikerült elérni egy elég széles tartományon, továbbá látszik, hogy a flyback esetében a DC erősítés függ a bemeneti

feszültségtől, és az is, hogy kisebb bemeneti feszültségnél az RHPZ kisebb frekvencián jelentkezik.

3.4 Nyílthurkú átvitel mérése

A nyílthurkú átvitelt mérésére a Middlebrook módszer egy egyszerűbb esetét alkalmaztam [9]. A teljes módszer menete az, hogy először felnyitjuk a kört, beinjektálunk egy feszültség jelet, méréssel meghatározzuk a feszültségerősítést, majd ezt elvégezzük áram jellel is, és a kettő erősítésből ki tudjuk számolni a nyílthurkú átvitelt. Viszont, ha egy olyan pontra injektálunk feszültséget, ami egyik oldalról nagy, másik oldalról kis impedancia felé néz, akkor az áramerősítés nulla lesz, így csak a feszültségerősítés méréseivel megkapjuk az átvitelt.

A feszültségvisszacsatolásban lévő feszültségosztóban található egy ilyen pont, ezért a felső ellenállásával sorba kapcsoltam egy kis értékű ellenállást, és annak a két végét kivezettem egy-egy tesztpontra. A tesztpontokra egy injektáló transzformátoron keresztül jelet viszek, majd a műszer két csatornáján a két tesztponton lévő feszültséget mérem és osztom el egymással. Ugyanez a módszer működik a szimulációban is, az átlagolt szimulációban egy AC feszültségforrást kötök párhuzamosan a kis ellenállással, a kapcsoltban pedig egy FRA áramköri elemet.

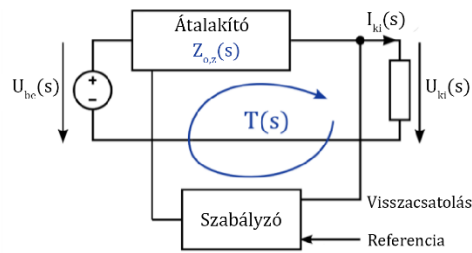


3.13. ábra - Az átalakítók kompenzációs áramköre és szakaszuk mérése

3.5 Kimeneti impedancia szerepe és mérése

Egy ideális feszültségforrás kimeneti impedanciája nulla, viszont egy valóságos forrás kimeneti feszültsége csökken a kimeneti áram növekedésével. Ezért alkalmazunk visszacsatolást, hogy nagyobb kimeneti áramoknál is megfelelő feszültséget tartson az

átalakító. Ez alapján azt mondhatjuk, hogy a visszacsatolás csökkenti a kimeneti impedanciát:



3.14. ábra - Kimeneti impedancia blokkvázlata [9]

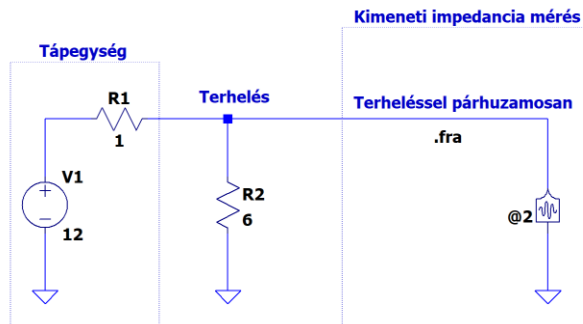
Ha $T(s)$ a hurokerősítés, $Z_o(s)$ a nyílthurkú kimeneti impedancia, $Z_{o,z}(s)$ a zárthurkú kimeneti impedancia, akkor felírhatjuk a következőt:

$$Z_{o,z}(s) = Z_o(s) \frac{1}{1+T(s)} = Z_o(s) \cdot S(s) \quad 3.29$$

$S(s)$ az érzékenységi függvény, ami, ha $T(s)$ jól van beállítva, azaz végig $-20 \frac{dB}{D}$ meredekségű, akkor ideális felüláteresztő szűrőként működik. Így a vágási frekvencia alatt $Z_{o,z} < Z_o$, a vágási frekvencia felett $Z_{o,z} \cong Z_o$, szóval a visszacsatolásnak csak a vágási frekvencia alatt van hatása. A vágási frekvencián rezonancia tud kialakulni, minél kisebb a nyílthurkú átvitel fázistartaléka, annál nagyobb a kiemelés, viszont 60° felett ez teljesen eltűnik. Ha a kimeneti impedancia rezonanciája a vágási frekvenciánál magasabb frekvencián van, akkor nem számít a fázistartalék, a szabályzónk túl lassú lesz a kompenzáláshoz és lengő lesz a tranziens ugrásra adott válasza [9].

A kimeneti impedancia méréséhez egy vezérelhető áramforrást kell az átalakító terhelésével párhuzamosan kapcsolni. Az egyik csatornán az injektált áramot, a másik csatornán pedig a kimeneti feszültséget kell mérni, és a kettő hányadosából megkapjuk az impedanciát. A szimulációs elrendezés is gyakorlatilag ugyanez, az átlagolt szimulációban egy AC áramforrás segítségével, a kapcsolt szimulációban pedig az FRA áramköri elemmel valósítható meg ez.

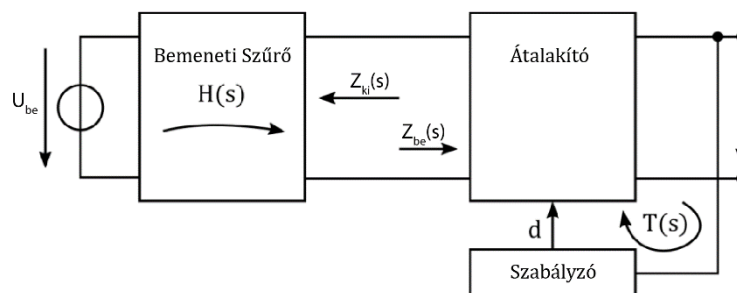
A mért jelalak várhatóan laposan kezdődik, majd elkezd növekedni a tekercs induktivitása miatt, ezután valahol a vágási frekvencia körül elkezd csökkenni a kimeneti kapacitás miatt, utána pedig a kimeneti kapacitás soros induktivitása miatt elkezd újra nőni.



3.15. ábra - A kimeneti impedancia mérése a kapcsolt szimulációban

3.6 Bemeneti impedancia és mérése

A bemeneti impedanciát egy tápegység fejlesztésében azért fontos figyelembe venni, mert annak ellenére, hogy megfelelően van beállítva a vágási frekvencia és a fázistartalék, még elő tud jönni instabilitás az előző fokozatok miatt [10]. A tápegységek általában:



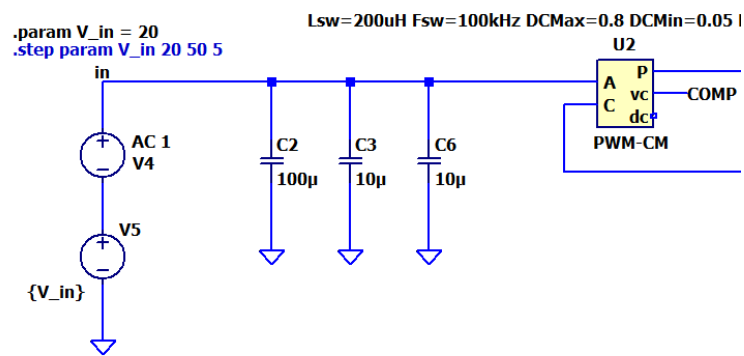
3.16. ábra - Tápegység blokkvázlat [10]

Mivel a bemeneti szűrő kimeneti impedanciája nem nulla, és az átalakító bemeneti impedanciája sem végtelen, ezért a kettő között kölcsönhatás tud kialakulni, ami kihatással van az átalakító kimenetére. Ennek pontos kiszámításához felhasználhatjuk a Middlebrook tételt, viszont mivel alkalmazása hosszú és összetett, ezért inkább az ebből levezetett Middlebrook kritériumot szokás alkalmazni, ami a következő:

$$|Z_{ki}| \ll |Z_{be}| \quad \mathbf{3.30}$$

Ha az előző fokozat kimeneti impedanciája legalább egy nagyságrenddel kisebb a következő fokozat bemeneti impedanciájánál, akkor nem fog oszcilláció történni. Ha ezt a kritériumot megsértjük, akkor a nyílthurkú átvitelben kiemelések lesznek, és a tranziens válasz is lengő lesz.

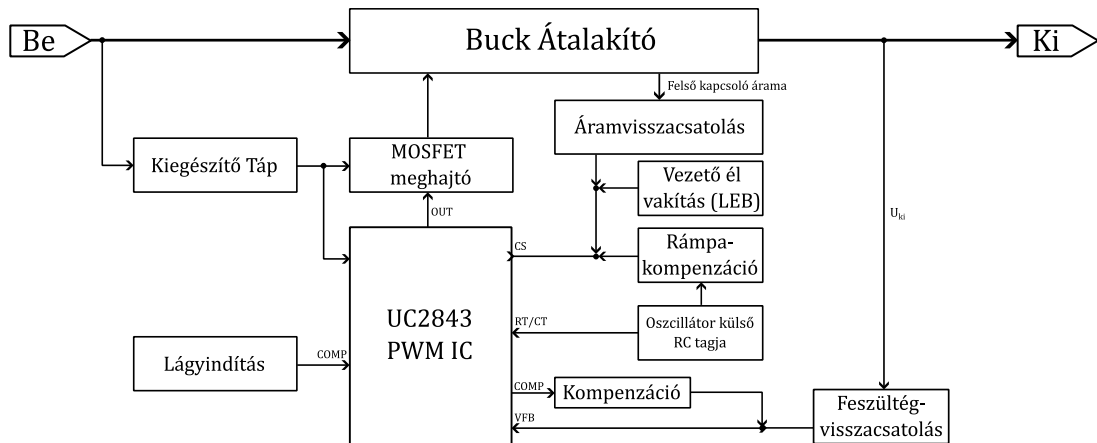
A bemeneti impedancia méréséhez egy vezérelhető feszültségforrást kapcsolunk sorba az átalakító bemeneti feszültségével, és a műszer két csatornáján a bemeneti áramot és feszültséget mérjük, a hányadosukból megkapva az impedanciát. Az átlagolt szimulációban ugyanezt meg tudjuk csinálni egy AC feszültségforrás segítségével, viszont a kapcsolt szimulációban az FRA áramköri elem korlátai miatt ezt nem tudjuk megtenni. A program help menüjében viszont van egy hosszabb leírás, hogy vezérelt forrásokkal hogyan tudjuk a megfelelő jeleket injektálni, és measure parancsokkal hogyan tudjuk a megfelelő méréseket elvégezni és egy Bode diagrammot előállítani.



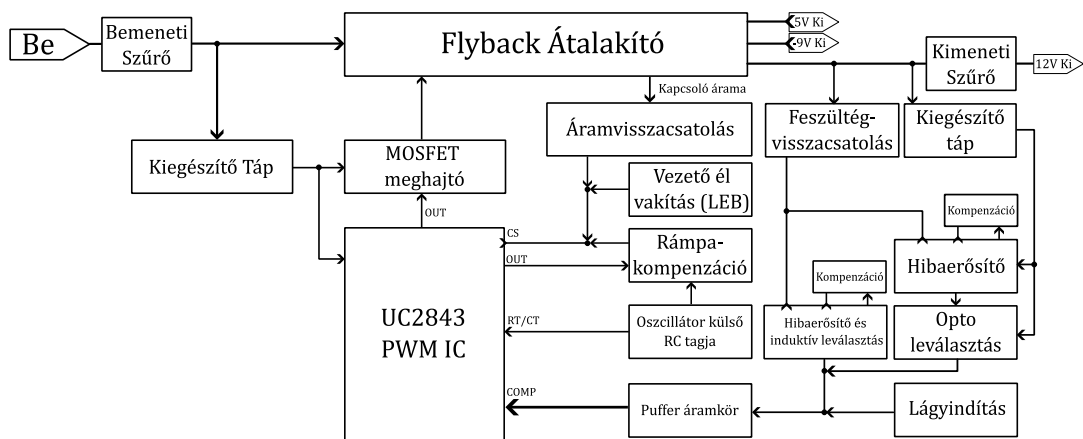
3.17. ábra - Bemeneti impedancia mérése átlagolt szimulációban

4 Az áramkörök tervezése

Ebben a fejezetben az áramkörök méretezését írom le, amiknek az alábbi két ábrán (4.1 és 4.2) a blokkvázlataik láthatóak. Először az átalakítók méretezését mutatom be, utána pedig a többi áramköri részt, rávilágítva a két topológiánál milyen különlegességeket kell számításba venni.



4.1. ábra - A buck átalakító blokkvázlata



4.2. ábra - A flyback átalakító blokkvázlata

4.1 Buck átalakító méretezése

4.1.1 Fojtótekerics

A tekerics $U_L = L \frac{di_L}{dt}$ alapegyenletéből kiindulva a bekapcsolási és kikapcsolási idő alatt a következőket írhatjuk fel:

$$\Delta i_L = \frac{U_L t_{be}}{L} = \frac{(U_{be} - U_{ki}) t_{be}}{L} \quad 4.1$$

$$\Delta i_L = \frac{U_L t_{ki}}{L} = \frac{(U_{ki} + U_D) t_{ki}}{L} \approx \frac{U_{ki} t_{ki}}{L} = \frac{U_{ki}(T - t_{be})}{L} \quad 4.2$$

A specifikált áramhullámosságból meghatározható a tekerics induktivitásának értéke:

$$L = \frac{U_{ki} t_{ki}}{\Delta i_L} = \frac{(U_{be} - U_{ki}) t_{be}}{\Delta i_L} = 225 \mu H \quad 4.3$$

A tekericset érő maximális és minimális áram maximális kimenő áram esetén:

$$I_{L_max} = I_{ki} + \frac{\Delta i_L}{2} = 2.2 A \quad 4.4$$

$$I_{L_min} = I_{ki} - \frac{\Delta i_L}{2} = 1.8 A \quad 4.5$$

A kiszámított induktivitás és maximális áram értékek alapján a Würth Elektronik 74437529203221 számú tekericsét választottam, mely $220 \mu H$ induktivitású és $8.8 A$ maximális áramot bír.

4.1.2 Kimeneti kapacitás

A kondenzátor kapacitását a specifikált feszültség-hullámosságból lehet meghatározni. A feszültség-hullámosság meghatározásához a kondenzátort töltő, illetve kisütő áramból indultam ki:

$$I_C(t) = I_L(t) - I_{ki} \quad 4.6$$

Ez alapján a bekapcsolás pillanatában $-\Delta i_L$ az árama, ez a kikapcsolás pillanatáig $+\Delta i_L$ -ig nő, majd a következő bekapcsolásig újra $-\Delta i_L$ -re csökken. Ebből kiszámolható a rá kerülő ΔQ töltés, abból pedig a ΔU feszültség-hullámosság, amit átrendezve megkapható a specifikált feszültség-hullámossághoz szükséges minimális kapacitás:

$$C_{min} = \frac{\Delta Q}{\Delta C} = \frac{\Delta i_L}{8f_k \Delta U_C} = 10 \mu F \quad 4.7$$

Mivel a feszültség hullámosságban még a kondenzátor soros ellenállása, és más hatások is részt vesznek, ezért a kiszámított értékű kondenzátorból kettőt terveztem a kapcsolásba párhuzamosan, illetve törekedtem, hogy minél kisebb soros ellenállású kondenzátort válasszak. A következő kondenzátort választottam erre a célra: TDK C3225X7S1H106M250AB - 10 μF , 50 V, 4.2 m Ω és 1210-es tokozás

4.1.3 Bemeneti kapacitás

Bemeneti szűrőként párhuzamosan használtam MLCC (Multilayer Ceramic Capacitor) és elektrolitikus kondenzátorokat, az MLCC-eket az alacsony ESR értékük miatt, az elektrolitikus kondenzátorokat pedig a magas kapacitásuk miatt.

Méretezési paraméterként azt vettem, hogy a bemeneti feszültség hullámosság legyen nagyobb a kimenetre specifikált feszültség hullámosságnál. A következő képlet [11] segítségével kiszámítottam a minimális szükséges kapacitást:

$$C \geq \frac{\delta I_{ki}(1 - \delta)}{\Delta U f_{SW}} = 110 \mu F \quad 4.8$$

A maximális ESR értéket pedig a következő cikkbeli [11] módon számoltam ki:

$$ESR \leq \frac{\Delta U}{I_{step} \delta_{max}} = \frac{\Delta U}{\left(I_{ki} + \frac{\Delta i_L}{2}\right) \delta_{max}} = 83.33 m\Omega \quad 4.9$$

Ahol $\delta_{max} = \frac{U_{ki}}{U_{be_min}} = 0.6$ a maximális kitöltési tényező.

Ezek az eredmények alapján a következő kondenzátorokat választottam:

- 2 db Murata GRM32EC72A106KE05L – 100 V, 10 μF , 1210-es méret
- 1 db United Chemi-Con EKYB101ELL101MJ20S – 100 V, 100 μF , 75 m Ω ESR

4.1.4 Kapcsolóelemek választása

A kapcsolóelemek választásának fő szempontja az őket érő maximális feszültség és áram igénybevétel, amik a következők:

$$U_{K_max} = U_{DS_max} = 50V \quad 4.10$$

$$I_{K_max} = I_{ki} + \frac{\Delta i_L}{2} = 2.2 \text{ A} \quad 4.11$$

Továbbá a disszipáció miatt a tokozás, minimális csatornaellenállás és minimális gate kapacitás is fontos szempontok voltak. A következő kapcsolóelemeket választottam:

- Felső és alsó oldali MOSFET: ON Semiconductor FDD86250_F085 – 150V, 50A, 22 mΩ, DPAK tokozás
- Alsó oldali dióda: Comchip Technology SS510-HF – 100V, 5A, SMA tokozás

4.2 Flyback átalakító méretezése

Mivel több kimenete van az átalakítónak, ezért a kimeneti teljesítményből indulok ki a méretezésénél. A kimeneti teljesítmény a kimeneti feszültségek és áramok szorzatának összege, $\eta = 85\%$ -os hatásfokot feltételezve, és még $P_m = 2W$ teljesítményt ráadva, a bemeneti teljesítmény:

$$P_{be} = P_m + \eta \sum U_{ki} I_{ki} = 37.18 \text{ W} \quad 4.12$$

A bemeneti áram átlagértéke a bekapcsolás idő alatt:

$$I_{EDC} = \frac{P_{be}}{U_{be} D} \quad 4.13$$

Az áramhullámosság pedig [12] alapján:

$$\Delta I = \frac{U_{be} D}{L_{pri} f_{sw}} \quad 4.14$$

A bemeneti áram RMS értéke pedig [12] alapján:

$$I_{RMS} = \sqrt{\left(3I_{EDC}^2 + \left(\frac{\Delta I}{2}\right)^2\right) \frac{D_{max}}{3}} \quad 4.15$$

4.2.1 Transzformátor mag választása

Transzformátor magnak a Ferroxcube 3C95-ös anyagú magjai közül választottam. Azért ez az anyag került kiválasztásra, mert a permeabilitása széles hőtartományon közel állandó, és a hiszterézis vesztesége is alacsony a többi anyagéhoz képest.

A mag méretének kiválasztását az ablakmódszer segítségével végeztem, utána az áttétel, menetszámok és induktivitás kiválasztását pedig egy iteratív módszerrel. A szükséges ablak mérete [13]:

$$A_{vas}A_{ablak} = \frac{L_p I_{RMS} I_{max}}{K_t j_{max} B_{sat}} = \frac{L_p I_{RMS} (I_{EDC} + \frac{\Delta I}{2})}{K_t j_{max} B_{sat}} = 1370 \text{ mm}^4 \quad 4.16$$

A számoláshoz $K_t = 0.75$ -ös tekercselési tényezőt, $j_{max} = 4 \frac{A}{\text{mm}^2}$ maximális áramsűrűséget és $B_{sat} = 300 \text{ mT}$ telítési indukciót választottam, hogy a mag még a lineáris tartományában maradjon. Az $L_p = 100 \mu\text{H}$ értéket használtam a számításnál, mert az előzetes próbálkozásokból és szimulálásból az jött ki, hogy ez alatt már elfogadhatatlanul nagy áramhullámosság alakul ki a szekunderen.

Az RM8 mag ablaka 1560 mm^4 nagyságú, ami a számított érték felett van, viszont a menetek méretezésénél nagyon nagy áramsűrűség jött ki ($4 \frac{A}{\text{mm}^2}$ -el számoltam a képletben, de a visszszámolás után 15 felett is volt), ezért végül az RM10 magot választottam. A szükséges légrést a következő számítással határoztam meg:

$$A_{L,max} = \frac{V_m B_{sat}^2}{L I_{max}^2 \sum \frac{l}{A}} = 380 \text{ nH} \quad 4.17$$

Az adatlap [14] alapján $V_m = 4310 \text{ mm}^3$ és $\sum \frac{l}{A} = 0.462 \text{ mm}^{-1}$, és a számítás alapján az $A_L = 315 \pm 3\% \text{ nH}$ értéket választottam, amihez $430 \mu\text{m}$ nagyságú légrés tartozik.

4.2.2 Transzformátor méretezése

Az iteratív módszerhez [12] az L_p célzott primer oldali induktivitás, és az $U_{be,50\%}$ 50%-os kitöltési tényezőhöz tartozó bemeneti feszültség szabadon választható, a többi ezekből következik, majd a végső értékek kiszámolása után lehet ezeket a kiindulási értékeket változtatni.

A legnagyobb indukció a legnagyobb bemeneti áramnál lesz, ami pedig a legkisebb bemeneti feszültségnél lesz. Az áram nagyságának kiszámításához szükség van a kitöltési tényezőre, amit a következő képlettel lehet kiszámolni:

$$U_{ki} = \frac{U_{be,50\%}}{a_T} \frac{0.5}{1 - 0.5} = \frac{U_{be,min}}{a_T} \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \quad 4.18$$

$$D_{max} = \frac{U_{be,50\%}}{U_{be,50\%} + U_{be,min}} \quad 4.19$$

Ebből a legnagyobb bemeneti áram:

$$I_{mag} = I_{EDC} + \frac{U_{in,min} D_{max}}{f_{sw} L} \quad 4.20$$

Ahhoz, hogy a mágnes ne kerüljön telítésbe a következőnek kell teljesülnie:

$$\frac{V_m}{A_L \sum \frac{l}{A}} \geq \frac{I_{mag}^2 L}{B_{sat}^2} = \frac{I_{mag}^2 A_L N_{pri}^2}{B_{sat}^2} \quad 4.21$$

Ez alapján meg lehet határozni a választott induktiváshoz legközelebb lévő N_{pri} primer menetszámot és L_{pri} induktivitást, amitől még nem kerül telítésbe a mag. Ebből ki lehet számítani a szükséges szekunder menetszámokat:

$$N_s = N_{pri} \frac{U_{ki} + U_{Dióda}}{U_{be,50\%}} \quad 4.22$$

Ez után ki lehet választani a huzal keresztmetszeteket (q), a sorok számát (n_{sor}) és a párhuzamos vezetők ($n_{pár}$) számát a rendelkezésre álló hely alapján. Az adatlap [14] szerint tekercselhető hosszúság $l_{w,min} = 10 \text{ mm}$, a magasság pedig $l_{h,min} = 4.15 \text{ mm}$, továbbá mivel nem lehet tökéletesen tekercselni, ezért valamekkora ráhagyást ($n_{ráhagy}$) is érdemes hagyni, és a sorok közé szigetelést is érdemes rakni, aminek h_{szig} vastagsága van.

A sorok és a párhuzamos vezetők kiválasztása után a keresztmetszet adódik, a következő képleteket alapján:

$$l_{w,min} \geq q \left(\frac{N}{n_{sor}} + n_{ráhagy} \right) n_{pár} \quad 4.23$$

$$l_{h,min} \geq n_{szig} h_{szig} + \sum_i q_i n_{sor,i} \quad 4.24$$

Az iterációnál azt vettem figyelembe, hogy az egyes tekercsek áramsűrűsége ne menjen sokkal $10 \frac{A}{mm^2}$ fölé, és a névleges terhelés feléig maradjon CCM módban az átalakító, amit szimulációval ellenőriztem. Ez alapján a következő értékekre jutottam:

- 50%-hoz tartozó bemeneti feszültség: $U_{be,50\%} = 26 \text{ V}$

- Primer tekercs: $125 \mu H$, 20 menet, 0.375 mm rézkeresztmetszet, 2 sor és 2 párhuzamos vezető
- 12V tekercs: $31 \mu H$, 10 menet, 0.45 mm rézkeresztmetszet, 2 sor és 3 párhuzamos vezető
- -9V tekercs: $19.8 \mu H$, 8 menet, 0.3 mm rézkeresztmetszet, 1 sor és 3 párhuzamos vezető
- 5V tekercs: $7.8 \mu H$, 8 menet, 0.45 mm rézkeresztmetszet, 1 sor és 3 párhuzamos vezető

4.2.3 Transzformátor elkészítése és bemérése

A transzformátort egy Adams-Maxwell tekercselőgép segítségével készítettem el. A rétegek sorrendjét úgy választottam meg, hogy a primer és a 12V-os szekunder közt legyen a legkevesebb szórt inductívitas. A sorok alá 5 réteg kapton szalagot helyeztem, hogy a légrés körüli nem ideális mágneses tér ne zavarjon be, a sorok közé is került egy-egy réteg kapton, végül a sorok tetejére is került 2 réteg kapton, hogy összetartsa és védje őket. A tekercselés elkészülése után a magba csiszoltam a légrést egy gyémánt csiszolókorong segítségével. A csiszolást lassan és óvatosan végeztem, rövid időközönként behelyeztem a magot a csévetestbe és egy LCR mérővel megmértem a primer inductívitasát. Miután elértem a megfelelő értéket megmostam a magot izopropil alkohollal, és összeraktam a transzformátort.



4.3. ábra - A transzformátor tekercselése



4.4. ábra - A transzformátor bemérése

A bemérést az Omicron Lab Bode100 műszerével és annak impedancia adapterével végeztem. Megmértem mindegyik tekercset, úgy, hogy először az összes többi tekercs szakadással volt lezárva, utána pedig végig mentem a többi tekercsen egyesével és rövidzárral zártam le őket, így megtudtam a tekercsek inductívitasát és

mindegyik kettő közti szórt induktivitást is. Táblázatba foglalva a következő értékeket kaptam, bal oszlopban az oldal, ahonnan mértem:

Induktivitások	Primer	12V Szekunder	5V Szekunder	-9V Szekunder
Primer	123.23 μH	709.235 nH	2.343 μH	2.253 μH
12V Szekunder	187.937 nH	31.466 μH	773.332 nH	759.272 nH
5V Szekunder	148.488 nH	428.054 nH	7.752 μH	381.486 nH
-9V Szekunder	375.922 nH	499.142 mH	1.001 μH	20.701 μH

2. táblázat - A transzformátor mért induktivitásai

Ugyanezzel az összeállítással a tekercselések közti kapacitást is megmértem. A tekercseléseket rövidre zártam, majd azokat helyeztem az impedancia adapterbe, és így kaptam a következő értékeket:

Kapacitások	Primer	12V Szekunder	5V Szekunder	-9V Szekunder
Primer	–	86.055 pF	46.573 pF	74.206 pF
12V Szekunder	86.055 pF	–	31.024 pF	41.111 pF
5V Szekunder	46.573 pF	31.024 pF	–	31.301 pF
-9V Szekunder	74.206 pF	41.111 pF	31.301 pF	–

3. táblázat - A transzformátor mért kapacitásai

Majd egy milliohm méterrel megmértem a tekercsek DC ellenállását is:

	Primer	12V Szekunder	5V Szekunder	-9V Szekunder
Mért DC Ellenállás	87.02 m Ω	23.36 m Ω	12.46 m Ω	45 m Ω
Számított értékek	79 m Ω	18 m Ω	9 m Ω	33 m Ω

4. táblázat - A transzformátor mért és elméleti ellenállásai

A mért értékek a számított értékektől ugyan nagyobbak, de megfelelő közelségben vannak, így arra jutottam, hogy az elkészült transzformátor megfelelő lesz az átalakítóba.

4.2.4 Kimeneti kapacitás

A bekapcsolási idő alatt a kimenő áram a kimeneti kondenzátorból jön, ez alapján a specifikált feszültség hullámosságából ki lehet számítani a kapacitásának az értékét:

$$\Delta U_{ki} = \frac{Q}{C_{ki}} = \frac{I_{ki,max,\text{átlag}} \delta_{max}}{f_{sw} C_{ki}} \quad 4.25$$

A kondenzátor soros ellenállása miatt is lesz egy feszültség hullámosság, ami a következő módon számítható:

$$\Delta U_{ki,ESR} = R_{ESR} I_{ki,max,csúcs} \quad 4.26$$

A kimenetekre a következő választásokkal éltem:

- 12V 2A-es kimenetre $C_{ki} = 238 \mu F$ és $ESR_{ki} = 11 m\Omega$, ezért:
 - 1 db KEMET A750KS227M1EEAE015 (25V 220 μF 15m Ω) elektrolit kondenzátor
 - 2 db Murata GRM32EC72A106KE05L (100V 10 μF) MLCC kondenzátor
- Az 5V 1A-es kimenetre $C_{ki} = 119 \mu F$ és $ESR_{ki} = 22 m\Omega$, ezért:
 - 1 db KEMET A755KS107M1EAAE025 (25V 100 μF 25m Ω) elektrolit kondenzátor
 - 2 db Murata GRM32EC72A106KE05L (100V 10 μF) MLCC kondenzátort választottam.
- A 9V 100mA-es kimenetre $C_{ki} = 12 \mu F$ és $ESR_{ki} = 217 m\Omega$, ezért:
 - 2 db Murata GRM32EC72A106KE05L (100V 10 μF) MLCC kondenzátor

Minden kimenetnél hagytam helyet egy 1206-os méretű ellenállásnak, hogy ha szükség lenne előterhelésre a stabil működéshez, továbbá a nem visszacsatolt kimenetekre raktam egy-egy Zener diódát, hogy a kimeneti feszültséget korlátozzák a specifikált érték kétszeresére, mivel nem terhelt esetben a kimeneti feszültségek fel tudnak szökni.

4.2.5 Bemeneti kapacitás

A bemeneti kapacitást az alapján határoztam meg, hogy ha egy teljes bekapcsolási időre csak a kondenzátor szolgáltatná az áramot, akkor ne csökkenjen jobban a bemeneti kapacitás feszültsége, mint a specifikált feszültség hullámosság:

$$C_{be,min} = \frac{I_{EDC,max}}{\Delta U_{be} f_{SW}} \quad 4.27$$

Az I_{EDC} értéke a legkisebb bemeneti feszültségnél a legnagyobb, ezért a kapacitást is ennél számítottam, az egyenletből az értéke $C_{be,min} = 370 \mu F$ -ra jött ki, viszont a bemeneti szűrő miatt ennél egy sokkal nagyobb értéket választottam.

4.2.6 Lemágnesező és snubber áramkörök

A kapcsolóelemek választásánál fontos szerepet játszik a transzformátor szórt induktivitása, ugyanis kikapcsolás után annak az energiája nem kerül át a másik oldalra, így ugyanazon az oldalon kell levezetni. Ennek köszönhetően a kapcsolóelemeket sokkal nagyobb feszültségterhelés éri, mint ami a bemeneti és kimeneti feszültségből érne őket.

Ennek a terhelésnek a csökkentése érdekében használok snubber és lemágnesező áramköröket, melyeket egy Biricha Digital előadás anyaga [15] alapján méretezek. Snubber áramköröknek egy soros RC tagot kötök párhuzamosan a kapcsolóelemekkel. A szimuláció alapján méretezve az R tag a következő módon adódik:

$$R_{snub} = 2\pi F_s L_{lk} \quad 4.28$$

Ahol L_{lk} a szórt induktivitás, F_s pedig a snubber nélküli lecsengés frekvenciája. Ez után a kondenzátort a következő módon határoztam meg:

$$25 \dots 60 \text{ mW} \geq C_{snub} V_{terh}^2 F_s \quad 4.29$$

Ahol a szórt induktivitás nélküli terhelés feszültsége a következő:

$$V_{terh,kapcs} = U_{be,max} + \frac{N_{pri}}{N_{sec}} U_{ki} \quad 4.30$$

$$V_{terh,dióda} = U_{ki} + \frac{N_{sec}}{N_{pri}} U_{be,max} \quad 4.31$$

A valóság persze eltér a szimulációtól, több a parazita elem, és azok értékei is mások, ezért az itt számolt értékekből indultam ki, és próbálkozással javítottam rajtuk.

A lemágnesező áramkör egy dióda és egy párhuzamos RC tag a primer tekerccsel párhuzamosan kötve. Kikapcsolás után a dióda elkezd vezetni, és a kondenzátor negatívra feltöltött feszültsége lemágnesezi a szórt induktivitást, miközben az energiája az ellenálláson eldisszipálódik. A méretezéséhez választani kell egy feszültséget,

amennyivel az ideális terhelés fölé fog menni a kapcsolt pont feszültsége, én erre $V_{clamp} = 70\text{ V}$ -ot választottam, ebből pedig az ellenállás kiszámítható:

$$R_{clamp} = \frac{2V_{clamp}(V_{clamp} - U_{ki} \frac{N_{pri}}{N_{sec}})}{f_{sw}L_{lk}I_{max}^2} \cong 1.3\text{ k}\Omega \quad 4.32$$

A kondenzátorra csak annyi követelmény van, hogy a kikapcsolási idő alatt ne csökkenjen túlságosan a feszültsége:

$$C_{clamp} \geq \frac{5}{R_{clamp}f_{sw}} \quad 4.33$$

A disszipáció pedig a következő képlettel számítható:

$$P_{clamp} = \frac{1}{2}L_{lk}I_{max}^2f_{sw}\left(\frac{V_{clamp}}{V_{clamp} - U_{ki} \frac{N_{pri}}{N_{sec}}}\right) \quad 4.34$$

4.2.7 Kapcsolóelemek választása

A kiszámított terhelő feszültség és maximális áram alapján, illetve minimális kimeneti kapacitásra törekedve az Infineon cég IPD530N15N3GATMA1 tranzisztorát választottam kapcsolóelemnek. A szimuláció és a többi cég referencia áramköre alapján a DPAK tokozás megfelelően le tudja majd adni a kapcsoló disszipációját.

A kimeneti diódák feszültségét a kapcsolóelemhez hasonlóan számoltam, az áramuk átlaga pedig egyenlő a kimeneti árammal. Emiatt jelentős disszipáció tud megjelenni rajtuk, nagyobb áramú megoldásoknál diódák helyett inkább ide is tranzisztorokat raknak. A következő választásokkal éltem:

- 12V 2A-es kimenet: Vishay V20PWM10C, 100V 2 × 10A-es Schottky dióda SlimDPAK tokozással és jelentős hűtőfelülettel az áramköri lapon
- 5V 1A-es kimenet: Vishay V8P8HM3, 80V 8A-es schottky dióda TO-277 tokozással
- -9V 100mA-es kimenet: Diodes B560, 60V 5A-es schottky dióda SMC tokozással

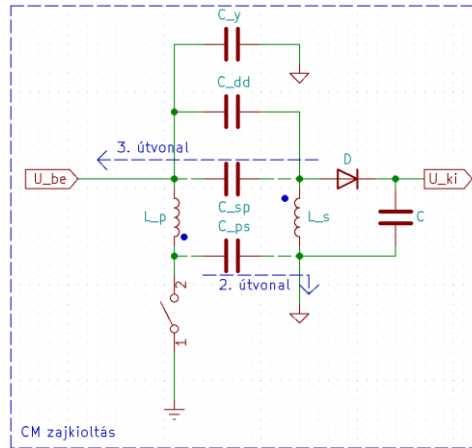
4.2.8 Közös módusú zajcsökkentés

A kapcsoló üzemű tápegységek a kapcsolt pontja nagy $\frac{dv}{dt}$ és $\frac{di}{dt}$ értéke miatt jelentős zajforrás. Ez a zaj különböző parazita kapacitásokon keresztül a védőföld felé tud folyni, így közös módusú (CM) zajként jelenik meg. Az ilyen típusú zaj csökkentésére két megoldást alkalmaztam. Az egyik a zaj kioltása külső kapacitások elhelyezésével [16].

A CM zajnak három fő útvonala van. Az első az a tranzisztor hűtőfelületének parazita kapacitásán keresztül, ezt szigeteléssel tudjuk csökkenteni. A második a transzformátor parazita kapacitásán át a szekunderen a földbe. A harmadik pedig a kapcsolt pont helyett a dióda anódjától indul, és a transzformátor parazita kapacitásán keresztül a primeren jut a földbe.

A második és harmadik útvonalnál ugyanúgy a transzformátor parazita kapacitásán mennek keresztül, viszont a zavaráram térbeli eloszlása nem egyenletes, ezért azt két különböző kapacitásra lehet szétszedni, ahol a 2. útvonal a C_{ps} -en, a 3. pedig a C_{sp} -n keresztül megy. Továbbá, a 3. útvonal a 2-al ellentétes irányú, és sokkal kisebb nagyságú, ezért, ha külsőleg egy megfelelő értékű C_{dd} kapacitást helyezünk oda akkor a kettő ki tudja oltani egymást. Ha viszont túl nagy értékű C_{dd} kapacitást teszünk, akkor újra nőni fog a zaj mértéke. Értékét próbálkozással lehet jól beállítani.

Egy elterjedt megoldás még a C_Y kapacitás hozzáadása, ami a primer és szekunder oldalak fix pontját köti össze, ezzel egy alacsony impedanciás utat biztosítva a zavaráramnak. Minél nagyobb C_Y értéke, annál kisebb a zaj, viszont a szivárgási áramot is növeli, ezért ez alapján lehet méretezni. A C_{dd} az alapharmonikushoz közel, a C_Y pedig inkább magasabb frekvenciákon segít.

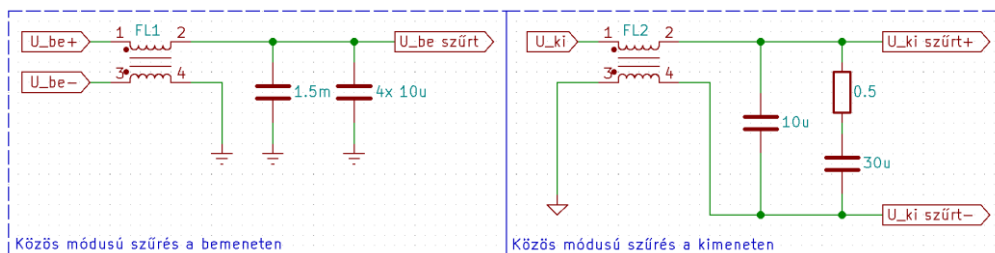


4.5. ábra - Zajkioltáshoz használt modell

4.2.9 Közös módusú zajsűrés

Ha a kapacitások beiktatásával nem csökkentettük eléggé a zajt, akkor CM szűrőket kell alkalmazni. Ehhez egy CM fojtót kell választani, amit a rajta átfolyó áram, az induktivitásának és szórt induktivitásának értéke, és fizikai mérete alapján lehet megtenni. A bemenetre és a kimenetre is a Würth Elektronik 744290321-as fojtóját választottam, aminek a lényeges adatai: $I_{RMS,max} = 3.25\text{ A}$, $R_{DC} = 29\text{ m}\Omega$ és $L_{szórt} = 2200\text{ nH}$.

A közös módusú szűrők olyan módon tekercselt transzformátorok, melyeken ha közös módusú áram folyik, akkor az áramok által keltett fluxus összeadódik, és emiatt nagyon nagy induktivitású fojtó hatása lesz. A differenciális módusú áramoknál pedig a fluxusok kioltják egymást, így csak a szórt induktivitása jelenik meg, ami a bemeneti és kimeneti kapacitásokkal egy LC szűrőt alkot. A csillapítatlan LC szűrnek a rezonanciafrekvenciáján nagy kiemelése van, ezért ezt csillapítani kell, amire számos mód van [17].



4.6. ábra - Közös módusú szűrés

A kimenet esetében egy $C_{ki,sz} = 10 \mu F$ kapacitású kondenzátort helyeztem a CM fojtó után, majd csillapításához a párhuzamos RC tagot választottam. Ez a megoldás nem disszipál, és nem rontja a nagyfrekvenciás elnyomást, viszont sok helyet tud foglalni. Az $n = 3$ csillapítási tényezőt választva az RC tag kapacitása $30 \mu F$ -ra jött ki, majd az ellenállást szimuláció segítségével állítottam be. Így 4.2 dB -re sikerült csökkentenem a kiemelést, ha $n = 5$ -öt választottam volna, akkor ez 2.8 dB lett volna, a szakirodalomban sokszor előforduló $n = 10$ -el pedig 1.4 dB lett volna, viszont az utóbbi két esetben ezt már csak sok MLCC kondenzátor párhuzamosan kötésével vagy elektrolit kondenzátorok alkalmazásával tudtam volna elérni, ami jelentős mértékben növelte volna a helyigényt.

A bemenet esetében a **4.2.3** fejezetben kiszámított magas kapacitás érték miatt a párhuzamos RC tag helyett a fojtó soros ellenállását használtam a csillapításra. Igaz ez nagyobb disszipációval jár, viszont így elég csak egy nagyobb értékű elektrolit kondenzátort alkalmazni. Szimuláció alapján azt kaptam, hogy a $2 \cdot 29 \text{ m}\Omega$ soros ellenállás mellé egy $940 \mu F$ -os kondenzátort kell helyezni, hogy 1 dB alatt legyen a kiemelés. A kapcsolásba végül egy 1.5 mF -os alacsony soros ellenállású elektrolit kondenzátort terveztem, illetve a kapcsolt ponthoz közel a nagy áramváltozás miatt 4 db $10 \mu F$ -os MLCC kondenzátort.

4.3 Áramvisszacsatolás

Az áram mérését egy $N_{cs} = 100$ -as áttételű áramtranszformátorral valósítottam meg. Ennek az egyik előnye az, hogy így a visszacsatolás galvanikusan le van választva a kimenettől, illetve nem lesz jelentős disszipáció a mérő ellenálláson, viszont az áramtranszformátor csak váltóáramot tud átvinni, és akkor is vigyázni kell, hogy ne mágneseződjön el.

Az ellenállást, amin az átranzformált áram feszültséget fog ejteni, úgy méreteztem, hogy áramlimitnek a kapcsoló normális körülmények közti maximumának 150% -át választottam, így a nominális kimeneti áramnál és annak áramhullámosságánál még nem fog áramlimitbe ütközni a szabályzás. A következő képlettel számolva:

$$R_{CS} = \frac{N_{cs} V_{lim}}{I_{max}} \quad 4.35$$

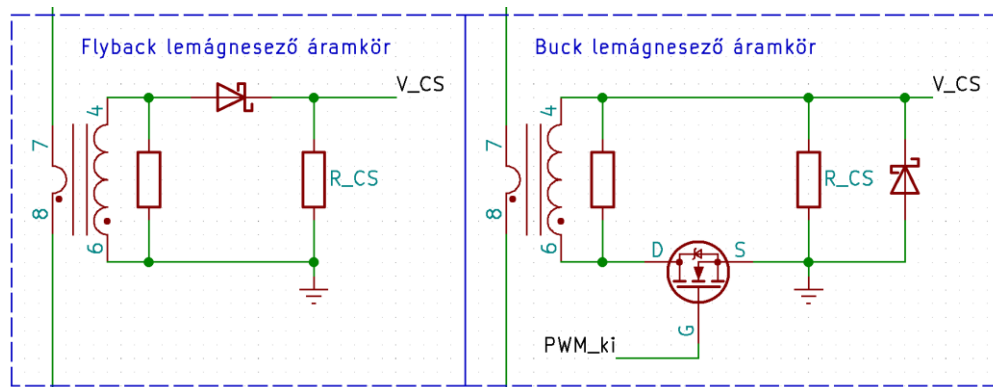
A buck esetére $R_{CS,buck} = 33\Omega$, a flyback esetére pedig $R_{CS,flyback} = 24\Omega$ jött ki. A flyback esetében azt is figyelembe vettem, hogy a legnagyobb terhelésnél se kerüljön telítésbe a transzformátor. A legnagyobb áram, aminél még nem kerül telítésbe:

$$I_{max} \leq \sqrt{\frac{V_m B_{max}^2}{A_L \sum \frac{l}{A} L_{pri}}} \quad 4.36$$

Ezzel egy $R_{CS,flyback,sat} = 22\Omega$ értékű alsó korlátot kaptam az érzékelő ellenállásra.

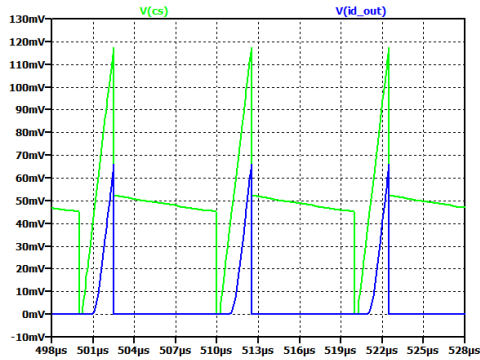
4.3.1 Lemágnesező áramkör

A flyback átalakítónál a szokványos lemágnesező áramkört használtam. Amikor a kapcsoló ki van kapcsolva, és fordított irányú áramot szeretne folytatni a mérőellenálláson az áramtranszformátor, akkor a dióda nem vezet és nagy feszültség jelenik meg rajta, aminek köszönhetően az le tud mágneseződni.

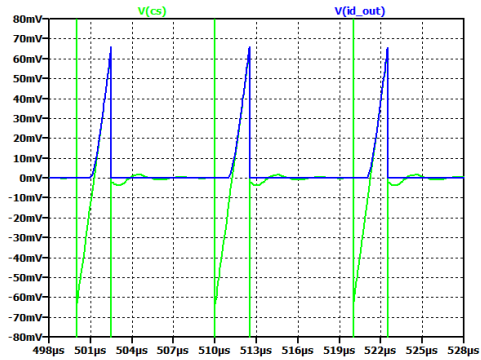


4.7. ábra - Áramérzékelő áramkörök

A buck átalakító szinkron módjában viszont alacsony terhelésnél a tekercs árama le tud menni nulla alá, emiatt az áramtranszformátor ezzel a kapcsolással elmágneseződik és a mért jelen egy eltolás jelenik meg. Ez látható a következő ábrákon (kék jel – ideális jel, zöld jel – mért jel):



4.8. ábra - Áramjel 0 A kimenő áram mellett a szokványos áramkörrel



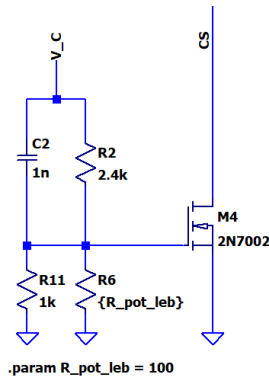
4.9. ábra - Áramjel 0 A kimenő áram mellett az áramtűkrős áramkörrel

Azt a megoldást találtam [18], hogy az egyenirányító dióda helyett egy tranzisztort kell alkalmazni, amit a felső kapcsoló tranzisztorral azonosan vezérek. Így amikor a tranzisztorok nem vezetnek, akkor a mágnesező áram csak a menetkapacitáson és a nagyobb értékű ellenálláson tud záródni, ami már elég nagy impedancia a lemágneseződéséhez. Arra még figyelni kell, hogy ilyenkor az ellenálláson tud negatív feszültség esni, amire a PWM IC érzékeny, ezért egy Schottky diódát kötöttem vele párhuzamosan, ami ezt limitálja. Szimuláció segítségével méretezve: a transzformátorral párhuzamos ellenállás értékére $10k\Omega$ -ot választottam, diódának pedig a Nexperia RB751V40-es Schottky diódáját.

4.3.2 Leading edge blanking

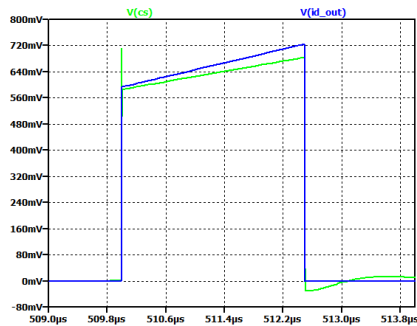
Átkapcsoláskor egy feszültségtüske jelenhet meg az érzékelt áramjelen, ami elérheti az összehasonlítási szintet, ezért mindenképp ki kell szűrni ezt a zavart. Erre egy jó megoldás a leading edge blanking, ami annyit jelent, hogy átkapcsolás után egy bizonyos ideig nem figyeljük a mért jelet, így nem jelent gondot a tüske jelenléte. Az LEB funkció általában a PWM IC-n belül kerül megvalósításra, viszont az átalakítóknak használt IC-be nem építették bele, ezért külsőleg valósítottam meg.

Egy tranzisztor segítségével az érzékelt áramjelet lehúrom az átkapcsolás után egy bizonyos ideig, az alsó ábrán látható áramkörrel. A kondenzátor miatt átkapcsoláskor a PWM IC kimenő feszültsége kapcsolódik a Gate-re, ami miatt vezetni kezd, majd exponenciálisan beáll a feszültségosztó által beállított feszültségre, ami akkora értékű, hogy a tranzisztor már nem vezet.

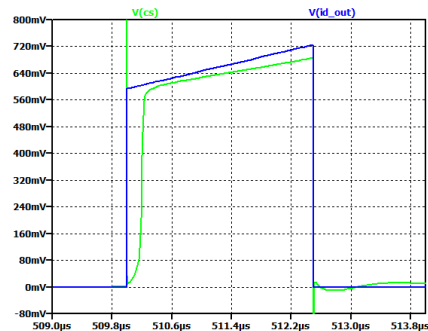


4.10. ábra - A leading edge blanking áramkör

A következő ábrákon (kék jel – ideális jel, zöld jel – mért jel) látszik a mért áram leading edge blanking használatával és nélküle. A második ábrán jól látszik, hogy a bekapcsolás után a mért áram szintje le van húzva egy kis ideig. Ez az áramkör is okoz feszültségtűskét átkapcsoláskor, viszont annak a kiszűrésére elég egy kisebb aluláteresztő szűrő is.



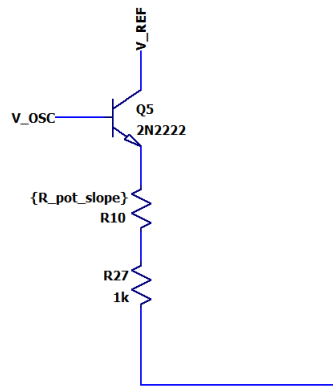
4.11. ábra - Mért jel leading edge blanking nélkül



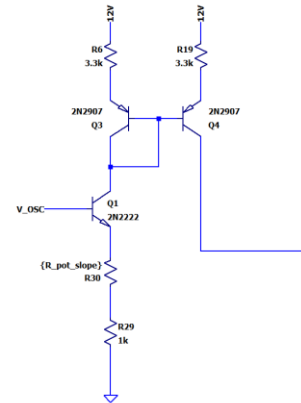
4.12. ábra - Mért jel leading edge blanking alkalmazásával

4.3.3 Rámpakompenzáció

Az adatlapban [4] a háromszögjel hozzáadásához az a javaslat szerepel, hogy az oszcillátor jelét adjuk az érzékelt áram jeléhez egy tranzisztor és egy ellenállás segítségével. Szimulációs vizsgálat után az jött ki, hogy bizonyos terhelési esetekben a hozzáadott áram nem szabályos háromszög alakú. Ezt a problémát az első áramkör esetében azzal orvosoltam, hogy a tranzisztor áramát egy áramtükör segítségével adtam a mért jelhez, így minden terhelési szinten szabályos a hozzáadott jel.

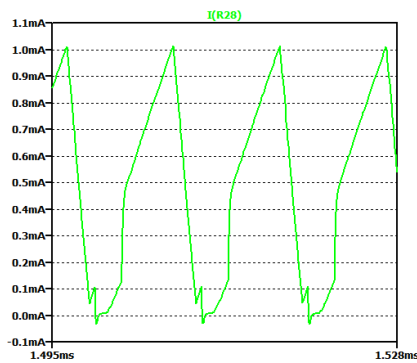


4.13. ábra - Az eredeti rámpakompenzáció áramkör

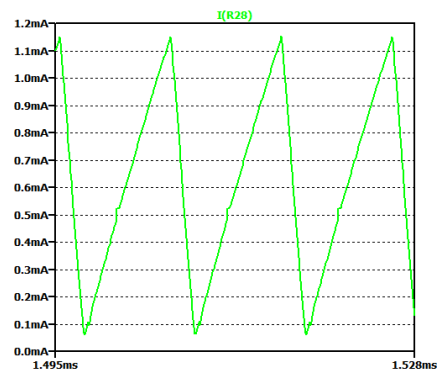


4.14. ábra - Az áramtükrös rámpakompenzáció áramkör

A hozzáadott jelet érdemes a mért jel meredekségére méretezni, ezt a tranzisztor alatti ellenállással, és a mért áram szűrőjében lévő ellenállással lehet beállítani.



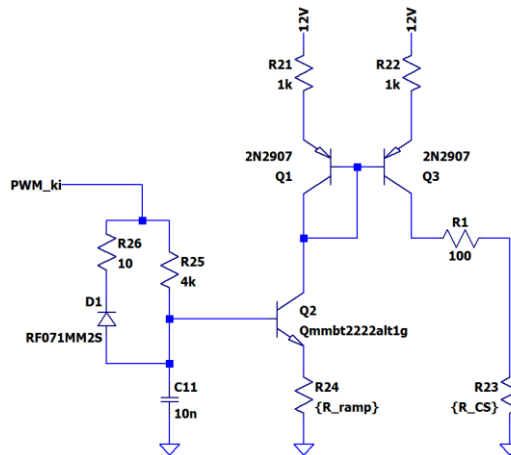
4.15. ábra - Az eredeti áramkör hozzáadott árama ($U_{be}=48V$, $R=6\Omega$)



4.16. ábra - Az áramtükrös áramkör hozzáadott árama ($U_{be}=48V$, $R=6\Omega$)

A buck átalakító tesztelése után arra jutottam, hogy ennek az áramkörnek a pontos szimulációja és a hozzáadott rámpa meredekségének beállítása is nehézkes. Ez egyrészt a tranzisztorok nemlinearitása miatt van, másrészt azért, mert valamekkora DC áramot is injektál a kapcsolás, ami a meredekséggel együtt változik.

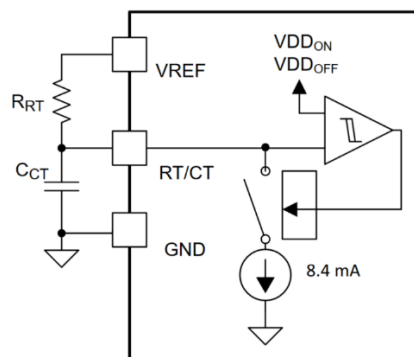
Irodalomkutatás után azt a megoldást találtam [19], hogy a PWM IC oszcillátora helyett a kimenetéből állítsak elő egy háromszög jelet és azt injektáljam. Ez a megoldás univerzálisabb, mivel az oszcillátor jele nem minden vezérlő IC-nél hozzáférhető, továbbá DC jelet sem injektál.



4.17. ábra - PWM IC kimenetét felhasználó rámpakompenzációs áramkör

A dióda segítségével a kondenzátor feszültsége csak kicsit merül az emitterkövető tranzisztor nyitófeszültsége alá, így nem lesz számottevő késleltetés a PWM IC kimenetének bekapcsolása és a rámpa felfutásának indulása között. Az elemértékeket a szimuláció segítségével méreteztem.

4.3.4 PWM oszcillátor méretezése



4.18. ábra - Az oszcillátor adatlapban [3] található áramköre

A szabályzáshoz szükség van egy oszcillátorra, ezért a PWM IC-ben van egy oszcillátor áramkör, amihez egy külső RC tagot kell kapcsolni. Belül tartalmaz egy negatív hiszterézises komparátort, amely úgy hozza létre az oszcillációt, hogy hagyja töltődni az RC tag kondenzátorát V_{REF} feszültségről egy bizonyos V_{OSC_H} felső billenési feszültségig, majd rákapcsol egy áramforrást, amivel kiüríti egy bizonyos V_{OSC_L} alsó billenési feszültségig, és hagyja újra feltöltődni. Méretezéshez az egytárolós rendszerekre vonatkozó formulát használtam fel:

$$x(t) = x_{\infty} + (x_0 - x_{\infty})e^{-\frac{t}{\tau}} \quad 4.37$$

Ezt felírva a töltődésre és ürülésre, majd kicsit átrendezve megkaphatjuk a töltési és ürítési időt. A két időt a maximális kitöltési tényező paraméter köti össze, ebből az oszcillátor ellenállás egyértelműen kiszámítható:

$$R_{RT} = \frac{1}{I_{osc}} \left(V_{REF} - \frac{kV_{osc_L} - V_{osc_H}}{k-1} \right) = 5.215 \text{ k}\Omega \quad 4.38$$

Ebből pedig a kondenzátor értéke határozható meg:

$$C_{CT} = \frac{\delta_{max}}{f R_{RT} \ln \frac{V_{osc_L} - V_{REF}}{V_{osc_H} - V_{REF}}} \cong 10 \text{ nF} \quad 4.39$$

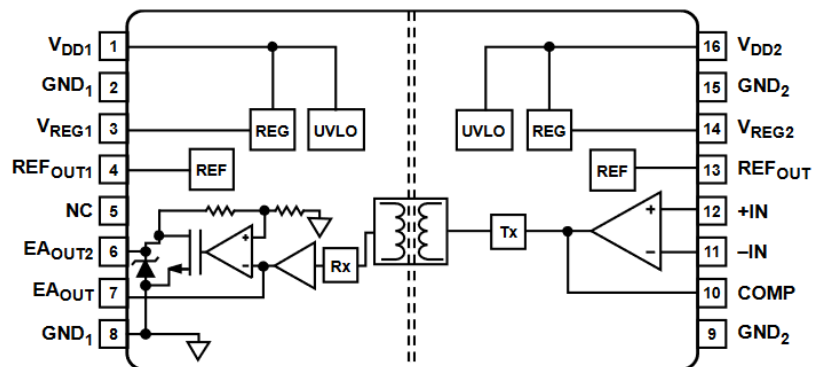
Az adatlapból $I_{osc} = 8.4 \text{ mA}$, $V_{osc_L} = 1.575 \text{ V}$, $V_{osc_H} = 3.0125 \text{ V}$ értékű, a levezetés alatt felvettem a $k = \left(\frac{V_{osc_L} - V_{REF}}{V_{osc_H} - V_{REF}} \right)^{\frac{1-\delta_{max}}{\delta_{max}}} = 1.22$ arányossági tényezőt, és $V_{REF} = 12 \text{ V}$ -ot használok az IC által előállított 5 V helyett, hogy minél lineárisabb legyen a töltés és az ürítés, így a rámpakompenzáció is minél lineárisabb legyen.

4.4 Feszültségvisszacsatolás

A buck átalakító esetében nincs különösebb változás a 3.13-as ábrán lévő megoldáshoz képest, a referenciafeszültséget és a hibajel erősítő tartalmazza a PWM IC, csak a feszültségosztót és a kompenzáló hálózatot kell hozzárakni, amire a következő értékek jöttek ki: $R_f = 1.4 \text{ k}\Omega$, $R_a = 369 \Omega$, $C_1 = 5 \text{ pF}$, $R_2 = 1.13 \text{ k}\Omega$ és $C_2 = 68 \text{ nF}$.

A flyback esete viszont a galvanikus leválasztás miatt komplikáltabb. A leválasztásra három megoldási elv létezik, az optikai, a kapacitív és az induktív. Az áramkörbe beleterveztem egy optikai és induktív megoldást is, és a kettő között tűskesörök áthidalásával lehet választani. A kompenzáló hálózat azonos a kettő esetében, amikre következő értékek jöttek ki: $C_1 = 113.5 \text{ pF}$, $R_2 = 21.176 \text{ k}\Omega$ és $C_2 = 68 \text{ nF}$. A feszültségosztó hálózat viszont abban tér el, hogy az induktív megoldás tartalmaz egy 2.6-szoros erősítést, amit figyelembe kell venni a vágási frekvencia beállításánál, így oda $R_f = 40.200 \text{ k}\Omega$, $R_a = 10.578 \text{ k}\Omega$ jött ki. Az optocsatolás megoldás feszültségosztója pedig $R_f = 15.430 \text{ k}\Omega$, $R_a = 4.058 \text{ k}\Omega$ értékekre jött ki.

4.4.1 Induktív megoldás



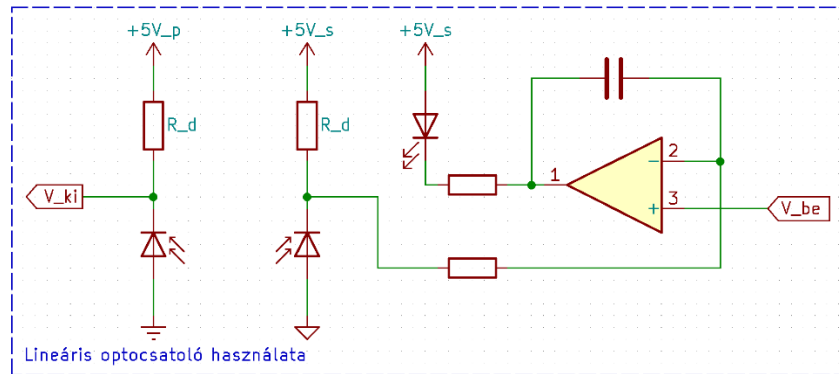
4.19. ábra - ADuM 3190 IC belső felépítése [20]

Az inductív megoldásra az Analog Devices ADuM 3190 nevű IC-jét választottam, mivel ez egy csomagban tartalmazza a leválasztást és a hibajel erősítőt is. A sávszélessége 400kHz és még üres kiadás is létezik belőle. Úgy működik, hogy a szekunder oldali hibajel erősítő kimenetéből egy PWM jelet készít, azt átküldi a chipbe integrált transzformátoron, majd a primer oldalán demodulálja és egy megfelelő kimeneti feszültséget ad.

4.4.2 Optocsatolós megoldás

Flyback átalakítókhoz általában egy átlagos optocsatolót alkalmaznak, hibajel erősítőnek pedig a TL431 állítható feszültségreferenciát. Ennek a megoldásnak a sávszélessége pár tíz kHz, és a kompenzálása sem teljesen olyan, mint egy műveleti erősítő alkalmazásával, emiatt a visszacsatolást inkább műveleti erősítőkkel és egy lineáris optocsatolóval valósítottam meg.

A lineáris optocsatolóban két fotodióda található, az egyik visszacsatolásra szolgál, így egy kisebb szabályzási kör elkészítésével sokat lehet javítani az átvitelén, és az adatlapja szerint 100kHz -es sávszélességre is képes. A megoldáshoz még szükség van egy hibajel erősítőre és egy referencia feszültségre is. Továbbá még azt vettem észre, hogy ha a visszacsatolt kimenetet használom fel a műveleti erősítő és az optocsatoló táplálására, akkor a leválasztás zajos lesz és a nyílthurkú átvitel erősítése is csökken, ezért egy 5V-os feszültségstabilizáló IC-t is beépítettem segéd tápegységként.



4.20. ábra - Optocsatolós leválasztó áramkör

A LED-en folyó áram K_1 és K_2 -szerese fog megjelenni a két fotodiódán, ezek a hőmérséklettől, és még elég sok mindentől tudnak változni, viszont mivel egy tokban van a két fotodióda, ezért a kettő közti arány, amit $K_3 = \frac{K_2}{K_1}$ -el jelölünk, már nem függ ezektől.

Az 1-es típusú kompenzáló hálózatra bekötött műveleti erősítő neminvertáló bemenetére kerül az a jel, amit át szeretnénk vinni a másik oldalra. A műveleti erősítő akkorára fogja beállítani a LED áramát, hogy a fotodióda fölött lévő ellenálláson akkora feszültség essen, hogy az invertáló és neminvertáló bemenete megegyezzen. Így, mivel K_3 közel van 1-hez, ezért a kimeneten is közel ekkora feszültség fog megjelenni.

Fontos az átalakító bekapcsolásához az, hogy amikor nem folyik a diódán áram, azaz a szekunder oldal még nem kapcsolt be, addig a kimenet 5V legyen. Ez az induktív megoldásban is így van, addig amíg a szekunder oldal nem kap elég feszültséget, addig a primer oldalon a hibajel erősítő kimenetét maximális szinten tartja.

Mivel ez a kimenet nem terhelhető, továbbá mivel a PWM IC belső hibajel erősítőjét nem szeretném használni, ezért beépítettem egy puffer áramkört, ami leterhelés nélkül fogja a belső hibajel erősítő kimenetét beállítani a kívánt értékre.

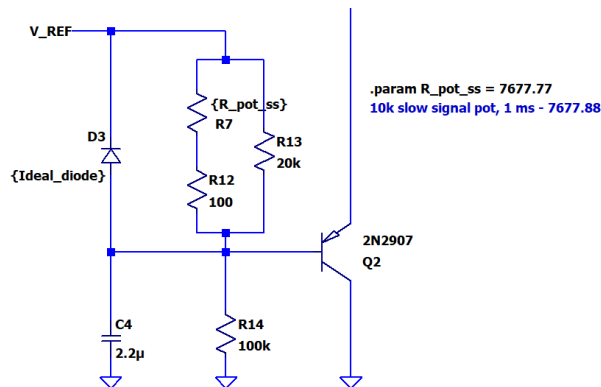
4.4.3 Lágyindítás

Bekapcsolás előtt minden elem energiamentes. A működéshez a tekercsen egy bizonyos mértékű áram, a kimeneti szűrő kondenzátoron pedig egy bizonyos mértékű feszültség szükséges. Ahhoz, hogy bekapcsolás alatt a bemeneti áram ne legyen ugrásszerűen túl nagy beépítettem egy lágyindító áramkört a kapcsolásba.

Induláskor a kondenzátor feszültsége 0 V, így a tranzisztor vezet és a hibajel erősítő kimenetét lehúzza. Ahogy a kondenzátor feszültsége nő, úgy a hibajel erősítő

kimenete is egyre kevésbé van lehúzáva, végül a kondenzátor feszültsége már akkora, hogy a tranzisztor nem vezet, így nincs hatása tovább a kimenetre.

Arra méreteztem, hogy a bekapcsolás $t_{ss} = 1\text{ ms}$ -ig tartson. A feszültségosztót $R_{felső} = 5.6\text{ k}\Omega$ és $R_{alsó} = 100\text{ k}\Omega$ -ra választottam, a kondenzátort pedig a szimuláció alapján hangoltam, így jutottam a $C_{ss} = 2.2\text{ }\mu\text{F}$ értékre. Elhelyeztem még egy diódát is, hogy a kondenzátor feszültségét korlátozza és kikapcsolás utáni ürülést gyorsítsa.



4.21. ábra - Lágyindító áramkör

A flyback átalakító esetében a szimulációból az jött ki, hogy ez a megoldás számottevő túllövést okoz. Ezért azzal egészítettem ki, hogy egy aluláteresztő szűrőn keresztül kapcsolom a referenciefeszültséget a hibajel erősítőkre. A két áramkört úgy állítom be, hogy a lágyindító áramkör felfutása $1 - 2\text{ ms}$ -ig tartson, a referencia feszültsége pedig 10 ms -ig, így bekapcsoláskor sem jelentkeznek hirtelen nagy áramok és a kimeneti feszültségnek sem lesz túllövése.

4.5 További, működéshez szükséges áramkörök

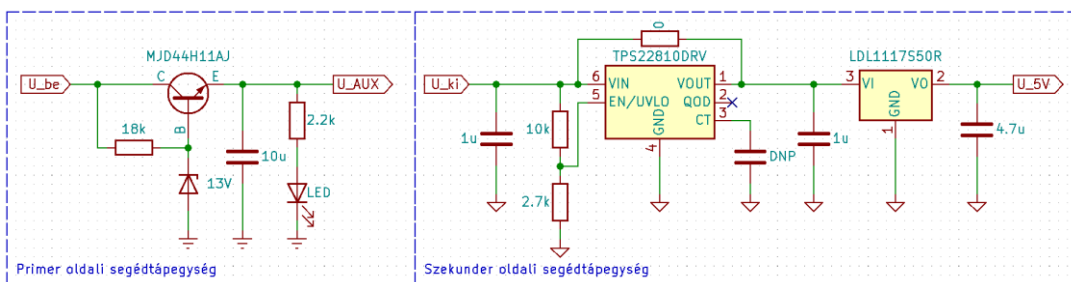
4.5.1 Segéd feszültségek

A buck átalakítónál és a flyback átalakító primer oldalán a PWM és a meghajtó IC-nek, illetve a flyback átalakító szekunder oldalán a hibajel erősítőnek és a leválasztó IC-knek szüksége van tápfeszültségre a működéshez.

A primer oldalon egy soros áteresztő tranzisztoros stabilizátor áramkört építettem be, ami egy $12..13\text{V}$ -os Zener diódán alapszik. Számításokból azt kaptam, hogy a disszipáció jelentős mértékű lesz, ezért a Nexperia MJD44H11AJ tranzisztorát

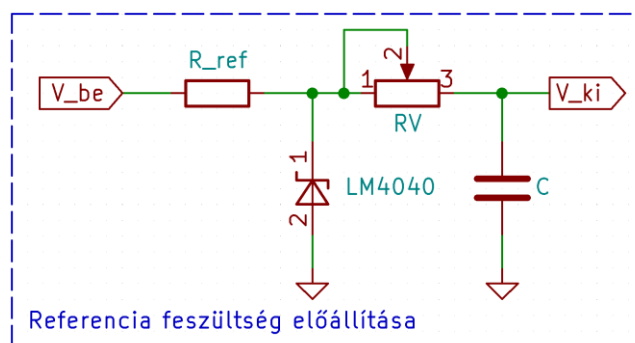
választottam, ami elviseli az áramkör feszültség és áramsintjeit, és DPAK tokozása miatt a hőmérséklete sem nő veszélyesen magasra.

Szekunder oldalon az STMicroelectronics LDL1117S50R 5V-os feszültség stabilizátor IC-t használtam. Szimulációkból azt tapasztaltam, hogy az optocsatoló alkalmazásakor a szekunder oldal be tud kapcsolni mielőtt elérné a kívánt kimeneti feszültséget, és emiatt a szabályzás egy instabil munkapontba tud beállni, ezért egy Texas Instruments TPS22810 kapcsoló IC-t is beépítettem az áramkörbe. A feszültségosztóval úgy állítottam be a kapcsolót, hogy a stabilizátor IC-re csak akkor jusson feszültség, ha a kimenet már 5.8 V-ot elért.



4.22. ábra - Segéd tápegységek

A flyback átalakító esetében a szabályzás működéséhez elő kell állítani a szekunder oldalon egy referencia feszültséget is, ehhez a Texas Instruments LM4040 2.5V-os sönt feszültség referencia IC-t használom fel. Továbbá a lágyindításhoz a kimenetét egy aluláteresztő szűrőn keresztül kapcsolom a hibajel erősítőkre, amit egy potenciométer segítségével lehet beállítani.



4.23. ábra - Referencia feszültség előállítása

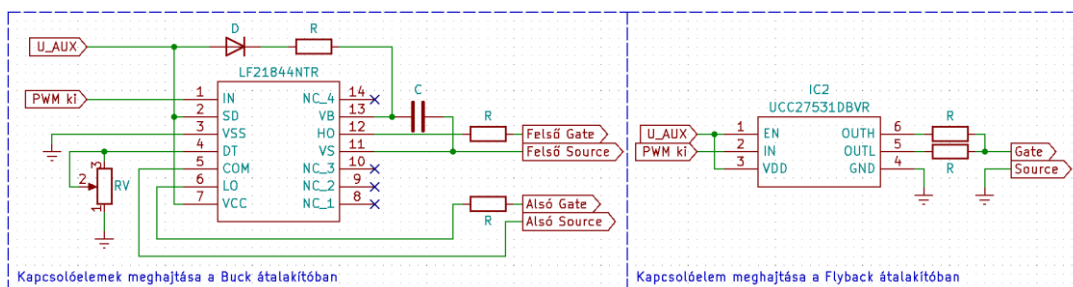
4.5.2 Kapcsolóelemek meghajtása

A buck átalakító esetében mivel a felső oldali tranzisztor source lába lebegő potenciálon van (bekapcsolási időben U_{be} , kikapcsolási időben közel nulla), továbbá mivel a szinkron buck topológiát is be szerettem volna építeni, ezért egy félhídmeghajtó IC-vel hajtom meg a kapcsolóelemeket. A feszültség, a PWM IC kimenete, továbbá az állítható holtidő képessége miatt a Littelfuse LF21844N meghajtó IC-t választottam.

A felső tranzisztort bootstrap módszerrel hajtja meg, ami annyit jelent, hogy kikapcsolási időben a gate és source lábakat rövidre zárja és feltölt egy kondenzátort, amit bekapcsolási időben a gate és source lábak közé kapcsol. A kikapcsolási időnek elég hosszúnak kell lennie, hogy a kondenzátor feltöltődjön, így a kitöltési tényezőnek van egy felső korlátja.

A töltő ellenállást úgy kell méretezni, hogy kikapcsolási idő alatt feltöltődjön a kondenzátor, a diódát úgy kell megválasztani, hogy kicsi legyen a feszültségesése és elbírja a töltőáramokat, a gate ellenállásokat pedig akkorára kell méretezni, hogy a maximális meghajtó áramnál kevesebb folyjon rajtuk.

A flyback esete sokkal egyszerűbb, mivel ott egy darab tranzisztort kell meghajtani, és annak a source lába földre van kötve. A PWM IC kimenetét is fel lehetne használni, viszont a nagy meghajtóképessége és kis mérete miatt a Texas Instruments UCC27531 meghajtó IC-t választottam.



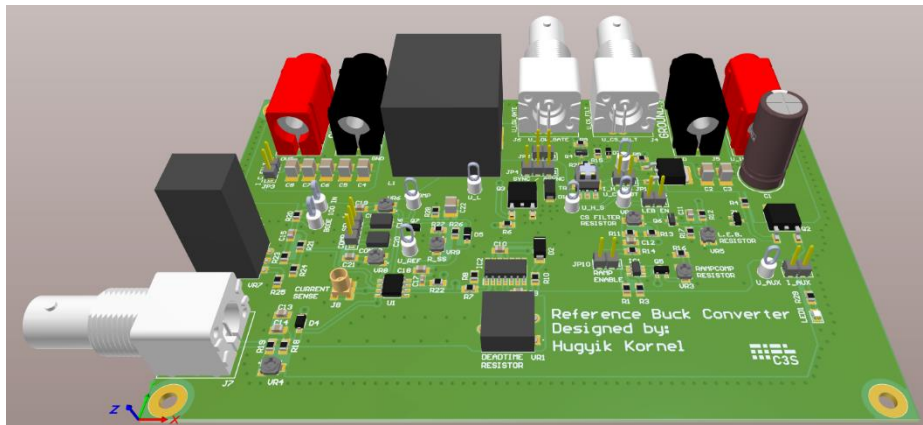
4.24. ábra - A kapcsolóelemek meghajtása

4.6 Nyomatott áramkör tervezése

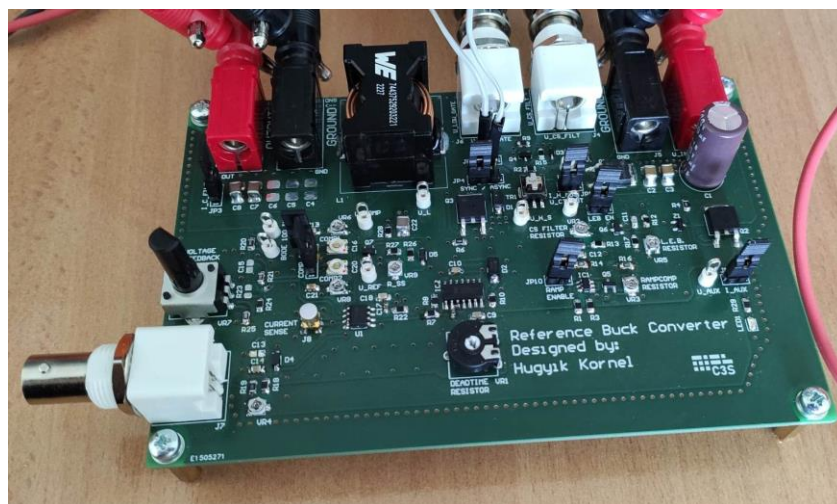
A nyomatott áramköröket az Altium Designer programban terveztem 4 rétegen. A tervezés alatt arra törekedtem, hogy az alkatrészek minél hozzáférhetőbbek legyenek, így könnyítve az összeszerelést, mérést és az esetleges cseréket, illetve javításokat.

Továbbá, a stabilabb működés és kisebb zavarkibocsátás érdekében a következő dolgokat vettem figyelembe:

A kapcsolt pontnál egyszerre jelentkeznek nagy $\frac{dv}{dt}$ és $\frac{di}{dt}$ is, ezért a paraziták nagy gondot tudnak okozni. A hurkok és pad-ek méretét, amik tartalmazzák minél jobban csökkenteni kell, és vigyázni kell, hogy a többi réteghez vagy vezetékhez ne legyen nagy a szórt kapacitásuk. Emiatt a fojtók és transzformátorok alatt jobb, ha nincs kitöltés és semmilyen vezeték sem. A kapcsolók és azok meghajtói is legyenek minél közelebb, és ha ezeknek a meghajtó IC-knek nincsen külön teljesítmény és jel földje akkor csillagpontosan kell földelni. A flyback-nél pedig a galvanikus leválasztás miatt az elválasztási távolságot is figyelembe kell tartani.



4.25. ábra – A tervezett Buck átalakító



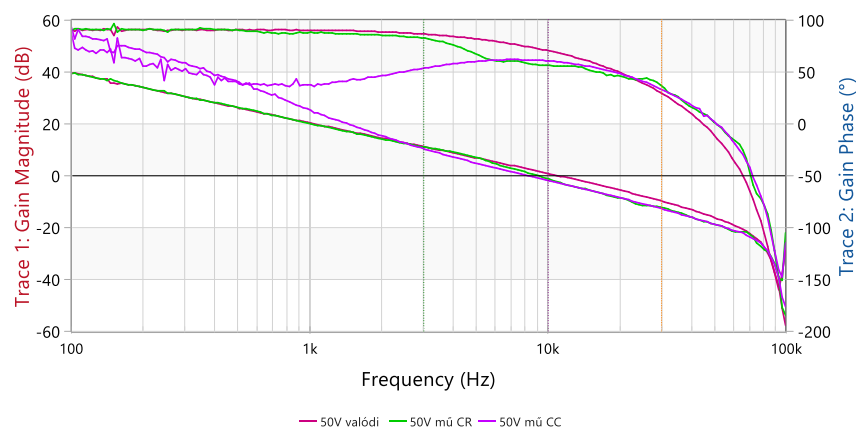
4.26. ábra - Az elkészült Buck átalakító

5 Tapasztalt jelenségek és a szimulációk javítása

Ebben a fejezetben bemutatok pár jelenséget, amit a mérések során tapasztaltam, illetve pár modellt, amelyek alkalmazásával jelentős mértékben sikerült javítanom a szimulációkat.

5.1 A műterhelés hatása

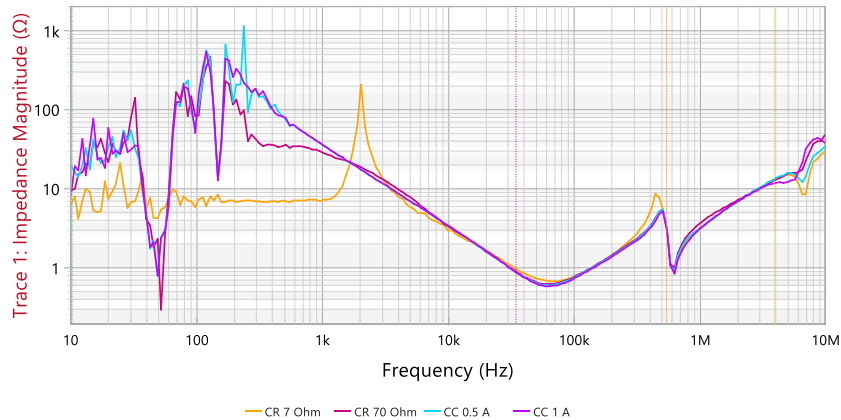
Amikor a buck átalakító átvitelét először állítottam be, akkor a műterheléssel állítottam be a névleges terhelését. Azt vettem észre, hogy a szimulációban csak eltérő ellenállás értékekkel egyezett az átvitel, ezért lemértem az átvitelt úgy is, hogy teljesítmény ellenállásokkal terheltem az átalakítót, és úgy már egyezett a két eredmény. Ezután lemértem az átvitelt a műterhelés különböző módjain, és a következőre jutottam:



5.1. ábra - A műterhelés hatása az átvitelre

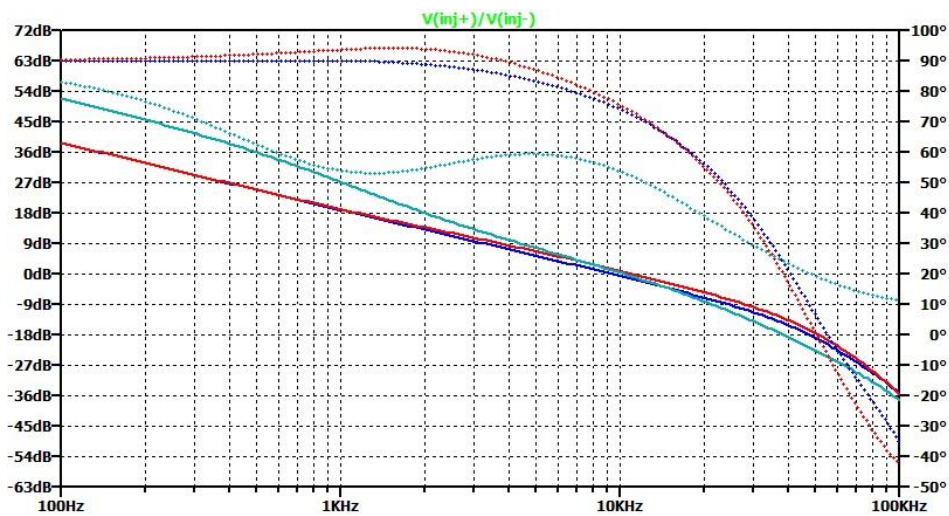
Az ábrán az látszik, hogy a műterhelés konstans ellenállás módjában 5 kHz -ig közel van a valódi ellenálláshoz, utána pedig letörik és kisebb nála. A konstans áram módja pedig 2 kHz -ig fölötté van, utána pedig a CR mód értékére áll be. Ahhoz, hogy ezt le tudjam modellezni lemértem a műterhelés bemeneti ellenállását.

A kapott görbéknek van az elején egy kiemelése, viszont ez csak a nagyobb ellenállású módokban jött elő, ezért az áramgenerátor korlátjának tudtam be. Van egy leszívás 62 kHz körül, amit egy soros LC taggal modelleztem. A kábel soros induktivitásának $L = 1\ \mu\text{H}$ értéket számítva a Thompson képlettel $C = 6.6\ \mu\text{F}$ kapacitás érték jött ki.



5.2. ábra - A műterhelés bemeneti impedanciája

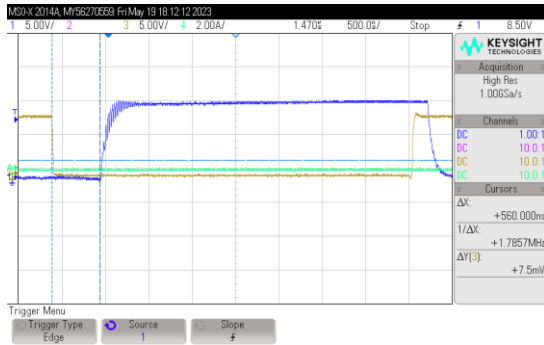
A modell jól megközelíti a valóságot, az erősítés- és fáziskarakterisztika alakja és értéke is megfelelő, csak annyi a különbség, hogy hol keresztezik egymást. A modell a tranziens mérésnél is jól teljesített, ugyanúgy különbözött az elméleti egységugrástól a kimeneti áram, mint a valódi jelnél.



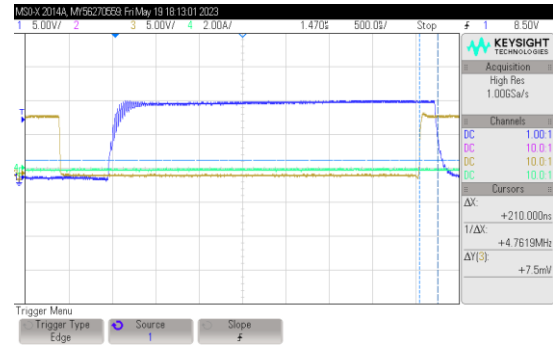
5.3. ábra - A műterhelés hatása az átvitelre szimulálva

5.2 A félhíd meghajtó modellje

A félhíd meghajtó modelljét a mért jelalakokból készítettem el, mert az adatlapban kevés információ volt az időzítésekről. Főleg tipikus és maximum értékek voltak megadva, és a mért értékeim mind jóval ezek alatt voltak. A következő jelalakokat mértem 350 ns beállított holdidő mellett (sárga – PWM IC kimenete, kék – alsó gate jele):



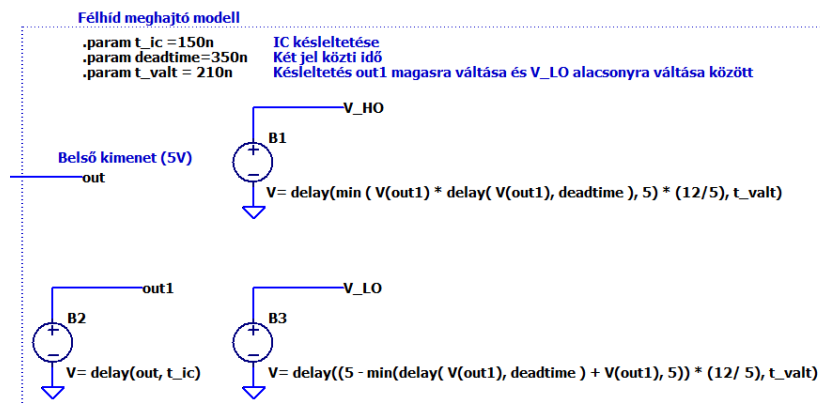
5.4. ábra - PWM IC lefutó éle utáni idő



5.5. ábra - PWM IC felfutó éle utáni idő

Ezek alapján felvettem három idő paramétert: t_{IC} ami a PWM IC késleltetése, ezt az adatlapból olvastam ki; t_{valt} ez a félhíd meghajtó váltási ideje, ez mérés szerint 210 ns; $t_{deadtime}$ pedig a beállított holtidő, ami jelen esetben 350 ns volt. A felső gate a PWM IC lefutó éle után t_{valt} idő múlva változik alacsony szintre, a PWM IC felfutó éle után $t_{valt} + t_{deadtime}$ idő vált magas szintre. Az alsó gate pedig a PWM IC lefutó éle után $t_{valt} + t_{deadtime}$ idő után áll magas szintre, és a PWM IC felfutó éle után t_{valt} idő múlva áll alacsony szintre.

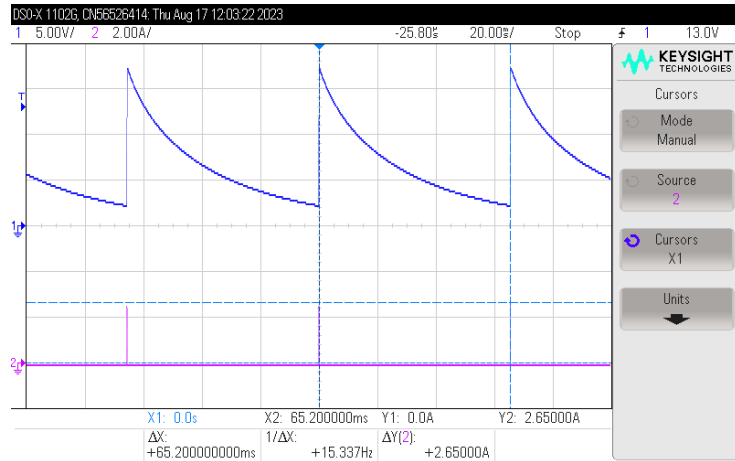
A jeleket vezérelt feszültségforrások segítségével hoztam létre. Késleltetést a `delay()` függvény segítségével valósítottam meg, a jelek nagyságának korlátozását pedig a `min()` függvénnyel. A felső gate jel $t_{deadtime}$ -al rövidebb ideig magas, mint a PWM IC kimenete. Ezt úgy modelleztem, hogy az IC kimenetét összeszoroztam egy $t_{deadtime}$ -al késleltetett változatához, majd korlátoztam az értékét az eredeti szintre. Az alsó gate jel pedig $t_{deadtime}$ -al hosszabb ideig magas, ezért ott összeszorozás helyett összeadtam a két jelet korlátozás előtt, így értem el, hogy a megfelelő idővel hosszabb legyen.



5.6. ábra - Félhíd meghajtó modellje

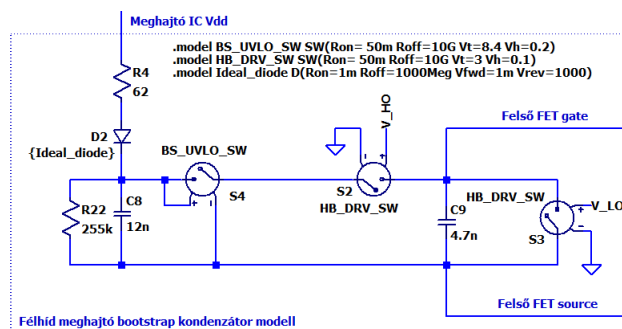
5.3 A félhíd meghajtó miatti oszcilláció

Azt tapasztaltam, hogy a buck átalakító aszinkron módban terhelés nélkül oszcillált, ez látható az alábbi ábrán (kék jel – kimeneti feszültség, lila jel – PWM IC kimenete):



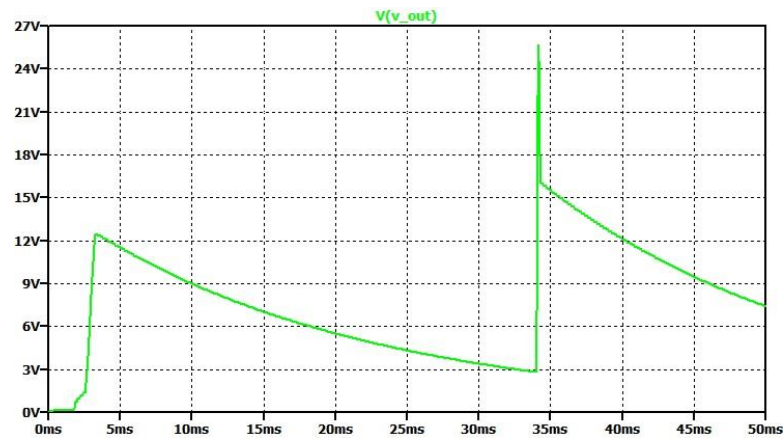
5.7. ábra - Aszinkron buck terhelés nélküli oszcillációja

A jelenséget az okozta, hogy a félhíd meghajtó IC-ben van egy UVLO áramkör, ami megakadályozza a kondenzátor tranzisztorra kapcsolását, ha annak túl alacsony a töltöttsége. A kondenzátor a segédtáp és a kapcsolt pont közé van kötve, és szinkron esetben nincs gond a feltöltődésével, mivel kikapcsolási időben az alsó tranzisztor lehúzza a kapcsolt pontot földre, és így fel tud töltődni. Aszinkron módban viszont az alsó tranzisztor helyett egy dióda van, és ha nem folyik rajta áram, akkor a kapcsolt pontot nem húzza le, így a kondenzátor sem tud töltődni. A következő modellel sikerült ezt a jelenséget modellezni, igaz a feszültségtüskék és a köztük lévő periódusok nem voltak pontosak.



5.8. ábra - A félhíd meghajtó belső modellje

A kondenzátort ürítő ellenállás, a gate kondenzátorának kapacitását és a belső UVLO áramkör billenési szintjeit oszcilloszkópos mérésekből határoztam meg.



5.9. ábra - Szimulált aszinkron buck oszcilláció

Az oszcilláció elkerülésére végül azt a megoldást alkalmaztam, hogy meghatároztam mekkora minimális terhelésnél nem jelentkezik ez a probléma, és egy annak megfelelő, $1.5\text{ k}\Omega$ értékű ellenállást forrasztottam a kimenetre előterhelésként.

5.4 Oszcilláció az induktív visszacsatolásban

A flyback átalakítónál, amikor az ADuM 3190 IC-vel megvalósított visszacsatolást használtam, egy sípoló hangot hallottam. Először azt hittem, hogy ez a szubharmonikus oszcilláció miatt történt, viszont a hozzáadott rámpa meredekségének változtatása és a bemeneti feszültség növelése sem volt hatással rá. Illetve akkor is jelentkezett, amikor a nyílthurkú átvitelét olyanra állítottam be, mint amilyen az optocsatolás megoldásé volt, ahol nem jelentkezett ez a jelenség.

Mélyebb vizsgálat után azt találtam, hogy a belső 3 MHz körüli PWM frekvencia kijut az összehasonlítási szintre, amit a PWM IC áramkomparátora gyakorlatilag a kapcsolási frekvenciával mintavételez, így kerül belőle a kimeneti jelbe hallható frekvenciás komponens. Az adatlapban nem írnak erről a hatásról, viszont szerepel benne egy javaslat, hogy a hibajel erősítő kimenetére érdemes egy 500 kHz töréspontú aluláteresztő szűrőt helyezni, ami megoldja ezt a problémát.

5.5 Transzformátor modellezése

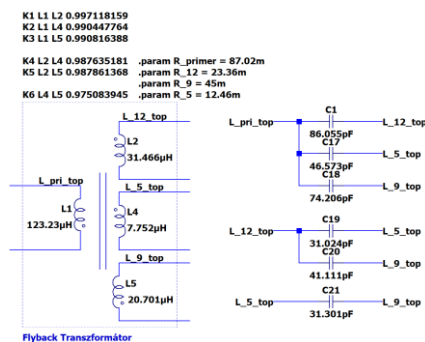
A transzformátor parazita elemei, mint a szórt induktivitásai és a parazita kapacitásai erősen befolyásolják a flyback átalakító működését. A snubber és

lemágnesező áramköröket is ezért kellett beépíteni, de olyan hatásokhoz is vezethetnek, amik a kimeneteket befolyásolják. Az egyik ilyen a tekercsek áramainak alakjának torzítása, egy másik ilyen pedig a nem visszacsatolt kimenetek feszültségének emelése, ha másik kimenet nagy teljesítményt szolgáltat. Ahhoz, hogy a szimulációban is előjőjenek ezek a hatások, modellezni kell a transzformátor parazita elemeit is.

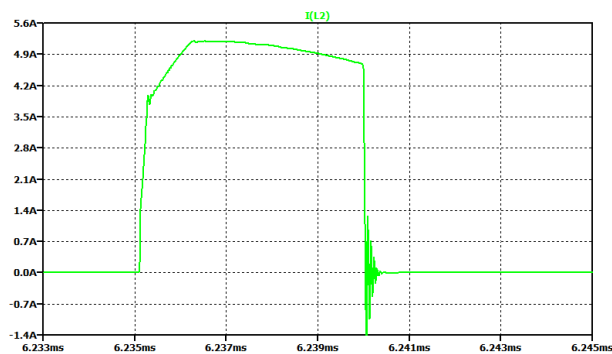
A parazita kapacitások modellezését extra alkatrészek hozzáadásával megtehetjük, viszont a szórt induktivitásokat egyszerűbb az egyes tekercsek közti csatolási tényező megadásával modellezni. A **4.2.3-as** részben leírt mérési eredményekből kiszámíthatóak ezek a tényezők a következő képlet segítségével:

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{r\ddot{o}vidz\ddot{a}r}}{L_{szakad\ddot{a}s}}} \quad 5.1$$

Ha ezeket a következő módon hozzáadjuk a szimulációhoz, akkor az említett hatások is jelentkezni fognak, alakra helyesen.



5.10. ábra - Flyback transzformátor szimulációs modellje



5.11. ábra - 12 V-os kimenet tekercsének torzított árama

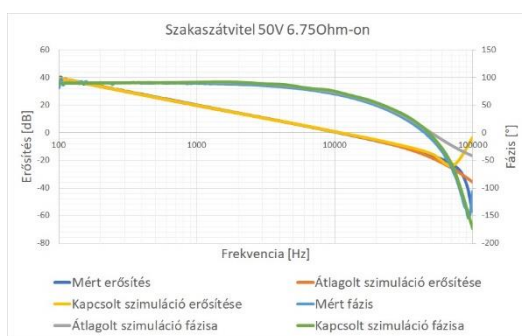
6 Mérések és a modellek értékelése

6.1 Buck átalakító

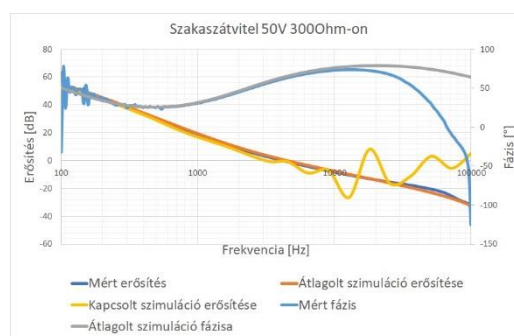
6.1.1 Frekvenciatartománybeli viselkedés

A szakaszátvitelt 20, 30 és 50V feszültségek mellett vizsgáltam egyre csökkenő terhelések mellett, azért, hogy képet kapjak a folytonos, határ és szaggatott vezetési módokról. A műterhelés segítségével azt kaptam, hogy 50 V feszültségnél 70 Ω körül vált a vezetési módok között, 20 V-nál pedig 200 Ω körül. A mérést valós ellenállásokon végeztem, hogy a műterhelések által okozott változás ne zavarja az eredményeket.

A szimulációs modellekkel összehasonlítva azt kaptam, hogy folytonos módban nagyon jól közelítik a valóságot, a módok közti váltás eltért a kettő között, ezért ott nagyobb eltérés volt, viszont utána, a szaggatott vezetési módban az átlagolt modell újra jól közelíti a mért értékeket. A kapcsolt modell viszont egy bizonyos terhelési szint alatt már nem használható. A modellek legjobban 30 és 50 V mellett közelítették a valóságot, 20 V-nál alacsony terhelésnél nagyobb eltérések is voltak. Az átlagolt modell a folytonos módban teljesen jól közelíti a fázist, szaggatott módban pedig a vágási frekvenciáig jól közelíti a fázist, utána pedig felülbecsüli.

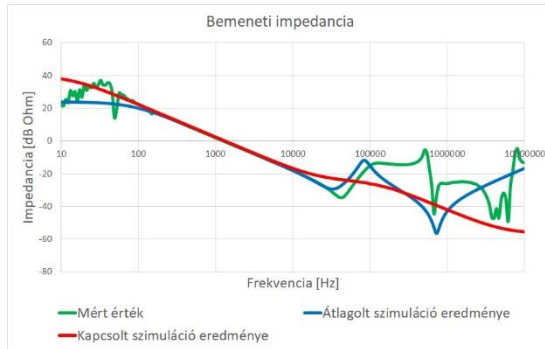


6.1. ábra - Buck átalakító szakaszátvitele 50V
6.75 Ohm-on

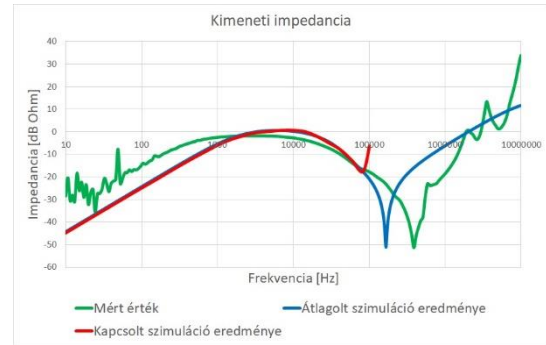


6.2. ábra - Buck átalakító szakaszátvitele 50V
300 Ohm-on

A kimeneti impedancia alakját a szimulációs modellek jól közelítették, viszont 1 kHz és 100 kHz között felül becsülték, ezen kívül pedig alul becsülték. A bemeneti impedanciát a vágási frekvenciáig mindkét modell jól közelítette, utána pedig az átlagolt szimuláció közelítette jobban. Az alakja hasonló volt, viszont a kondenzátorokból származó kiemelések és leszívások nem pont ugyanazon a frekvencián jelentkeztek.



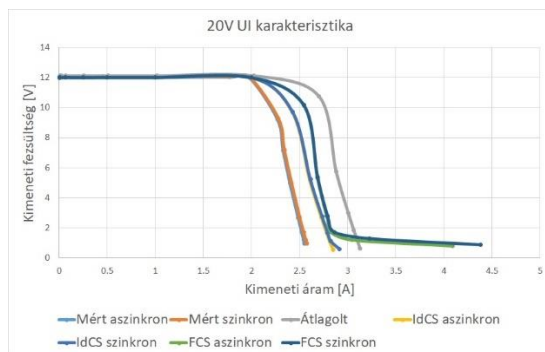
6.3. ábra - A buck átalakító bemeneti impedanciája



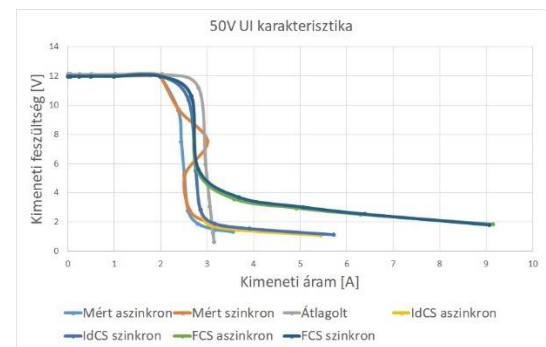
6.4. ábra - A buck átalakító kimeneti impedanciája

6.1.2 Statikus mérések

A statikus karakterisztikát 20 V és 50 V bemeneti feszültségeknél vizsgáltam, különböző terheléseket kapcsoltam a kimenetre (0.3, 0.4, 0.6, 1, 2, 3, 4, 6, 6.75, 12, 24, 27, 48, 96, 192, 768, 1420 Ω) és mértem a kimeneti feszültséget, áramot, a tekercs áramhullámosságát és a kimeneti feszültség hullámosságát. A kapcsolt szimulációt szétválasztottam két esetre, az IdCS (Ideal Current Sense) jelű esetben az áramérzékelő áramkört egy vezérelt forrás segítségével modelleztem, az FCS (Full Current Sense) jelű esetben pedig a teljes áramérzékelő áramkört modelleztem.



6.5. ábra - Buck átalakító statikus karakterisztikája 20V-on



6.6. ábra - Buck átalakító statikus karakterisztikája 50V-on

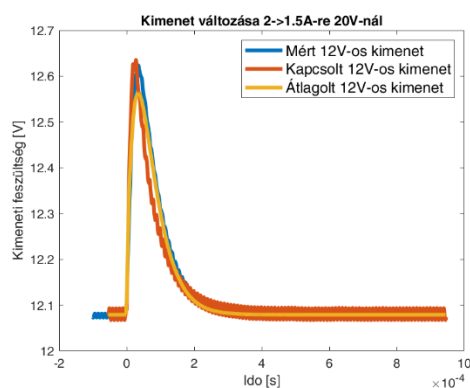
20 V-on nem volt sok különbség az aszinkron és szinkron módok közt, 0 – 2A értékek közti az összes modell jól közelíti, e felett pedig az IdCS van legközelebb, és az átlagolt modell van legtávolabb. Ez azért van, mert a rámpakompenzációs áramkör által injektált DC szint csökkenti az áramkorlátot, viszont ezt nem modellezi az átlagolt modell. 50 V-on hasonló a helyzet, van egy visszahajlás a karakterisztikán, ezt az IdCS és FCS modellek jól közelítik, viszont az átlagolt modellben ez nem jelentkezik.

A feszültség hullámosság a specifikált érték kétszerese volt, ezt az MLCC kondenzátorok feszültségfüggő kapacitása okozta, viszont miután a gyártó oldaláról vett értékkel frissítettem a szimulációt, ott is a valósághoz közeli értékek jöttek ki. Az áram hullámosság a specifikált értékben maradt, viszont azt vettem észre, hogy névleges terhelés körül $200\mu H$ induktivitáshoz megfelelő értékű volt, kisebb terheléseknél viszont inkább $220\mu H$ -nek megfelelő.

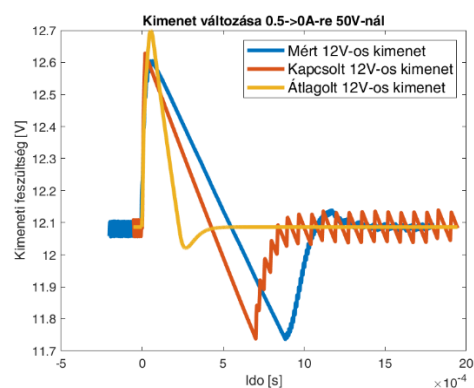
6.1.3 Tranziens mérések

A terhelésváltozást $20V$ -on és $50V$ -on mértem, szinkron és aszinkron módban is. A műterhelés segítségével a $0, 0.5, 1, 1.5, 2A$ közti váltásokat vizsgáltam, teljesítményellenállások segítségével pedig a 6.75Ω és 27Ω közti váltást. A műterhelés esetében nem ideális az áram változása, viszont az 5.1-ben ismertetett modell segítségével a szimuláció is pontosan ugyanúgy változott.

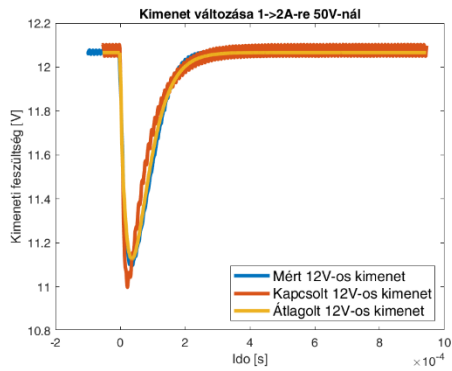
$25V$ alatti bemeneti feszültségnél kisebb terhelésről nagyobbra váltásnál a kimeneti feszültség beállása lengett, viszont ez egyik szimulációs modellben sem fordult elő. Ezen kívül a modellek jól közelítették a kimeneti feszültség változását, az átlagolt modell inkább alulról becsülte az eltérést, még a kapcsolt modell inkább felülről. Nagyobb eltérés csak akkor volt, amikor a terhelés nullára csökkent. Ilyenkor a kimeneti feszültség megnő, és a terhelés hiányában lassan merül vissza, a modell a túllövést túl becsüli, a kiürülés idejét pedig jelentősen alul becsüli.



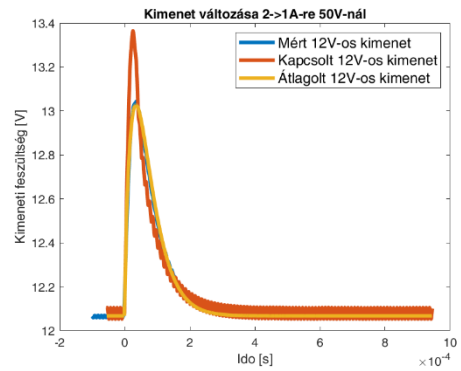
6.7. ábra - Az áramváltozás szimulációjának pontossága



6.8. ábra - Nullára csökkenő terhelés



6.9. ábra - 50V-on 1-ről 2 A-re váltás

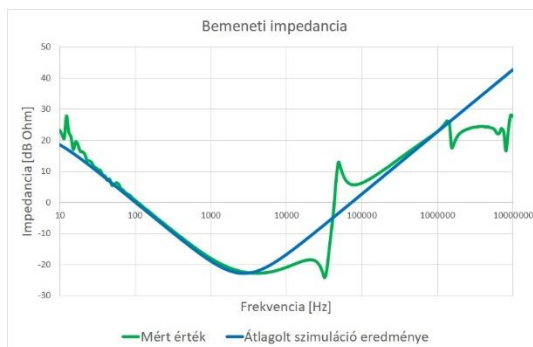


6.10. ábra - 50V-on 2-ről 1 A-re váltás

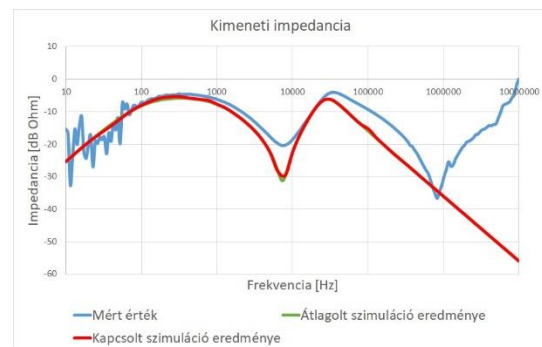
6.2 Flyback átalakító

6.2.1 Frekvenciatartománybeli viselkedés

A bemeneti és kimeneti impedanciát jól közelítették a szimulációs modellek. A bemeneti impedanciát 5kHz -ig nagyon pontosan modellezi, utána pedig hasonló módon növekednek, csak a mért eredményeken látszik a bemeneten lévő alkatrészek rezonanciája is. A kimeneti impedanciát még jobban közelíti a modell, a CM fojtó miatti 50kHz körüli kiemelés is előjön benne.

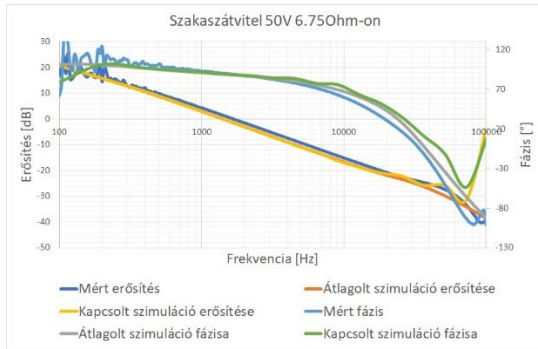


6.11. ábra - A flyback átalakító bemeneti impedanciája

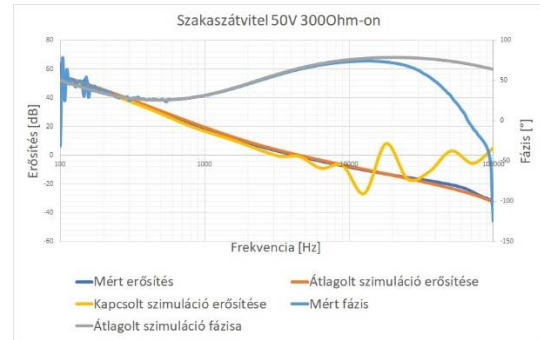


6.12. ábra - A flyback átalakító kimeneti impedanciája

A szakasztvitelt 20V és 50V feszültségek mellett mértem, a visszacsatolt kimenetre ellenállásokat kötöttem, a másik két kimenetet pedig terheletlenül hagytam. A statikus mérésből az jött ki, hogy 20V bemeneti feszültség mellett 48Ω körül vált szaggatott módba, 50V mellett pedig 24Ω körül. Azt tapasztaltam, hogy az induktív megoldás 2.6-szoros erősítésének kompenzálása után a két visszacsatolás szakasztvitele megegyezett, ezért a vizsgálatokat az optocsatolós visszacsatolással végeztem.



**6.13. ábra - Flyback átalakító szakaszátvitele
50V 6.75 Ohm-on**



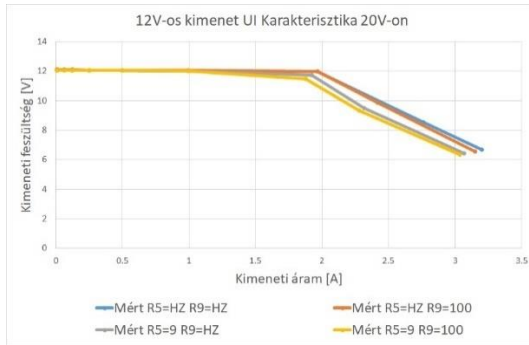
**6.14. ábra - Flyback átalakító szakaszátvitele
50V 300 Ohm-on**

A modellek névleges terhelés mellett jól közelítették a valóságot, viszont ahogy csökkent a terhelés, úgy nőtt az eltérés a kettő között. A valóságban ahogy csökkent a terhelés, úgy csökkent a DC erősítés és vele a vágási frekvencia is, viszont ez a szimulációban nem történt meg. A fáziskarakterisztikát alakra helyesen közelítette az átlagolt modell, viszont $5^\circ - 10^\circ$ -al felül becsülte. A kapcsolt szimuláció itt is, mint a buck esetében kisebb terhelés esetén pontatlanabb eredményt adott, és a fáziskarakterisztikája egy bizonyos terhelés alatt használhatatlan volt.

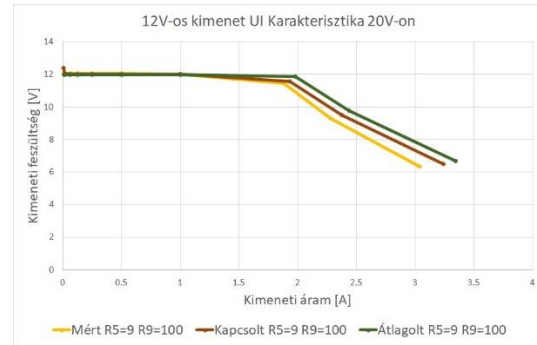
6.2.2 Statikus mérések

A statikus karakterisztikát 20 V és 50 V bemeneti feszültségeknél vizsgáltam, különböző terheléseket kapcsoltam a vizsgált kimenetre, a másik kettő kimenetet pedig vagy szakadással (HZ), vagy a névleges terhelésével zártam le. A feszültség hullámosság közel volt a specifikált értékhez, a legrosszabb esetben is maximum 70 mV -ot ért el, viszont a CM fojtó előtt sokkal nagyobb volt, és a szimulációk csak fele akkora becsülték az ottani jel hullámosságát.

A 12 V -os, visszacsatolt kimenetnél 50 V -on megfelelő volt a működés, viszont 20 V -on névleges terhelés mellett már áramkorlátba ütközött az áramkör. Ez megoldható az árammérő ellenállás csökkentésével, viszont az nagyobb igénybevétellel járna, és nem szerettem volna veszélyeztetni az alkatrészeket. Ugyanezért nem terheltem akkora terheléssel sem, ahol előjöhett volna a buck átalakító esetén tapasztalt visszahajlás. A szimulációs modellek jól közelítették a valóságot, mindegyikben előjött az áramkorlátozás, a kimeneti feszültséget pedig mindkét modell felül becsülte. Az eltérés 20 V -on nagyobb volt mint 50 V -on.

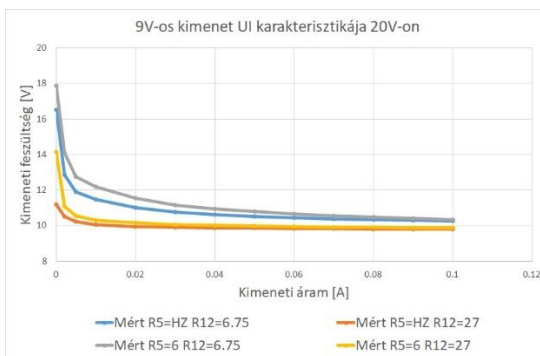


6.15. ábra - Flyback átalakító 12-os kimenetének UI karakterisztikája

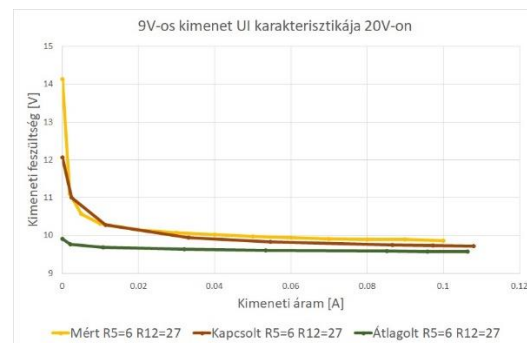


6.16. ábra - A másik két kimenet hatása a visszacsatolt kimenetre

A nem visszacsatolt kimenetek feszültsége függ a terhelésüktől, minél nagyobb a terhelés rajtuk, annál kisebb a feszültségük, továbbá minél kisebb a bemeneti feszültségük annál nagyobb a feszültségük. A kimeneti feszültség a többi kimenettől is függ, minél nagyobb teljesítményt biztosít a többi kimenet, annál nagyobb a feszültség. A kapcsolt szimuláció jól közelítette a valóságot, kisebb terheléseknél volt csak nagyobb eltérés. Az átlagolt modell viszont nagyon rosszul modellezte ezeket a függéseket.



6.17. ábra - Flyback átalakító 9-os kimenetének UI karakterisztikája

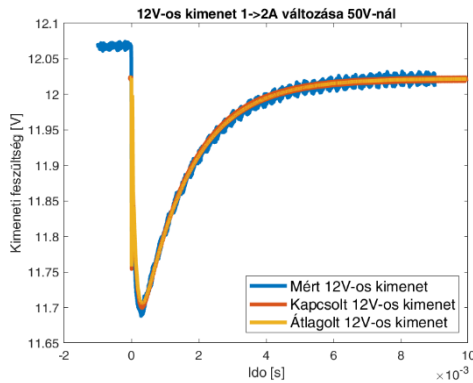


6.18. ábra - A másik két kimenet hatása a 9V-os kimenetre

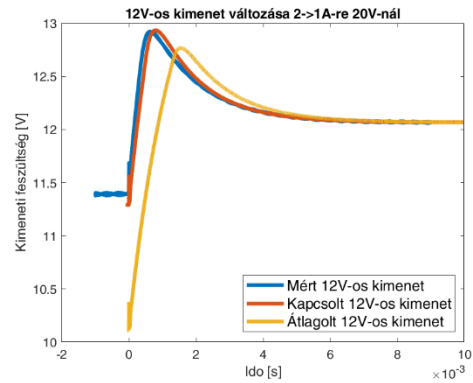
6.2.3 Tranziens mérések

A tranziens viselkedést 20V és 50V bemeneti feszültségek mellett vizsgáltam, az egyes kimenetek terhelését változtattam a névleges terhelésük és a névleges terhelésük fele közt, miközben a többi kimenetet a névleges terhelésükkel vagy annak a felével terheltem. Eközben mértem a változtatott kimenet áramát, és az összes kimenet feszültségét.

A modellek pontosan közelítették a visszacsatolt kimenet változását, annak a hatását a többi kimenetre is, viszont a változások kezdeti- és végértékében voltak nagyobb eltérések, ahogy a statikus vizsgálatnál is. A modellek nagyobb bemeneti feszültség mellett pontosabbak voltak, a 20V-os bemeneti feszültségnél jelentkező áramkorlátot is modellezték. Az alábbi ábrákon a végértékeket összeigazítottam, hogy a változás modellezése látszódjon, ez nagyjából 50 – 100 mV eltolást jelent.

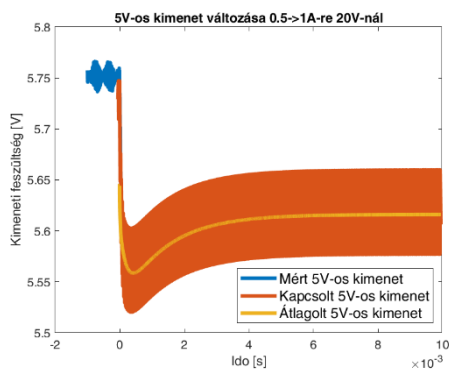


6.19. ábra - Flyback 12V-os kimenetének tranziense 1-ről 2 A-re 50V-nál

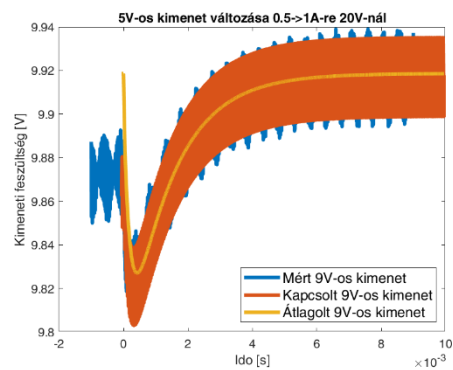


6.20. ábra - Flyback 12V-os kimenetének tranziense 1-ről 2 A-re 20V-nál

A nem visszacsatolt kimeneteknél is hasonló a helyzet, a kitérést és az alakját jól modellezik, a nem változtatott kimeneteknél is, viszont a kezdeti- és végértékek ezeknél is eltérnek.



6.21. ábra - Flyback 5V-os kimenetének tranziense 0.5-ről 1 A-re 20V-nál



6.22. ábra - Flyback 9V-os kimenete, az 5V-os kimenet változásakor 20V-on

7 Összefoglalás és kitekintés

Önálló laboratórium alatt elkészítettem a Buck átalakító kapcsolási rajzát, terveztem hozzá nyomtatott áramkört, amit legyártattam, beforrasztottam és élesztettem. A szakmai gyakorlat alatt elmélyedtem az átalakítók mérésének és modellezésének módszereiben, számos mérést végeztem el rajta és számos pontot javítottam az addig elkészült szimulációs modelljeimen. A szakdolgozat félévemben áttértem a másik nagy kapcsolóüzemű tápegység alaptípusra, a Flyback kapcsolásra. A félév során az alábbi eredményeket sikerült elérnem:

- Megismertem a Flyback átalakító alapkapsolást
- Készítettem egy kapcsolt és egy átlagolt szimulációt hozzá
- Méreteztem a Flyback kapcsolást, továbbfejlesztettem a korábban elkészített Buck átalakító áramköreit és elkészítettem a Flyback átalakító kapcsolási rajzát
- Elkészítettem a Flyback átalakító nyomtatott huzalozású áramkörét, különös hangsúlyt fektetve a tervezés EMC aspektusaira
- Megtekercseltem az átalakítóhoz általam tervezett transzformátort, majd méréseket végeztem rajta, és a mérési eredmények alapján szimulációs modellt alkottam
- A Flyback áramkört megtervezést követően gyártásba adtam, majd beforrasztottam és sikeresen élesztettem
- Az elkészült áramkörön statikus, dinamikus és frekvenciatartománybeli méréseket végeztem, a mérési eredmények alapján szimulációs modell verifikációt végeztem

A modell verifikáció pontossága rámutatott arra, hogy a megalkotott modellben további paraméterek figyelembevétele szükséges a jobb modellhűség elérése érdekében. A gyártás elhúzódása miatt, nem állt módomban a dolgozat leadásáig az eredeti terveimben szereplő méréseket hiánytalanul elvégezni (pl.: vezetett zaj és annak szűrése), így ezek a jelenlegi modellbe nem épültek be. A mérésektől a modell másodlagos paramétereinek javulását várom. A munkám során a csúcsáram módusú szabályzást

vizsgáltam elsődlegesen, de érdekes lehet más szabályzási módok vizsgálata is (pl. feszültség módusú, konstans bekapcsolási idejű szabályzás), amelyek az elvükből adódóan más szabályzási paramétereket (pl.: jobb hatásfok, kisebb zavarkibocsátás stb.) biztosítanak. Az elvégzett munka lehetőséget biztosít a jövőben arra, hogy a vizsgált topológiáknál (Buck, Flyback) más, összetettebb topológiákat is modellezni lehessen, mint például a Forward vagy a Cuk átalakító elrendezések.

Köszönetnyilvánítás

Szeretném megköszönni céges konzulensemnek, Frey Balázsnak a két áramkör tervezéséhez, élesztéséhez és méréséhez nyújtott szakmai segítségét, továbbá tanszéki konzulensemnek Kovács Zoltánnak a dolgozat írásában nyújtott segítséget, valamint a C3S Kft. többi munkatársának is a támogatását a transzformátor tekercselés és a szabályozókör méretezés elsajátításában.

Irodalomjegyzék

- [1] I. Varjasi, A. Balogh, A. Futó, Z. Gájász, I. Hermann és A. Kárpáti, Elektronika 2.
- [2] Texas Instruments, „Under the Hood of Flyback,” in *2010 Texas Instruments Power Supply Design Seminar*, 2010.
- [3] Onsemi, „UC3842B, UC3843B, UC2842B, UC2843B Datasheet,” [Online].
- [4] STMicroelectronics, „UC2842B/3B/4B/5B UC3842B/3B/4B/5B Datasheet,” March 1999. [Online].
- [5] Monolithic Power Systems, „Recognition and Elimination of Subharmonic Oscillations,” 2022. [Online]. Available: https://media.monolithicpower.com/mps/cms_document/2/0/2022-en-wechat-elimination-of-subharmonic-oscillations_r1.0.pdf. [Hozzáférés dátuma: 03 12 2023].
- [6] C. Basso, *Switch-Mode Power Supplies - SPICE Simulations and Practical Designs*, 2014.
- [7] R. Bolanos, „Loop Compensation of a Flyback Part 1,” 1 December 2012. [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=2doS4y9KsIM>. [Hozzáférés dátuma: 7 December 2023].
- [8] C. Basso, *Transfer Functions of Switching Converters*, 2021.
- [9] F. Hämmerle, „Output Impedance for Stability Analysis,” in *Bode 100 - Application Note*, OMICRON Lab, 2020.
- [10] F. Hämmerle, „Input Impedance Measurements,” in *Bode 100 - Application Note*, OMICRON Lab, 2017.
- [11] M. Xie, „How to select input capacitors for a buck converter,” *Analog Applications Journal*.

- [12] H.-S. Choi, „Transformer Design Consideration for Offline Flyback,” in *AN-4140*, Fairchild Semiconductor, 2003.
- [13] A. Balogh, Z. Gájász, S. Veréb, F. András, A. Futó és I. Varjasi, *Készüléktervezés jegyzet*, 2022.
- [14] Ferroxcube, „RM10/I Datasheet,” 19 2008. [Online].
- [15] A. Shirsavar, „Step-by-step Snubber and Clamp,” Biricha Digital, 2022. [Online]. Available: https://www.omicon-lab.com/fileadmin/assets/Training_and_Events/Power_Analysis_and_Design-Symposium/2022/Presentation_BirichaDigital.pdf.
- [16] P. Meng, Z. Junming, H. Chen, Z. Qian és Y. Shen, „Characterizing Noise Source and Coupling Path,” *IEEE*, 2011.
- [17] N. Hensgens, M. Silva, J. A. Oliver, J. A. Cobos, S. Skibin és A. Ecklebe, „Optimal Design of AC EMI Filters with Damping,” *IEEE*, 2012.
- [18] S. Iyasu, Y. Hayashi, Y. Hanada, K. Nakamara és K. Wada, „A Bidirectional Current Sensor based on CT with Diode Rectifier and MOSFET for Bidirectional Current-fed DC-DC Converter,” *IEEJ Journal of Industry Applications*, 2018.
- [19] Texas Instruments, „A More Accurate Current-Mode Control Model,” in *Unitrode Power Supply Design Seminar*, 2000.
- [20] Analog Devices, „ADuM3190 Datasheet,” 2015. [Online].
- [21] K. Húgyik, *Önálló Laboratórium beszámoló: Referencia tápegységek készítése szimulációs modellek verifikálásához és fejlesztéséhez*, Budapest, 2023.
- [22] K. Húgyik, *Szakmai Gyakorlat beszámoló: Referencia tápegységek készítése szimulációs modellek verifikálásához és fejlesztéséhez*, Budapest, 2023.
- [23] A. Balogh és I. Hermann, *Tápegység topológiák és alkalmazások jegyzet*, 2022.

Rövidítésjegyzék

Rövidítés	Rövidítés feloldása
AC	Alternating Current, váltóáram
BCM	Boundary Conduction Mode, Határ vezetési mód
BNC	Bayonet Neill–Concelman, egyfajta RF gyors csatlakozó
CCM	Continuous Conduction Mode, Folytonos vezetési mód
CM	Common Mode, Közös módusú
CR, CC	Műterhelés konstans ellenállású (Constant Resistance) és áramú (Constant Current) módjai
DCM	Discontinuous Conduction Mode, Szaggatott vezetési mód
DPAK	Decawatt Package, egyfajta felületszerelt tranzisztor tokozás
EMC	Electromagnetic Compatibility, Elektromágneses kompatibilitás
FRA	Frequency Response Analysis, Frekvenciaválasz-analízis
HZ	High Impedance, Magas impedancia
IC	Integrated Circuit, Integrált áramkör
LEB	Leading Edge Blanking, Vezető él vakítás
LED	Light-Emitting Diode, Fényt kibocsátó dióda
MLCC	Multi-Layer Ceramic Capacitor, Többrétegű kerámia kondenzátor
MMCX	Micro-Miniature Coaxial, egyfajta RF csatlakozó
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor, Fém-oxid félvezetőjű térvezérlésű tranzisztor
PWM	Pulse-Width Modulation, Impulzus-szélesség moduláció
PWM-CM	PWM Current-Mode model, A csúcsáram módusú impulzus-szélesség modulációs kapcsoló átlagolt modellje
RHPZ	Right-Half-Plane Zero, Jobb félsíkon lévő zérus

Rövidítés	Rövidítés feloldása
SMA, SMC	Két fajta felületszerelt dióda tokozás
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis, egyfajta áramkörszimulációs szoftver
UVLO	Undervoltage-lockout, Alulfeszültség-kizárás

Ábrajegyzék

2.1. ábra - Aszinkron buck átalakító alapkapcsolás.....	10
2.2. ábra - Buck átalakító időfüggvényei folytonos vezetési módban [1]	11
2.3. ábra - Flyback átalakító alapkapcsolás	12
2.4. ábra - A flyback átalakító időfüggvényei folytonos módban [2].....	13
2.5. ábra - A flyback átalakító időfüggvényei szaggatott módban [2].....	13
2.6. ábra - Csúcsáram módusú szabályzás időfüggvényei [3]	13
2.7. ábra - PWM IC belső felépítése [4]	13
2.8. ábra - A szubharmonikus oszcilláció és kompenzálása [5]	15
3.1. ábra - A kapcsoló modelljének szimbóluma [6]	17
3.2. ábra - A kapcsolóelem áramjele szaggatott vezetési módban [6].....	18
3.3. ábra - A kapcsolóelem feszültség- és áramjelei [6]	18
3.4. ábra - A kapcsoló átlagolt modellje	20
3.5. ábra - A kitöltési tényezők számítása	20
3.6. ábra - Átlagolt modell használata Buck átalakítóhoz	21
3.7. ábra - Buck szakaszátvitele CCM-ben (kék:20V-nál, piros:50V-nál).....	21
3.8. ábra - Átlagolt modell használata Flyback átalakítóhoz.....	22
3.9. ábra - Flyback szakaszátvitele CCM-ben (zöld:20V-nál, kék:50V-nál).....	22
3.10. ábra - Műveleti erősítős kompenzációs áramkörök	23
3.11. ábra - Buck kompenzált átvitele	24
3.12. ábra – Flyback kompenzált átvitele	24
3.13. ábra - Az átalakítók kompenzációs áramköre és szakaszuk mérése.....	25
3.14. ábra - Kimeneti impedancia blokkvázlata [9].....	26
3.15. ábra - A kimeneti impedancia mérése a kapcsolt szimulációban	27
3.16. ábra - Tápegység blokkvázlat [10].....	27
3.17. ábra - Bemeneti impedancia mérése átlagolt szimulációban	28
4.1. ábra - A buck átalakító blokkvázlata	29
4.2. ábra - A flyback átalakító blokkvázlata	29
4.3. ábra - A transzformátor tekercselése	35
4.4. ábra - A transzformátor bemérése.....	35
4.5. ábra - Zajkioltáshoz használt modell	41
4.6. ábra - Közös módusú szűrés	41

4.7. ábra - Áramérzékelő áramkörök	43
4.8. ábra - Áramjel 0 A kimenő áram mellett a szokványos áramkörrel	44
4.9. ábra - Áramjel 0 A kimenő áram mellett az áramtükrös áramkörrel	44
4.10. ábra - A leading edge blanking áramkör.....	45
4.11. ábra - Mért jel leading edge blanking nélkül	45
4.12. ábra - Mért jel leading edge blanking alkalmazásával.....	45
4.13. ábra - Az eredeti rámpakompensáció áramkör	46
4.14. ábra - Az áramtükrös rámpakompensáció áramkör	46
4.15. ábra - Az eredeti áramkör hozzáadott árama ($U_{be}=48V$, $R=6\Omega$).....	46
4.16. ábra - Az áramtükrös áramkör hozzáadott árama ($U_{be}=48V$, $R=6\Omega$)..	46
4.17. ábra - PWM IC kimenetét felhasználó rámpakompensációs áramkör	47
4.18. ábra - Az oszcillátor adatlapban [3] található áramköre	47
4.19. ábra - ADuM 3190 IC belső felépítése [20]	49
4.20. ábra - Optocsatolós leválasztó áramkör	50
4.21. ábra - Lágyindító áramkör	51
4.22. ábra - Segéd tápegységek.....	52
4.23. ábra - Referencia feszültség előállítása.....	52
4.24. ábra - A kapcsolóelemek meghajtása.....	53
4.25. ábra – A tervezett Buck átalakító.....	54
4.26. ábra - Az elkészült Buck átalakító	54
4.27. ábra - A tervezett Flyback átalakító.....	55
4.28. ábra - Az elkészült Flyback átalakító.....	55
5.1. ábra - A műterhelés hatása az átvitelre	56
5.2. ábra - A műterhelés bemeneti impedanciája.....	57
5.3. ábra - A műterhelés hatása az átvitelre szimulálva.....	57
5.4. ábra - PWM IC lefutó éle utáni idő.....	58
5.5. ábra - PWM IC felfutó éle utáni idő	58
5.6. ábra - Félhíd meghajtó modellje	58
5.7. ábra - Aszinkron buck terhelés nélküli oszcillációja	59
5.8. ábra - A félhíd meghajtó belső modellje.....	59
5.9. ábra - Szimulált aszinkron buck oszcilláció	60
5.10. ábra - Flyback transzformátor szimulációs modellje.....	61
5.11. ábra - 12 V-os kimenet tekercsének torzított árama	61
6.1. ábra - Buck átalakító szakaszátvitele 50V 6.75 Ohm-on.....	62

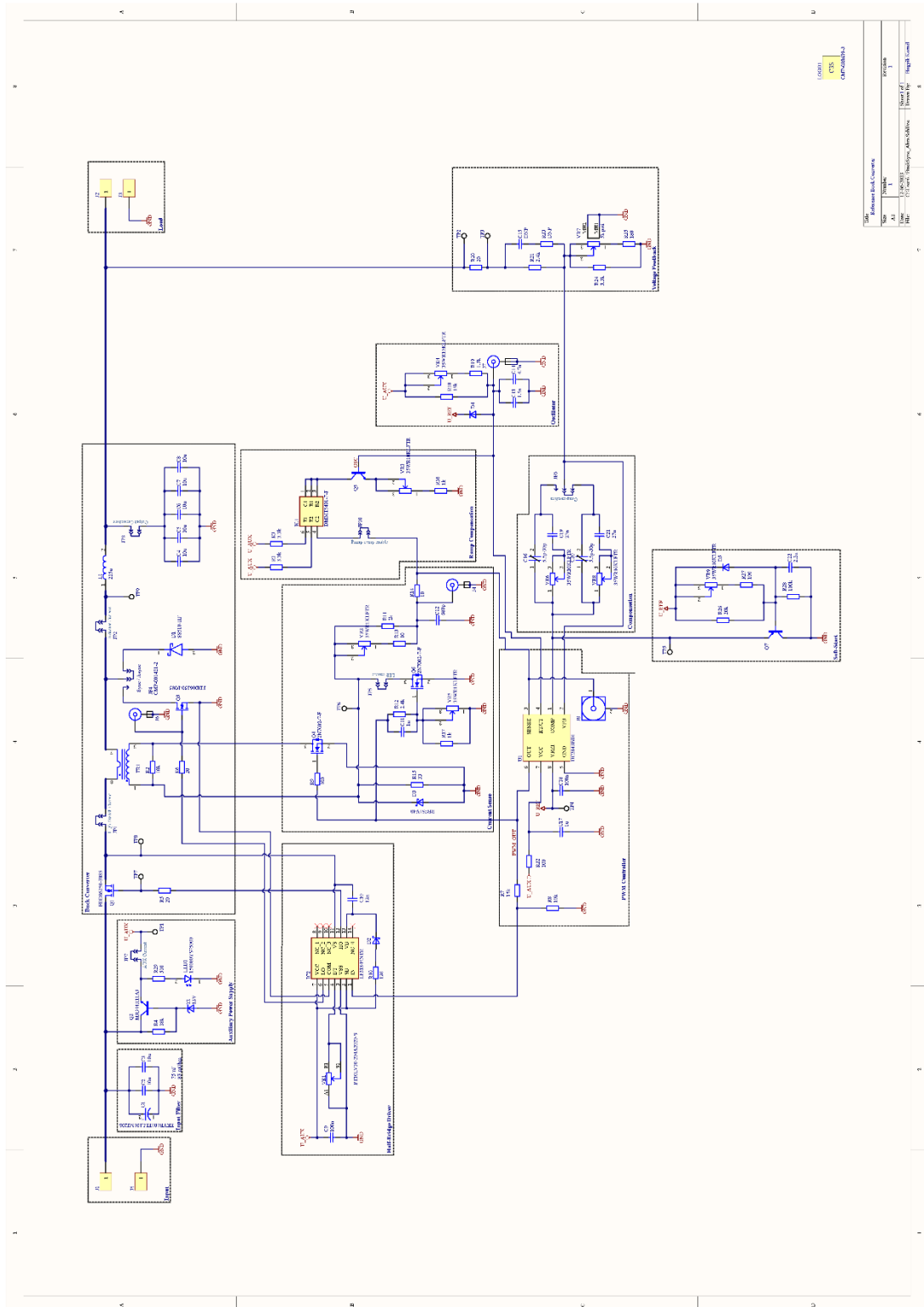
6.2. ábra - Buck átalakító szakaszátvitele 50V 300 Ohm-on.....	62
6.3. ábra - A buck átalakító bemeneti impedanciája.....	63
6.4. ábra - A buck átalakító kimeneti impedanciája	63
6.5. ábra - Buck átalakító statikus karakterisztikája 20V-on	63
6.6. ábra - Buck átalakító statikus karakterisztikája 50V-on	63
6.7. ábra - Az áramváltás szimulációjának pontossága.....	64
6.8. ábra - Nullára csökkenő terhelés.....	64
6.9. ábra - 50V-on 1-ről 2 A-re váltás.....	65
6.10. ábra - 50V-on 2-ről 1 A-re váltás.....	65
6.11. ábra - A flyback átalakító bemeneti impedanciája.....	65
6.12. ábra - A flyback átalakító kimeneti impedanciája	65
6.13. ábra - Flyback átalakító szakaszátvitele 50V 6.75 Ohm-on	66
6.14. ábra - Flyback átalakító szakaszátvitele 50V 300 Ohm-on	66
6.15. ábra - Flyback átalakító 12-os kimenetének UI karakterisztikája.....	67
6.16. ábra - A másik két kimenet hatása a visszacsatolt kimenetre	67
6.17. ábra - Flyback átalakító 9-os kimenetének UI karakterisztikája.....	67
6.18. ábra - A másik két kimenet hatása a 9V-os kimenetre	67
6.19. ábra - Flyback 12V-os kimenetének tranziense 1-ről 2 A-re 50V-nál.....	68
6.20. ábra - Flyback 12V-os kimenetének tranziense 1-ről 2 A-re 20V-nál.....	68
6.21. ábra - Flyback 5V-os kimenetének tranziense 0.5-ről 1 A-re 20V-nál.....	68
6.22. ábra - Flyback 9V-os kimenete, az 5V-os kimenet változásakor 20V-on .	68

Függelék

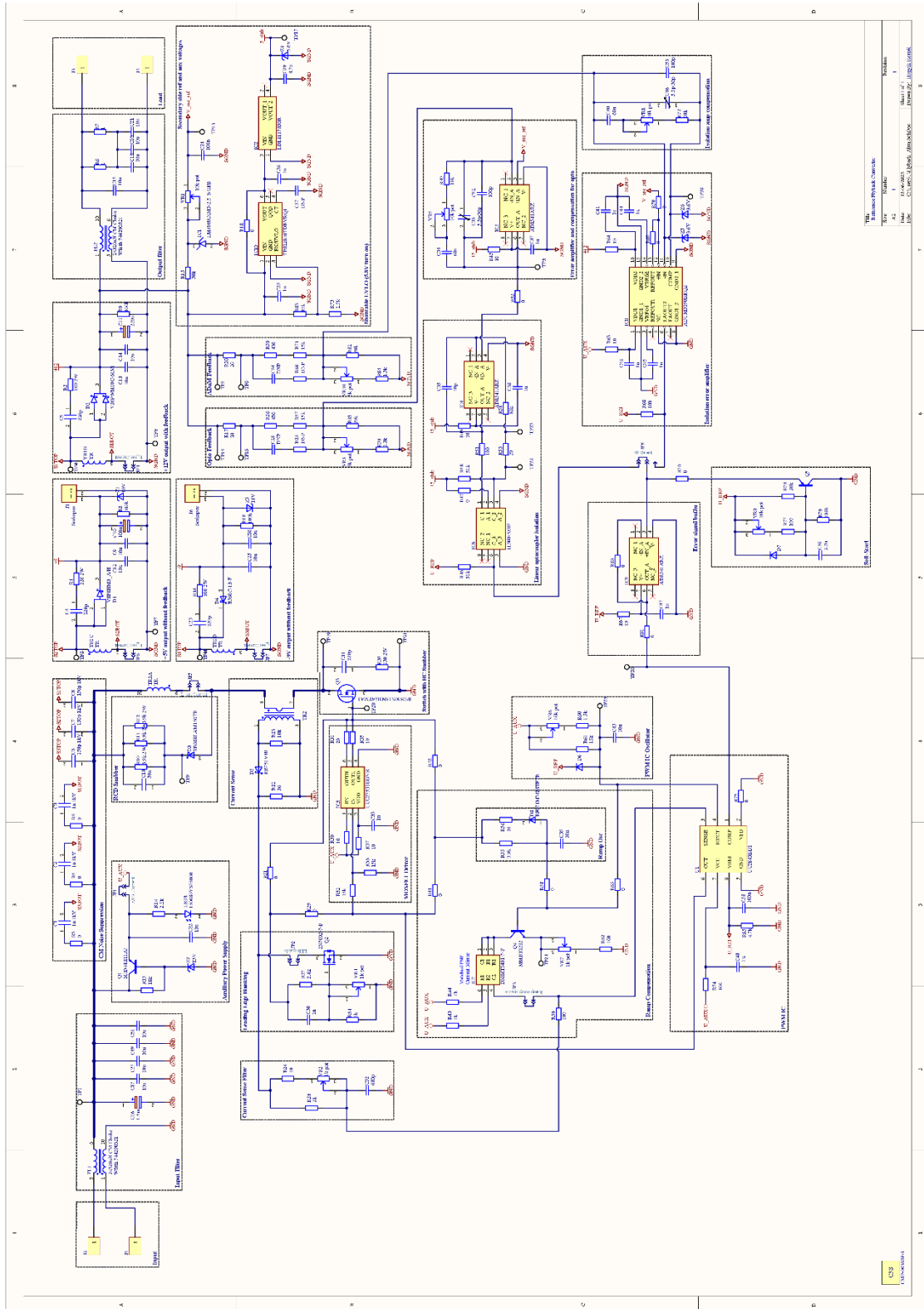
1. Függelék: Felhasznált műszerek és szoftverek

- Labortápegység: Keysight E3634A, BK Precision 9202B
- Műterhelés: BK Precision 8601
- Multiméterek: Keysight U1214C
- Oszilloszkóp: Keysight MSOX2014A
- Árammérő lakatfogó: Keysight N2779A
- Differenciális mérőfej: Pico Technology TA043
- Függvénygenerátor: Keysight 33210A
- Vektor-hálózatanalizátor: Omicron Lab Bode100
- DC Milliohm Méter: GW Instek GOM-805
- LCR mérő: Keysight U1733C
- Hőkamera: Fluke TiS40
- Áramkörtervezés: Altium Designer Professional
- Áramkörszimuláció: LTspice XVII
- Adatok rögzítése és feldolgozása: Excel, MATLAB
- Ábrák készítése: Inkscape, KiCAD
- Szövegszerkesztés: Word

2. Függelék: Kapcsolási rajzok



Buck átalakító kapcsolási rajza



Flyback átalakító kapcsolási rajza