



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki kar

Futó András
NEPTUN: ZJW2PM

TDK DOLGOZATA

Téma:
Ultra kis bemenő feszültségű rezonáns tápegység

Készült:

A BME Automatizálási és Alkalmazott
Informatikai Tanszékén

Egyetemi konzulens:

Dr. Balogh Attila

Tartalomjegyzék:

| | |
|--|-----------|
| 1. BEVEZETÉS..... | 3 |
| 2. FOLYTONOS VEZETÉSI ÜZEMŰ REZONÁNS TOPOLOGIÁK | 5 |
| 2.1 NÉGYSZÖG FESZÜLTÉSSEL GERJESZTETT SOROS REZGŐKÖR..... | 5 |
| 2.2 SOROSAN TERHELT CCM TÁPEGYSÉG FESZÜLTÉG- ÉS ÁRAM VISZONYAI | 9 |
| 2.3 PÁRHUZAMOSAN TERHELT CCM TÁPEGYSÉG FESZÜLTÉSÉI ÉS ÁRAMAI..... | 13 |
| 2.4 TOVÁBBI TOPOLOGIÁK ÉS ALKALMAZÁSAIK | 17 |
| 2.5 LEHETSÉGES VEZÉRLÉSI ÉS SZABÁLYOZÁSI MÓDSZEREK | 17 |
| 3. KIS BEMENŐ FESZÜLTÉGŰ TÁPOK MEGVALÓSÍTÁSI NEHÉZSÉGEI..... | 23 |
| 3.1 RÉZHUZALOK ÖRVÉNYÁRAMÚ VESZTESÉGEI..... | 23 |
| 3.2 TRANSZFORMÁTOR MÉRETEZÉSI SZEMPONTOK | 25 |
| 3.3 A TÁPEGYSÉG TELJES VESZTESÉGE..... | 25 |
| 4. NI-MH CELLÁRÓL ÜZEMELŐ FÉNYCSŐ INVERTER KÉSZÍTÉSE | 26 |
| 4.1 CÉLKITŰZÉS ÉS SPECIFIKÁCIÓ | 26 |
| 4.2 TOPOLOGIA MEGVÁLASZTÁSA, ELEM ÉRTÉKEK SZÁMÍTÁSA | 28 |
| 4.3 AZ INDUKTIVITÁS ÉS A TRANSZFORMÁTOR TERVEZÉSE..... | 30 |
| 4.4 VEZÉRLÉS | 31 |
| 4.5 SEGÉD TÁPEGYSÉG | 32 |
| 4.6 MEGÉPÍTÉS, TESZTELÉS | 36 |
| 5. ÖSSZEFOGLALÁS | 38 |
| 5.1 ELVI ALKALMAZHATÓSÁG, KORLÁTOK | 38 |
| 5.2 TOVÁBBI VIZSGÁLÓDÁSOK LEHETSÉGES CÉLJAI..... | 38 |
| 6. IRODALOMJEGYZÉK..... | 39 |

1. Bevezetés

Napjaink hordozható készülékeiben gyakran 1,2 V vagy 3,6 V cellafeszültségű akkumulátorokat használunk. Az eszközök működtetéséhez szükséges magasabb feszültségeket a legtöbb eszközben akkumulátorok sorba kötésével állítják elő. A sorba kötött cellákból álló telepben azonban az egyes cellák feszültségét és hőmérsékletét külön-külön figyelni kell, és egyetlen cella lemerülése esetén a telep megóvása érdekében a készüléket ki kell kapcsolni.

Az akkumulátorok legjobb kihasználása érdekében olyan tápegységet kerestem, ami alacsony, akár 1,2 V bemenő feszültségről is jó hatásfokkal üzemeltethető, és tetszőleges kimenő feszültséget elő tud állítani.

A fenti cél kapcsán kezdtem vizsgálni a rezonáns tápegységek egy különleges családját, a folytonos vezetési üzemű (Continuous Conduction Mode, a továbbiakban CCM) rezonáns tápegységeket. Ezek a rezonáns tápegységek alapjaikban különböznek a hard-switching kapcsolásokon alapuló, LC kört csak az átkapcsolások segítségével használó megoldásoktól (ZVS, ZCS). Közös tulajdonságuk, hogy működésük egy folyamatosan rezonáló LC körön alapszik.

A CCM rezonáns tápegységek családját leginkább a viszonylag nehéz tervezhetőség, a pontos alkatrészek iránti igény, és a nehézkes szabályozhatóság miatt ritkán használják, de bizonyos speciális eszközökben, például fénycső inverterekben gyakran előfordulnak.

Az ilyen, rezgőkör alapú kapcsolások jellegzetessége, hogy a bemenő áramnál nagyobb áram egyik alkatrészen sem folyhat, a kapcsolóelemeken folyó áram pedig megfelelő vezérlés esetén az átkapcsolások pillanatában közel nulla értékű. Az áramkört ezen tulajdonságai teszik ideálissá kis bemenő feszültségű tápegységekben történő alkalmazásra.

A fél híd kapcsolású CCM konverterek váltakozó áramú modellezését Robert L. Steigerwald dolgozta ki [3.]. Cikkében alapvetően az ilyen konverterek frekvenciatartománybeli analízisével foglalkozik. Eredményeinek ismeretében dolgozatomban az alacsony bemenő feszültségekre legjobban használható, rezonancia frekvencián üzemelő, vagyis az áram nulla átmeneteinél kapcsoló (soft switching) kapcsolásokkal foglalkoztam. Az olvasottakat az egyes topológiák

rezonancia frekvenciáján végzett időtartománybeli analízisével egészítettem ki, ezáltal lehetővé téve a rögzített frekvencián üzemelő konverterek méretezését.

A dolgozat a sorosan illetve párhuzamosan terhelt rezonáns tápegységek feszültség- és áram viszonyait mutatja be. Részletezi a fenti topológiák alacsony bemenő feszültségről történő alkalmazhatóságának lehetőségét, kiemelve az alacsony bemenő feszültségű rezonáns tápegységek tervezési nehézségeit. A munka során külön vizsgálatnak vettem alá a CCM típusú tápegységekben fellépő veszteségek minimalizálásának lehetőségeit és a folytonos vezetési üzemű rezonáns tápegységek kimenő feszültségének és áramának lehetséges szabályozási technikáit is.

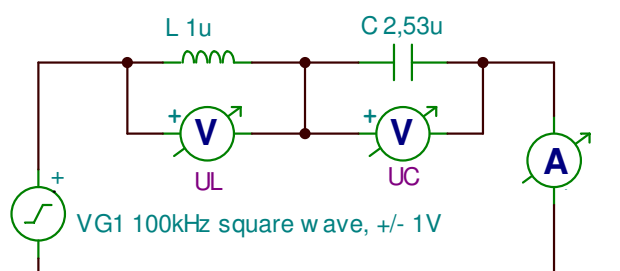
A TDK dolgozatban bemutatásra kerül egy saját tervezésű rezonáns inverter, amely a fenti elvek alkalmazásával egy 8 W névleges teljesítményű fénycsövet hajt meg egyetlen 1,2V feszültségű NiMH akkumulátor celláról.

2. Folytonos vezetési üzemű rezonáns topológiák

2.1 Négyyszög feszültséggel gerjesztett soros rezgőkör

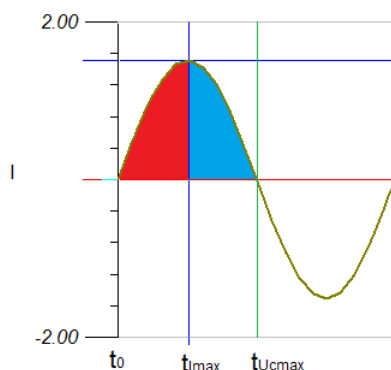
A folytonos vezetési üzemű (CCM típusú) rezonáns tápegység topológiák alapja egy LC kör, melyet egy fél híd vagy egy teljes híd kapcsolás segítségével, négyyszög feszültséggel gerjesztünk.

A CCM rezonáns tápegységek működésének értelmezéséhez először egy egyszerű LC kör feszültség- és áram viszonyait érdemes vizsgálni.



1. ábra: négyyszög feszültséggel gerjesztett, 100 kHz sajátfrekvenciájú LC kör

Egy energiamentes ideális soros LC kört egységugrás jellel gerjesztve az L tekercsre egységnyi feszültség kerül. Szinuszos áram indul meg, és (veszteségmentes rezgőkört feltételezve) a gerjesztés megváltozásáig ez fenn is marad. A feszültség bekapcsolásának pillanatában (t_0) a tekercs árama addig növekszik, amíg a C kondenzátor feszültsége el nem éri a generátor feszültségét.



2. ábra: egységugrás feszültséggel gerjesztett rezgőkör árama

A rezgőkör árama tehát szinuszos, ezért a 2. ábra t_0 és t_{UCmax} közti része a függőleges kék vonalra (t_{Imax}) szimmetrikus. Ez azt mutatja, hogy a t_0 időponttól a feszültség kiegyenlítés (t_{Imax}) időpontjáig a C kondenzátorba jutó töltés mennyisége (piros) azonos a t_{Imax} időpont és az áram nulla helyének időpontja (t_{UCmax}) között a kondenzátorba jutó töltéssel (kék). A töltések mennyisége:

$$Q = \int_{t_0}^{t_{Imax}} I(t) dt = \int_{t_{Imax}}^{t_{UCmax}} I(t) dt$$

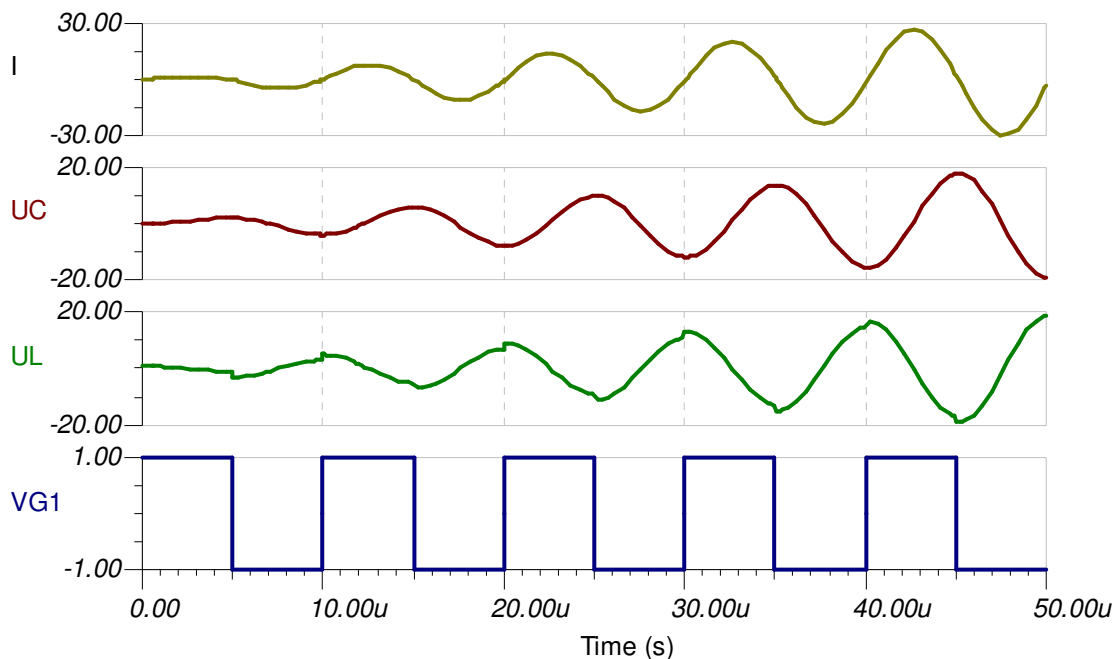
A fentiek következménye, hogy egy ideális energiamentes soros rezgőkört egységugrás feszültséggel gerjesztve egy fél periódus után a kondenzátorba $2Q$ töltés jut, melynek hatására a kondenzátor feszültség amplitúdója a generátor feszültségének kétszerese lesz.

Hasonló gondolatmenettel azt is beláthatjuk, hogy ha a kondenzátor a t_0 időpontban nem energiamentes, hanem egy U_{C0} kezdő feszültségre van feltöltve, akkor az egységnyi feszültség rákapcsolásának hatására a kondenzátor feszültség amplitúdója $u_C = u_{C0} + 2$ lesz.

A fentiek következtében ha egy ideális rezgőkört annak sajátfrekvenciájával megegyező frekvenciájú négyszög feszültséggel gerjesztünk, akkor minden fél periódus végére a kondenzátor feszültsége a bemenő feszültség kétszeresével fog nőni. Így a kondenzátor csúcs feszültségei az egyes fél periódusok kezdetén rendre a következők lesznek:

0, 2, -4, 6, -8, 10, ...

Ez a 3. ábra jól követhető, a gerjesztő jellel és a tekercs feszültségével együtt.

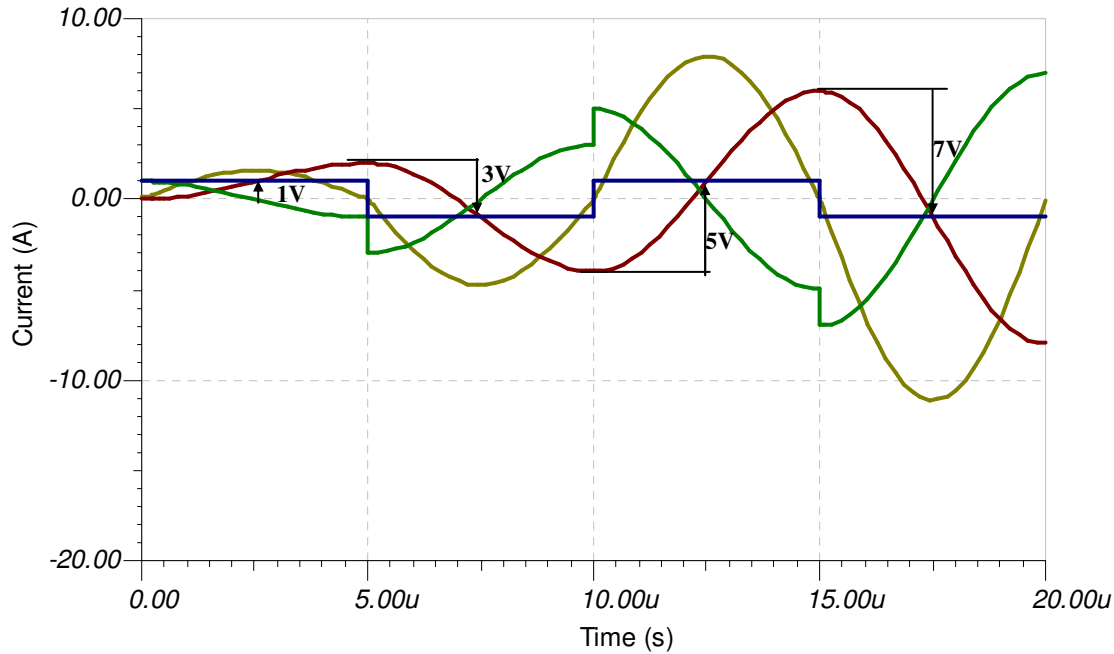


3. ábra: az 1. ábralátható LC kör időtartománybeli szimulációja TINA programmal

A 3. ábra a rezgőkörös topológiák előnyei jól láthatók:

- Teljesen szinuszos áram a soros rezgőkör elemein
- A tápláló híd által felvett áram csúcs- és effektív értéke megegyezik a rezgőkörben folyó áram csúcs- illetve effektív értékeivel
- Az átkapcsolások pillanatában az áram nulla értékű, és a tekercs feszültsége ebben a pontban ugrik a generátor feszültség kétszeresével.
- A bemenő áramnál nagyobb áram egyik alkatrészen sem folyhat, ezért elegendő erre méretezni.

Az áramkört ezen tulajdonságai teszik ideálissá alacsony bemenő feszültségű tápegységekben történő alkalmazásra.



4. ábra: a 3. ábra diagramjai egymáson.

Sárga: I áram. Piros: U_C . Zöld: I_L . Kék: U_G gerjesztés.

A rezgőköri kondenzátor feszültségének növekedését a fentiek jól leírják; ezt a szimuláció is igazolja. A kondenzátor feszültsége a C kapacitás- illetve az L tekercs értékétől függetlenül mindig így változik, feltételezve hogy a rezgőkört annak sajátfrekvenciájával megegyező frekvenciájú négyzög feszültséggel gerjesztjük. A rezgőkör frekvenciáját a Thomson képlet adja meg:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Azonban ahhoz hogy a rezgőkör áramát is számítani tudjuk, már a konkrét L és C értékeket is ismerni kell. A 4. ábra jól látható, hogy a tekercs áram (sárga) maximum helyei pontosan az egyes fél periódusok közepénél ($T/4$) vannak. Ezekben a pontokban azért maximális az áram, mert a gerjesztő feszültséget a kondenzátor feszültsége pontosan kiegyenlíti. A 4. ábra látszik is, hogy a kék és a piros görbék ezekben a pontokban metszik egymást. Így érthető, hogy a

A kondenzátor feszültségének csúcsértékről ellenkező polaritással egységnyi feszültségre történő megváltozása közben a kondenzátoron (és így a tekercsen is) átfolyó töltés mennyiség hatására (a 2. ábrán piros színnel jelölt terület) a tekercs

árama nulláról éppen annak csúcstértékére nő fel. A rezgőkör áramát szinuszosnak feltételezve a következőt írhatjuk fel az áram csúcstértékéről:

$$Q = C \cdot \Delta U_C = \int_0^{T/4} I(t) dt = \int_0^{T/4} \hat{I} \cdot \sin(\omega t) dt = \frac{-\hat{I} \cdot \cos(\omega t)}{\omega} \Big|_0^{T/4} = \frac{\hat{I}}{\omega} \Rightarrow$$

$$I. \quad \hat{I} = \omega \cdot C \cdot \Delta U_C$$

A fentiek szerint tehát a képletben ΔU_C a kondenzátor feszültség maximumának és a bemenő négyzög feszültség amplitúdójának összege:

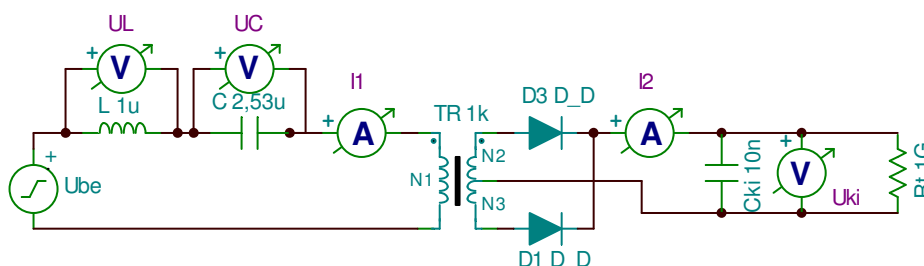
$$\Delta U_C = \hat{U}_C + U_{be}$$

A ΔU_C feszültség változásokat a 4. ábra nyilakkal jelöltem. A ΔU_C feszültségek tehát +1, -3, +5, -7 ... sorozat szerint változnak.

2.2 Sorosan terhelt CCM tápegység feszültség- és áram viszonyai

Ahhoz hogy az előző pontban tárgyalt módon gerjesztett rezgőkörből tápegységet lehessen építeni, a rezgőkörből energiát kell elvonni. Erre többféle megoldási lehetőség kínálkozik. Dolgozatomban a DC - DC átalakítókban jól használható két alapesetet vizsgáltam.

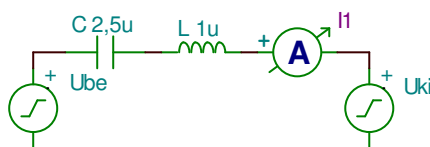
Egy feszültség generátoros, egyen feszültségű kimenet előállításához az egyik legegyszerűbb megoldás egy soros transzformátor közbeiktatása. Ezzel a módszerrel egy sorosan terhelt rezonáns tápegységet (series resonant converter, SRC) kapunk. Ebben a kapcsolásban a transzformátor primer tekercsén a rezgőkör teljes árama átfolyik, azaz a transzformátor primer oldalán tulajdonképpen áramkényszer van.



5. ábra: transzformátorral leválasztott sorosan terhelt CCM rezonáns tápegység

Az 5. ábra kapcsolási rajza alapján megérthető, hogy a szekunder oldal tulajdonképpen egyetlen feszültség generátorral modellezhető. A D_1 illetve D_2 diódák a transzformátoron átfolyó I_1 áram pozitív illetve negatív értékei mellett nyitnak, és a C_{ki} kondenzátor feszültségét az egyik fél periódusban pozitív, a másikban negatív előjellel kényszerítik a transzformátor szekunder tekercsére.

Amennyiben az előző alfejezetben tárgyaltaknak megfelelően az LC kört annak sajátfrekvenciájával megegyező frekvenciájú szimmetrikus négyszög feszültséggel gerjesztjük, a szekunder oldal váltakozó áramú helyettesítő képe tulajdonképpen egy feszültség generátorként fogható fel. Ez a helyettesítő feszültség generátor a gerjesztő u_{be} feszültséggel azonos fázisú, szimmetrikus négyszög feszültséget állít elő. A feszültség amplitúdója (ideális diódákat feltételezve) a C_{ki} kondenzátor feszültségével egyezik meg (u_c).

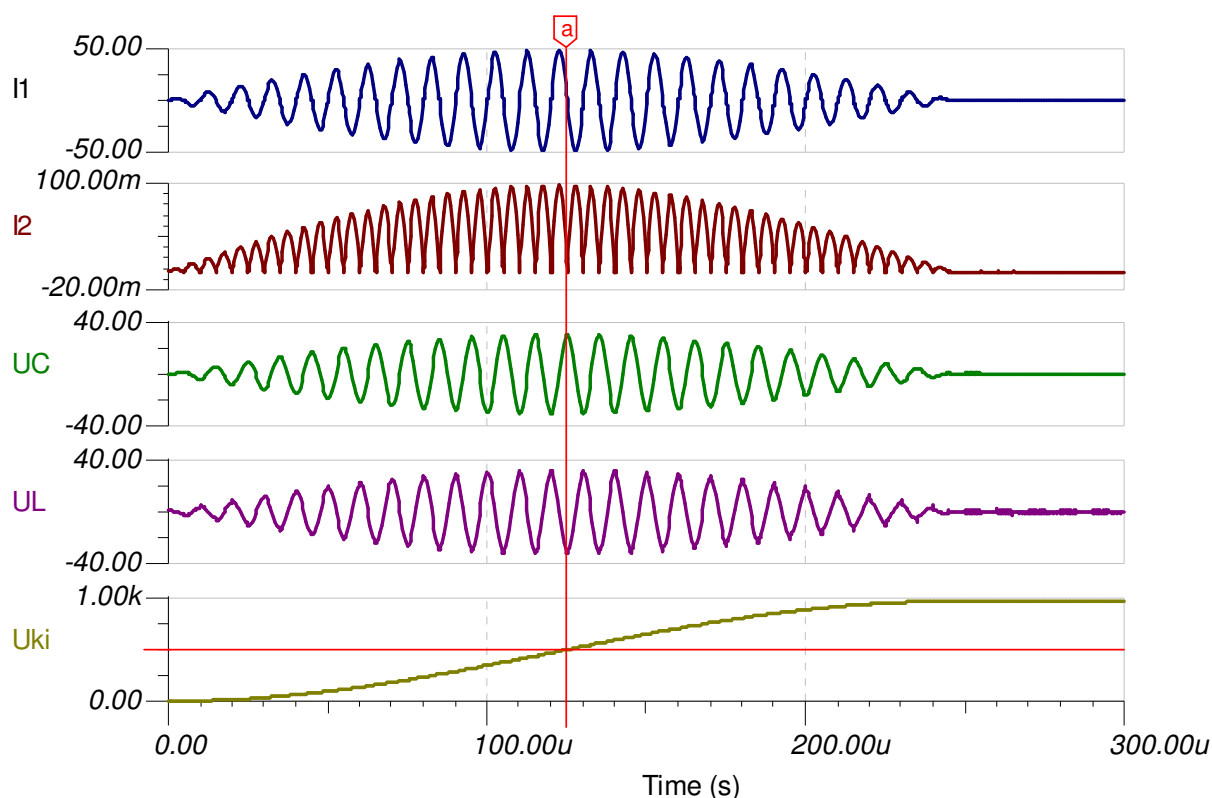


6. ábra: a sajátfrekvenciáján gerjesztett soros tápegység modellje

Amennyiben a transzformátort ideálisnak, áttételét pedig egységnyiinek tekintjük ($a = 1:1$, vagyis a transzformátort kihagyjuk a kapcsolásból), valamint az egyenirányítót a fenti módon modellezzük, akkor a 6. ábra látható modellhez jutunk, ahol u_{ki} feszültség amplitúdója (ideális esetet feltételezve) a C_{ki} kondenzátor primerre redukált feszültsége. Sajátfrekvenciás gerjesztésekre az u_{ki} és az u_{be} generátorok azonos fázisú négyszög feszültséget állítanak elő, ezért a két feszültség generátor összevonható egyetlen ($u_{be}-u_{cki}$) amplitudójú négyszög feszültség generátorrá. Ezzel a helyettesítéssel az 1. ábra látható kapcsolási rajzhoz, illetve az előző alfejezetben tárgyalt, négyszög feszültséggel gerjesztett LC körhöz jutunk vissza. Az LC körre levezetett feszültség- és áram képletek így közvetve a sorosan terhelt tápegységre is igazak lesznek.

Innen látszik, hogy a rezgőkör áramának amplitúdója csak akkor növekszik, ha a primerre redukált C_{ki} kondenzátor feszültség (u_c) alacsonyabb a bemenő feszültség amplitúdójánál. Egyenlőség esetén az amplitúdó elvben konstans maradna, azonban a gyakorlatban az alkatrészek veszteségei miatt az áram nullához tart.

A fentiek miatt ez a rezonáns tápegység feszültség generátorként használható. Amennyiben a gerjesztő feszültség frekvenciája az LC kör sajátfrekvenciájával egyezik, a tápegység kimenő feszültsége csak a bemenő feszültségtől és a transzformátor áttételétől függ. Az L és C elemértékek megválasztásával az áramkör üzemi frekvenciáját, illetve az áram növekedésének gyorsaságát tudjuk meghatározni. Ezen utóbbi jellemzővel a tápegység terhelés rádobásra adott válaszának időállandóját, vagyis az áramkör működéséből eleve adódó szabályozás sebességét tudjuk beállítani.



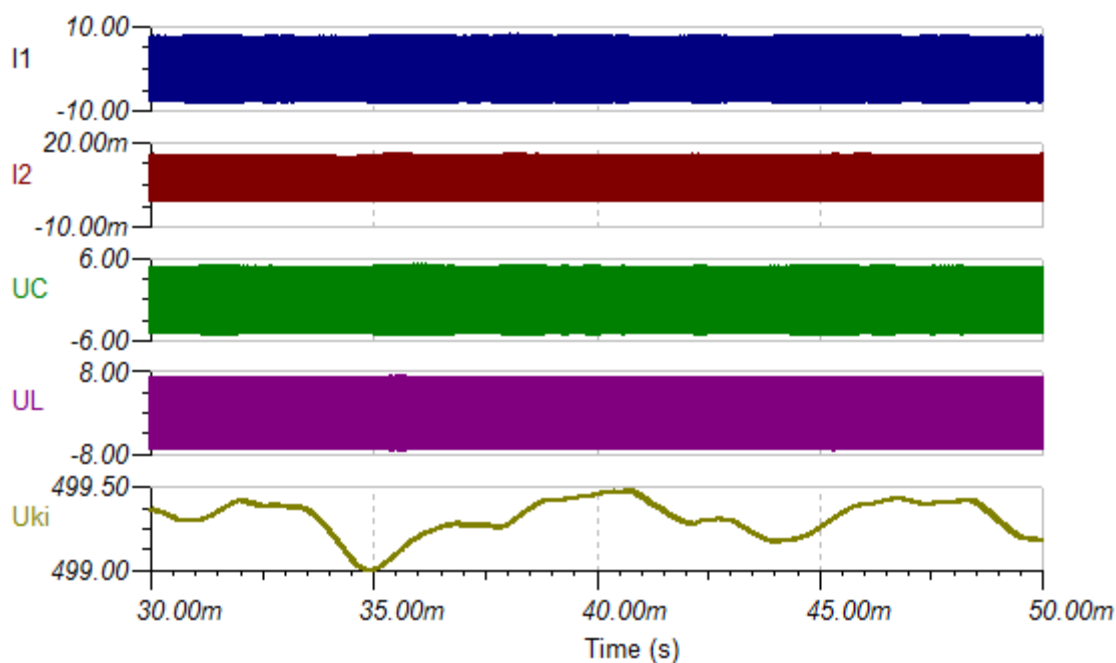
7. ábra: TINA szimuláció: az 5. ábra áramkör bekapcsolási tranziense, terhelés nélkül.

A 7. ábra látható szimuláció a C_{ki} kondenzátor feltöltődése közben mutatja a rezgőkör állapotát az idő függvényében. Látható, hogy a primer kör árama (I_1), és ezzel együtt a kondenzátor u_c valamint a tekercs u_L feszültsége a piros vonallal jelölt időpontig növekszik. Ebben a pontban az u_{cki} feszültség amplitúdója 500 V, és mivel a szimulált transzformátor mindkét szekunder tekercsének áttétele is 1:500, az eredmény a levezetés alapján megegyezik a várakozásainkkal.

A C_{ki} kondenzátor feltöltődése (vagyis a modellben a két generátor feszültségének kiegyenlítődése) után a rezgőkör negatív gerjesztő feszültséget kap, melynek hatására a felgerjedéskorival azonos sebességgel csökken az I_1 áram és az u_c feszültség. Ideális alkatrészeket és terhelésmentes esetet feltételezve tehát a

kiegyenlítődéskori feszültség (500 V) kétszeresére is felmehet a kimenet feszültsége. Azonban ez a szimulációban sem történik meg, látszik hogy az alsó görbe nem éri el az 1 kV értéket. Ezt az okozza, hogy a diódák a szimulációban is veszteségesek.

A 7. ábra látható, hogy a tápegységet a kimenetén egy kis értékű kisütött C_{ki} szűrő kondenzátorral indítva is igen nagy értékű áramok és feszültségek alakulhatnak ki. (A szimulációban $C_{ki} = 10 \text{ nF}$ a szimuláció alacsony számításigénye érdekében.) Ezért az indítási áramot valamilyen eljárással korlátozni kell. Ez megoldható például a C rezonáns kondenzátor maximális feszültségének párhuzamos zener diódákkal történő korlátozásával, vagy indításkor rövid ideig valamilyen soros áramkorlátozó elem közbeiktatásával.



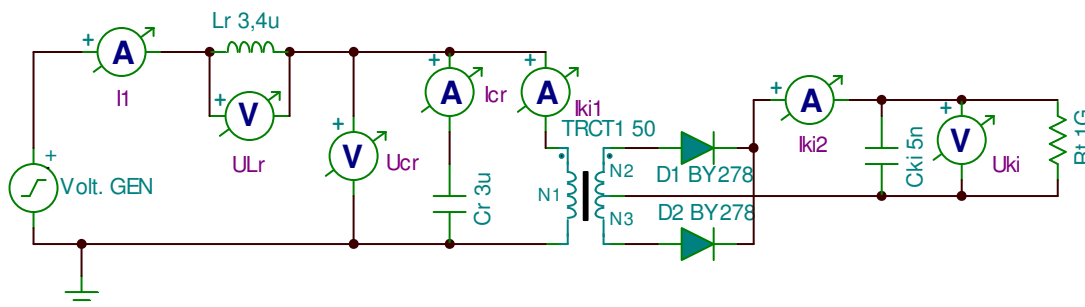
8. ábra: TINA szimuláció: a terhelt tápegység állandósult állapotban. $R_t = 50 \text{ k}\Omega$, $C_{ki} = 1 \mu\text{F}$

A 8. ábra látható a tápegység működése. A kimeneti kondenzátor feltöltődése és a tranziensek lecsengése után a tápegység kimenő feszültsége beáll az áttétel által meghatározott 500V alatti értékre. A diódák nyitófeszültsége nagyjából 0,7V-tal csökkenti a kimeneti feszültséget. Az u_{ki} feszültség diagramján mutatkozó $\pm 0,25\text{V}$ amplitúdójú feszültség ingadozás betudható a szimuláció hibájának.

A kapcsolásban a középleágazásos transzformátor tekercselés és a félhíd egyenirányító természetesen kicserélhető teljes graetz híd egyenirányítóra és egyetlen szekunder tekercsre; ez az áramkör működési elvén nem változtat.

2.3 Párhuzamosan terhelt CCM tápegység feszültségei és áramai

A [2.] és [3.] források még egy elrendezést tárgyalnak. Ebben a kimenetre a teljesítmény egy a rezonáns kondenzátorral párhuzamosan kötött transzformátoron keresztül jut. Az ilyen tápegységeket párhuzamosan terhelt rezonáns tápegységeknek (parallel resonant converter, PRC) nevezzük. Ezt az elrendezést szintén megvizsgáltam időtartományban is. Ennek

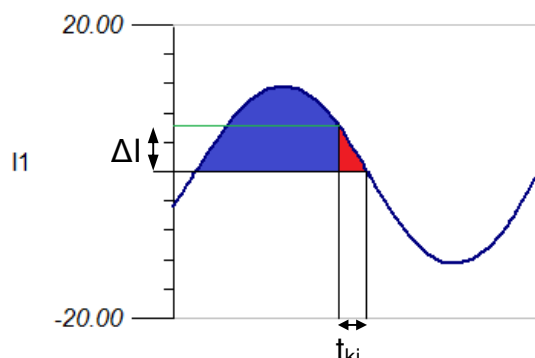


9. ábra: transzformátorral leválasztott párhuzamosan terhelt CCM rezonáns tápegység

A 9. ábra látható, hogy a párhuzamosan terhelt tápegység primer oldala tulajdonképpen a négyszög feszültséggel gerjesztett LC körrel egyezik meg abban az esetben, ha a $u_{cr} < u_{ki}$, és a D_1 - D_2 diódák lezárva maradnak.

Amint az u_{cr} feszültség amplitúdója eléri az u_{ki} feszültség értéket, a D_1 - D_2 diódák valamelyike kinyit, és az L_r tekercsben maradó energiát a kimenetre juttatja. Amennyiben C_{ki} kondenzátor kapacitása annyira nagy hogy egy félperiódus alatt a feszültsége állandónak tekinthető, akkor egy feszültség generátorral modellezhető.

Ideális diódákat és transzformátort feltételezve valamelyik dióda nyitása után a C_r kondenzátor árama nulla lesz, feszültsége pedig a félperiódus végéig állandó értékű marad. Ebből következik, hogy az áram szinuszos alakja enyhén torzulni fog, vagyis az egyik dióda nyitása után a tekercs árama állandó meredekséggel csökken nullára.



10. ábra: a 9. ábra látható tápegység tekercs áramának jelalakja, a szekunder dióda nyitásának és az áram nulla átmenetének megjelölésével.

A 10. ábra látható az I_1 áram jelalakja. Az első félperiódusban az állandó meredekségű szakasz t_{ki} időintervallumig tart. Ez alatt az idő alatt a kimenetre jutó töltés mennyiségét az ábrán a piros színű háromszög területe jelöli.

A 2.1 fejezetből tudjuk, hogy az egymást követő félperiódusokban a rezonáns kondenzátor feszültsége: $|\hat{u}_{c_k}| = |\hat{u}_{c_{k-1}}| + 2 \cdot |u_{be}|$. Mivel azonban a kimeneten egy végtelennek tekinthető C_{ki} kondenzátor van, a C_r rezonáns kondenzátor feszültsége nem nőhet az előző félperiódusbeli érték fölé. A töltés megmaradás elvét követve tehát a többlet töltés csak a kimenet irányába folyhat. Így gondolkodva a 10. ábra látható piros háromszög területe ismert, és segítségével meghatározható a t_{ki} időintervallum valamint a kimenetre (a transzformátor primerére) jutó áram átlagos értéke is:

$$t_{\Delta} = Q_{ki} = 2 \cdot u_{be} \cdot C_r = \frac{\Delta I \cdot t_{ki}}{2} = \frac{u_{ki} \cdot t_{ki}^2}{2L} \Rightarrow t_{ki} = \sqrt{\frac{4 \cdot u_{be} \cdot C_r}{u_{ki}}}$$

$$\text{II. } I_{kiAV} = \frac{Q_{ki}}{T/2} = \frac{2 \cdot u_{be} \cdot C_r}{T/2} = 4 \cdot u_{be} \cdot C_r \cdot f$$

ahol f a Thomson képlet alapján: $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, azaz:

$$I_{kiAV} = 4 \cdot u_{be} \cdot C_r \cdot \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = \frac{2}{\pi} \cdot u_{be} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}}$$

A transzformátor tervezéséhez szükség van még a primeren átfolyó áram csúcs- és effektív értékére is. A csúcstérték voltaképpen a ΔI árammal egyezik meg, azaz:

$$I_{ki,max} = \Delta I = \frac{4 \cdot u_{be} \cdot C_r}{t_{ki}}$$

Az állandó meredekségű szakaszon az áram abszolútértékének időfüggvénye:

$$|I_1(t)| = \hat{I} - \hat{I} \cdot \frac{t}{t_{ki}}$$

Minden félperiódusban egy ilyen háromszög alakú töltés csomag jut ki a kimenetre. Az effektív érték definíciója alapján a primer áram effektív értéke:

$$\begin{aligned} I_{ki,RMS} &= \sqrt{\frac{1}{T/2} \cdot \int_0^{t_{ki}} I_1^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T/2} \cdot \int_0^{t_{ki}} \hat{I}^2 \cdot \left(1 - \frac{t}{t_{ki}}\right)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T/2} \cdot \hat{I}^2 \cdot \int_0^{t_{ki}} \left(1 - \frac{2t}{t_{ki}} + \frac{t^2}{t_{ki}^2}\right) dt} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{T/2} \cdot \hat{I}^2 \cdot \left(t - \frac{t^2}{t_{ki}} + \frac{t^3}{3 \cdot t_{ki}^2}\right) \Big|_0^{t_{ki}}} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \frac{\hat{I}^2 \cdot t_{ki}}{3}} \end{aligned}$$

A végeredmény:

$$\text{III.} \quad I_{ki,RMS} = \hat{I} \cdot \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{t_{ki}}{T}}$$

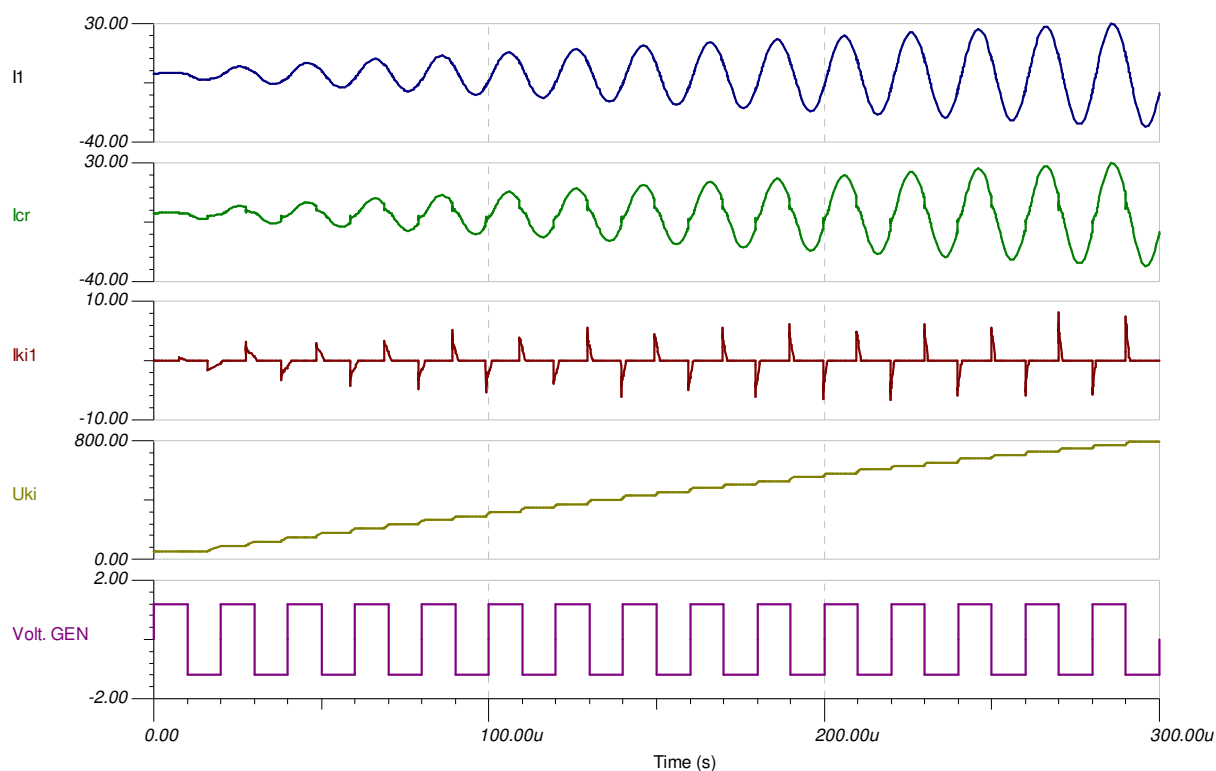
A képletekből látható, hogy a transzformátor primerén átfolyó áram voltaképpen csak a bemenő feszültségtől és a C_r / L_r aránytól függ. A kimenő áram ezeken felül még természetesen a transzformátor áttételének is függvénye, viszont a kimenő feszültségtől nem függ.

Az effektív érték számításából látható, hogy a transzformátor árama a rezgőkör áramánál jóval kisebb is lehet, így a transzformátor is kis méretű lesz. Ez esetben azonban a C_r kondenzátor feszültségének amplitúdója a bemeneti u_{be} feszültségénél lényegesen nagyobb kell legyen, ami nagyobb méretű (nagyobb áramot elviselő) L_r és C_r elemek beépítését teszi szükségessé.

A kimenő és a bemenő feszültségek aránya, vagyis a rezgőkör erősítése párhuzamosan terhelt rezgőkör esetén a rezgőkör sajátfrekvenciáján jósági tényezővel (Q) egyezik meg. Ennek értéke a primerre transzformált terhelő ellenállás nagyságától függ, így ismert terhelés esetén a transzformátor áttételének megválasztásával a Q érték nagysága tetszőlegesen tervezhető. Nagy Q érték esetén a rezgőkör elemei között nagy energia leng. Ez a - kondenzátorban illetve tekercsben tárolt - lengő energia nem jut ki a kimenetre, de az áramkör veszteségét növeli. A legnagyobb u_{Cr} / u_{be} arányt a teljes híd felépítéséhez használt

kapcsolóelemek maximális feszültsége is korlátozza, mert az összes kapcsolóelem kikapcsolásakor (ilyen egy átkapcsolási tranzienst során előfordul) a kapcsolóelemekre a C_r kondenzátor maximális feszültsége jut. Nagyon nagy Q értékre méretezés esetén továbbá problémát jelenthet, hogy ha a gerjesztés frekvenciája nem egyezik pontosan a rezgőkör sajátfrekvenciájával, vagyis az átkapcsolás nem pontosan nulla átmenetnél következik be (fáziskésés van), akkor le fog csökkenni a rezgőkör erősítése. Extrém esetben pedig nem fogjuk tudni elérni a kívánt kimeneti feszültséget sem.

A Q érték és a transzformátor áttétel arányának helyes megválasztásához tehát a fentiek között egy kompromisszumot kell választani. A szabályozás sebességét szintén a 2.1 alfejezetben meghatározott képletek alapján lehet tervezni, a terhelés feszültségének eléréséig ugyanis a kapcsolás egy csillapítatlan oszcillátorként viselkedik.



11. ábra: a 9. ábra látható tápegység TINA szimulációja a kimeneten kapacitív terheléssel

A 11. ábrán láthatók a tápegység idődiagramjai. A kimenet kapacitív terhelése - a szimuláció felgyorsítása érdekében - csupán a $C_{ki} = 5$ nF értékű kapacitás. Az ábrán jól látható az áramgenerátoros működés, a C_{ki} kondenzátor feszültsége az idő lineáris függvényeként növekszik. A kimenő feszültség növekedésével a rezgőkör I_1 árama is nő. Látható, hogy az I_{ki1} áram "halszálka" jelalakjának amplitúdója is

növekszik, azonban az amplitúdó növekedésével együtt a háromszög impulzusok szélessége csökken. Ez mutatja az áramgenerátoros jelleget, vagyis hogy a háromszög területe, és így egy félperiódus alatt a kimenetre jutó töltés mennyisége is állandó marad a kimenő feszültség megváltozása esetén is.

2.4 További topológiák és alkalmazásaik

A korábbi alfejezetekben tárgyalt két féle topológia mindegyike a szekunder oldali egyenirányító elhagyásával üzemeltethető szinuszos inverterként is, így építhető szinuszos feszültség- vagy áramgenerátor is. Ez esetben azonban a fentiekben meghatározott képletek nem lesznek érvényesek. Újra kell őket számítani, és figyelembe kell venni hogy a kimeneten folyamatosan áram folyik. A kimenő feszültség illetve áram nagysága a terhelés karakterisztikájától is függeni fog, így inverter tervezésekor a karakterisztika egyenletének ismerete elengedhetetlen.

Egy további lehetőség lehet inverter tervezésére, ha a transzformátort elhagyjuk, és helyette a fojtótekercsen alakítunk ki egy szekunder tekercset. Ekkor a feszültség alakja a 2.1-nél tárgyaltaknak megfelelően nem lesz teljesen szinuszos, viszont a transzformátor megspórolásával az áramkör veszteségei tovább csökkenthetők. Az ilyen kapcsolások vizsgálatával jelen dolgozat elkészítéséig még nem foglalkoztam.

2.5 Lehetséges vezérlési és szabályozási módszerek

A [2.] és [3.] források a tápegység működését frekvenciatartományban vizsgálják. A vizsgálatok célja egy stabilizált (a bemenő feszültségtől független kimenő feszültségű) tápegység tervezése. Robert L. Steigerwald [3.] olyan szabályozást javasol, melyben a rezgőkör sajátfrekvenciájától eltérő frekvenciájú gerjesztések is megengedettek. A vezérlő egység ilyenkor egy feszültség jellel, vagy digitálisan vezérelhető frekvenciájú oszcillátort tartalmaz, a szabályozó beavatkozó jele pedig az oszcillátor frekvenciáját vezérlő jel lesz.

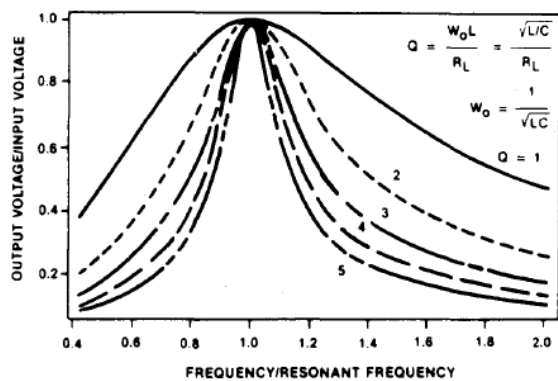


Fig. 5. Series-resonant converter gain (valid for frequencies at or above resonance only).

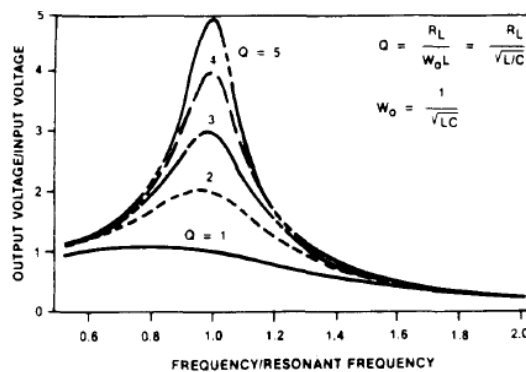


Fig. 6. Parallel-resonant converter gain (valid for frequencies at or above resonance only).

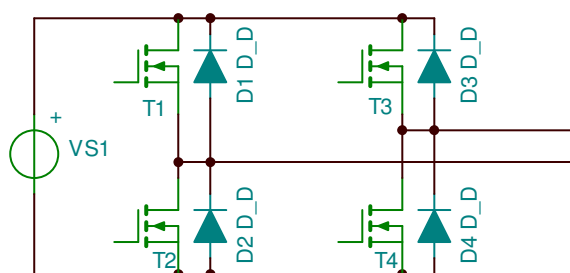
12. ábra: sorosan (bal) és párhuzamosan (jobb) terhelte rezgőkörök feszültség erősítése a Q jósági tényező függvényében. Forrás: [3.]

A 12. ábra is igazolja a korábbi fejezetekben levezetett összefüggéseket: a sorosan terhelte rezonáns konverter feszültség erősítése a rezonancia frekvencián egységnyi, a párhuzamosan terhelte konverteré pedig a rezgőkör jósági tényezőjével (Q) fog megegyezni, az pedig a terhelés karakterisztikájától és a transzformátor áttételétől függ.

A generátor frekvenciájának változtatásával valóban lehetővé válik a kimenő feszültség szabályozása, és egy egyszerű PI szabályozóval stabilizált tápegységet építhetünk, ha meghatározzuk hogy a rezonancia frekvencia feletti, vagy az alatti frekvencia tartományt szeretnénk használni. Azonban az ilyen módon felépített tápegységeknek számos hátránya van:

- A feszültség erősítés görbék mindkét esetben függenek a jósági tényezőtől, ami tulajdonképpen terhelésfüggést jelent. Ez megnehezíti a szabályozást.
- A szabályozó beavatkozó jele könnyen átkerülhet a rezonancia frekvencia túlóldalára. Ekkor pozitív visszacsatolás keletkezik, és az erősítés lecsökken, vagyis a tápegység leáll. Az ilyen esetek nehezen küszöbölhetők ki, mert az alkatrészek szórása miatt a pontos rezonancia frekvencia sokszor nem ismert. Értéke a hőmérséklettől, a készülék életkorától, és sok más paramétertől is függhet, ezért - főleg nagy Q értékek esetén - a beavatkozó jel értelmezési tartományának korlátozása csak nehezen oldható meg.

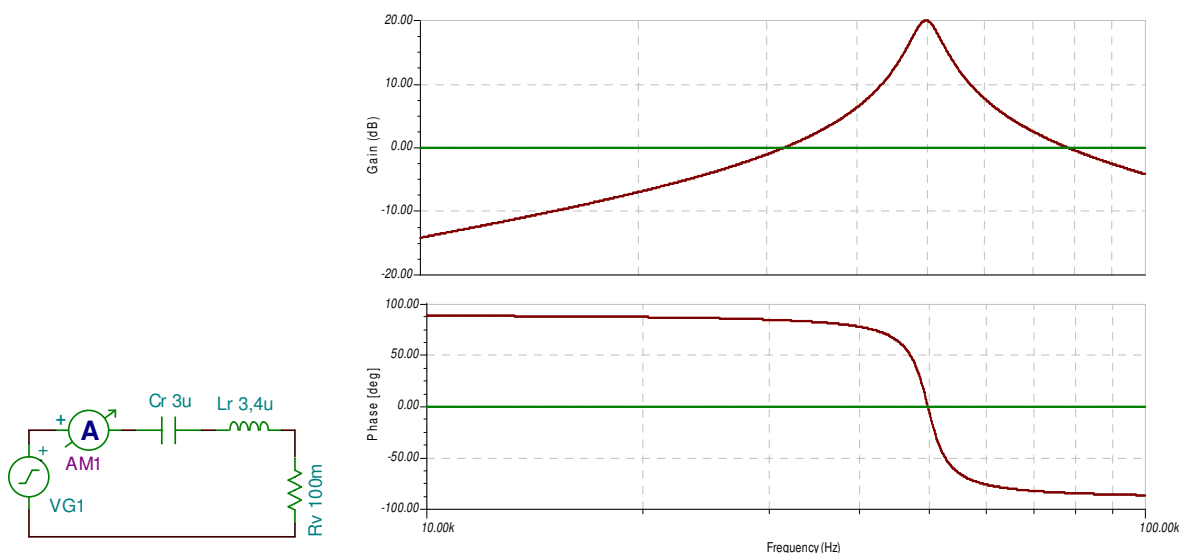
- Az ilyen módon felépített generátorról működtetett tápegységre már nem érvényesül a soft - switching elv, vagyis a kapcsoló elemek átkapcsolásakor azok árama nem lesz nulla értékű.
- Az átkapcsolások után a rezgőkör áramának nulla átmenetéig a teljesítmény a rezgőkörből a telep felé áramlik vissza, vagyis a periódus egy kis részében az akkumulátort töltjük. Ez a felesleges teljesítmény lengés főleg alacsony bemenő feszültségű tápegységeknél jelent komoly problémát, mert a 13. ábra látható módon a telep felé az áram csak a MOSFET kapcsolóelemekkel párhuzamosan kötött diódákon át tud elfolyani. Még két sorbakötött schottky dióda feszültsége is jelentős az energiaforrásként használt Ni-MH vagy Li-ION akkumulátor cella feszültségéhez képest, ezért ez a megoldás jelentősen ronthatja a tápegység hatásfokát. A schottky diódák helyett is használhatunk vezérelt MOSFET kapcsolókat, azonban ezek külön vezérlést igényelnek, és a beépítésük viszonylag költséges.



13. ábra: négyzög feszültség generátor megvalósítása MOSFET-ekkel, teljes hídkapcsolással.

A fenti problémák nem jelentkeznek abban az esetben, ha a rezgőkör sajátfrekvenciájával megegyező frekvenciájú gerjesztést tudunk alkalmazni. Ekkor azonban a kimenő feszültség- illetve áram szabályozását, amennyiben erre szükség van, valamilyen más módszerrel kell megoldani.

Mivel a rezonancia frekvencia részben a fentiekben leírt okok miatt üzem közben kis mértékben változhat, nem célszerű egy állandó frekvenciáról üzemeltetni a hídkapcsolást. Ennél jobb eredményt érhetünk el, ha a rezgőkör áramának fázisát érzékeljük valamilyen eljárással.



14. ábra: TINA szimuláció: a 9. ábra látható tápegység rezgőköri áramának Bode-diagramja.

A 14. ábrán látható, hogy a rezgőkör árama az árammal azonos fázisú gerjesztő feszültség esetén a legnagyobb. A fázis görbe a rezonancia frekvenciánál - kis értékű veszteségi ellenállást feltételezve - nagy meredekséggel változik 180° -ot, ezért a fázis érzékelésével a rezonancia frekvenciás gerjesztés is nagy pontossággal megoldható.

A fentiek alapján kézenfekvőnek tűnik, hogy az áram fázisát valamilyen soros sönt elem közbeiktatásával mérjük. Azonban alacsony bemenő feszültségek esetén a rezgőkör árama viszonylag nagy, és egy jól érzékelhető feszültséget előállító sönt ellenállás vesztesége jelentősen ronthatja a hatásfokot. Ezért sorosan terhelt rezonáns tápegységeknél a söntöt célszerű a szekunder oldalon elhelyezni, párhuzamosan terhelt kapcsolásoknál pedig áramváltót alkalmazni, vagy az áramot valamilyen más eszközzel (pl. HALL elem) érzékelni.

Sönt alkalmazása helyett a másik két soros elem, a tekercs illetve a kondenzátor feszültségét is mérhetjük, és így elvben nincs szükség soros disszipatív elemre. Ez esetben azonban egy integráló- vagy egy deriváló fokozatra van szükség a dinamikus elemek által okozott fázistolás visszaállításához, és a visszaállító hálózat fázistolásának pontosan ki kell oltania az eredeti elem fázistolását. Ezt nehéz megvalósítani, mert a tekercs- és a kondenzátor fázistolása sem lesz pontosan 90° az alkatrészek soros ellenállásai miatt.

A kimeneti feszültség szabályozását az áram fázisához kötött gerjesztés esetén legegyszerűbben valamilyen két állapotú, vagyis hiszterézises szabályozó

segítségével tudjuk megoldani. Ehhez arra van szükség, hogy a teljesítmény elektronika ne csak pozitív és negatív feszültséget tudjon a kimenetére kapcsolni, hanem nulla feszültséget (rövidzár), és szakadást is tudjon mutatni a rezgőkör felé.

Az egyik lehetőség a rezgőkör megszakítása. Ezt csak az áram nulla helyeinél lehet megtenni, amikor a tekercsen nem folyik áram, és a rezgőkör összes energiája a kondenzátorban tárolódik. Ezen utóbbi miatt csak sorosan terhelt tápegységnél lehetséges, mert a párhuzamos esetben a C_r kondenzátor kapcsolása csatlakozó transzformátor az egyen feszültség hatására telítésbe menne. A szabályozás úgy történhet, hogy egy - egy félperiódusig engedjük lengeni a rezgőkört, majd megszakítjuk az áramkört. A félperiódusok közötti megszakítások időtartama már lehet egy PI szabályozó beavatkozó jele.

Mindkét fajta tápegységnél elképzelhető egy másik fajta szabályozás, ami a gerjesztő generátor helyét bizonyos időközönként valahány egész periódus idejéig egy rövidzárral helyettesíti. Ilyenkor hagyja lecsengeni a rezgőkör áramát, majd újra visszakapcsol négyzög feszültség generátor üzemmódba. Ez a szabályozási mód is különösen soros tápegységeknél működhet hatékonyan, mivel a rövidzár ideje alatti is jut ki teljesítmény a rezgőkörből a kimenetre. A két állapotban tartózkodás idejének aránya tulajdonképpen egy kitöltési tényezőt fog meghatározni (megadja, hogy a félperiódusok hány százalékában legyen betáplálás), melyet beavatkozó jelként használva már PI szabályozót is használhatunk a kimeneti feszültség- illetve áram szabályozására.

A fentiekben bemutatott kapcsolási állapotok viszonylag bonyolult, leginkább csak mikrokontroller alkalmazásával megvalósítható vezérlést kívánnak, viszont alkalmazhatók hiszterézises szabályozóval is.

Teljesítmény elektronikai szempontból azonban kérdéses, hogy ezekkel a megoldásokkal javítható-e a hatásfok. A 13. ábra látható hídkapcsolás a MOSFET-ek hordozóanyagán létrejövő, a MOSFET-ekkel párhuzamosan kapcsolódó diódák miatt ez a kapcsolás szakadás előállítására alkalmatlan. Ez csak egy ötödik MOSFET alkalmazásával lenne megoldható, ami az egyen feszültségű részen szakítaná meg a híd áramát. Ez a kapcsoló elem az elektronika hatásfokát nem rontja jelentősen, viszont többlet költséget jelent.

A 13. ábra látható híd alkalmas nulla közeli feszültség létrehozására, ha a T1 - T3, vagy a T2 - T4 MOSFET-eket egyszerre kapcsoljuk be. Ekkor két MOSFET zárja

az áramkört egy szilárdtest relének megfelelő kapcsolásban. A párhuzamos diódákon nem fog áram folyni, csak a két MOSFET $R_{DS,ON}$ ellenállása kapcsolódik sorba az áramkörrel [6.].

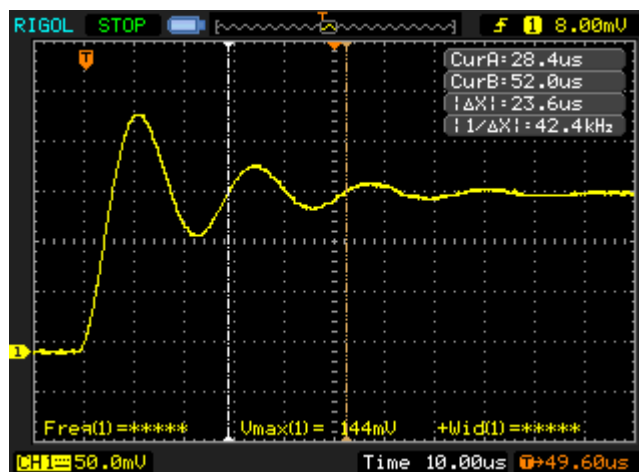
3. Kis bemenő feszültségű tápok megvalósítási nehézségei

3.1 Rézhuzalok örvényáramú veszteségei

Alacsony bemenő feszültség esetén már viszonylag kis teljesítményű tápegységeknél is jelentős áramok folyhatnak a bemeneten. A CCM rezonáns tápegységek bemeneti árama a rezgőköri tekercs áramának abszolút értékével egyezik meg, ezért erre az értékre kell méretezni a tekercset. A tekercsnek a nagy áramok miatt a vasmag méretéhez képest viszonylag nagy vezető keresztmetszettel kell rendelkeznie, hogy az áramsűrűség alacsony maradjon. A nagy keresztmetszet miatt a szükséges huzal átmérője könnyen megközelítheti az adott frekvencián a vezetőre jellemző behatolási mélységet.

$$\text{A behatolási mélység rézre: } \delta = D_{pen} = \frac{66,6}{\sqrt{f}} \text{ mm.}$$

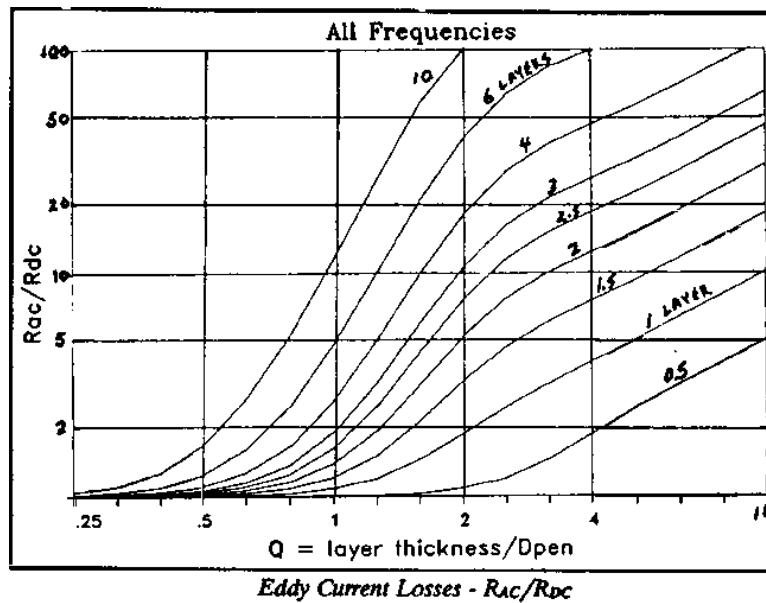
Ennél nagyobb huzal keresztmetszet több egymástól elszigetelt huzal párhuzamos kapcsolásával érhető el. Ez esetben azonban még alacsony menetszámok esetén is könnyen előfordul, hogy több rétegben lehet csak feltekerni a tekercselést a csévetestre. Egy ilyen esetben azt tapasztaltam, hogy az üzemi frekvencián a tekercs soros ellenállása sokkal nagyobb lett mint ami csak a skin effektus alapján számítható lenne.



15. ábra: 6,5 rétegben 0,75 mm átmérőjű huzalból tekercselt 3,5 μH induktivitásból és 3 μF kapacitásból álló rezgőkör tranziense digitális tárolós oszcilloszkópon.

A 15. ábramért rezgőkört a 9. ábra látható tápegység megépítéséhez készítettem. A tekercset később a BME AAIT tanszékén egy Wayne Kerr impedancia analízátorral

is bemérve azt tapasztaltam, hogy a tekercs soros R-L helyettesítő képében az ellenállás 100 kHz körüli frekvenciákon 100 ohm nagyságrendűre nőtt.



16. ábra: Dowell görbék. Forrás: [4.]

A jelenséget az ún. közelségi hatás (proximity effect) okozza. Ennek következtében az egymástól elszigetelt de egymás mellett elhaladó vezetőkben az ellentétes irányban folyó áramok az egymás felőli felületeken koncentrálnak. A közelségi hatás okozta örvényáramú jelenségek miatt [4.] a rétegek számának növekedésével a tekercselés váltakozó áramú ellenállása tovább növekszik. A 16. ábra mutatja az ellenállás növekedését a huzal átmérő és a skin mélység arányának függvényében. A 16. ábra Q-val jelölt arány kör keresztmetszetű huzalra:

$$Q = \frac{0,83 \cdot d \cdot \sqrt{d/s}}{D_{pen}},$$

ahol d a huzalátmérő, s pedig a huzalok középpontjainak

távolsága (menetet menet mellé tekerve ez d -vel azonos). A fent leírtak miatt lehetséges az, hogy egy vékonyabb huzalból megtekercselt induktivitás, amelyik alacsony frekvencián nagyobb soros ellenállású mint egy vastagabb huzalból tekercselt alkatrész, nagyobb frekvenciákon mégis kisebb veszteségű lesz.

A nagy áramú, nagy frekvencián üzemelő tekercselések tervezésekor ezt a jelenséget is figyelembe kell venni. A meneteket egymástól távolabb kell elhelyezni, és a rétegek számának minimalizálására kell törekedni. Ez nagyobb vas keresztmetszet, és hosszú, keskeny ablakú vasmag választásával lehetséges. A rézkeresztmetszet alacsony értéken tartása érdekében a tekercselést több egymástól elszigetelt huzal párhuzamos tekercselésével lehet elkészíteni.

3.2 Transzformátor méretezési szempontok

Az előző fejezetben tárgyaltaknak megfelelően az alacsony örvényáramú veszteségek biztosítása érdekében célszerű alacsony réteg- és menetszámú primerrel tervezni a transzformátorokat. Azonban míg méretezéskor a transzformátor egyes tekercseinek menetszáma a Faraday törvény következtében a feszültség csúcsértékével egyenesen arányosnak adódik, a transzformátor főmező inductivitása az egyes tekercsek felől nézve a menetszám négyzetével lesz arányos:

$$N_{\min} = \frac{\int_0^{T/2} u(t) dt}{A \cdot \Delta B_{\max}}, \quad \text{de} \quad L_m = A_L \cdot N^2$$

Emiatt az alacsony bemenő feszültségű, és kis rezgőköri Q értékkel méretezett tápegységek esetén a főmező inductivitás nagyon alacsony értékű lehet, és emiatt a primer körben már nem elhanyagolható mértékű mágnesező áramok is folyhatnak. Mind az SRC, mind a PRC kapcsolásnál ez az inductivitás kis mértékben elhangolhatja a rezgőkört. Ezen felül a túl alacsony mágnesező inductivitás miatt a transzformátoron átfolyó áram egy része a primeren át záródik és nem jut át a szekunderre. Így meddő energialengések jönnek létre, amik rontják a tápegység hatásfokát.

3.3 A tápegység teljes vesztesége

A tekercs vesztesége kritikus a tervezésnél, azonban az alacsony feszültségű oldalon a többi elemének veszteségét is alacsonyan kell tartani.

- MOSFET-ek: kis veszteségű, alacsony feszültségre és nagy áramra méretezett logikai MOSFET kapcsolóelemeket érdemes választani. Ezekből elérhetőek olyan típusok, melyek $R_{DS,ON}$ ellenállása néhány milliohm.
- A rezgőkör kondenzátorának R_{ESR} értéke a hatásfok szempontjából szintén fontos. Az R_{ESR} érték a kondenzátor veszteségi tényezője alapján ($\tan \delta$) számítható: $R_{ESR} = \tan \delta \cdot \omega \cdot C$. A veszteségi tényezőt gyakran százalékban adják meg (10^{-2}), viszont a veszteségi tényező értéke maga is frekvenciafüggő. Alumínium elektrolit kondenzátorokra kis frekvenciákon 5 - 20 % közötti a tipikus érték. Fólia illetve kerámia kondenzátoroknál előfordul 1% alatti érték is, ilyet érdemes választani.

4. Ni-MH celláról üzemelő fénycső inverter készítése

4.1 Célkitűzés és specifikáció

A CCM rezonáns tápegységekkel való ismerkedésem eredményeképpen, hogy az elméleti levezetéseket, számításokat, valamint a működési elvet igazoljam, egy működő modellt is elkészítettem. Ezen a modellen több fajta kapcsolást is kipróbáltam. A végeredmény számos apró módosítás eredményeképpen jött létre, és bizonyos alkatrészek, főleg vasmagok és tekercselő huzalok beszerzésénél is nehézségekbe ütköztem. Ezért az egyes alkatrészek nem mindenhol a legoptimálisabbak. Az áramkörön több bekötést is úgy alakítottam ki hogy az egyes alkatrészek könnyen cserélhetőek legyenek, ezáltal teret adva a további kísérletezésnek. Ebben a fejezetben ismertetem a modell specifikációját, a tervezés lépéseit, valamint az egyes alkatrész értékek kiszámítását és meghatározását.

Energiaforrás:

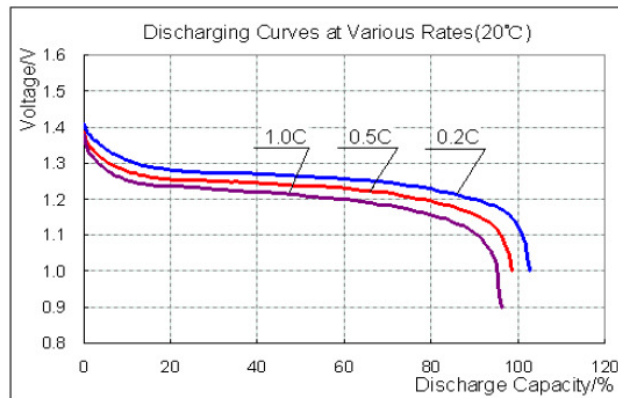
A tápegység egy 1,2 V névleges feszültségű, 10000 mAh kapacitású, szabványos mono / D méretű Ni-MH akkumulátor celláról üzemel. Az ilyen és ehhez hasonló típusú akkumulátorok könnyen beszerezhetőek, és viszonylag általánosnak mondhatók. A cella néhány fontosabb jellemzője:

| | |
|----------------------------------|----------------------------|
| Névleges feszültség | $u = 1,2 \text{ V}$ |
| Maximális feszültség | $u_{\max} = 1,5 \text{ V}$ |
| Minimális feszültség | $u_{\min} = 1 \text{ V}$ |
| Névleges kapacitás | $C = 10\,000 \text{ mAh}$ |
| Maximális folyamatos kisütő áram | $1C = 10 \text{ A}$ |
| Egyenértékű soros ellenállás | $12 \text{ m}\Omega$ |



17. ábra: szabványos mono / D méretű Ni-MH akkumulátorok

Az akkumulátor megengedett legnagyobb folyamatos kisütő árama 10 A, de rövid ideig ennél jóval nagyobb áramokat is elbír, impulzus üzemben pedig a teljesítményét csak a soros ellenállás korlátozza. Ahhoz azonban, hogy ekkora áramot jó hatásokkal ki tudjunk venni az akkumulátorból, a hozzávezetéseknek és a csatlakozóknak is alkalmasaknak kell lenniük erre.



18. ábra: a 10 000 mAh kapacitású Ni-MH akkumulátor kisütési görbéi

A 18. ábra látható, hogy az akkumulátor feszültsége jó közelítéssel állandónak tekinthető. Teljesen feltöltött állapotban a feszültsége akár 1,5 V-ig is felmehet, azonban a kisütési ciklus kezdetén gyorsan visszaáll az 1,2 V körüli értékre, és közel 90 %-os kisütöttségig ezen érték közelében marad.

Az áramkör terhelése egy T5-ös típusú, 30 cm hosszúságú, 8 W névleges teljesítményű fénycső. Ez akkor éri el maximális fényhasznosítását, ha legalább 20 kHz frekvenciájú szimmetrikus váltakozó feszültséggel tápláljuk [2.]. A fénycső karakterisztikája olyan, hogy csak áramgenerátoros táplálással lehet megbízhatóan meghajtani. Magáról a fénycsőről pontos feszültség- és áram adatokat tartalmazó adatlapot az interneten nem nagyon találtam, valószínűleg azért is mert ezen a jellemzők gyártási szórása is nagy, valamint a fénycső élettartamával illetve hőmérsékletének megváltozásával is változnak.

A méretezésnél a következőket vettem figyelembe:

| | |
|----------------------------|-----------------------------------|
| Effektív égési feszültség | $U_{rms} = 56 \text{ V}$ |
| Maximális égési feszültség | $U_{max} = 80 \text{ V}$ |
| Gyújtási feszültség | $U_{strike} = \sim 500 \text{ V}$ |
| Effektív áram | $I_{rms} = 0,15 \text{ A}$ |
| Maximális áram | $I_{max} = 200 \text{ mA}$ |
| Izzószálak feszültsége | $U_{fil} = 3,6 \text{ V}$ |

A fénycső karakterisztikája egy harmadfokú polinommal közelíthető a legjobban [5.], viszont egy másodfokú parabola már elég jól közelíti a tényleges karakterisztikát. A fénycső feszültsége és árama közötti összefüggés tehát az [5.] alapján:

$$u(t) = k \cdot I_{lamp}^2(t) = \hat{u}_{lamp} \cdot \sin(\omega t) \Rightarrow I_{lamp}(t) = \sqrt{\frac{\hat{u}_{lamp} \cdot \sin(2\pi f t)}{k}}$$

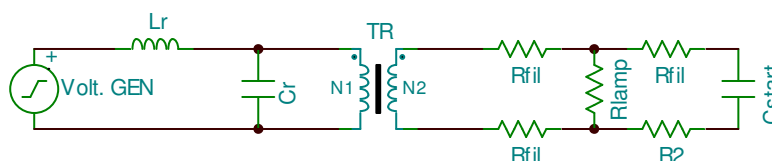
ahol

$$k = \frac{\hat{u}_{lamp}}{\hat{I}_{lamp}^2} \text{ a karakterisztikában szereplő konstans.}$$

A fenti akkumulátorról üzemelő lámpának teljesen feltöltött akkumulátorról nagyjából egy órán keresztül kell működnie maximális fényerővel.

4.2 Topológia megválasztása, elem értékek számítása

A szinuszos kimeneti feszültségű, áramgenerátoros karakterisztikájú tápegység megtervezéséhez a 9. ábra látható kapcsolásból indultam ki.



19. ábra: a kapcsolás leegyszerűsített modellje.

A 19. ábra látható a lényegi kapcsolás. A szekunder oldalon a fénycső egyszerűsített helyettesítő képe az R_{lamp} ellenállás, az izzószálakat pedig az R_{fil} ellenállások jelölik. A legelső megépített modell esetében az izzószálakat nem fűtöttem, hanem magas feszültséggel gyújtottam be a fénycsövet. Ennek hátránya, hogy a nagy sebességgel az elektródákba csapódó ionok atomokat ütnek ki az elektródákból. A gyújtó feszültség növelésével ez jobban igénybe veszi a fénycsövet, megrövidítve annak élettartamát.

A C_{start} kondenzátor akkora értékű, hogy normál üzemben (a fénycső begyújtva, 56 V effektív értékű feszültség esik rajta) a kondenzátoron folyó áram a fénycső áramához viszonyítva elhanyagolható legyen. Gyújtáskor viszont a teljes áram ezen folyik át, izzítva az elektródákat. Értékét úgy kell megválasztani, hogy az üzemi

frekvencián a kívánt gyújtó feszültség jelenjen meg rajta. Ezen a feszültségen a cső még nem gyújt be, ez csak az izzószálok felmelegedése után következik be.

Az alkatrészek számításánál itt is a 2.1 fejezetben tárgyaltaknak megfelelően azt a $C_r \cdot \Delta u_C$ töltés mennyiséget vettem alapul, amit egy fél periódus alatt el kell távolítani a rezgőkörből ahhoz, hogy annak árama, illetve a C_r kondenzátor feszültsége ne növekedjen. Az egyenirányított esettel ellentétben azonban itt a C_r kondenzátoron és a kimeneten egyszerre folyik áram, az L_r tekercs árama megoszlik közöttük. Így a kimeneten folyó áramot egy félperiódusnyi ideig kell integrálni, és az így elvezetett töltésnek kell a $C_r \cdot \Delta u_C$ töltéssel megegyeznie.

$$Q = C_r \cdot \Delta u_C = \int_0^{T/2} I_{lamp}(t) dt = \int_0^{T/2} \sqrt{\frac{\hat{u}_{lamp}}{k}} \cdot \sqrt{\sin(2\pi ft)} dt$$

Innen a szükséges kapacitás:

$$C = \frac{\sqrt{\hat{u}_{lamp}}}{\sqrt{k} \cdot \Delta u_c} \cdot \int_0^{T/2} \sqrt{\sin(2\pi ft)} dt = \frac{\hat{I}}{\Delta u} \cdot \int_0^{T/2} \sqrt{\sin(2\pi ft)} dt$$

A szükséges induktivitás a frekvencia ismeretében a Thomson képlet alapján adódik:

$$L_r = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_r}$$

Üzemi frekvenciának az $f = 20$ kHz frekvenciát választottam, mivel ennél nagyobb frekvenciákon a fénycső fényhasznosítása már nem javul jelentősen, viszont a nagyobb frekvenciák miatt az örvényáramú veszteségek jelentősek lesznek. A fenti képletekbe behelyettesítve a rezgőkör elemeire a következő értékeket kaptam:

$C_r = 10,5 \mu\text{F}$, erre a helyre fólia kondenzátort választottam.

$L_r = 0,24 \mu\text{H}$

A rezgőkör feszültség erősítését a lehető legalacsonyabb szinten igyekeztem tartani, hogy a gyújtáskor szükséges, az üzemi feszültségerősítés több mint tízszerese mellett se legyen túl nagy a rezgőkör saját alkatrészeinek vesztesége, és így fel tudjon lengeni a szükséges gyújtófeszültségre. A fénycső névleges 80 V-os üzemi csúcsfeszültségéhez a rezgőkör jósági tényezőjének $Q = 2$ megválasztásával a TR transzformátor áttétele 1:33 értékűre adódik.

4.3 Az induktivitás és a transzformátor tervezése

A tervezett 20 kHz-es üzemi frekvencián rézben a skin mélység: $D_{\text{pen}} = 0,47$ mm. 8W teljesítmény mellett a bejövő áram effektív értéke nagyságrendileg 7 A lesz, ezt kell tartósan elviselnie a rezgőköri induktitásnak. Ehhez $2,5 \text{ A} / \text{mm}^2$ áramsűrűség mellett $2,8 \text{ mm}^2$ rézkeresztmetszet szükséges, amihez egy 2 mm átmérőjű kör keresztmetszetű huzal szükséges. A 0,47 mm skin mélység miatt ilyen huzalt használva nagyon veszteséges lenne az áramkör.

Ezért az induktitás tekercseléséhez végül egy 0,2 mm vastag, 20 mm széles réz szalagot használtam. Ennek keresztmetszete 4 mm. A szalag használatának hátránya, hogy minden menet egyben egy egész réteget is jelent, ezért a menetszámnak nagyon alacsonynak kell lennie. Az induktivitást olyan vasmagra igyekeztem tervezni, hogy minél kevesebb réteg elegendő legyen. A könnyen beszerezhető ETD 29/16/10 magot használtam, ennek légrése $\delta = 1$ mm, vaskeresztmetszete $A = 76 \text{ mm}^2$. A szükséges menetszám, és a keletkező indukció:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A}{\delta} \Rightarrow N = \sqrt{\frac{L \cdot \delta}{\mu_0 \cdot A}} = 1,6 \cong 2$$

Fél menetet nem tudtam tekerni, ezért majdnem két teljes menetet tekertem fel. Ezzel kis mértékben változott az üzemi frekvencia és a leadott áram is. Ennél a menetszámnál üzem közben az indukció:

$$B = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot \hat{I}}{\delta} = 0,02 \text{ T}$$

A fentiekből látható, hogy a vasmag tízszeres áram esetén sem telít be, vagyis ennél kisebb légrésű és keresztmetszetű vasra is elkészíthetnénk a tekercset. A vasmag ablak keresztmetszetét sem használtuk ki ezzel a tekercseléssel, az ennél kisebb ablakban is elférne, ha valamivel keskenyebb, de vastagabb réz szalagot használnánk. Azonban arra is figyelni kell, hogy a fénycső begyűjtésakor rövid ideig fellépő nagy áram impulzus mellett sem telíthet be a tekercs.

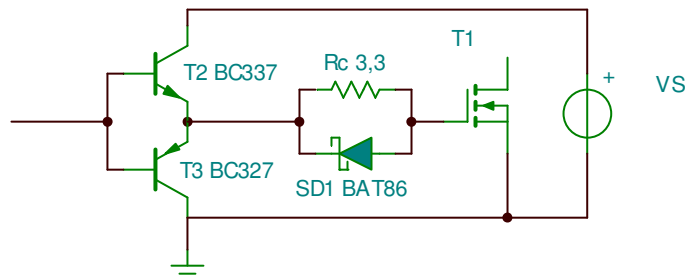
A transzformátor méretezésénél hasonló módon jártam el, de itt az áram a $Q = 2$ miatt már a rezgőkör áramának csak a fele. 7 darab 0,7 mm átmérőjű huzalt fogtam össze egy kötegbe, és ebből tekercseltem a primert. A vasmagnak itt végül egy $A = 60 \text{ mm}^2$ keresztmetszetű HAGY fazékvasmagot tudtam használni. A primer menetszám a Faraday törvény alapján, szinuszos feszültségre:

$$N_{\min} = \frac{\hat{u}_{Cr} \cdot \int_0^{T/2} \sin(2\pi ft) dt}{A \cdot 2 \cdot B_{\max}} = \frac{2,4V \cdot \int_0^{25\mu s} \sin(2\pi \cdot 20kHz \cdot t) dt}{60mm^2 \cdot 2 \cdot 0,2T} = 0,8$$

Az eredményről látható, hogy a vasmag itt is nagyobb a szükségesnél, viszont ennyire kis menetszám túl alacsony mágnesező inuktivitáshoz vezetne. Fontos információ a vasmagról, hogy az A_L értéke $A_L = 3200$ nH. A csévetestre egy rétegben a hét párhuzamos huzalból két menet fért, ennek inuktivitása 13 μ H. Ezen 2,4 V feszültség hatására az áram a szinuszos feszültség egy fél periódusa alatt több amper nagyságúra is nőhet, aminek már nem hanyagolható hatásai lehetnek.

4.4 Vezérlés

A tápegység rezgőkörét egy, a 13. ábralátható teljes hídkapcsolás hajtja meg. Kapcsolóelemeknek IRL7833-as logikai MOSFET-eket választottam, ezek viszonylag alacsony, 5 V-os feszültséggel is jól vezérelhetők, 30 V-ot tudnak kapcsolni, soros ellenállásuk $R_{DS(on)} = 3,8$ m Ω , gate - source kapacitásuk pedig $C_{ISS} \approx 4,2$ nF.



20. ábra: MOSFET gate meghajtó áramkör

A hídban valamennyi FET-et a 20. ábralátható módon hajtottam meg. Az egyes meghajtó tranzisztor párok tápfeszültségét külön - külön egy 100 nF értékű kondenzátor szűri. A vezérlés készítésekor ügyelni kell a csillagpontos földelés megtartására, különben a vezérlő áramkörök könnyen zajossá válhatnak.

A szembe kapcsolt schottky dióda - ellenállás párost azért építettem be, hogy a FET-ek kikapcsolása biztosan gyorsabban menjen végbe mint a bekapcsolás. Így a híd két komplementer négyszögjellel vezérelhető, és nem történik szembehajtás a híd egyik oldalán sem. Bonyolultabb, akár mikrokontrolleres vezérlések esetében erre nincs szükség, mert a MOSFET-ek kikapcsolása és az ellenoldali MOSFET-ek

bekapcsolása között szükséges holtidőt más módszerrel (logikával, vagy software-es úton) biztosítani lehet.

A vezérlő 50 % kitöltésű négyszögjelet a jelen dolgozat megírásáig elkészült tápegységben egy egyszerű NE555-ös multivibrátor állítja elő, szimmetrikus párját pedig egy egyszerű inverter. A továbbiakban a primer áramot egy 1:200 áttételű, toroid magra tekercselt áramváltóval fogja mérni, az így létrejövő fázissal arányos feszültség jelből pedig egy LM393-as hiszterézises komparátor segítségével áll elő a vezérlő négyszög feszültség.

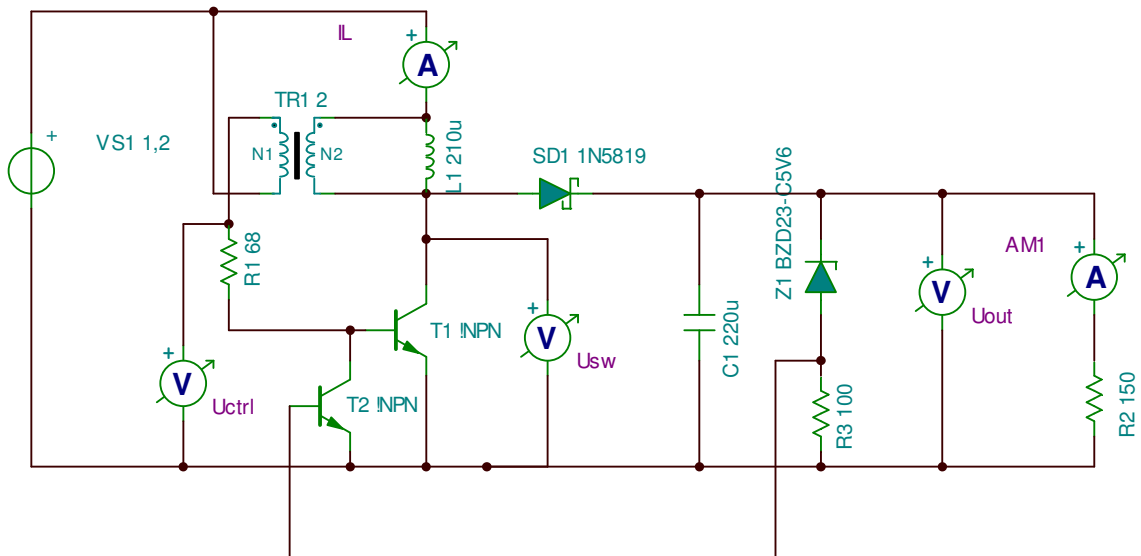
4.5 Segéd tápegység

Mivel a tápegységben MOSFET-eket használunk, a vezérlő egység feszültségének elég magasnak kell lennie a FET-ek gate elektródájának megfelelő meghajtásához. A vezérlő logika szintén általában 3,3V vagy afeletti tápfeszültséget igényel. Egy Li-ION akkumulátor celláról ilyen áramkörök már működtethetők, és logikai FET-ek is kaphatóak, amik ilyen feszültségről már vezérelhetőek. A Ni-MH akkumulátor 1,2 V-os cellafeszültsége azonban túl alacsony ahhoz hogy meghajtsa a kapcsoló FET-eket. Ezért valamilyen kis teljesítményű segéd tápegységet kell beépíteni a vezérlő áramkörbe ami az akkumulátor feszültségét magasabb feszültségre emeli.

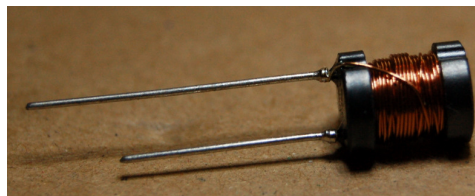
A 20. ábraVS-el jelölt segéd tápfeszültség az áramkörben 6 V értékű. Azért választottam ezt a feszültséget ezzel a feszültséggel a FET-ek már elég gyorsan vezérelhetőek, és a 74HCxxx típusú COMS logikai áramkörök is még jól használhatóak erről a feszültségről.

Segéd tápegységnek egy egyszerű, olcsó, kevés alkatrészből álló önregző tápegységet építettem meg. A kapcsolás alapját 1999-ben Z. Kaparnik publikálta az Everyday Practical Electronics (EPE) folyóiratban. Az interneten Joule Thief néven terjedt el; valójában ez egy önregző BOOST kapcsolás. A kapcsolásban kapcsolóelemnek egyetlen bipoláris tranzisztor szerepel. Ennek bázis - emitter nyitófeszültsége 1 V alatt van, ezért ez a fajta konverter alkalmas ennyire alacsony bemenő feszültségű üzemre is.

A konvertert 6 V kimenő feszültségre és 50 mA maximális kimenő áramra méreteztem; ez jóval nagyobb mint amit a logika felvesz.



21. ábra: "Joule thief" önregző BOOST konverter kapcsolási rajza



22. ábra: fojtótekerces a szekunder rátekerceslése előtt.

A kapcsolási rajz a 21. ábra látható. Mindkét tranzisztor TSD882-es alacsony kollektor - emitter szaturációs feszültségű típus, a tipikus érték $V_{CEsat} = 0,3 \text{ V}$. Az L1 induktivitás és a TR1 ideális transzformátor csak a szimuláció miatt szerepel külön a rajzon, valójában ez egyetlen alkatrész, ami egy légréses transzformátornak felel meg. A tekerceslések egyetlen közös szolenoid magon vannak. Az alkatrészt úgy készítettem el, hogy egy gyári 220 uH értékű induktivitásra (22. ábra) kívülről még rátekerem a már rajta levő menetszám felét.

A kimeneti C1 kondenzátor kisütött állapotában a T2 tranzisztor zárva van, és a transzformátor mindkét tekercsén nulla a feszültség, ezért T1 bázisára az R1 ellenálláson keresztül feszültség jut. Így a T1 tranzisztor kinyit, és a telep feszültségét rákapcsolja az L1 induktivitásra. Ennek hatására az L1 magjára tekercselt szekunderen is állandó pozitív feszültség jelenik meg, ami megnöveli T1 bázisáramát. Az állapot addig marad fent, amíg a tranzisztor kollektor árama el nem éri az $I_c = \beta \cdot I_b$ áram értéket. Ennél a maximális áram értéknél nagyobb áram a tranzisztoron nem folyhat, ezért a tranzisztor átkerül a lineáris tartományba, majd

lezár. A tekercsen folyó áram ekkor az SD1 Schottky - diódán keresztül folyik tovább. Ekkor a tekercsre a bemenő- és a kimenő feszültség különbsége kapcsolódik, ennek a feszültségnek a fele pedig a transzformátor primerén ellentétes polaritással jelenik meg. Ez zárva tartja a T1 tranzisztort addig, amíg a tekercs árama nullára nem csökken.

Ez az eredeti kapcsolás tehát az induktivitást mindig állandó áramra tölti fel, és nulla áramig sűti ki. Szaggatott vezetés nem lép fel, viszont a kapcsolási frekvencia terhelésfüggő. A kapcsolás hatásfokát némiképpen javítandó, az eredeti kapcsolást kiegészítettem a T2 tranzisztorral. Ennek szerepe, hogy a kívánt feszültség elérésekor kinyit, és lecsökkenti a T1 bázis áramát, melynek hatására az az L1 induktivitást csak alacsonyabb áramra fogja feltölteni. Terhelés nélkül üzemeltetve a tranzisztor hosszabb ideig is blokkolja az oszcillációt; ilyenkor szaggatott vezetésű üzemállapot is létre tud jönni.

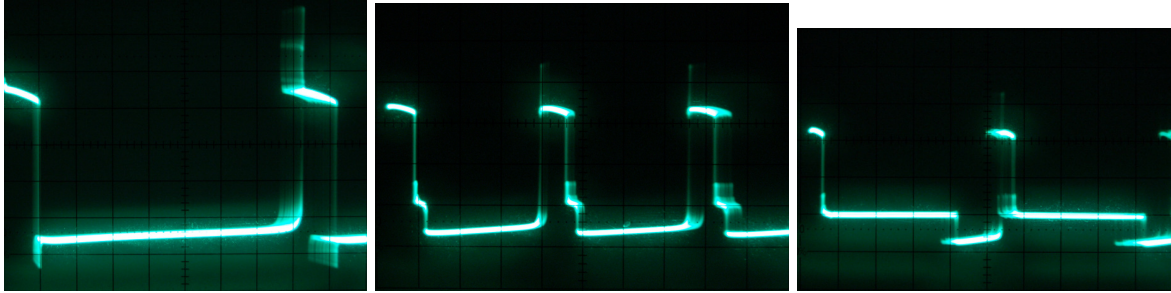
A tápegység kimenő árama a következőképpen számítható:

$$\left. \begin{aligned} t_{be} &= \frac{L \cdot I_{\max}}{u_{be}} \\ t_{ki} &= \frac{L \cdot I_{\max}}{u_{ki}} \end{aligned} \right\} \frac{t_{ki}}{t_{be} + t_{ki}} = \frac{1}{1 + \frac{u_{ki}}{u_{be}}}$$

$$I_{ki,AV} = I_{L,AV} \cdot \frac{t_{ki}}{T} = \frac{I_{L,\max}}{2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{u_{ki}}{u_{be}}} = 50 \text{ mA}$$

$$u_{be} = 0,8 \text{ V}; u_{ki} = 6,4 \text{ V} \Rightarrow I_{L,\max} = 900 \text{ mA}$$

A levezetésből látható, hogy a kimenő áram értéke csak a bemenet és a kimenet feszültségének különbségétől függ. A tekercs induktivitása csak a kapcsolási frekvenciára van hatással. Az R_1 ellenállás értéke az $I_{L,\max}$ értékből és a tranzisztor áramerősítési tényezőjéből meghatározható. R_3 értékét úgy kell megválasztani, hogy a T2 tranzisztor bázis - emitter nyitófeszültségének elérésekor már elegendő áram folyjon a Zener - diódán a kívánt pontosságú feszültség szabályozáshoz.



23. ábra: oszcilloszkóp felvételek a segéd tápegység L1 tekercsének feszültségéről.

Függőleges tengely: 2 V / osztás minden ábrán. $u_{be} = 1,22$ V. Balról jobbra:

1. 150 ohm terhelés, szabályozatlan üzem. $u_{ki} = 8,2$ V. (10 μ s / osztás.)

2. Bekötött szabályozóval. $u_{ki} = 6,04$ V. (10 μ s / osztás.)

3. Bekötött szabályozóval, terhelés nélkül. (20 μ s / osztás.)

A 23. ábra látható a tápegység L1 tekercsének feszültsége. Látszik, hogy szabályozatlan üzemben a kis értékű negatív feszültségű szakasz sokkal hosszabb ideig tart, mint a rövid ideig tartó, nagy pozitív feszültségű szakasz. A szabályozó bekötésével a kimeneti feszültség beáll a kívánt 6 V-os értékre. Ehhez a T2 tranzisztor lecsökkenti T1 bázis áramát, és így I_{max} lecsökken, ami egyben a frekvencia növekedését is eredményezi. A terhelés további csökkentésével megjelenik egy szaggatott vezetési állapot is, amikor a tekercsen nem folyik áram, még sem kapcsolódik rá semmilyen feszültség.

4.6 Megépítés, tesztelés

A kísérleti tápegységet próbapanelen megépítve annak működését sikerült ellenőrizni. A fénycső begyújtásához szükséges magas feszültség előállítása még nem problémamentes; gyújtáskor a rezgőkör árama az eredeti érték sokszorososa.

A megépített tápegységben a hidat alkotó FET-ek melegedését tapasztaltam, és a gate elektródákon jelentős zajt, illetve hibás jelalakokat mértem. Ez valószínűleg annak tudható be, hogy a próba panelen a vezérlő logika és a híd földelése nincsen megfelelően külön választva. Ilyen esetekben csillagpontos földelést kell alkalmazni. Megfelelő vezetékvezetéssel, és az erős áramú alkatrészek helyes elhelyezésével a vezetett zavarok megszüntethetők, ezáltal javítva a FET híd vezérlését és a tápegység hatásfokát.



24. Fénykép: a működő inverter próbapanelen összerakva, kiégett izzószerű fénycsővel

A 24. fényképen látható kísérleti tápegységet sikerült működővé tennem. A fejlesztés következő lépése a fázishelyes vezérlés megvalósítása; ehhez egy áramváltó beépítése szükséges.

Az áramkörhöz egy nyomtatott huzalozású lemezt is kell tervezni, amelyen a vezetékvezetés előre tervezhető, így az erős áramú rész által okozott vezetett zavarok

jobban kiszűrhetők. A megfelelő méretű vasmagok beszerzésével és az alkatrészek nyomtatott áramköri panelen történő elhelyezésével az eszköz mérete a fényképen láthatónál lényegesen kisebb lehet. Továbbá a transzformátor primer menetszámának emelésével csökkenthető a mágnesező áram. Ezen módosítások elvégzése után már érdemes lesz bemérni a tápegység hatásfokát.

5. Összefoglalás

5.1 Elvi alkalmazhatóság, korlátok

A folytonos vezetési üzemű rezonáns tápegységek vizsgálata során bebizonyosodott, hogy ezek a topológiák valóban alkalmasak alacsony bemenő feszültségű alkalmazásokban történő használatra, és kis teljesítmények esetén jó hatásfokkal üzemeltethetőek. A szabályozott tápegységek bonyolult vezérlőket és szabályozókat igényelnek, melyek azonban napjainkban kis méretű, olcsó mikrokontrollerekkel megvalósíthatóak. A tápegységek mérete a kicsivel magasabb, 3,6 V-os bemenő tápfeszültséget adó Li-ION cellák esetén jóval kisebb lehet, és a nagyon nagy bemeneti áramok okozta problémák is lényegesen kevésbé jelentkeznek, javítva a hatásfokot.

A fénycső begyűjtésének példáján láttuk, hogy a tápegységeknél probléma a nagyon széles feszültségtartományban történő üzemelés, viszont állandó feszültségű, vagy állandó áramú tápegységekben jól alkalmazhatóak. Amennyiben a kimenő feszültség pontos szabályozása nem szükséges, egyszerű vezérléssel is építhető ilyen tápegység.

A rezonáns tápegység könnyen átalakítható inverterré, mellyel ismert terhelésre könnyen lehet tetszőleges frekvenciájú, szinuszos váltakozó kimeneti feszültségű feszültség- vagy áram generátort készíteni. Ezen tulajdonság miatt kiválóan alkalmazható kompakt fénycső elektronikákban.

5.2 További vizsgálódások lehetséges céljai

További vizsgálat tárgyát képezhetik olyan tápegységek, amelyekben a rezgőkör egyes részeit vagy egészét a transzformátor szekunder oldalán helyezzük el. Ezáltal a nagyobb feszültségű, kis áramú oldalon az alkatrészek mérete csökkenthető.

Ezen túl a 2.4 pontban leírtaknak megfelelően érdemes lenne szimulálni illetve levezetni egy olyan rezonáns tápegység működését, amelyikben a rezgőköri induktivitás vasmagjára helyezzük el a szekunder tekercselést. Ebben az esetben a másik transzformátor elhagyható lenne, és csak egyetlen vasmagra lenne szükség. Ezzel a tápegység mérete csökken, hatásfoka pedig javítható.

6. Irodalomjegyzék

- [1.] Hermann Imre: Kapcsolóüzemű Tápegységek jegyzet.
- [2.] Pressman, Abraham I.: *Switching Power Supply Design*. Second edition. Switchtronic inc., McGraw-Hill, New York, 1998.
- [3.] Steigerwald, Robert L.: A comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies, IEEE Transaction of power electronics, vol. 3, no. 2, 174-182 (1988).
- [4.] Dixon, Lloyd H.: *Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring*. Texas Instruments / Unitrode Power Supply Seminar, 2001.
- [5.] Ribarich, Thomas J., Ribarich, John J.: *A New High-Frequency Fluorescent Lamp Model*. International Rectifier Power IC Group, as presented at IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, St. Louis, Missouri, October 12-16, 1998
- [6.] Dapkus II., Donald A.: Using MOS-gated power transistor in AC switch applications. International Rectifier Applications Engineering, Design Tips, DT 94-5A