

Szigetelt kapcsolóüzem egyen-egyen átalakítók analízise és modellezése

Badacsonyi Ferenc

Óbudai Egyetem Kandó Kálmán Villamosmérnöki Kar, Automatika Intézet,
Bécsi út. 94-96., H-1034 Budapest, badacsonyi.ferenc@kvk.uni-obuda.hu

Tartalmi kivonat: A cikk az alapvető szigetelt kapcsolóüzem egyen-egyen átalakítók analízisével és modellezésével foglalkozik. Az elméleti vizsgálat periodikus állandósult üzemmódban értelmezi a m ködési elveket és a vonatkozó időfüggvényeket illetve összefüggéseket. A modellezés szabályozott kapcsolásokat vizsgál állandósult és tranzienst üzemmódban általában feszültség szabályozással, illetve áram-módú vezérlésnél áram korlátozós üzemmódban is. A vizsgált kapcsolások a záróüzem (flyback), nyitóüzem (forward) egy- és kéttranzisztoros megoldással, illetve az ellenütem (push-pull) kapcsolások.

Kulcsszavak: teljesítményelektronikai átalakítók; harmonikusok; sz. rés; kondenzátor áram

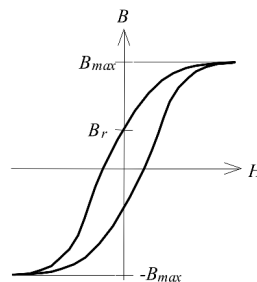
1 Bevezetés

A szigetelt, azaz transzformátoros kapcsolóüzem egyen-egyen átalakítók többnyire az egyenáramú tápegységek részét képezik. Az egyenáramú tápegységek általában elektronikus áramkörök tápellátására szolgálnak, vagy megfelelő szabályozó-vezérlő körökkel önálló feladatokat is elláthatnak, mint pld. akkumulátor töltés, LED meghajtás, stb. Ezen kapcsolások tápforrása leggyakrabban a váltakozó áramú hálózat, teljesítményszinttől függően egy- vagy három fázis, de m ködhetnek akkumulátorokról is, vagy táplálhatók közvetlenül a napelemekről is. A szigetelt megoldás első sorban hálózati táplálásnál elengedhetetlen életvédelmi és a m ködés biztonsága szempontjából. A transzformátor másrésről a feszültség szintek illesztése miatt is szükséges lehet.

A tápegységek pár tíz watt felett a mai állás szerint már kizárólag kapcsolóüzem félvezető elemekkel üzemelnek a jó hatásfok (90...98%) elérése céljából. Innen ered a kapcsolóüzem tápegység elnevezés. Az alkalmazott kapcsolási frekvencia néhány 10kHz -től több száz kHz -ig terjed, illetve rezonáns, vagy más néven lágy kapcsolású körökkel akár a MHz -es tartomány is elérhető. A kapcsolási frekvencia növelésével kisebb paraméter L , C sz rő elemek és kisebb méret transzformátorok, tehát kisebb méret kapcsolások és a gyorsabb szabályozhatóság érhető el.

Az egyenáramú tápegységeknek általában szabályozott a kimenet feszültsége, illetve ritkábban az árama. Szükség esetén a kimeneti feszültségszabályozást egy beállítható áramkorláttal társítják. Általában kívánalom a gyors rövidzárlat védelem. Ezt megoldhatják a tranzisztorvezérlésbe történő gyors beavatkozással, vagy m kódési elvükből eredően automatikusan ilyenek az árammódú vezérlések (current mode control), amikor a feszültség szabályozó kimeneti jele a tranzisztorok maximális áramát írja elő. Ha korlátozzuk ennek értékét, az egyfajta áramcsúcs korlátot jelent. Ennek egyik előnye az, hogy automatikus gyors túláram védelmet jelent a bemeneti oldalon (és egyben a kimeneti oldalon is). Másik előny, hogy a tranzisztorok árama általában magába foglalja a mágnesező áramot is, tehát azt is korlátozza a módszer, másrészt szimmetrizálja is pld. ellenütem vagy push-pull kapcsolásnál ami létfontosságú, hogy a vas ne mágneseződjön el valamelyik irányban.

A potenciálfüggetlen kimenet egyen-egyen átalakítók egyik csoportosítási szempontja lehet a nagyfrekvenciás szigetelő transzformátor vastestének mágnesezése (1. ábra). A vasmag gerjesztése szempontjából az egyenáramú szaggatók üzemelhetnek egyirányú vagy kétirányú vasmag gerjesztéssel a telítési tartományon belül. Értelemszerűen a legnagyobb ΔB indukció változás kétirányú gerjesztéssel érhető el, tehát adott vasmagnál és frekvencián ebben az üzemmódban vihető át a legnagyobb teljesítmény.



1. ábra.

Transzformátor vastest B-H görbéje

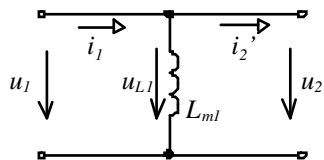
Egyirányú vasmag gerjesztéssel üzemel az átviteli tulajdonságait tekintve feszültségcsökkentő-növelő (buck-boost) kapcsolásra visszavezethető záróüzem (flyback) átalakító, illetve a feszültségcsökkentő (buck) kapcsolásra visszavezethető nyitóüzem (forward) egy- vagy kéttranzisztoros átalakítók. Kétirányú vasmag gerjesztéssel üzemelnek az átviteli tulajdonságaikat tekintve szintén feszültségcsökkentő egyenáramú szaggató leszármaztatásának tekinthető közbenső inverteres egyen-egyen átalakítók. A szokásos inverter topológiák a két primer tekercses ellenütem vagy push-pull átalakító, illetve a félhíd-, és teljes hídkapcsolású push-pull átalakítók amelyek csak egy-egy primer tekercset tartalmaznak.

A továbbiakban a számításoknál a nagybetűk általában középtéket jelölnek!

2 A leválasztó transzformátor helyettesítése

Egy egyfázisú transzformátor idealizált helyettesítő modelljét a 2. ábrán láthatjuk, ha a szekunder oldalt redukáljuk a primerre. A modellben elhanyagoltuk a tekercs ellenállásokat, a vasvesztéset reprezentáló ellenállást és a szórás inductivitásokat, csak az L_{m1} primer oldali főmező inductivitás maradt. A szekunder oldali

L_{m2} primer oldalra redukált L_{m2}' értéke megegyezik L_{m1} -el. A szekunder oldali mennyiségek redukálási szabályai a transzformátor N_1/N_2 menetszám áttételével:



2. ábra.

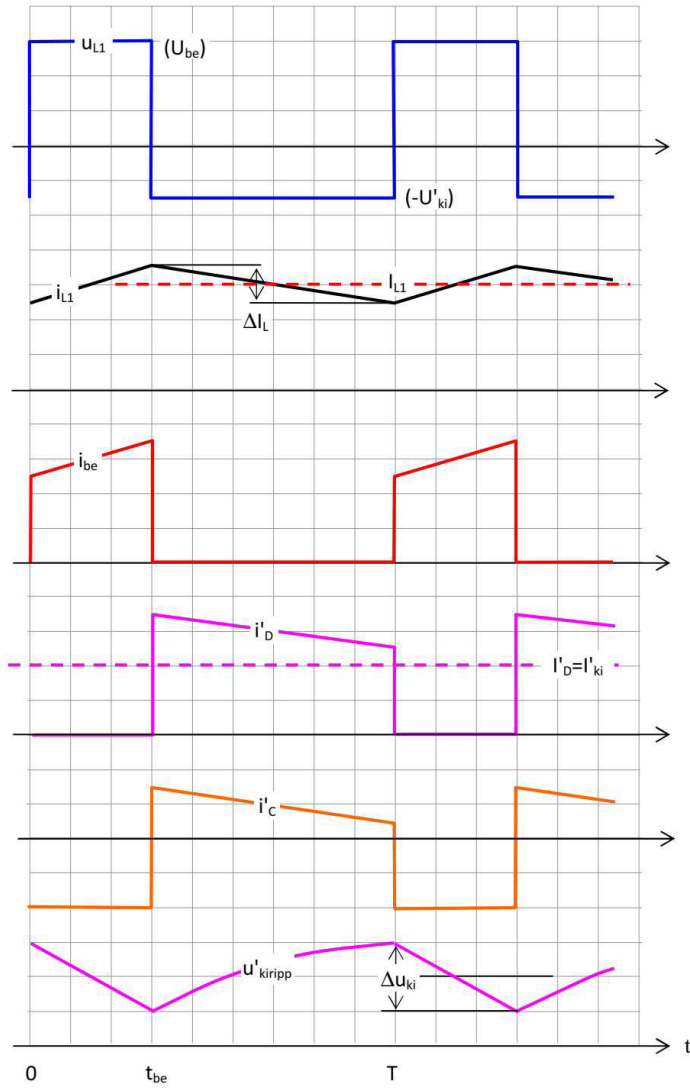
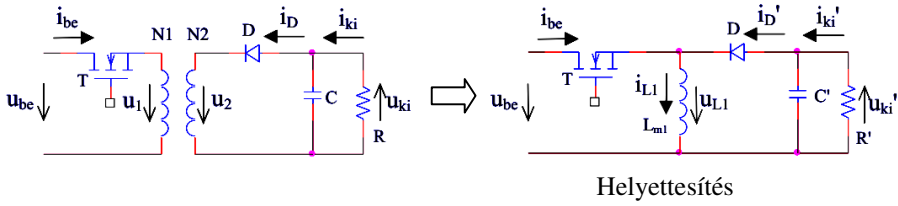
Ideális transzformátor helyettesítő modellje

- feszültségekre	:	$u' = (N_1 / N_2) \cdot u$,	
- áramokra	:	$i' = (N_2 / N_1) \cdot i$,	
- ellenállásokra	:	$R' = (N_1 / N_2)^2 \cdot R$,	
- induktivitásokra	:	$L' = (N_1 / N_2)^2 \cdot L$,	
- kapacitásokra	:	$C' = (N_2 / N_1)^2 \cdot C$,	
- átalakító redukált áttétele	:	$y = \frac{U_{ki}'}{U_{be}} = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{N_1}{N_2} \cdot y$	(1)

3 Záróüzem (flyback) átalakító

Ha a 3. ábrán látható záróüzem vagy flyback átalakító szekunder oldalát a primer oldalra redukáljuk és transzformátort csak az L_{m1} főmező induktivitásával helyettesítjük, akkor az így kapott helyettesítő áramkör egy buck-boost átalakítóval egyenértékű. A záróüzem átalakító kimeneti feszültsége lehet kisebb és nagyobb is, mint a bemeneti feszültséggel arányos $N_2 U_{be} / N_1$ érték (szekunder oldalra redukált bemeneti feszültség). Ennél a kapcsolásnál az L_{m1} főmező induktivitás energiatároló képessége a m ködés feltétele, tehát itt L_{m1} -et véges értéknek kell tekinteni.

A buck-boost átalakítóban az induktivitás fluxusa arányosan az áramával az üzemmódtól függően lehet folyamatos vagy szaggatott és egyik esetben sem változtatja meg irányát. Ennek megfelelően a flyback átalakító vasmagjában is a fluxus és a gerjesztés az üzemmódtól függően lehet folyamatos vagy szaggatott és egyik sem változtatja meg irányát. A tranzisztor bekapcsolt állapotában a primer áram és vele együtt a fluxus is növekszik, majd a kikapcsolás pillanatában a szekunder áram ugrásszerűen átveszi a gerjesztést, a menetszám áttételnek megfelelő áramszinten. Folyamatos fluxus esetén a bekapcsolás pillanatában is hasonló ugrásszerű gerjesztés váltás következik be a szekunderről a primer oldal irányába. Szaggatott fluxusnál a kikapcsolási intervallum alatt a fluxus nullára csökken és ennek megfelelően a bekapcsolás pillanatában a primer áram nullá-



3. ábra

A flyback és a helyettesítő buck-boost átalakítók és időfüggvényeik folyamatos i_{L1} -nél

ról indul. Összegezve, a kapcsolások pillanataiban a megszűnő, illetve beépülő áram gerjesztése azonos kell, hogy legyen, mivel a fluxus ugrásszerűen nem változhat.

A flyback átalakító 3. ábrán látható helyettesítő kapcsolásában a redukált mennyiségek között továbbra is helytállóak a buck-boost kapcsolás összefüggései, jelleggörbéi és időfüggvényei. Az ábra a folyamatos induktivitás áramú üzemmód időfüggvényeit mutatja ideális kapcsolóelemelekkel.

A redukált mennyiségek kifejezései:

$$U'_{ki} = \frac{N_1}{N_2} \cdot U_{ki}; \quad R' = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot R; \quad C' = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \cdot C. \quad (2)$$

A helyettesítő buck-boost kapcsolás összefüggései az időfüggvényekkel összhangban, ahol $b = t_{be}/T$ a tranzisztor bekapcsolási aránya, T a periodusidő:

$$\frac{U'_{ki}}{U_{be}} = \frac{I_{be}}{I'_{ki}} = \frac{b}{1-b}; \quad I'_{ki} = I'_D = \frac{U'_{ki}}{R}; \quad I_{L1} = I_{be} + I'_{ki};$$

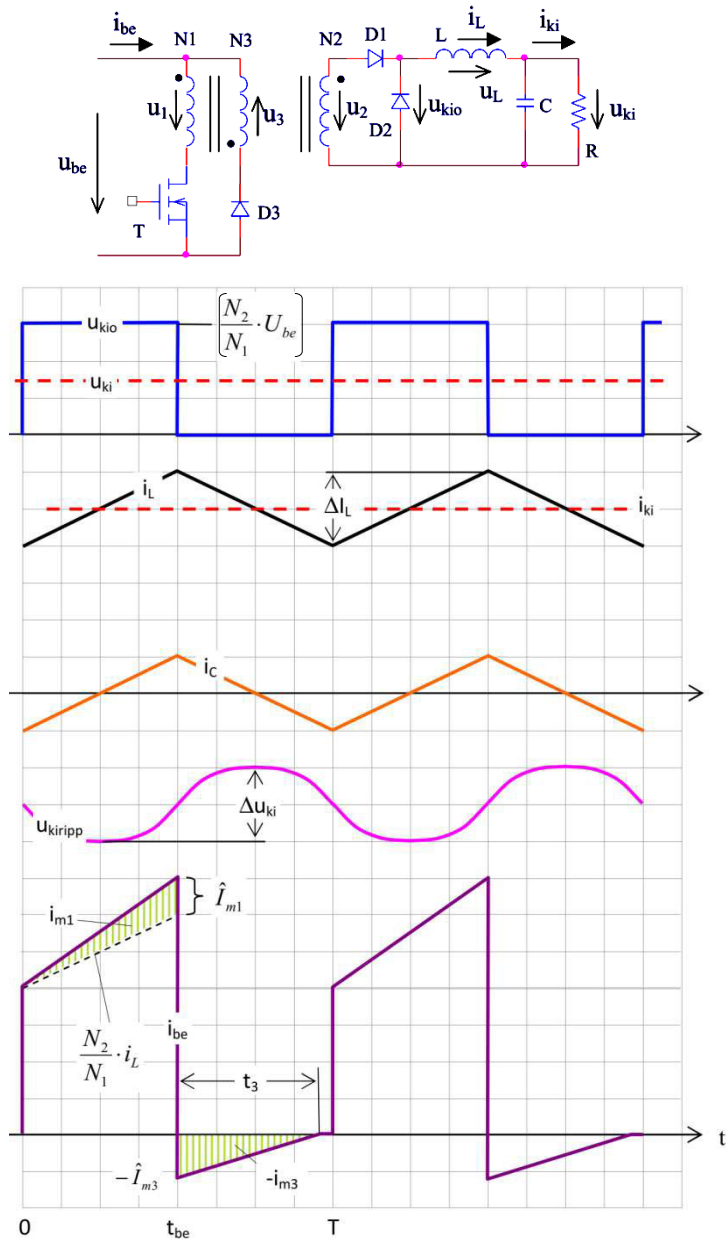
$$\Delta I_{L1} = \frac{t_{be} \cdot U_{be}}{L_{m1}}; \quad \Delta U'_{ki} = \frac{t_{be} \cdot I'_{ki}}{C}. \quad (3)$$

A tranzisztor bekapcsolása alatt a dióda zárva van, az L_{m1} -re U_{be} jut, kikapcsolt tranzisztornál a dióda vezet és L_{m1} -re $-u_{ki}$ jut. Az L_{m1} feszültség közéértéke 0V, amiből felírható a ki/bementi feszültségek aránya. Ideális veszteségmentes kapcsolásnál a ki/bemeneti teljesítmények egyformák, amiből a ki/bementi áram közéértékek aránya is felírható figyelembe véve a feszültségarányt. A Kirchhoff egyenletek periodikus esetben a közéértékek között is igazak. Az energia tárolókra vonatkozó differenciál vagy integrál összefüggések megadják a jelek meredekségeit, illetve szakaszonként a változások nagyságait. A helyettesítő kapcsolásban az i_{L1} felfutó szakasza a bemeneti áram, a lefutó a diódaáram redukált értéke, tehát egy kompozit mennyiség. Vissza-redukálással minden eredeti mennyiség megkapható.

4 Nyitóüzem (forward) átalakító

A lemagnező tekercses, illetve a kéttranzisztoros forward átalakítók ismereteseek. Az első típus hátránya a másikkal szemben, hogy kb. kétszeres tápfeszültség jut a tranzisztorra, míg az utóbbinál csak egyszeres. Tehát pl. egy 50...100kHz alkalmazáshoz MOSFET-eket alapul véve az első típusnál csak drága 900...1200V-os típus alkalmazható, az IGBT ugyanakkor lassú. A kéttranzisztoros kapcsolásban a többlet tranzisztor mellett pl. szinteltolós vagy szigetelt meghajtás kell az egyik tranzisztornak, tovább drágítva a vezérlést, de egyfázisú táplálásnál

elégendő lehet az olcsóbb pl. 650V-os MOSFET-ek alkalmazása. A két változat m ködése nagyon hasonló.



4. ábra

Lemágnesező tekercses forward átalakító kapcsolási rajza és időfüggvényei

A 4. ábrán látható az egytranzisztoros nyitóüzem vagy forward átalakító és időfüggvényei folyamatos kimeneti sz. rő inductivitás áramú üzemmódban. A be- és kimeneti feszültség viszonya a bekapcsolási arány függvényében megegyezik a feszültségcsökkentő (buck) kapcsolásra jellemző feszültségarány és a transzformátor N_2/N_1 áttételének szorzatával. A transzformátor egy harmadik, úgynevezett *lemágnesező tekercset* (N_3) is tartalmaz, amely lehetővé teszi a transzformátor mágneses energiájának visszatáplálását a tápforrásba.

Ha a kapcsolóelem bekapcsolt állásban van, a D_3 -ra

$$u_{D3} = -(U_{be} + u_3) = -\left(1 + \frac{N_3}{N_1}\right) \cdot U_{be}, \quad (4)$$

nagyságú záróirányú feszültség jut, tehát ekkor D_3 leválasztja a N_3 tekercset. Az u_1 -el arányos u_2 nyitja D_1 -et és az u_{kio} sz. retlen kimeneti- és az L sz. rő inductivitás u_L feszültsége ekkor:

$$u_{kio} = u_2 = \frac{N_2}{N_1} U_{be}, \quad u_L = \frac{N_2}{N_1} U_{be} - U_{ki}. \quad (5)$$

Az pozitív u_L lineárisan növeli i_L -t. Ez idő alatt a bemeneten ennek N_2/N_1 áttételszerese folyik amihez még hozzáadódik a primer oldali i_{m1} mágnesező áram is. A bekapcsolási ütemben i_{m1} az

$$L_{m1} \frac{di_{m1}}{dt} = U_{be} \quad (6)$$

differentiálegyenletnek megfelelően lineárisan növekszik, és növekszik a transzformátorban tárolt mágneses energia is.

A kapcsolóelem kikapcsolását követően ugrásszerűen megszűnik N_1 árama, de megszűnik N_2 árama is, mivel a tekercselési irányokat és a diódákat figyelembe véve az i_{m1} mágnesező áram kikapcsolás előtti gerjesztését csak az N_3 -as lemágnesező tekercs képes átvinni. Amíg N_3 tekercsen folyik az i_{m3} mágnesező áram, a lemágnesező tekercs feszültsége $u_3 = -U_{be}$ állandó pillanatérték negatív érték.

Ekkor a tranzisztorra

$$u_{tr} = \left(1 + \frac{N_1}{N_3}\right) \cdot U_{be} \quad (7)$$

feszültség jut nyitó irányban. Az $u_3 = -U_{be}$ feszültségnek a hatására i_{m3} lineárisan csökken, miközben az áramirányt tekintve visszatáplálja a mágneses energiát a tápforrásba. Ezen időszakban a szekunder oldal feszültsége, figyelembe véve a tekercselési irányokat, $u_2 = -N_2 U_{be} / N_3$ állandó pillanatérték negatív érték. Ez a feszültség záróirányban jut a D_1 diódára, miközben a D_2 vezeti az i_L inductitás áramot. Mivel az a cél, hogy a transzformátor teljesen lemágnesezett legyen, mielőtt a következő bekapcsolási ütem kezdődik, t_3 csökkenési időnek kisebbnek kell lenni a kikapcsolási időnél. Amint megszakad az i_{m3} , a kikapcsolási ütem hátra levő részében D_3 -ra záró irányban fog jutni az U_{be} feszültség, és az összes tekercsfeszültség nulla szint. Mivel az egész kikapcsolási ütemben a D_2 vezeti az

induktivitás i_L áramát, az u_{kio} sz retlen kimeneti- és az L sz rő induktivitás u_L feszültsége ekkor:

$$u_{kio} = 0V, \quad u_L = -U_{ki}, \quad (8)$$

tehát i_L lineárisan csökken.

Láthatjuk, hogy u_{kio} ugyanolyan négyszögfeszültség, mint egy buck kapcsolás sz retlen kimeneti feszültsége, azzal a különbséggel, hogy a magas szintje

$$\frac{N_2}{N_1} \cdot U_{be}, \quad (9)$$

illetve maga a kapcsolás is u_{kio} -tól jobbra megegyezik egy buck-al. Ennek megfelelően a kimeneti oldal számításai analóg módon végezhetőek a buck kapcsolásával.

Például a folyamatos i_L áramú üzemmódban a feszültség átviteli tényező:

$$\frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{I_{be}}{I_{ki}} = \frac{N_2}{N_1} \cdot b. \quad (10)$$

A m kódés feltétele, hogy a lemágnesezés a kikapcsolási fázisban megtörténjen. Ahhoz, hogy a t_3 lemágnesezési idő kisebb legyen, mint kikapcsolási idő, adott kapcsolási frekvenciánál nem lehet tetszőlegesen érték a bekapcsolási idő. Figyelembe véve, hogy a mágnesező induktivitások a menetszámok négyzeteivel arányosak:

$$t_3 = \frac{N_3}{N_1} t_{be} = \frac{N_3}{N_1} bT. \quad (11)$$

A fenti kifejezés felhasználásával a lemágnesezés feltétele:

$$t_3 < t_{ki} \quad \Rightarrow \quad \frac{N_3}{N_1} bT < (1-b)T,$$

amelyből

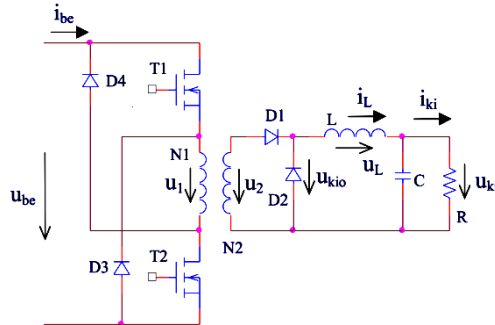
$$b < \frac{N_3}{N_1 + N_3}. \quad (12)$$

Ez azt jelenti, hogy a primer és a lemágnesező tekercsek menetszámát azonosra választva, a maximális bekapcsolási arány $b_{max}=0.5$ alatt kell hogy legyen megfelelő biztonsággal.

A fentiek alapján az ideális veszteségmentes kapcsolás fő összefüggései az időfüggvényekkel összhangban:

$$\begin{aligned} \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{I_{be}}{I_{ki}} = \frac{N_2}{N_1} \cdot b; \quad I_{ki} = I_L = \frac{U_{ki}}{R}; \quad \hat{I}_{m1} = \frac{N_3}{N_1} \cdot \hat{I}_{m3} = \frac{U_{be} \cdot t_{be}}{L_{m1}}; \quad t_3 = \frac{N_3}{N_1} \cdot t_{be}; \\ \Delta I_L = \frac{t_{ki} \cdot U_{ki}}{L}; \quad \Delta U_{ki} = \frac{\Delta I_L \cdot T}{8 \cdot C}; \quad \hat{U}_{rr} = \left(1 + \frac{N_1}{N_3}\right) \cdot U_{be}; \quad \hat{U}_{D3} = \left(1 + \frac{N_3}{N_1}\right) \cdot U_{be}. \end{aligned} \quad (13)$$

Az 5. ábrán látható a kéttranzisztoros nyitóüzem vagy forward átalakító.



5. ábra

Kéttranzisztoros forward átalakító kapcsolási rajza

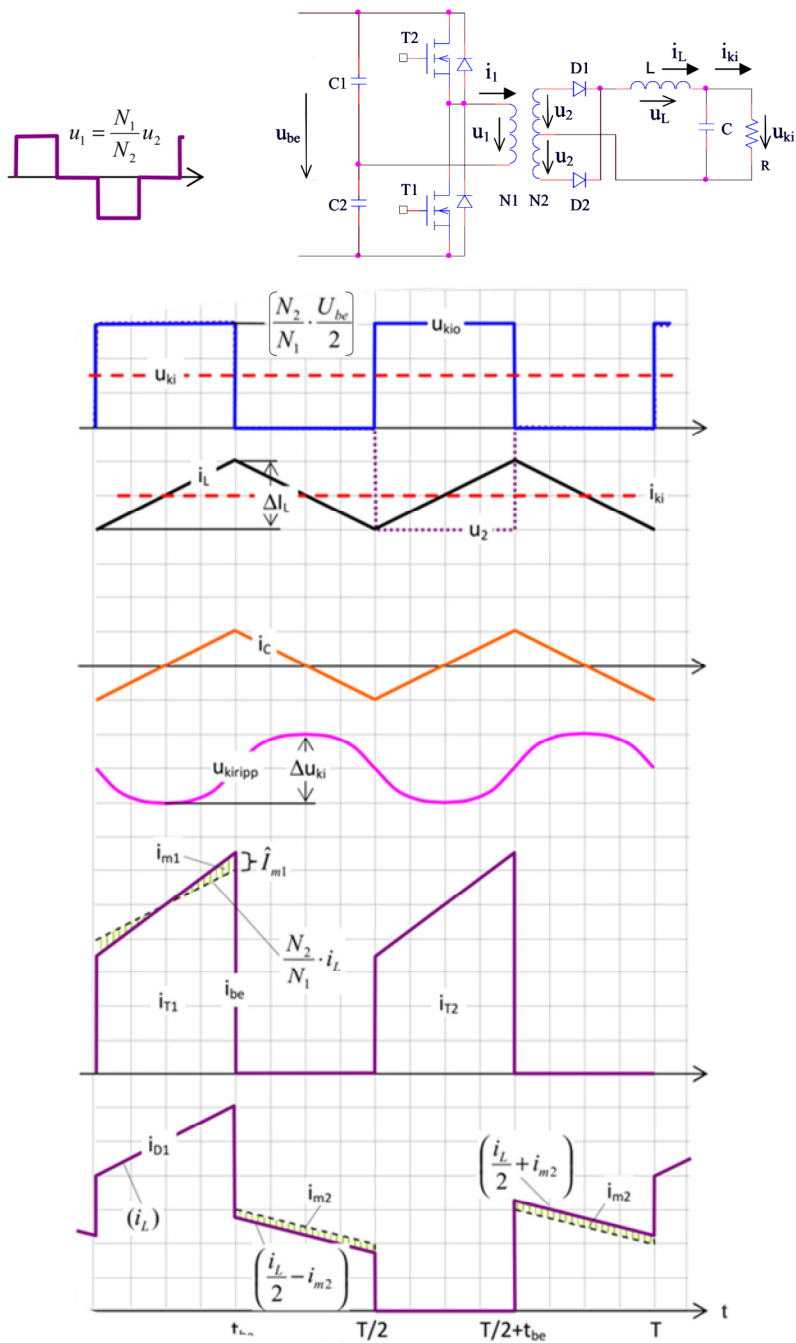
Itt a két tranzisztort szinkronban kell vezérelni. Bekapcsolt tranzisztoroknál a primer tekercsre az egytranzisztoroshoz hasonlóan szintén a tápfeszültség jut és a szekunder oldal viszonyai is teljesen azonosak az előző kapcsoláshoz. A primer tekercs mágnesező árama is ugyanúgy nő, mit előzőleg és a bemeneti áram is azonos. A D_3 , D_4 diódákra ekkor a tápfeszültség jut záró irányban. A tranzisztorok kikapcsolásakor a primer tekercs mágnesező árama marad, nem ugrik másik tekercsre, hanem irányát megtartva a D_3 , D_4 diódákon át visszafelé folyik a tápforrásba. Ekkor a primer tekercsre a negatív tápfeszültség jut, tehát a mágnesező áram ugyanolyan sebességgel csökken, mint ahogy nőtt. Értelem szer en a lemágnesezési idő azonos a bekapcsolásával. Lemágnesezés alatt a tranzisztorokra a tápfeszültség jut nyitó irányban. Kikapcsolás alatt a szekunder oldal viszonyai az előző esettel azonosak.

Az összes időfüggvény a 4. ábrának megfelelően az egytranzisztoroshoz hasonló, azzal a különbséggel, hogy a bemeneti áramban i_{m3} szerepét átveszi i_{m1} , ennek negatív csúcsa abszolút értékben azonos a pozitívval, t_3 lemágnesezési idő meg azonos t_{be} -vel.

5 Ellenüzem (push-pull) félhíd átalakító

A 6. ábrán egy push-pull félhíd átalakító kapcsolási rajza és időfüggvényei láthatók folyamatos i_L esetén egyutas egyenirányítással. Az átalakító a bemeneti feszültséggel arányos $N_2 U_{be} / N_1$ értéknél kisebb középpérték kimeneti feszültséget hoz létre.

Az átviteli tulajdonságait tekintve a kör egy feszültségcsökkentő egyenáramú szaggató leszármaztatásának tekinthető. A nagyfrekvenciás transzformátor tekercsein a push-pull inverter váltakozó négyzöghullámú feszültséget állít elő. A kimeneti oldalon középpont-megcsapolásos szekunder tekercs található amelyre egyutas diódás egyenirányító csatlakozik. Az egyenirányított feszültség sz. részét a buck kapcsolásnál is alkalmazott LC sz. rőtag



6. ábra

Két primer tekercses Push-pull átalakító kapcsolási rajza és időfüggvényei folyamatos i_L esetén egyutas egyenirányítással

biztosítja. Kisfeszültség kimenetnél a hatásfok szempontjából lényeges lehet, hogy egyszerre csak egy diódán esik feszültség. Magasabb szint kimeneti feszültségnél egyetlen szekunder tekercset és diódás hídkapcsolást is alkalmazhatunk.

A vizsgált kapcsolás PWM vezérlése két szimmetrikus félciklusból áll. A 6. ábrán láthatóan először a T_1 kapcsol be t_{be} időtartamra, majd mind a két kapcsolóelem t_{ki} ideig ki van kapcsolva. A második félciklusban ugyanez a T_2 kapcsolóelemmel játszódik le. Láthatjuk, hogy egy-egy kapcsolóelem bekapcsolási ideje $t_{be} < T/2$, ahol T egy kapcsolóelem vezérlésének periódusideje.

Amikor T_1 be van kapcsolva, figyelembe véve a transzformátor tekercselési irányait és menetszamarányait:

$$u_1 = \frac{U_{be}}{2} \quad \Rightarrow \quad u_2 = \frac{N_2}{N_1} u_1 = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{U_{be}}{2}, \quad (14)$$

tehát a pozitív előjel u_2 miatt az egyenirányító D_1 ága fog vezetni. Ezt figyelembe véve a sz. retlen u_{kio} kimeneti feszültség és a sz. rő inductivitás u_L feszültsége:

$$u_{kio} = u_2 = \frac{N_2}{N_1} \frac{U_{be}}{2}, \quad u_L = u_{kio} - U_{ki}. \quad (15)$$

Állandó u_L -nél i_L a D_1 -en át lineárisan növekszik. A transzformátor áttétel alapján a primer tekercs és a T_1 árama ebben a tartományban:

$$i_1 = i_{T1} = \frac{N_2}{N_1} i_L + i_{m1}, \quad (16)$$

azaz az i_L primer oldalra redukált értéke és a primer tekercs i_{m1} mágnesező áramának összege. A T_1 vezetése alatt az i_{m1} az

$$L_{m1} \frac{di_{m1}}{dt} = u_1 = \frac{U_{be}}{2}, \quad (17)$$

differentiálegyenletnek megfelelően lineárisan nő, mivel $U_{be}/2$ állandó érték. A két félciklus szimmetrikus m. kódése esetén a T_1 vezetésének elején i_{m1} kezdeti értéke $-\hat{I}_{m1}$, míg a vezetés végén $\hat{I}_{m1}$, tehát a teljes változás $2\hat{I}_{m1}$, ami arányos a primer tekercsre kapcsolt feszültség-idő területtel:

$$2\hat{I}_{m1} = \frac{U_{be} \cdot t_{be}}{2 \cdot L_{m1}}, \quad (18)$$

A T_1 kikapcsolásakor, amikor egyik tranzisztor sem vezet, az $N_1 \hat{I}_{m1}$ gerjesztés ideális esetben értékét megtartva ugrik át a két szekunder tekercsre azonos irányban, rászuperponálódva azok áramaira. Felírható, hogy

$$N_1 \hat{I}_{m1} = 2N_2 \hat{I}_{m2} \quad \Rightarrow \quad \hat{I}_{m2} = \frac{N_1}{2 \cdot N_2} \hat{I}_{m1}, \quad (19)$$

A tranzisztorok t_{ki} kikapcsolási intervallumában, amikor mind a két kapcsolóelem kikapcsolt állapotban van, egyrészt az L árama egyenlő részekre válik szét a két szekunder tekercs között, illetve erre még rászuperponálódik a primer oldalról átugró gerjesztés. Ekkor:

$$i_{D1} = \frac{i_L}{2} - \hat{I}_{m2}, \quad i_{D2} = \frac{i_L}{2} + \hat{I}_{m2}, \quad (20)$$

tehát i_{D1} ugyanannyival kisebb a fél i_L -nél, mint i_{D2} nagyobb. Ebben a tartományban az u_{kio} sz retlen kimeneti feszültség pillanatértéke megközelítőleg nulla, mivel bármelyik szekunder tekercsre felírható feszültségegyenlet alapján:

$$u_2 = u_{kio} = -L_{m2} \frac{di_{Lm2}/2}{dt} + M_{m2} \frac{di_{Lm2}/2}{dt} = 0, \quad (21)$$

ahol L_{m2} egy szekunder tekercs induktivitása, illetve M_{m2} a két szekunder tekercs közötti kölcsönös induktivitás. A tekercsek közötti szoros csatolás és az azonos N_2 menetszámok miatt $L_{m2} \approx M_{m2}$. Mivel $u_2=0$ ebben a tartományban, az $i_{m2} = \hat{I}_{m2}$ is állandó. A tekercsek csatolása miatt a primer tekercsek feszültsége is nulla. Az $u_{kio}=0$ tartományban a sz rő induktivitás u_L feszültsége:

$$u_L = -U_{ki}, \quad (22)$$

tehát i_L lineárisan csökken. A t_{ki} kikapcsolási intervallumok alatt a szekunder tekercseken ellentétes irányban folyó $i_L/2$ áramok eredő gerjesztése nulla, tehát a primer áramok és így a primer áram is nulla szint ek.

A következő félciklusban, amikor a T_2 kapcsol be t_{be} időtartamra, figyelembe véve a transzformátor tekercselési irányait és menetszámárait:

$$u_1 = \frac{-U_{be}}{2} \Rightarrow u_2 = \frac{N_2}{N_1} u_1 = -\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{U_{be}}{2}, \quad (23)$$

tehát a negatív előjel u_2 miatt az egyenirányító D_2 ága fog vezetni. Ezt figyelembe véve a sz retlen u_{kio} kimeneti feszültség:

$$u_{kio} = -u_2 = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{U_{be}}{2}, \quad (24)$$

megegyezik az előző bekapcsolási ütem értékével. Ezt figyelembe véve ebben a tartományban a D_2 dióda körében és a kimeneti oldalon ugyanaz a folyamat játszódik le, mint az előző ciklusban.

A T_2 bekapcsolásakor a lefelé irányuló $\hat{I}_{m2}$ gerjesztése azonos irányú $\hat{I}_{m1}$ mágnesező áramként ugrik vissza a primer oldalra. Ez az áram viszont a T_2 áramában negatív előjellel van jelen, hasonlóan a T_1 vezetésénél tapasztaltakkal. A primer tekercsre kapcsolódó negatív fél tápfeszültség a mágnesező áramot a T_2 szempontjából ugyanolyan sebességgel növeli pozitív irányban, mint az a T_1 -nél volt. A primer tekercsen felfelé és a T_2 -n vezető irányban ugyanúgy alakul az áram, mint az előző ciklusban a primer tekercsen lefelé és a T_1 -en vezető irányban.

A push-pull félhíd kapcsolás kimeneti oldalát tekintve a jelek hasonlóak egy $(N_2/N_1)U_{be}/2$ tápfeszültség kétszeres kapcsolási frekvenciájú feszültségcsök-kentő (buck) kapcsoláshoz, ahol a bekapcsolási arány és a kimeneti feszültség

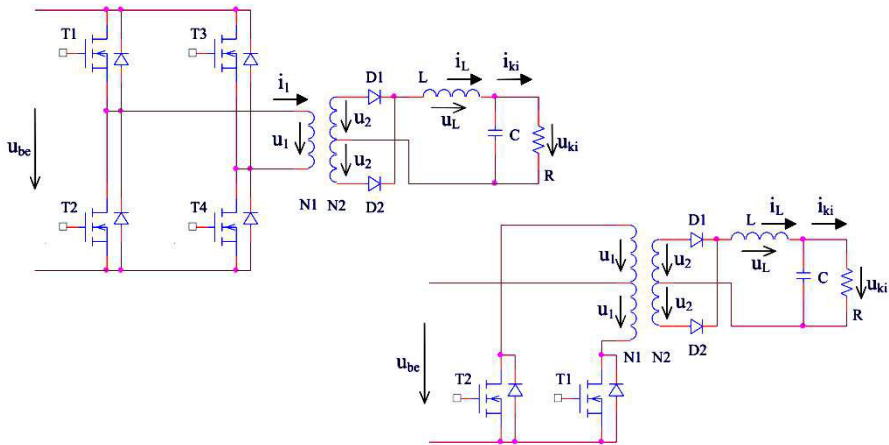
$$\begin{aligned} \frac{t_{be}}{T/2} &= 2b \\ U_{ki} &= 2b \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{U_{be}}{2} = b \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot U_{be}. \end{aligned} \quad (25)$$

A kimeneti oldal egyéb jelei analóg módon számíthatók a buck kapcsolással, figyelembe véve azt, hogy a tranzisztorok kapcsolási frekvenciájának a duplája a kimeneti frekvencia.

A fentiek alapján az ideális veszteségmentes kapcsolás fő összefüggései az időfüggvényekkel összhangban:

$$\begin{aligned} U_{ki} &= b \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot U_{be}; \quad I_{ki} = \frac{U_{ki}}{R}; \quad \hat{I}_{m1} = \frac{U_{be} \cdot t_{be}}{4 \cdot L_{m1}}; \quad \hat{I}_{m2} = \frac{N_1}{2N_2} \cdot \hat{I}_{m1}; \\ \Delta I_L &= \frac{t_{ki} \cdot U_{ki}}{L}; \quad \Delta U_{ki} = \frac{\Delta I_L \cdot T}{16 \cdot C}; \quad \hat{U}_{tr} = U_{be} \end{aligned} \quad (26)$$

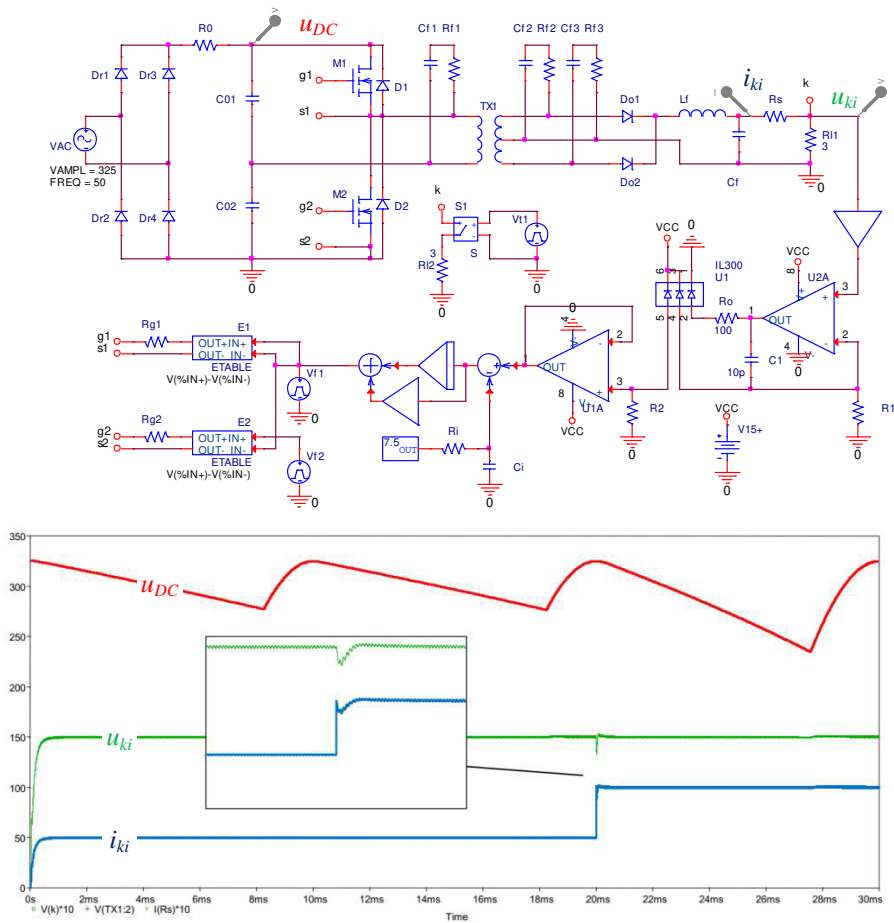
Teljes hídkapcsolású, illetve két primer tekercses push-pull átalakító kapcsolásokat láthatunk a 7. ábrán. A működésük hasonló a push-pull félhíd átalakítóéval. Magasabb kimeneti feszültség szintnél természetesen itt is alkalmazható az egy tekercses szekunder oldal diódás híd egyenirányítással. A két primer tekercses megoldás fő hátránya az, hogy a primer oldali félvezetőkre kétszeres tápfeszültség jut, ez MOSFET-ek alkalmazásánál nagy hátrány. A teljes hídkapcsolású verziónál egyszeres tápfeszültség jut a tranzisztorokra. A push-pull vezérlés ezeknél a megoldásoknál is azt jelenti, hogy T_1 (és T_4), illetve T_2 (és T_3) azonos időre, fél kapcsolási periódussal eltolva vezérelt, közöttük szünettel. Mind a két megoldásnál a primer tekercsre a tranzisztorok $\pm$ tápfeszültséget kapcsolnak, tehát ugyanolyan teljesítményhez a félhidas megoldáshoz képest fele primer áram szükséges.



7. ábra.

Teljes hídkapcsolású, illetve két primer tekercses push-pull átalakító kapcsolások egyutas egyenirányítással

6 Szigetelt m veleti erősítő feszültség visszacsatolással ellátott hálózati táplálású push-pull félhíd átalakító modellezése

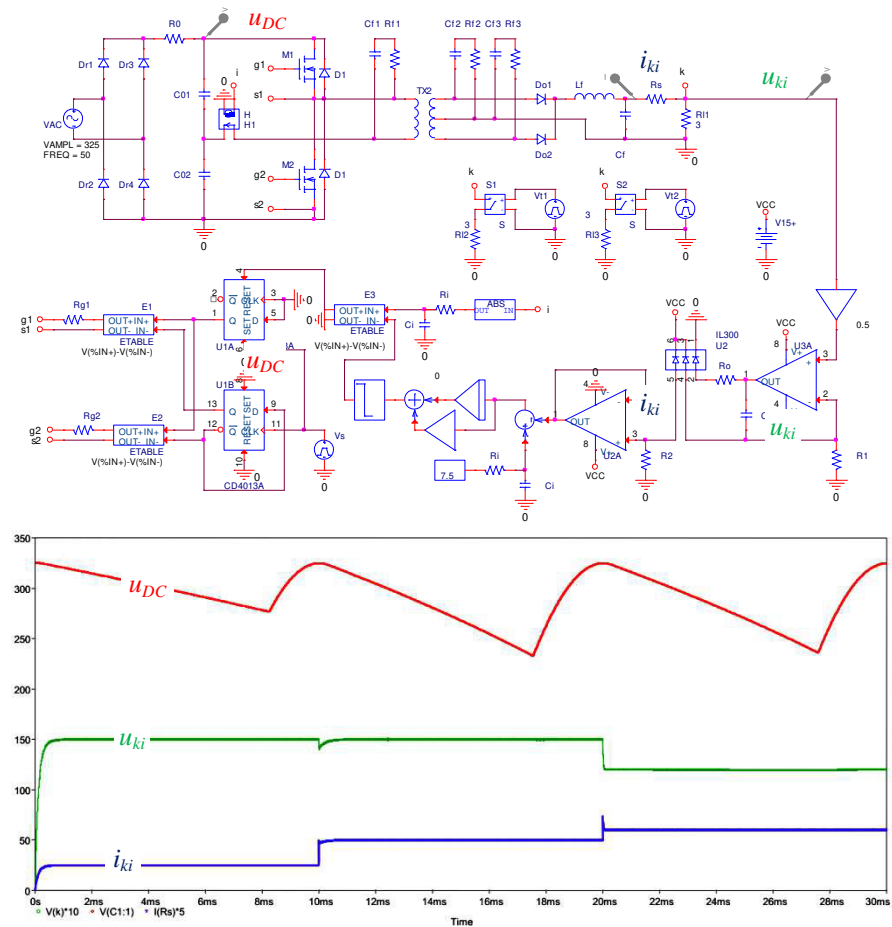


8. ábra

Szigetelt m veleti erősítő feszültség visszacsatolással ellátott hálózati táplálású push-pull félhíd átalakító modelje és jelei

A 8. ábrán egy szigetelt m veleti erősítő (IL300) feszültség visszacsatolással ellátott hálózati táplálású push-pull félhíd átalakító Pspice modeljét és időfüggvényeit láthatjuk. A szabályozás-vezérlés elemi modellekkel, pl. f rész komparátorokat helyettesítő E1, E2 transzfer karakterisztikákkal, integrátorral, lett felépítve a tanulmányozhatóság miatt, nem SMPS modellel. Az u_{ki} alapjele

indulásnál $100\mu\text{s}$ időállandóval emelkedik (*soft start*). Az egyen oldali táplálás diódás híd kondenzátoros sz. réssel. A modellezési cél az volt, hogy a szabályozó kör megfelelő módon tartsa a kimeneti feszültséget akár az egyen tápfeszültség 100Hz -es $20..30\%$ -os ingadozása, vagy 100% -os terhelés ugrás esetén is. Ehhez a 100kHz -es kapcsolási frekvencia, és a kapcsolási periódusidő kb. 10 -szeresére választott feszültség szabályozó integrálási időállandó és az LC sz. rő sajátregzési periodus idő elegendően gyorsnak bizonyult a futtatási szerint. A 8. ábrán az u_{ki} kimeneti feszültség, az egyen oldali 100Hz -el ingadozó u_{dc} tápfeszültség és az i_{ki} kimeneti áram látható. Az áramirányító az egyen tápfeszültség csúcsánál indul. A kimeneti feszültség a kb. az azonos időállandók 5 -szöröse, azaz $500\mu\text{s}$ alatt túllendülés nélkül éri el a szabályozott értéket. A vizsgálati idő kétharmadánál a 100% -os terhelés ugrás kb. $100\mu\text{s}$ alatt lecsengő



9. ábra

Szigetelt m. veleti erősítés feszültség visszacsatolással és áram-módú vezérléssel ellátott hálózati táplálású push-pull félhíd átalakító modelje és jelei

tranzienst eredményez a u_{ki} kimeneti feszültségben és i_{ki} kimeneti áramban. Ez megfelelő szint és elkerülhetetlen. A kimeneti áramban látható kezdeti túllendülést a kimeneti sz. rő kondenzátor kezdeti feszültség értéke határozza meg. Az egyen tápfeszültség ingadozás a terhelés ugrás után kb. 80%-al nő meg, de a kimeneti feszültségben ennek hatása nem érzékelhető.

A 9. ábrán egy szigetelt m. veleti erősítő (IL300) feszültség visszacsatolással és áram-módú vezérléssel ellátott hálózati táplálású push-pull átalakító Pspice modeljét és időfüggvényeit láthatjuk. A szabályozás-vezérlés itt is elemi modellekkel valósul meg. A modell az előzőhöz képest csak az áram-módú m. ködést megvalósító részletekben különbözik. Ennek megfelelően az u_{ki} és i_{ki} indulása is kb. teljesen azonos, és azonos az u_{DC} egyen oldali feszültség terhelés függése is. A vizsgálati idő egyharmadánál a 100%-os terhelés ugrás itt az előző vezérléshez képest hosszabb, kb. $500\mu s$ alatt lecsengő tranziens eredményez a u_{ki} kimeneti feszültségben és i_{ki} kimeneti áramban. A vizsgálati idő kétharmadánál az újabb terhelés ugrást viszont már megfogja az áram-módú vezérlés áram korlátja, egyben szabályozott érték alá csökkentve a kimeneti feszültséget, a tranziens kb. $100\mu s$. Itt is bármelyik terhelés ugrásnál a kimeneti áramban látható kezdeti túllendülést a kimeneti sz. rő kondenzátor kezdeti feszültség értéke határozza meg. Pont ennek töltés tartalmát lehet csökkenteni magas a magas kapcsolási frekvencián alkalmazható kisebb kapacitásokkal. Interleaved kapcsolásokkal a kapacitás tovább csökkenthető. Az egyen tápfeszültség ingadozás hatása továbbra sem érzékelhető a kimeneti feszültségben.

Következtetések

A tanulmány pontos analízissel szolgál az alapvető ideális szigetelt kapcsolóüzem egyen-egyen átalakítók tekintetében, részben hiánypótló szándékkal. A végén ismerteti az egyik legfontosabb szigetelt megoldás, az ellenütem vagy push-pull félhíd átalakító valósághoz közelítő körülmények, hálózati táplálás és terhelés ugrások melletti viselkedését, beleértve az áram korlátozást is. Az eredmények közel állnak a tényleges áramkörök mérési eredményeihez. Megállapítható, hogy a paraméterek megfelelő megválasztásával a szabályozott jellemzőt egyes zavarjelek szinte nem befolyásolják, illetve vagy csak kis mértékben.

Irodalom

- [1] Power electronics handbook: devices, circuits, and applications handbook/ edited by Muhammad H. Rashid. – 3rd ed. Copyright 2011, Elsevier Inc.
- [2] N. Mohan, Power Electronics, John Wiley, 2003
- [3] Sanjaya Maniktala, Switching Power Supplies A–Z, 3rd ed., Copyright 2012, Elsevier Inc.
- [4] Keith Billings, Taylor Morey, Switchmode Power Supply Handbook- 3rd ed., Copyright 2011, McGraw-Hill Companies.
- [5] Muhammad H. Rashid, Hasan M. Rashid, SPICE for Power Electronics and Electric Power - 2nd ed., 2006 by Taylor & Francis Group