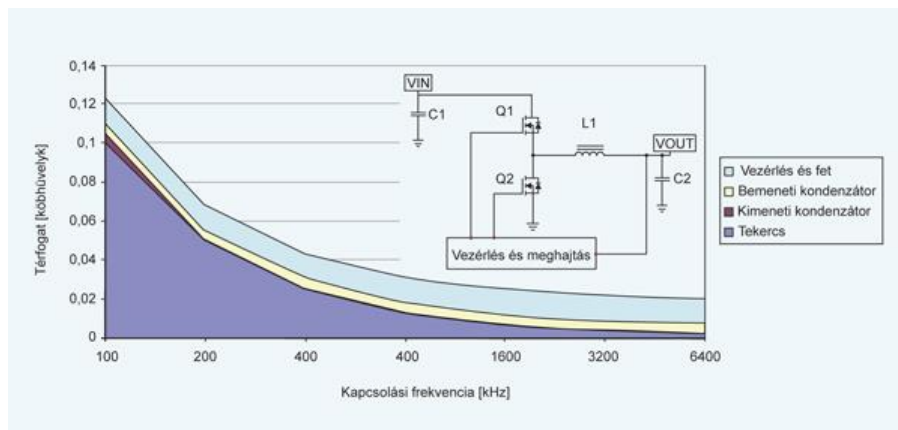


A teljesítményelektronika nehezen „megkerülhető” része az elektronikának: szinte minden készülékben jelen van, természetesen szélsőségesen különböző teljesítménytartományban, és nagyon gyakran „marginális”, az elektronikus berendezés fő funkciójától erősen elkülönülő szerepben. Ezért aztán nem is mindig túl „népszerű” feladat vele foglalkozni. Ezzel a cikkünkkel egy hosszú sorozat veszi kezdetét, amely a Texas Instruments alkalmazástechnikai szakembereinek ötleteivel kívánja megkönnyíteni a tervezők dolgát. Fogadják szeretettel!

Hogyan válasszuk meg helyesen a kapcsolóüzemű tápegység üzemi frekvenciáját?

A kapcsolóüzemű tápegység működési frekvenciájának megválasztása összetett feladat, a méret, a hatásfok és az ár kompromisszuma. A tápegység terjedelmének jelentős részét a szűrő foglalja el, amelynek méretei fordítottan függenek a kapcsolási frekvenciától. Minden kapcsolási tranziens véges idő alatt hajtódik végre, és közben energiaveszteség keletkezik. Minél nagyobb az üzemi frekvencia, annál nagyobb a kapcsolási veszteség, és annál kisebb a hatásfok. A nagyobb frekvenciájú működés viszont csökkenti a szűrő alkatrészeinek számát, ami a tápegység árát jelentősen mérsékli. A következőkben egy egyszerű, feszültségcsökkentő (buck) kapcsolóüzemű tápegység példáján mutatjuk be ezeket az összefüggéseket.



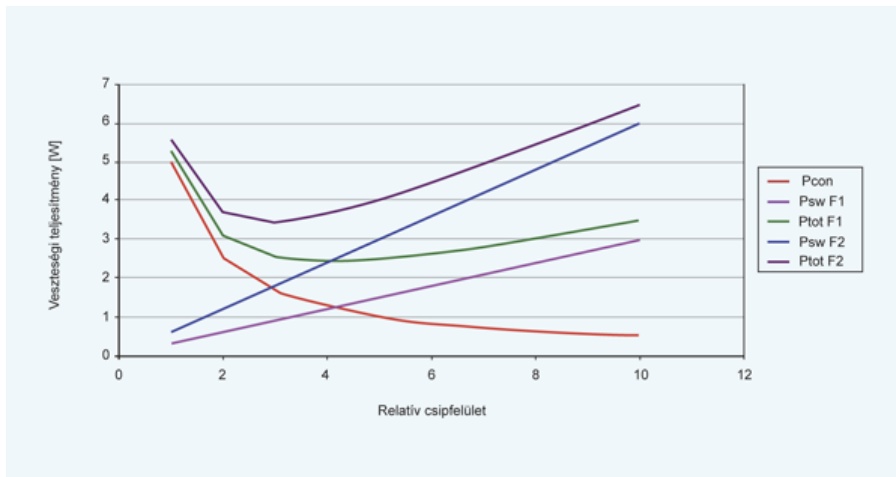
1. ábra A kapcsolóüzemű tápegység alkatrészeinek mérete a működési frekvencia függvényében

Az 1. ábra egy feszültségcsökkentő kapcsolóüzemű tápegység kapcsolási rajzát mutatja egy olyan diagrammal együtt, amely az alkatrészek térfogatát ábrázolja a kapcsolási frekvencia függvényében. Az alacsonynak mondható, 100 kHz-es frekvencián a tekercs mérete a domináns az egész tápegység térfogatában. Ha feltételezzük, hogy az induktív alkatrész mérete a benne tárolt energiától függ, térfogata a frekvencia növekedésével arányosan csökken. Ez a becslés egy kicsit optimista, mert bizonyos frekvenciától felfelé a vasmag vesztesége válik a legfontosabbá, és ez korlátozza a további méretcsökkentést. Ha a tápegységbe kerámiakondenzátorokat tervezünk be, a kimeneti kondenzátor térfogata a frekvencia növekedtével csökken, mivel a szükséges kapacitásérték is csökken. Másrészt viszont a bemeneti kapacitást a lökészerű áramterhelés csúcsértékének megfelelően kell megválasztani. Ez nem változik lényegesen a frekvenciával, ezért a bemeneti kondenzátor mérete a frekvenciától független, nagyjából állandó. Végül, a tápegységben felhasznált félvezetők mérete független a kapcsolási frekvenciától. Következésképpen az alacsony frekvenciájú kapcsolóüzemű tápegységek térfogatában a passzív alkatrészek foglalják el a legnagyobb helyet. A frekvencia növelésével a félvezetők térfogata válik egyre dominánsabbá.

Azonban a félvezetők állandó méretének feltételezése csak a helyzet túlzott leegyszerűsítése esetén igaz. A félvezetők működéséhez kétféle veszteség társul: a vezetési és a kapcsolási veszteség. A vezetési veszteség a MOSFET-ekben keletkezik és fordítottan arányos a csipfelülettel. Minél nagyobb a MOSFET területe, annál kisebb az ellenállása, és ezzel a benne keletkező vezetési veszteség.

A kapcsolással összefüggő veszteség attól függ, milyen gyors a MOSFET-kapcsoló be- és kikapcsolt állapota közötti mindkét irányú állapotváltás, és

milyen nagyok a MOSFET be- és kimeneti kapacitásai. Egy nagyobb méretű eszköznek lassabb az átkapcsolása és nagyobbak a kapacitásai. A 2. ábrán látható diagram két különböző kapcsolási frekvencián mutatja ezeket a trendeket. A vezetési veszteségek ( $P_{con}$ ) függetlenek a kapcsolási frekvenciától, ellenben a kapcsolási veszteségek ( $P_{sw F1}$  és  $P_{sw F2}$ ) egyenesen arányosak vele. A nagyobb  $F2$  frekvenciájú megoldást nagyobb kapcsolási veszteségek terhelik.



2. ábra A kapcsoló MOSFET csipmérete és a veszteség összefüggése kétféle üzemi frekvencián

A teljes veszteség minimális értéke annál a kapcsolási frekvenciánál adódik, ahol a kapcsolási és a vezetési veszteségek azonosak. Nagyobb frekvencián ennél nagyobb veszteség keletkezik.

A nagyobb kapcsolási frekvencia mellett szól az a tény is, hogy ilyenkor az optimális csipméret kisebb, és ez olcsóbb alkatrészárban jelentkezik. A gyakorlatban viszont, ha az alacsony üzemi frekvenciánál a teljesítményvesztést a megfelelő csipméretű MOSFET-kapcsoló kiválasztásával kívánjuk optimalizálni, ez ár szempontjából nem jelent elfogadható megoldást. Ezzel szemben, amint egyre nagyobb működési frekvenciát választunk, elkezdhetjük a veszteséget a csipméret megválasztásával optimalizálni, azaz csökkenthetjük a tápegységben felhasznált félvezetők összterfogatát. Ennek árnyoldala, hogy ha nem férünk hozzá megfelelő félvezető-választékhoz, vagy nem tudjuk annak minőségét javítani, a határfok csökken.

A működési frekvencia növelése csökkentheti a tápegység árát. Nagyobb kapcsolási frekvenciánál kisebb az induktív alkatrész térfogata, és a maganyag révén is megtakarítás keletkezik. Ezenkívül csökken a kimeneti kondenzátor iránti követelmény is. Kerámia kivitelű kondenzátoroknál kisebb kapacitású vagy kisebb számú kondenzátor válik szükségessé. Csökkenhet a félvezetők

csipmérete is, amely hozzájárul az ár mérséklődéséhez. A megfelelő üzemi frekvencia kiválasztásához értékelni kell a méret, a hatásfok és az ár kompromisszumait. A kisfrekvenciás megoldás bizonyára a legjobb hatásfokú, de egyben a legnagyobb méretű és a legkölségesebb is. A frekvencia növelésével csökken a méret és az ár, de ezért a hatásfok romlásával kell fizetnünk.

A folytatásban azzal foglalkozunk, hogyan lehet „megszelídíteni” egy zajos tápegységet.

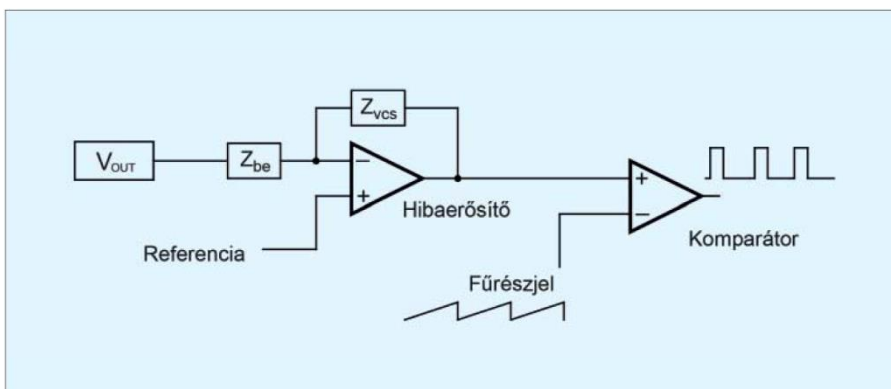
## Teljesítményelektronikai ötletek – 2



Folytatjuk Robert Kollman, a Texas Instruments alkalmazástechnikai szakembere teljesítményelektronikai sorozatát, amely olyan ötleteket tárgyal tömör, lényegre törő stílusban, amelyek a tervezőknek segíthetnek mindennapi döntési helyzetekben. Ezúttal a szerző a tápegységek egyik igen kellemetlen tulajdonságát, a zajt „veszi célba”.

### Hogyan „szelidítsünk meg” egy zajos tápegységet?

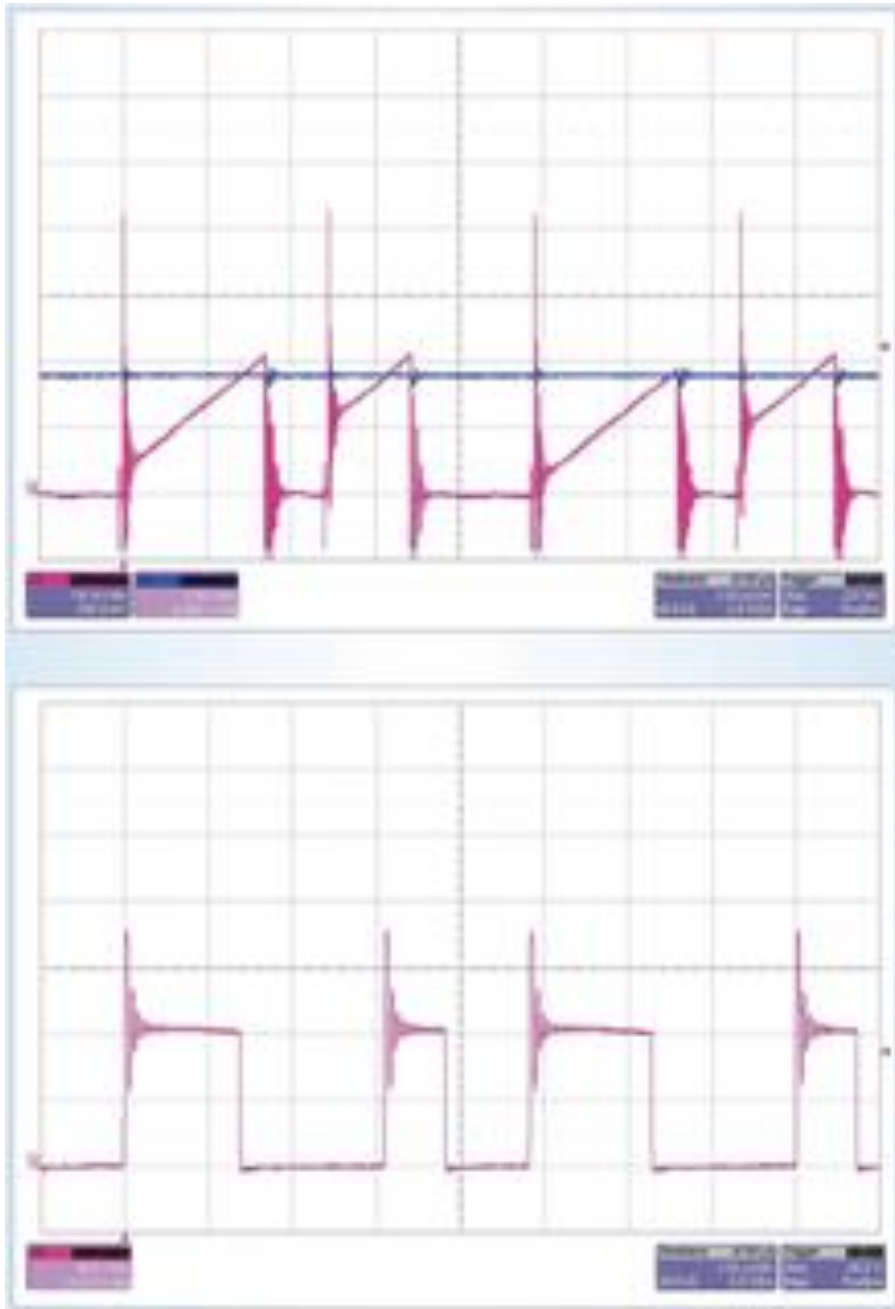
Ha egy új rendszert tervezünk, egy jó tápegység-elrendezés nélkülözhetetlen feltétele annak, hogy a termék „érett” változatának előállításához minimális laboridőre legyen szükség. Ha néhány órát, esetleg csak percek fordítunk az elrendezés áttekintésére és a nyilvánvaló hibák előzetes kiszűrésére, ezzel napokig tartó hibakereséstől kímélhetjük meg magunkat. Az 1. ábra egy tápegységben található zajérzékeny áramkörü részlet tömbvázlatát mutatja. A kimeneti feszültséget a referenciafeszültséggel hasonlítjuk össze, és ezzel állítjuk elő a hibajelet. Ezt azután egy fűrészfeszültséggel hasonlítjuk össze, amelynek eredménye egy olyan szélességmodulált (PWM) jel, amellyel a teljesítményfokozat közvetlenül vezérelhető.



1. ábra Egy impulzusszélesség-modulátor alacsony szintű jeleket hordozó, zajérzékeny pontjai

Ebbe az áramkörbe a zaj három ponton léphet be: a hibaerősítő be- és kimenetén, a referenciafeszültség-forrásnál és a fűrészjel-generátornál. Ezeknek az „érzékeny pontoknak” a gondos elektromos és fizikai tervezése minimálisra csökkentheti az egész áramkör ellenőrzésére, bemérésére fordított időt. Általában a zaj ezeken a kis jelszintű pontokon a kapcsolójelekből kapacitív úton csatolódik be. Egy jó NyÁK-terv gondoskodik arról, hogy ezek a kisszintű áramkörök ne terjengősen, hanem kis felületű, kompakt megoldással legyenek huzalozva, távol a nagy teljesítményű

kapcsolóüzemű jeleket hordozó vezetékektől. A helyesen alkalmazott földsíkok árnyékoló tulajdonságát is kihasználhatjuk. A hibaerősítő bemenete valószínűleg az egész tápegység leginkább zavarérzékeny pontja, mivel a legtöbb alkatrész ide csatlakozik. Ha ehhez hozzávesszük a hibaerősítő nagy erősítését és nagy impedanciájú bemenetét, máris kész a katasztrófa receptje. A NyÁK-tervezés folyamán a csomópont vezetékeinek méretét minimalizálni kell. A bemeneti ( $Z_{be}$ ) és visszacsatoló ( $Z_{vcs}$ ) impedanciát megvalósító alkatrészeket olyan közel kell elhelyezni a hibaerősítőhöz, amennyire ez fizikailag egyáltalán lehetséges. Ha a visszacsatoló hálózatban nagy sebességű integráló kondenzátor van, azt az erősítőkimenethez a legközelebb kell elhelyezni, és ezt kövessék a visszacsatoló hálózat többi alkatrészei. Ha például a kompenzációs hálózatot a soros RC-tag alkotja, és a nagyfrekvenciás zaj az ellenállás és a kapacitás közös pontját éri, a zaj a bemenet felől elhelyezkedő ellenállás nagy impedanciáján át csatolódik a bemenetre, nem pedig a kis impedanciájú kondenzátoron keresztül. A másik potenciálisan zavarérzékeny terület a fűrészel. Ennek előállítása kétféleképpen történhet: egy kondenzátor feszültséggenerátoros töltésével (feszültségüzemmód) vagy a tápárammal (áramüzemmód). A feszültségüzemmód rendszerint nem okoz problémát, mivel a kondenzátor kis impedanciája kerül szembe a nagyfrekvenciás zavarójelekkel. Az áram üzemmódú fűrészel-előállítás sokszorta kényesebb és érzékenyebb a kapcsolójelek felfutó élén keletkező „tüskék”, a viszonylag kis amplitúdójú fűrészel és a teljesítménykapcsoló fokozat parazita impedanciái miatt. A 2. ábra az áram üzemmódú fűrészel-előállítás néhány problémájára mutat példát. Az első idődiagram a felfutó élén keletkező „tüskét” és az azt követő áram üzemmódú fűrészelet mutatja. A komparátornak – sebességétől függően – további két potenciális zavarfelvételi pontja van. Az eredmény: a vezérlés kaotikus működése, ami „szalonnasütésre” emlékeztető, sístergő hangról ismerhető fel. Ezt a problémát a legjobb úgy megoldani, hogy a vezérlő integrált áramkör bemenetét letiltjuk a zavart okozó, felfutó él időtartamára. Ez figyelmen kívül hagyja az áramhullámalak rövid, kezdeti szakaszát. A hullám nagyfrekvenciás szűrése is megoldás lehet. És nem győzzük eleget ismételni: helyezzük a fűrészegenerátor kondenzátorát olyan fizikai közelségbe a vezérlő IC-bemenetéhez, amennyire csak lehetséges.



2. ábra Két gyakori probléma az áramüzemmódú fűrészel-előállításnál

Egy másik gyakori probléma a szubharmonikus oszcilláció, amelynek jelei mindkét idődiagramon felfedezhetők. A keskeny és széles jelek váltakozása annak a jele, hogy nem megfelelő a fűrészelhullám kompenzációja. Ha a fűrészel alakú áramjelhez több feszültség-fűrészel arányos jelet adunk, a probléma megoldható.

Tegyük fel, hogy a tápegység elrendezését a lehető legnagyobb gondossággal tervezték, de a prototípus mégis zajos. Ilyenkor mit lehet tenni? Elsőként meg kell vizsgálni a visszacsatoló hurok válaszfüggvényét, hogy kiküszöböljük a problémát okozó instabilitást. Érdekes, hogy egy-egy zajprobléma a tápegység határfrekvenciájának instabilitásában is megnyilvánulhat. Ami ilyenkor valójában történik, az, hogy a hurok megpróbálja kijavítani a beinjektált zajt mint hibajelet, mégpedig olyan sebességgel, amelyre a saját időállandói révén képes. Ilyenkor a legcélszerűbb folytatás annak meghatározása, hogy a zaj az említett három

terület: a hibaerősítő, a fűrészel vagy a referencia közül melyiknél lép be. Az áramkört egyszerűen fel kell osztani és egyenként megvizsgálni – az „oszd meg és uralkodj” elve :) itt is segít. Az első lépésben helyezük mérőszondánkat a kérdéses csomópontokra. Ezzel láthatóvá válik, ha például a fűrészel feltűnően nemlineáris, vagy nagyfrekvenciás jelváltozások vannak a hibaerősítő kimenetén. Ha nem tudunk semmi jellegzetest felfedezni, vegyük ki az áramkörből a hibaerősítőt, és helyettesítsük a kimeneti feszültségét egy „tisza”, zajmentes feszültségforrással. Ennek óvatos változtatásával a tápegység kimeneti feszültsége is változik. Ha ez beválik, a vizsgálatot le lehet szűkíteni a referenciaforrásra és a hibaerősítőre. Néha előfordul, hogy a vezérlő IC-be integrált referenciaforrás érzékeny a kapcsolójelekre. Ez további (vagy helyesen kivitelezett) hidegítéssel javítható. Ezenkívül a kapumeghajtó ellenállásokon levő kapcsolójelek „lassítása” is segíthet. Ha a probléma forrása a hibaerősítő, a kompenzáló hálózat impedanciájának csökkentése is segíthet, mert ezzel csökken a beinjektált zaj amplitúdója is. Ha minden kísérletünk kudarcot vall, „emeljük fel”, távolítsuk el a hibaerősítő csatlakozópontjait a NyÁK-lapról. A kompenzációs hálózat „légvezetékes” huzalozása segíthet abban, hogy meghatározhassuk, hol keletkezik a probléma. Zajmentes tápegységet véletlenül csinálni nem lehet. Az áramkör működésének megértése szükséges ahhoz, hogy az alkatrészeket megfelelően helyezhessük el és huzalozhassuk össze. Általában bizonyos labortapasztalat is szükséges ahhoz, hogy a zajproblémákat behatárolhassuk és megszüntethessük.

**A következő folytatásban a bemeneti szűrő csillapításával foglalkozunk.**



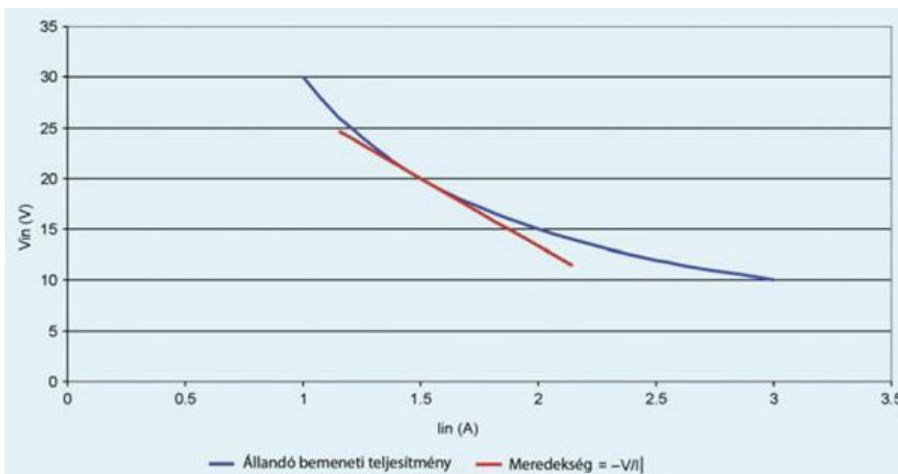
## Teljesítményelektronikai ötletek – 3



Kellő átgondolás híján még egy olyan egyszerű áramkör is okozhat kellemetlen meglepetéseket, mint egy kapcsolós tápegység bemeneti szűrője. Erre mutat példát és ajánl megoldást Robert Kollmann teljesítményelektronikai cikksorozatának következő része.

### A kapcsolóüzemű tápegység bemeneti szűrőjének csillapítása

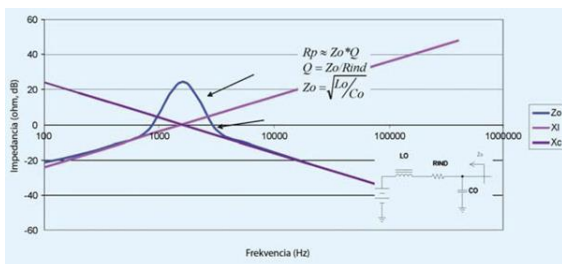
A kapcsolóüzemű feszültszabályozókat gyakran azért választják a lineáris üzeműek helyett, mivel az előbbiek jóval nagyobb hatásfokkal képesek a bemeneti teljesítményt a terhelés által felhasználhatóvá átalakítani. Sokféle tápegység-topológia ismeretes, de ezek általában hasonlítanak egymásra abból a szempontból, hogy hatásfokuk nagyjából állandó a teljes bemenetifeszültség-tartományban. Ez azt jelenti, hogy a bemeneti teljesítményfelvétel többé-kevésbé állandó, ha a bemeneti feszültség változik is: ha a bemeneti feszültség csökken, az áramfelvétel növekszik, amint azt az 1. ábrán látható diagram is mutatja. Ennek meredeksége (amelynek fizikai tartalma a tápegység bemenete által képviselt dinamikus impedancia) negatív érték. Egy kis „matekkal” – a bemeneti feszültség és az áramfelvétel hányadosát kiszámítva – is igazolható, hogy a meredekség (azaz a dinamikus impedancia) negatív. Ez természetesen túlságosan leegyszerűsített modell, mivel a vezérlőhurok befolyásolja a bemeneti impedancia frekvenciafüggését. Sokszor azonban, ha áram üzemmódú vezérlést tételezünk fel, ez az egyszerűsítés megengedhető.



1. ábra Egy kapcsolóüzemű tápegység bemenete negatív impedanciát képvisel

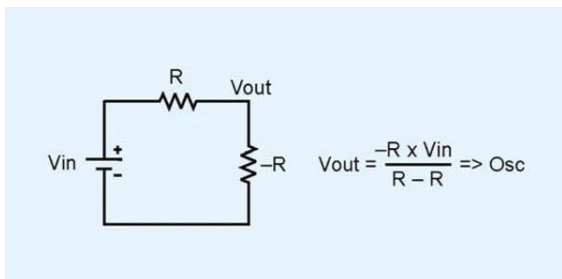
$$P_{in} = V \cdot I \quad V = \frac{P_{in}}{I} \quad \frac{\partial V}{\partial I} = \frac{-P_{in}}{I^2} \quad \frac{\partial V}{\partial I} = -\frac{V}{I}$$

A kapcsolóüzemű tápegységeknek nem folytonos a bemeneti árama, amely szűrés híján lehetetlenné teheti akár az egész rendszer működését is. A legtöbb tápellátó rendszerbe a 2. ábrán láthatóhoz hasonló bemeneti szűrőt építenek be. A kondenzátor alacsony impedanciát képvisel a kapcsoló áramára nézve. Az induktivitás nagy impedanciát képvisel a kondenzátoron keletkező, hullámzó feszültségjelalakra. Ez a nagy impedancia minimálisra csökkenti a kapcsoló áramát. Ha a szűrő forrásimpedanciáját ábrázoljuk a frekvencia függvényében, látható, hogy alacsony frekvencián az gyakorlatilag megegyezik az induktív reaktanciával. A frekvencia növekedésével ez növekszik. Magas frekvencián azonban a kimeneti kondenzátor söntöli ezt az impedanciát. Közepes frekvencián azt látjuk, hogy az induktivitás és a kapacitás rezonanciajelenséget produkál, amelynek következtében a forrásimpedancia erősen megnövekszik. A legtöbb esetben a csúcspontot úgy lehet megbecsülni, hogy kiszámítjuk a szűrő kimeneti karakterisztikus impedanciáját ( $Z_{out}$ ), amely az induktivitás és a kapacitás hányadosának négyzetgyöke. Ez az impedancia a rezonanciafrekvencián egyenlő az induktivitás és a kapacitás impedanciájával. Ezek után vegyük figyelembe a kondenzátor ekvivalens soros ellenállása (ESR) és a tekercs ellenállásának eredőjét, és számítsuk ki az áramkör Q jósági tényezőjét. Ezekkel és a  $Z_0$  és a Q szorzatának kiszámításával elvégezhető a forrásimpedancia csúcspontjának becslése.



2. ábra Rezonancián a szűrő rezisztív (ohmos) forrásimpedanciát képvisel

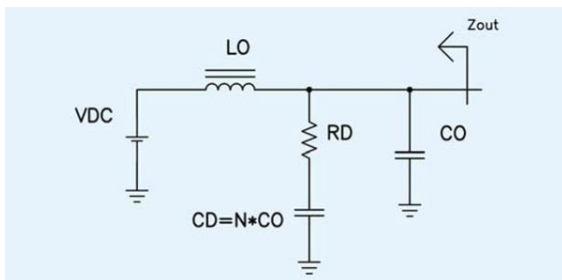
A 3. ábra mutatja a problémát. Két ellenállást látunk rajta, egyenlő értékkel, de ellenétes előjellel. Ha egy ilyen feszültségosztó osztásviszonyát ki szeretnénk számítani, nullával kellene osztani – ez arra utal, hogy a rendszer csillapítatlanul rezgő oszcillátorként viselkedik. Stabilan, rezgés nélkül működő tápellátó rendszert úgy készíthetünk, ha gondoskodunk arról, hogy a rendszer forrásimpedanciája mindig sokkal kisebb legyen, mint a tápegység bemenő impedanciája. Ennek még minimális bemeneti feszültségnél és maximális terhelésnél is teljesülnie kell, amikor a legalacsonyabb a bemeneti impedancia.



3. ábra Egy rezonáns szűrőből és egy kapcsolóüzemű tápegységből könnyen építhetünk oszcillátort

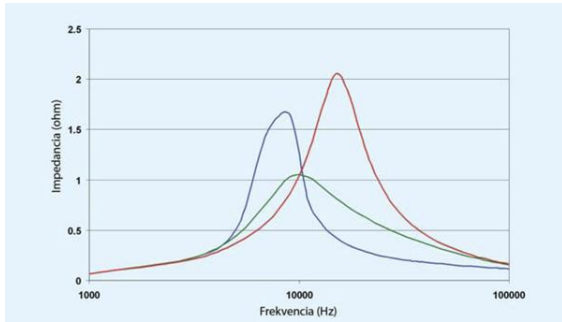
Összefoglalva tehát az eddigieket: láttuk, hogyan válhat a szűrő által képviselt forrásimpedancia fázistolás nélküli, ohmos ellenállássá, és hogyan kerülhet ez kölcsönhatásba egy kapcsolóüzemű tápegység negatív bemeneti impedanciájával. Szerencsétlen esetben ezek az impedanciák akár azonos nagyságúak és ellentétes előjelűek is lehetnek: az eredmény egy önfenntartó oszcilláció. Ennek elkerülésére általános szabályként fogalmazhatjuk meg, hogy a bemeneti szűrő forrásimpedanciája legalább 6 dB-lel legyen kevesebb (azaz legyen fele akkora), mint a kapcsolóüzemű szabályozó bemeneti impedanciájának abszolút értéke. Ezt úgy tekinthetjük, mint egyfajta „biztonsági sávot”, amely minimálisra csökkenti az esélyt az oszcilláció feltételének teljesülésére.

Egy bemeneti szűrő tervezése rendszerint egy bemeneti kapacitás ( $C_O$ ) kiválasztásával kezdődik (4. ábra) azon az alapon, hogy ennek kell korlátoznia a szűrő kimeneti feszültségének hullámosságát. A következő lépés rendszerint az  $L_O$  induktivitás megválasztása, amelynek fő szempontja a megfelelés a készülékre vonatkozó elektromágneses zavarási (EMI) feltételeknek. Amint a fentiekben láttuk, a rezonancia közelében e két alkatrész eredő impedanciája nagy és bizonytalan érték, amely könnyen okozhat instabil működést. A 4. ábra módszert kínálja ennek az impedanciának a befolyásolására aképpen, hogy egy ellenállásból ( $R_D$ ) és egy kapacitásból ( $C_D$ ) álló soros tagot kapcsolunk párhuzamosan a bemeneti szűrő kimenetével. A szűrő csillapítására elvileg egyetlen, a  $C_O$ -val párhuzamosan kapcsolt ellenállás is elég lenne, de az általa okozott teljesítményvesztés legtöbbször elfogadhatatlan mértékben rontaná a hatásfokot. Alternatív megoldás lehet az is, ha egy induktivitásból és ellenállásból álló soros tagot kapcsolunk a szűrő  $L_O$  induktivitásával párhuzamosan.



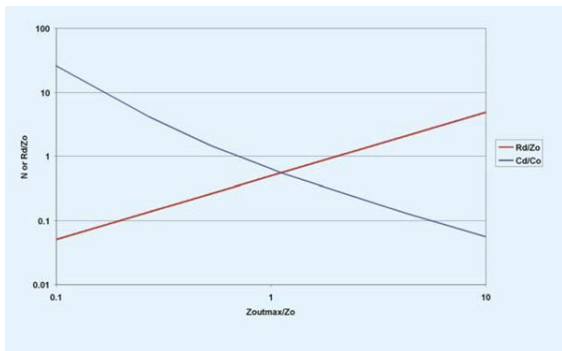
4. ábra Az  $R_D$ - $C_D$  soros tag csillapítja a bemeneti szűrő impedanciáját

Érdekes megfigyelni, hogy ha a szűrő többi elemét már kiválasztottuk, az  $R_D$  csillapító-ellenállásnak van egy optimális értéke. Az 5. ábra mutatja a szűrő kimeneti impedanciájának változását a csillapító-ellenállás különböző értékeinél. A piros görbe azt az esetet mutatja, amikor a csillapító-ellenállás túl nagy. Ennek szélsőséges esete, ha szakadás van a helyén. Ebben az esetben az impedancia csúcserőke igen nagy, és csak a  $C_O$  és  $L_O$  megválasztásával lehet befolyásolni. A kék görbe azt az esetet mutatja, ha a csillapító-ellenállás kis értékű, szélsőséges esetben rövidzár. Ilyenkor a rezonanciát a  $C_O$  és a  $C_D$  kapacitás összege és az  $L_O$  határozza meg. A zöld görbe mutatja az optimális csillapítás impedanciáját. Ezt az értéket könnyű meghatározni numerikus módszerekkel. Az. [1] irodalom zárt formulát ad a számításhoz.



5. ábra Adott  $C_D/C_O$ -arány esetén található egy optimális  $R_D$  csillapítóellenállás-értéket

A 6. ábra nagyon jól használható a csillapító alkatrészek értékének megválasztásához. A diagram az R.D. Middlebrook által kidolgozott, zárt formulán alapuló számítás alapján készült. Az ábra vízszintes tengelyén a csillapított szűrő és a csillapítatlan szűrő  $Z_o = (L_o/C_o)^{1/2}$  kimeneti impedanciájának aránya van feltüntetve. A függőleges tengelyen két érték szerepel: a  $C_D$  csillapító- és a  $C_O$  szűrőkondenzátor aránya ( $N$ ), valamint az  $R_D$  csillapító-ellenállás és a karakterisztikus impedancia aránya. Az ábrát úgy használjuk, hogy először megválasztjuk az  $L_o$  és  $C_o$  értékét a kívánt  $Z_o$ -nak megfelelően. Ezt követően megállapítjuk a bemeneti szűrő forrásimpedanciájának maximális értékét oly módon, hogy a tápegység bemeneti impedanciájának minimális értékét kettővel osztjuk (azaz 6 dB-lel csökkentjük). A tápegység minimális bemeneti impedanciája  $V_{inmin}^2/P_{max}$ . Ebből kiszámítható a 6. ábrán látható diagram vízszintes tengelyén adódó érték. Ezután egyszerűen leolvassuk a csillapító- és a szűrőkondenzátor arányát, valamint a csillapító-ellenállás és a karakterisztikus impedancia arányát.



6. ábra Az  $L_O$  és  $C_O$  megválasztása után az  $R_D$  és  $C_D$  értékeket a maximális megengedhető forrásimpedancia alapján e diagram szerint lehet megválasztani

Példa: egy  $10 \mu H$  induktivitásból és  $10 \mu F$ -os kondenzátorból álló szűrő karakterisztikus impedanciája  $Z_o = (10 \mu H / 10 \mu F)^{1/2} = 1 \Omega$ . Ha ezzel egy olyan tápegységet szűrünk, amely  $12 W$  maximális kimenőteljesítményt állít elő  $12 V$  minimális bemeneti feszültségű forrásból, a tápegység bemeneti impedanciája  $Z = V^2/P = 12^2/12 = 12 \Omega$ . A maximális forrásimpedanciát ( $Z_{Smax}$ ) célszerű ennek a felére,  $6 \Omega$ -ra választani. Keressük meg most a diagram vízszintes tengelyén a  $Z_{Smax}/Z_o = 6 \Omega / 1 \Omega$  értéket, és itt leolvasható, hogy  $C_D/C_o = 0,1$  (azaz  $C_D = 1 \mu F$ ), illetve  $R_D/Z_o = 3$  (azaz  $R_D = 3 \Omega$ ).

Sorozatunk következő folytatása bemutatja, hogyan lehet egy feszültségcsökkentő (buck), kapcsolóüzemű DC/DC-átalakítót egy feszültségcsökkentő/növelő (buck/boost) tápegység felépítéséhez felhasználni

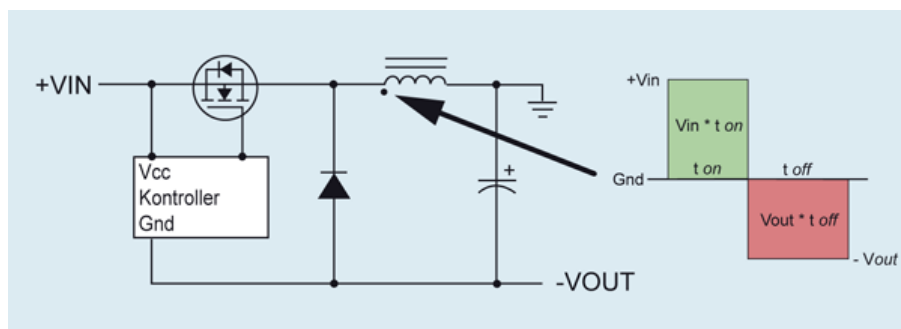


A cikksorozat e havi folytatása bemutatja, hogyan lehet egyszerű feszültségcsökkentő DC/DC-tápegységvezérlővel egy tőle látszólag „idegen”, negatív kimenőfeszültségű feszültségnövelő/csökkentő áramkört is megvalósítani.

## Buck-boost[1]-tápegység építése buckkonverter vezérlő felhasználásával

Az elektronikus áramkörök működtetésére tipikusan használt, szabályozott, pozitív tápfeszültséget gyakran buckkonverterek állítják elő.

Ha negatív tápfeszültségre is szükség van, ugyanazt a buckkonvertert buck-boost topológiájú, feszültségnövelő/-csökkentő áramkörre is lehet konfigurálni. A negatív kimenőfeszültségű buck-boost konvertert, amelyet negatív flyback áramkörnek is szokás nevezni, 50%-os kitöltési tényezővel működtetve a bemeneti és kimeneti feszültség nagysága azonos, de ellentétes előjelű. Ugyanakkor van lehetőség arra is, hogy a kimeneti feszültséget csökkentjük vagy növeljük annak érdekében, hogy a kitöltési tényező változtatásával megvalósuló szabályozás kiküszöbölje a bemeneti feszültség változásából következő kimenőfeszültség-változásokat. Az 1. ábrán egy buck-boost áramkör egyszerűsített vázlatja látható, amelyen az induktivitáson mérhető kapcsolófeszültség-jelalakot is feltüntettük. Azonnal szembevetjük, hogy az áramkör hasonlít egy normál buckkonverter felépítésére. Valójában ez tényleg azonos egy buckkonverterrel, azzal a különbséggel, hogy a kimeneti feszültség és a földelés „helyet cserélt”. Ez az elrendezés szinkron buckkonverterként működik. Viszont ez az a pont, ahol a hasonlóság a buck-vagy szinkron buckkonverterekkel véget ér, mivel – mint látni fogjuk – az áramkör a buckkonvertertől eltérően működik.



1. ábra A buck-boost átalakító induktivitásán a be- és kikapcsolt állapot feszültség-idő-szorzatának egyensúlyban kell lennie

Az induktivitáson a kapcsolófet bekapcsolása alatt mérhető feszültség

ugyanis másmilyen, mint a buckkonverternél. Ugyanakkor a buckkonverterhez hasonlóan kell kiegyenlíteni a feszültség-idő-szorzatot ( $V \cdot \mu s$ ) annak érdekében, hogy megelőzzük az induktívitas vasmagjának telítődését. Amíg a fet bekapcsolt állapotban van – ahogy az 1. ábrán látható –, a teljes bemeneti feszültség az induktívitasra jut. Ez – az induktívitas „pontozott” végén pozitív – feszültség egy lineáris áramnövekedést okoz. Ebből ered az induktívitason keletkező feszültség-idő-szorzat a bekapcsolás tartama alatt. Amikor a fet kikapcsol ( $t_{off}$ ), az induktívitas feszültsége előjelet vált, hogy az áramot fenntarthassa, negatív irányba „húzza” az induktívitas „pontozott” végét. Ezzel egy időben az induktívitas áramának meredeksége előjelet vált, az áram a továbbiakban csökkenő irányban változik. Az áramkör ilyenkor a terhelésen, a kimeneti kondenzátoron folyik, és az áramkör a diódán keresztül záródik. A kikapcsolás és a bekapcsolás alatti feszültség-idő-szorzatnak azonosnak kell lennie. Mivel a bemeneti ( $V_{IN}$ ) és a kimeneti  $V_{OUT}$ ) feszültség állandó, könnyen belátható, hogy a  $D$  kitöltési tényező az alábbiak szerint számítható.

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{OUT} - V_{IN}} .$$

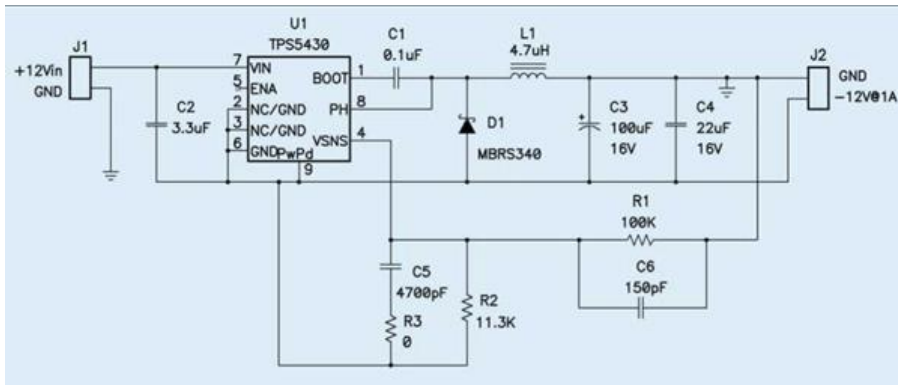
A vezérlőáramkör határozza meg a helyes kitöltési tényezőt ahhoz, hogy fenntartsa a kimeneti feszültség előírt értékét. Ez a kifejezés és az 1. ábrán látható hullámforma feltételezi, hogy az áramkör folytonosan vezető üzemmódban működik. A buck-boost induktívitasnak olyan áramszinten ( $I_L$ ) kell működnie, amely magasabb a kimeneti terhelő áramnál. Ezt az alábbi kifejezés adja meg:

$$I_L = \frac{I_{OUT}}{1 - D} ,$$

amely egyszerűen szólva azt jelenti, hogy az induktívitason a bemenő- és a kimenőáram összege folyik. Egy olyan negatív kimenőfeszültség előállításához, amelynek nagysága azonos a bemeneti feszültségével, az áramkör  $D = 0,5$  kitöltési tényezővel működik, azaz az induktívitason a kimeneti terhelő áram kétszeresét mérhetjük.

Érdekes módon kétféleképpen választhatjuk meg, hova kapcsoljuk a bemeneti kapacitás visszavezető végét, és ettől függ az, hogy mekkora effektív értékű áram folyik a kimeneti kondenzátoron. Eltérően a tipikus elrendezéstől, melyben a bemeneti kondenzátor a  $+V_{IN}$  és a földpont ( $GND$ ) közé kapcsolódik, a bemeneti kondenzátort lehet a  $+V_{IN}$  és  $-V_{OUT}$  közé is kapcsolni. A bemeneti kondenzátornak ez az elhelyezése csökkenti a kimeneti kondenzátoron folyó áram effektív értékét. Ha viszont a bemeneti kondenzátort a föld helyett a  $-V_{OUT}$ -ra kapcsoljuk, a  $-V_{OUT}$  ponton egy kapacitív feszültségosztó jön létre. Ez bekapcsoláskor, mielőtt a vezérlő működésbe lépne, a kimeneten egy pozitív feszültséglökést produkál. Ennek a hatásnak a minimalizálására rendszerint a legjobb az a megoldás, hogy a bemeneti kapacitás sokkal kisebb a kimenetre kapcsolódó kondenzátor értékénél. Ezt a helyzetet az áramkörben a 2. ábra szemlélteti. A bemeneti kondenzátor felváltva kétféle üzemmódban működik. Egyrészt a kimeneti egyenáramot állítja elő, másrészt egy átlagos egyenáram értékkel töltődik a bemenet felől. Az effektív áramterhelés akkor nagyobb, ha az alacsony bemeneti feszültséghez magas bemeneti áramérték társul. A kondenzátortípus kiválasztásánál ügyelnünk kell arra, hogy annak ekvivalens,

soros ellenállása (ESR) ne legyen túl nagy. Erre a célra gyakran a polimer vagy kerámia szigetelésű kondenzátorok a legalkalmasabbak.



2. ábra A buckvezérlő „kettős szerepben” egy buck-boost konverterben

A kontrollert úgy kell kiválasztani, hogy már a megengedett legkisebb bemeneti feszültségnél egy „diódányival” kisebb tápfeszültségről is „be tudjon indulni”, viszont működés közben legyen képes elviselni még a  $V_{IN}+V_{OUT}$  nagyságú tápfeszültséget is. A fet és a dióda zárófeszültség-tűrését is ugyanerre az értékre kell méretezni. A kimeneti feszültség szabályozásához szükséges, hogy egy visszacsatoló ellenállást kapcsoljunk a kimenet földpontjára, mivel a controller földpontja valójában a negatív kimeneti feszültségre kapcsolódik.

Végeredményben tehát néhány alkatrész értékének gondos megválasztásával és kisebb áramköri változtatásokkal a buckkontroller kettős szerepet tölthet be egy negatív kimeneti feszültségű buck-boost topológiában.

A szerző megköszöni John Betten (Texas Instruments) segítségét a cikk előkészítése során.

A következő folytatásban azzal foglalkozunk, hogyan lehet helyesen megmérni egy tápegység kimeneti feszültségének hullámosságát



## Teljesítményelektronikai ötletek – 5



„Egy tápegység tulajdonságainak mérése a legegyszerűbb feladat, hiszen csak egyenfeszültséget kell mérni.” Robert Kollman cikksorozatának jelen folytatása rámutat az idézett állításban rejlő tévedésre. A hibás mérési technika rosszabbnak mutatja a tápegységet a valóságos helyzetnél, és a „nem létező” hiba fantomjának kergetése elfecsérelt idő és költség. A szerző ötleteket ad a tápfeszültségzaj egyik legfontosabb, periodikus összetevőjének helyes mérésére.

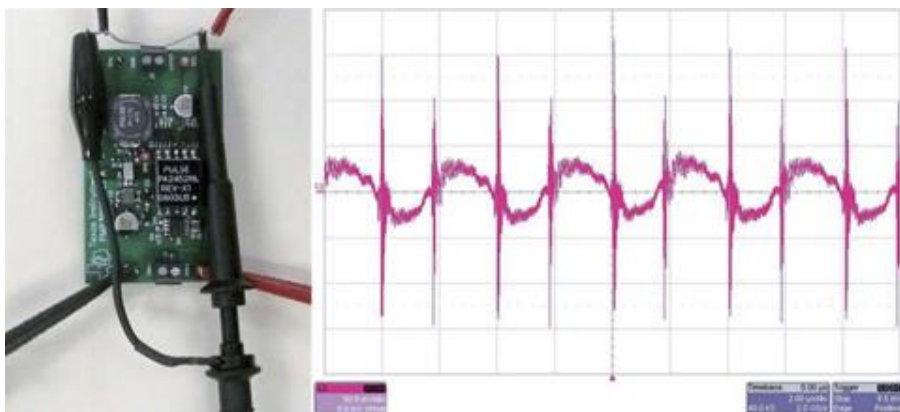
### Tápfeszültség hullámosságának pontos mérése

Egy tápegység paramétereinek helyes mérése önmagában is művészet. Az 1. ábrán példát látunk arra, amikor egy kezdő mérnök fog egy oszcilloszkópot, és mindent rosszul csinál. Az első hibája, hogy hosszú földelővezetékekkel ellátott mérőfejet használ. A második, hogy a mérőfejből és annak földelővezetékéből álló hurok a teljesítménytranszformátor és a kapcsolóelemek közelében helyezkedik el. Harmadik hibája pedig, hogy a mérőfej és a kimeneti kondenzátor között járulékos induktivitás megjelenését teszi lehetővé. A probléma az, hogy a kimenőfeszültségre szuperponált hullámalakhoz járulékos nagyfrekvenciás komponensek adódnak hozzá. A tápegységen belül ugyanis jó néhány olyan nagy sebességgel változó és nagy amplitúdójú feszültség és áram van jelen, amelyek könnyen „rácsatolódnak” a mérőfej által érzékelt jelre és meghamisítják a mérési eredményt. A csatolás lehet mágneses, amelynek forrása a teljesítménytranszformátor, de lehet a kapcsolóelem kivezetései által okozott elektromos térerősség is. Végül pedig lehet olyan közös módusú áram is, amelyet a transzformátor menetei közötti kapacitás okoz.

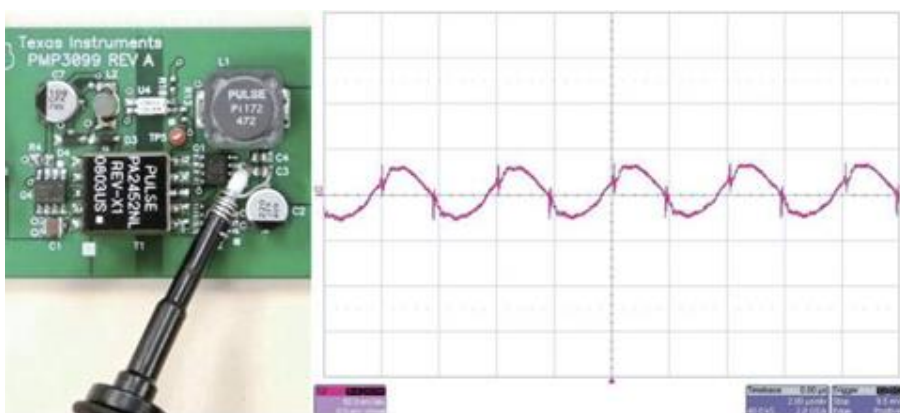
A kimenőfeszültség hullámosságának mérését helyesen megválasztott mérési módszerrel lényegesen javítani lehet az alábbiak szerint:

- Először is, a hullámosságot rendszerint korlátozott sávzélességgel specifikálják, amelynek az a célja, hogy kizárja az olyan nagyfrekvenciás zaj felvételét, amely valójában nem része a kimeneti jelalaknak.
- Másodszor, a mérőfej hosszú földelőkábele által alkotott „antenna” kialakulása elkerülhető, ha lecsavarjuk a mérőfej rögzítőcsipeszt tartalmazó „kupakját”, és olyan módon csatlakoztatjuk, ahogy az a 2. ábrán látható. Egy rövid huzaldarabot csavarunk a mérőfej földcsatlakozására, és azt csatlakoztatjuk a tápegység földpontjára. Ez azzal a további előnnyel is jár, hogy csökkenti a mérőfej csúcsában levő vezeték hosszát, és ezzel csökkenti érzékenységét a tápegység közelében mérhető elektromágneses sugárzásra.





1. ábra A kimenőfeszültség hullámosságának helytelenül megválasztott mérési módszere félrevezető eredményt ad.



2. ábra Négy egyszerű módosítással jelentősen javítható a mérési eredmény minősége

Végül pedig szigetelt tápegységek esetén jelentős közös módusú áram keletkezhet, amely feszültségesést okoz a mérőkábel földelőcsatlakozójától az oszcilloszkóp földpontjáig vezető kábelszakaszon. Ennek kiküszöbölésére a tápegységtervezés során nagy figyelmet kell fordítani a közös módusú zajok szűrésére. Ezenkívül, az oszcilloszkóp mérőkábelét egy ferritgyűrűn átfűzve csökkenthetjük ezt a közös módusú áramot. Ez ugyanis megnöveli a közös módusú induktivitás értékét, amelynek nincs hatása a differenciális feszültség mérésére, de csökkenti a közös módusú áram által okozott mérési hibát. A 2. ábra azt mutatja, milyen hullámosság-jelalak mérhető az 1. ábrán mutatott áramkörön, de a javított mérési módszerekkel.

Az eredmény: a nagyfrekvenciás „tüskék” gyakorlatilag eltűntek a kimeneti jelről.

A valóságban a tápegység kimeneti feszültségének hullámossága még ennél is jobb lehet, ha azt a rendeltetésének megfelelő környezetbe integrálva használjuk. Mindig van valamennyi induktivitás a tápegység és a rendszer többi része között. Ez a vezetékvezésből vagy egyszerűen a NyÁK-lap maradt huzalozásából alakul ki. Ezen kívül mindig vannak hidegítőkondenzátorok a tápegységet terhelő integrált áramkörök közelében. A vezetékinduktivitás és a hidegítőkondenzátorok aluláteresztő szűrőt alkotnak, amely csökkenti a tápegység kimeneti feszültségének hullámosságát és a nagyfrekvenciás zajt. Ha egy extrém példát veszünk, amelyben a mindössze egy inchnyi (25,4 mm) hosszúságú tápvezeték induktivitása 15 nH, és a hidegítőkondenzátorok összkapacitása 10  $\mu\text{F}$ , az így kialakuló aluláteresztő szűrő vágási frekvenciája 400 kHz. Ez a nagyfrekvenciás zaj igen jelentős csökkenését okozza. Számos esetben

ennek a járulékos, aluláteresztő szűrőnek a vágási frekvenciája még a kapcsolási frekvenciánál is kisebb, amely kimenőfeszültség hullámosságának frekvenciáját határozza meg. Ilyen esetekben tehát nemcsak a nagyfrekvenciás zaj, de maga a hullámosság is csökken. Egy leleményes mérnöknek meg kell találnia a módját annak, hogy ezt a jelenséget a vizsgálati eljárás során is felhasználja.

A szerző köszönetet mond Brian Kingnek (Texas Instruments) a laboratóriumi felvételek rendelkezésére bocsátásáért.

Következő folytatásunk a ledes világításnál használatos tápegységek tervezésére mutat példát.

## Teljesítményelektronikai ötletek – 6



A sorozat e havi folytatásában a szerző arra mutat példát, hogyan lehet az áramköri topológia célszerű megválasztásával olyan ledmeghajtót építeni, amely egyszerre optimális a hatásfok és a teljesítménytényező szempontjából.

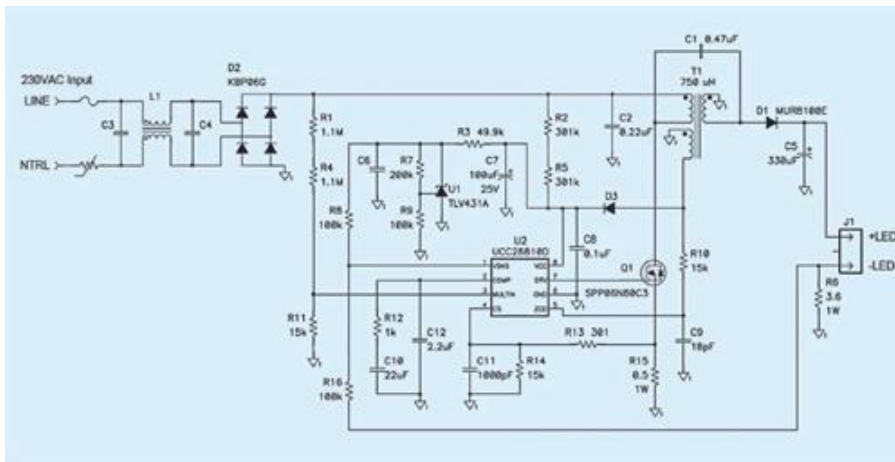
### Nagy hatásfokú ledmeghajtó

Miközben még évek választanak el attól, hogy valóban minden követelményt kielégítő, izzólámpa helyére csavarható ledes fényforrás álljon rendelkezésünkre, egyre erősödő „mozgás” tapasztalható a ledeknek az építészetben alkalmazott világításmegoldásai terén, amelyek hajtóerejét a lednek nagyobb megbízhatósága és a lehetséges energiamegtakarítás adja. Éppúgy, mint bármilyen más elektronika esetében, most is tápegységre van szükségünk, amely az energiahálózatra kapcsolva abból a lednek számára felhasználható formában állít elő villamos teljesítményt.

A közvilágítási alkalmazás egy lehetséges konfigurációja, ha 80 ledet kapcsolunk sorba, amelyek ezen a módon egy 300 V/0,35 A-es terhelést alkotnak. A tápegység-topológia kiválasztásánál egyebek közt két fontos szempontot kell érvényesíteni: a szigetelt kivitel és a teljesítménytényező korrekcióját (Power Factor Correction – PFC). A szigetelt kivitel jelentős biztonságtechnikai megfontolásokat igényel, mivel az érintésvédelmet úgy kell megvalósítani, hogy ne bonyolítsa feleslegesen a tápegységet. Ebben az alkalmazásban, ahol a ledláncban amúgy is nagy feszültség van, úgy ítélnék meg, hogy a szigetelt kivitelnek önmagában nincs sok értelme. A PFC-re ellenben szükség van, különösen az európai piacon, ahol a világítástechnikában már 25 W-tól felfelé előírás a használata.

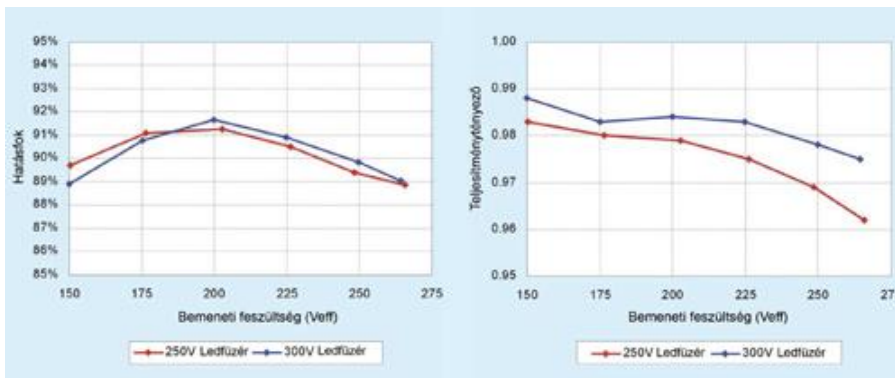
Ebben az alkalmazásban a probléma megoldására háromféle topológiát lehet esélyes jelöltként számításba venni: a feszültségcsökkentő (buck), az átmeneti üzemmódú flyback (Transition Mode – TM) és az átmeneti üzemmódú, primer oldalon egytekercses transzformátorú (Single Ended Primary Inductor Converter – SEPIC) konfigurációt. A buck-konfiguráció – hogy megfeleljen a harmonikus áramra vonatkozó követelményeknek – akkor használható nagyon hatékonyan, amíg a ledlánc feszültsége nagyságrendileg 80 V alatt marad. Ennél nagyobb feszültségeknél, megítélésünk szerint, a buck-konverter nem megvalósítható. Eszerint tehát a flyback és a SEPIC közül kell választanunk. A SEPIC-nek az az előnye, hogy határolja a teljesítménykapcsoló félvezető hullámformáját, amellyel alacsonyabb feszültségű, következésképpen nagyobb hatásfokú alkatrészek használatát is lehetővé teszi. Ebben az alkalmazásban – becslésünk szerint – ez kb. 2% hatásfokjavulást eredményezhet. Ezenkívül, mivel a SEPIC jelalakjában kevesebb a csillapodó rezgő összetevő, az elektromágneses interferencia-(EMI)-szűrést könnyebb megoldani. Az 1. ábra a javasolt kapcsolási rajzot mutatja. Az áramkör egy feszültségnövelő TM PFC-vezérlőt használ a bemeneti áramjelalak formálására. A bekapcsolás után, amikor az elektronika még nem kap tápfeszültséget, a C6 töltődésével kezdődik. Működés közben a vezérlő tápfeszültségét a SEPIC-transzformátor segédtekercse állítja elő. Az aránylag nagy értékű kimeneti kondenzátor a led áramának hullámosságát az egyenáramú komponensnek kb. 20%-ára korlátozza. Zárójelben jegyezzük

meg, hogy ennek ellenére a váltakozó fluxus és a váltakozó áramok nagyon nagy értékűek a SEPIC transzformátorában, ezért a nagyfrekvenciás tekercsvesztések csökkentésére a tekercselést sodrott (litze) huzalból kell készíteni és alacsony vasvesztésű vasmagot kell használni.

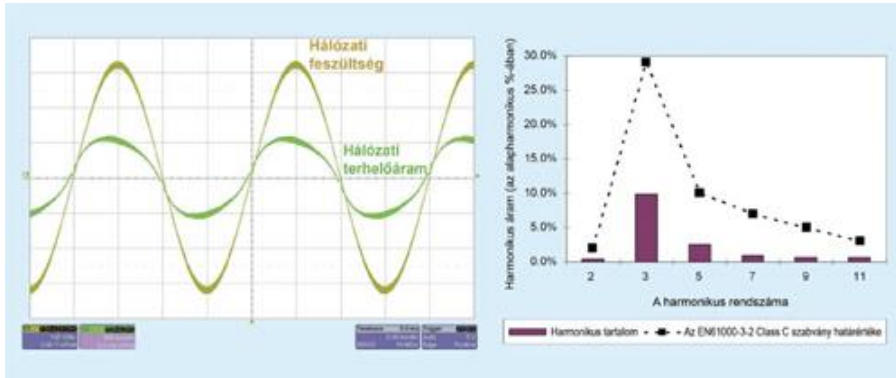


1. ábra Egyszerű ledmeghajtóként működő SEPIC-konverter

A 2. és 3. ábra a laboratóriumi mérési eredményeket mutatja az 1. ábra alapján épített prototípuson. A hatásfok nagyon nagy, az európai hálózati feszültségtartományban eléri a 92%-ot is. Ezt a kiváló hatásfokot azzal érték el, hogy csökkentettük a teljesítményfélvezető hullámalakjainak „lengő” összetevőit. Amint a 3. ábrán látható áramjelalakból is sejthető, a teljesítménytényező is nagyon jó (meghaladja a 96%-ot). Érdekes módon az áramjelalak nem tiszta szinusz, hanem a nullátmenet körül meredekebb. Ez azért van, mert az eszköz nem a bemeneti áramot méri, hanem a kapcsoló áramát. Viszont ez a hullámforma elég jó ahhoz, hogy még a harmonikus áramokra vonatkozó szigorú európai követelményeket is teljesítse.



2. ábra A SEPIC hatásfoka és teljesítménytényezője egyaránt igen jó



3. ábra A hálózati terhelőáram könnyedén teljesíti az EN61000-3-2 Class C szabványt

Köszönet illeti Brian Kinget a laboratóriumi felvételek elkészítéséért.

A következő folytatásban azzal foglalkozunk, hogyan lehet a tápegység zaját a szórt spektrumú eljárások használatával csökkenteni.

## Teljesítményelektronikai ötletek – 7



Sok előnye miatt a kapcsolóüzemű tápegységeket ma már nem nélkülözhetjük. Azonban szembe kell néznünk egy hátrányukkal, az általuk okozott – a lineáris tápegységekéhez összehasonlíthatatlanul nagyobb – elektromágneses interferenciával (EMI). Ennek minimalizálására ad ötleteket a cikksorozat alábbi fejezete.

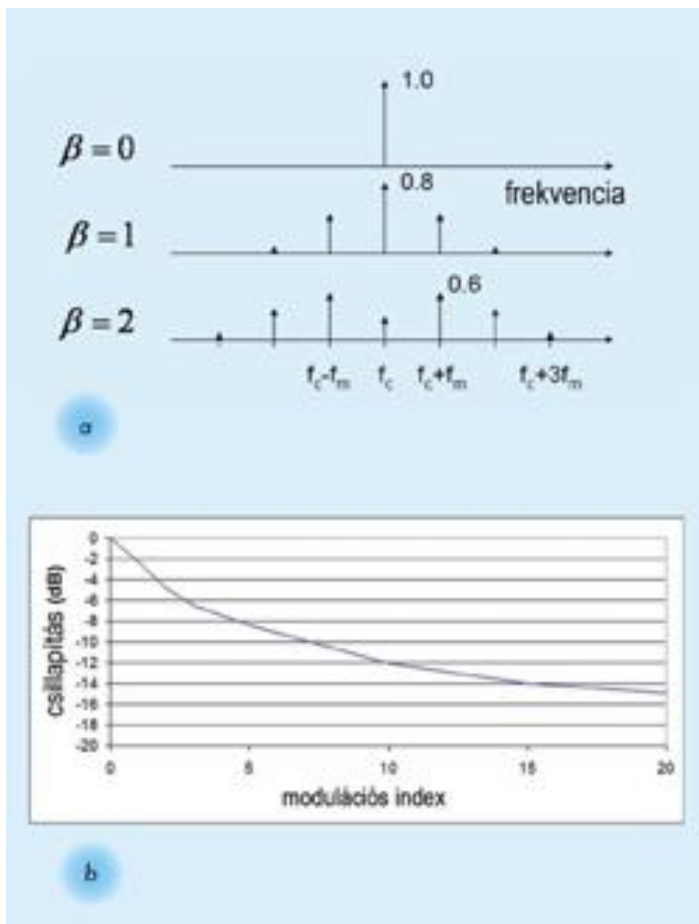
### Ha nem tudod megszüntetni az EMI-t, kend szét!

Előfordult már, hogy egy kapcsolóüzemű tápegység EMI-mérése közben bármit csinált a szűréssel, a berendezés néhány dB-lel „kilógott” a specifikációból? Nos, ismertetünk egy módszert, ami segíthet teljesíteni az EMI-követelményeket, vagy azzal egyszerűsítheti a szűrőtervezést, hogy csökkenti a szűrővel szembeni elvárásokat. Ennek a módszernek az a lényege, hogy moduláljuk a kapcsolófrekvenciát annak érdekében, hogy a fix kapcsolási frekvenciájú változatok által kibocsátott keskenysávú zavarójel-energiát az oldalsávokba kényszerítjük, amelynek következtében a harmonikusok csúcserkéi jelentősen lecsökkennek. Ne feledkezzünk meg arról, hogy ettől a teljes elektromágneses zavaróenergia mennyisége nem csökken, csupán másképp oszlik el a frekvenciatartományban.

Színuszmoduláció esetén két változó paramétert választhatunk szabadon: a moduláló frekvenciát ( $f_m$ ) és azt, hogy milyen mértékben térjen el a tápegység kapcsolási frekvenciája a középpértéktől ( $\Delta f$ ). A modulációs index ( $\beta$ ) ezek arányával számítható:

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$$

Az 1.a ábra azt mutatja, hogy színuszmoduláció esetén hogyan hat a modulációs index megválasztása a jel frekvenciaspektrumára.  $\beta = 0$  esetén nincs frekvenciamoduláció, és a spektrum egyetlen vonal a kapcsolási frekvenciánál.  $\beta = 1$  esetén a frekvenciaspektrum kiszélesedik, és a közepes frekvencia 20%-kal csökken. Ha  $\beta = 2$ , a spektrum tovább szélesedik, és a legnagyobb amplitúdójú frekvenciakomponens már csak 60%-a az eredeti, modulálatlan esetben mérhetőnek.



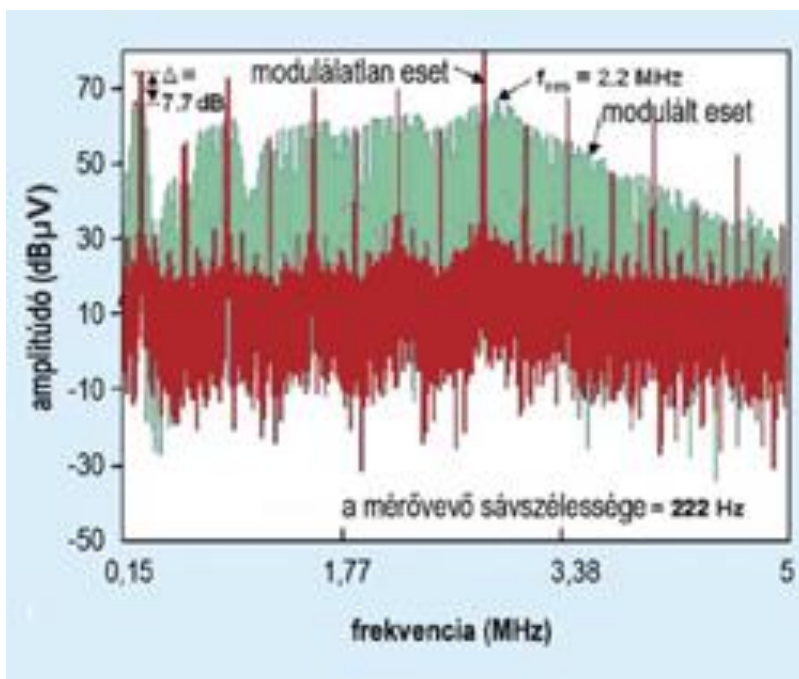
1. ábra A tápegység kapcsolási frekvenciájának modulálása „széttéríti“ az elektromágneses zavar spektrumát

A frekvenciamoduláció elmélete lehetővé teszi, hogy számszerűen fejezhessük ki az energia frekvencia szerinti eloszlását. A Carson-szabály azt az eredményt adja, hogy az energia túlnyomó része a  $2 \times (\Delta f + f_m)$  sávba esik. Az 1.b. ábra még nagyobb modulációs indexek esetén mutatja a közepes frekvenciájú komponens amplitúdójának változását, és a diagramból az olvasható ki, hogy az elektromágneses interferencia akár 12 dB-lel is csökkenthető.

A moduláló frekvencia és a frekvencialöket megválasztása gondos megfontolást igényel. Először is, a moduláló frekvenciának nagyobbak kell lennie az EMI-mérővevő sáv szélességénél, így a vevőkészülék nem képes egyszerre mérni a két oldalsávot. Ha viszont túl nagy frekvenciát választunk, előfordulhat, hogy a tápegységben megvalósított szabályozóhurok nem lesz képes megfelelően követni a változásokat, amelynek az lehet a következménye, hogy a kimenő feszültség a frekvenciamoduláció ütemében változik. Ráadásul a moduláció hatása a tápegységben hallható akusztikus zajt is eredményezhet. Ezek szerint tehát a moduláló frekvenciát érdemes úgy megválasztani, hogy ne legyen sokkal több a vevő sáv szélességénél, de kívül essen a hallható hangok tartományán. Nyilvánvalóan az 1.b. ábrából az a következtetés vonható le, hogy a működési frekvencia jelentős megváltozása kedvezően hat az EMI-spektrum képére. Viszont fontos észrevenni, hogy ennek jelentős kihatásai vannak a tápegység tervezésére. Nevezetesen a mágneses alkatrészeket a legalacsonyabb frekvenciához kell megválasztani, és a kimeneti kondenzátornak is nagyobb váltakozó áramú komponenseket kell kezelnie az átlagosan alacsonyabb frekvenciájú működés miatt.



A 2. ábra az EMI-teljesítményt hasonlítja össze a frekvenciamodulációval és anélkül. A modulált esetben a modulációs index 4, és amint az várható, az EMI-csillapítás 8 dB nagyságrendű a közepes frekvencián. De más fontos szempontokat is figyelembe kell vennünk. A harmonikusok frekvenciasávokká „kenődnek szét” a fókuszuktól függő szélességben. Például a 3. harmonikus háromszor olyan széles sávra oszlik szét, mint az alapharmonikus. Ez megismétlődik a magasabb harmonikus frekvenciákon, amelynek eredményeképpen a zajszint jelentősen megnövekszik a fix frekvenciájú megoldáshoz képest. Következésképpen ez a módszer nem használható kis zajú rendszereknél. Ezzel szemben viszont sok rendszer tervezője előnyt kovácsolhat ebből a megoldásból azzal, hogy könnyebben teljesíti a specifikációs követelményeket, és csökkenti az EMI-szűrő költségeit.



2. ábra A váltakozó kapcsolási frekvencia csökkenti a zavarjel alapharmonikusának amplitúdóját, de növeli a zajt

Köszönet illeti John Rice és Mike Segall kollégáimat a Texas Instrumentsnél, hogy a tárgyban szerzett tapasztalataikat megosztották velem. **Kérem, kövessék a következő lapszámra tervezett folytatásunkat, amelyben az alkatrészek felmelegedésével foglalkozunk.**

#### IRODALOM

- [1] "Reduction of Power Supply EMI Emissions by Switching Frequency Modulation," Feng and Chen, IEEE Transactions on Power Electronics, 1994.
- [2] "EMI Filter Design, SEM1500, Topic 1":



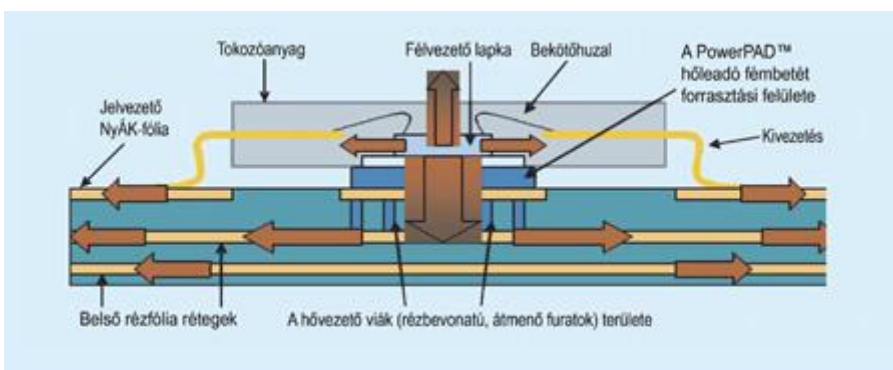


**PowerTips cikksorozat**  
**TI - Robert Kollman**  
**8. rész**

A teljesítményelektronikáról szólva nem kerülhetjük meg a félvezetőkben keletkező veszteségi hő elvezetésének kérdését. A „hasra ütés” hőtechnikai tervezés – ha túlméretezünk – értelmetlenül növeli a készülék tömegét, méretét és nem utolsósorban az önköltségi árát. Ha viszont alultervezünk, a megbízhatóság szenved meg a tervezői lustaságot. Érdemesebb a teljesítményelektronikai sorozatunk e havi folytatásában bemutatott számítási módszerekhez hasonló gondolatmenetet követve minimalizálni a termikus tervezés során elkövethető tévedéseket.

### A felületszerelt félvezetők hőmérséklet-emelkedésének becslése

Egy félvezető alkatrész üzem közbeni felmelegedésének becslése rendszerint elég egyszerű feladat. Ki kell számítani az alkatrész által disszipált hőteljesítményt, és a felhasznált hűtőeszközök hőáramlásának elektromos analógiáját felhasználva meghatározhatjuk, milyen hűtési megoldást kell választanunk. Manapság viszont a probléma annyiban lett bonyolultabb, hogy a gyártási költségekre vonatkozó megfontolások erős nyomást gyakorolnak a tervezőre, hogy a hűtőbordák elhagyásával csökkentse a méretet és az árát. A teljesítmény-félvezetőknél elterjedt az olyan tokozás, amely megerősített hőelvezetéssel vezeti el a félvezető csipen disszipált hőt. Ez azonban azt kívánja meg, hogy a hordozó nyomtatott áramköri lap vezesse el a csip belsejéből távozó hőt. Az 1. ábrán azt láthatjuk, milyen útvonalakon jut el egy fém hőelvezető rögzítőfüllel ellátott félvezetőből a disszipált hő a nyomtatott áramköri (NyÁK) lap jó hővezető rétegeihez. A hő ezután a fémfóliákon szétterjed a NyÁK-lapon, és annak felületén konvektív hőátadással kerül a környező levegőbe. A félvezető csip réteghőmérsékletének emelkedését eszerint két tényező befolyásolja: először az a rézmennyiség, amely részt vesz a hő elszállításában, másodsorban pedig az a felület, amely a konvekciós hőátadás rendelkezésére áll.



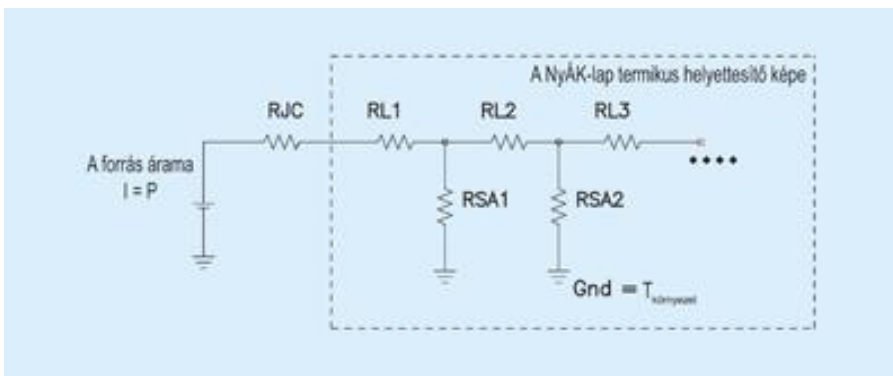
1. ábra A hővezetés útvonalai a félvezető lapkától a környezetig

A félvezetők adatlapjai rendszerint megadják a félvezető rétegtől a környezetig vezető hőtovábbító közegnek a termikus ellenállását egy bizonyos nyomtatott áramköri konfiguráció esetére. Ez esetben a tervezőnek egyszerűen csak meg

kell szoroznia a félvezetőben felszabaduló hőteljesítmény értékét a termikus ellenállással – az eredmény a félvezető réteg hőmérsékletének megemelkedése a környezeti hőmérséklethez képest. Rögtön nem ilyen egyszerű azonban a helyzet, ha a specifikációban szereplő konfigurációt nem lehet megvalósítani, vagy ha az ott megadott értéknél is kisebb termikus ellenállásra van szükség.

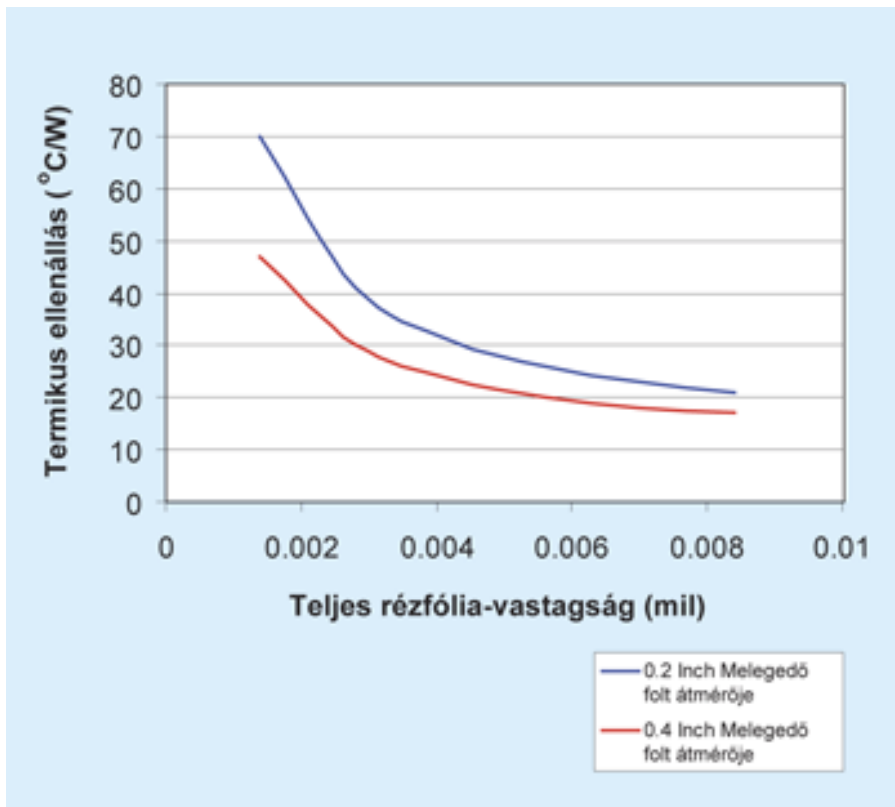
A 2. ábra a hőáramlási problémának egy elektromos analógiára épülő egyszerűsített helyettesítő képet mutatja, amely további megfontolásokra ad lehetőséget. Az analógia szerint az integrált áramkör belsejében keletkező hőteljesítménynek a modellbeli generátor árama felel meg, míg az ellenállások a termikus ellenállást modellezik. Az ezen áramkörből kiszámolható feszültség pedig a hőmérsékletnek felel meg. Eszerint a félvezető réteg és a toknak a NyÁK-kal érintkező felülete között van egy soros termikus ellenállás, amelyből egy többlépcsős osztóra jut a kiáramló hő. Egy-egy osztófokozat a hőteljesítményt részben a következő fokozatra, részben pedig közvetlenül a környezetbe vezeti el. Ez a modell azzal az előfeltétellel él, hogy

- a kártya függőlegesen helyezkedik el, továbbá
- nincs mesterséges (forszírozott) léghűtés vagy sugárzásos hőleadó felület, tehát az összes hő a NyÁK-lap rézvezetőin átáramolva távozik és végül
- kicsiny a hőmérséklet-különbség a NyÁK-lap két oldala között.



2. ábra A hőmérséklet-növekedés számításához használt egyszerűsített elektromos helyettesítő kép

A 3. ábra azt a hatást szemlélteti, hogyan befolyásolja a NyÁK-lapon a hűtésre hatással levő réz mennyisége a hőellenállás értékét. Háromszoros javulás érhető el például, ha az 1,4 mil (35  $\mu\text{m}$ ) rétegvastagságú „félunciás”, kétoldalas NyÁK-lap helyett 8,4 mil (213  $\mu\text{m}$ ) rétegvastagságú, „1,5 unciás” négyrétegű NyÁK-lapot használunk. Az ábrán két görbe látszik: az egyik egy kisméretű tokra vonatkozik, amelynél a hőáramlás a kártya felé egy 5 mm átmérőjű folttal jellemezhető tok viselkedését mutatja. Mindkét esetben kb. 60 cm<sup>2</sup> hűtő NyÁK-felületet tételeztünk fel. Ezek az adatok jó egyezést mutatnak a számított értékekkel, és alkalmasak arra, hogy becslést adjunk a NyÁK-lap szerkezetének a hőtechnikai tulajdonságokra gyakorolt hatásáról. Ám legyünk nagyon óvatosak ennek az információnak a felhasználásánál! A görbék csak azzal a feltételezéssel igazak, hogy a 60 cm<sup>2</sup> hűtő rézfelületen belül nincs más hőforrás. Az ugyanis alaposan megváltoztathatja a helyzetet.



3. ábra Vastagabb rézfóliát tartalmazó NyÁK-lapot használva a réteghőmérséklet jelentősen csökken

A folytatásban a terhelések tranziens viselkedésével foglalkozunk.

## Teljesítményelektronikai ötletek – 9



Egy kapcsolóüzemű tápegység terhelése ritkán állandó – ráadásul a terhelőáram néha valóban hirtelen változik. Ezt a tápegység egy olyan tranziens viselkedéssel követi, amelynek ismerete gyakran valóban létfontosságú a meghajtott áramkör épsége, megbízható működése, élettartama szempontjából. A szerző ezúttal a tranziens viselkedés becslésére mutat „hétköznapi használatra” is alkalmas, kezelhető módszert.

### Egyszerű becslés a terhelési tranziensre adott válasz meghatározására

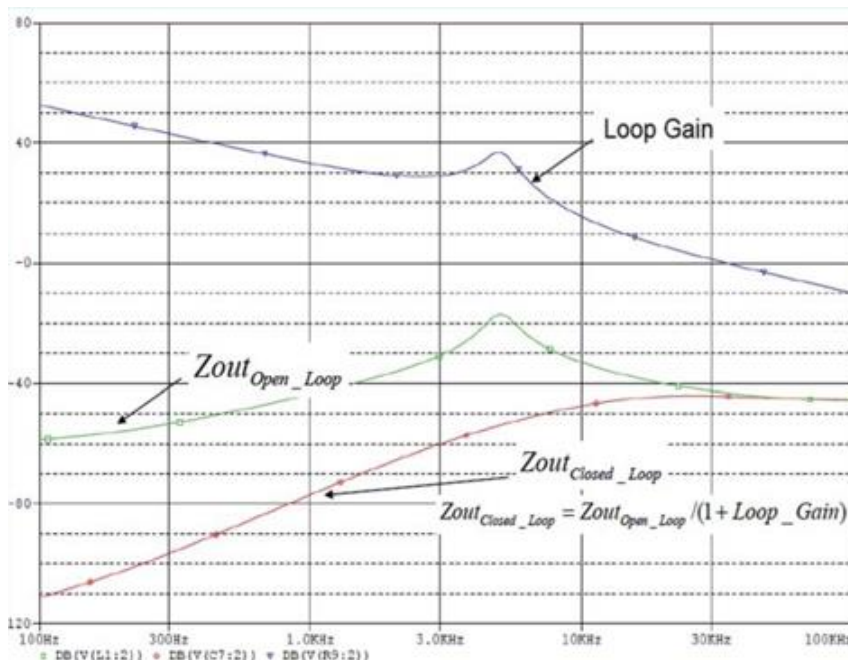
A szerző ebben a cikkben egyszerű módszert mutat be egy olyan tápegység tranziens válaszána becslésére, amelynek a szabályozóköri sávszélessége és a kimeneti szűrőkondenzátor néhány tulajdonsága ismert. A becslés azon a tényen alapul, hogy bármilyen – zárt hurkú (closed loop) – visszacsatolt áramkör kimeneti impedanciája úgy számítható ki a nyílt hurkú (open loop) kimeneti impedanciából, hogy azt elosztjuk az  $A_o$  hurokerősítés 1-gyel növelt értékével, azaz

$$Z_{ki\_zárt\_hurkú} = \frac{Z_{ki\_nyílt\_hurkú}}{1 + A_o}$$

Az 1. ábra grafikusán szemlélteti ezt az összefüggést. A két impedanciát dBBohm-ban, azaz  $20 \times \log[Z]$  értékben adjuk meg. A nyílt hurkú görbén – kis frekvenciánál – a kimeneti impedancia kialakításában a kimeneti tekercs inductivitása és veszteségi ellenállása játsza a legnagyobb szerepet. A görbén egy kiemelkedést tapasztalunk annál a frekvenciánál, ahol a kimeneti kapacitás és inductivitás rezonanciába kerül, és az ennél magasabb frekvenciákon a kimeneti szűrő karakterisztikájában a kimeneti kondenzátor kapacitása, ekvivalens soros ellenállása (ESR) és ekvivalens soros inductivitása (ESL) válik meghatározóvá. A zárt hurkú impedanciát tehát úgy számíthatjuk ki, hogy ezt az impedanciát osztjuk a hurokerősítés 1-gyel növelt értékével. Mivel a diagram logaritmikus, ez egyszerű kivonást jelent. Alacsony frekvencián, ahol nagy az erősítés, ez jelentős impedanciacsökkenést eredményez. A magas frekvencián mérhető kis erősítésnél azonban a zárt és a nyílt hurkú impedancia lényegében ugyanakkora. Ezzel kapcsolatban két fontos megállapítást tehetünk:

1. A zárt hurkú impedancia maximuma közelítőleg a tápegység törésponti frekvenciájánál jelentkezik, ahol a hurokerősítés értéke 1 (azaz 0 dB, lásd az 1. ábrát), és
2. a tápegység vezérlésének sávszélessége többnyire a kimenőszűrő rezonanciafrekvenciája fölé esik, ezért a zárt hurkú impedancia maximumát a kimeneti kondenzátornak a törésponti frekvenciánál mérhető impedanciája határozza meg.

Ha viszont a kimeneti impedancia ismert, a tranziens válaszfüggvény meredekségére egyszerű becslést tehetünk úgy, hogy a terhelőáram változási sebességét megszorozzuk a zárt hurkú impedancia maximális értékével. Ez azonban csak bizonyos megszorításokkal igaz. Először is a valódi csúcserték nagyobb ennél a fázistartalék csúcsertéke miatt, azonban egy gyors becslésnél ez a hatás elhanyagolható, amint azt az [1] irodalom részletesebben is kifejti. A következő megszorításokra akkor van szükség, ha a terhelőáram-változás emelkedik. Ha a terhelés lassan változik (alacsony  $di/dt$ ), a tranziens válaszfüggvényt a zárt hurkú impedanciának az alacsony frekvenciákra vonatkozó értéke határozza meg. Ha viszont a terhelés nagyon gyorsan változik, a kimeneti impedancia a kimenőszűrő ekvivalens soros induktivitásától (ESL) függ. Ebben az esetben tehát további nagyfrekvenciás sőt beépítésére van szükség. Végül pedig, nagyon magas minőségi követelményekre készített rendszereknél a válaszüjt a tápegység teljesítménykapcsoló fokozata is korlátozhatja, vagyis az induktivitás árama nem reagál olyan gyorsan, mint ahogy azt a szabályozókör „szeretné”, tehát az aktuális változási sebességet az induktivitás és a rákapcsolt feszültség határozza meg.

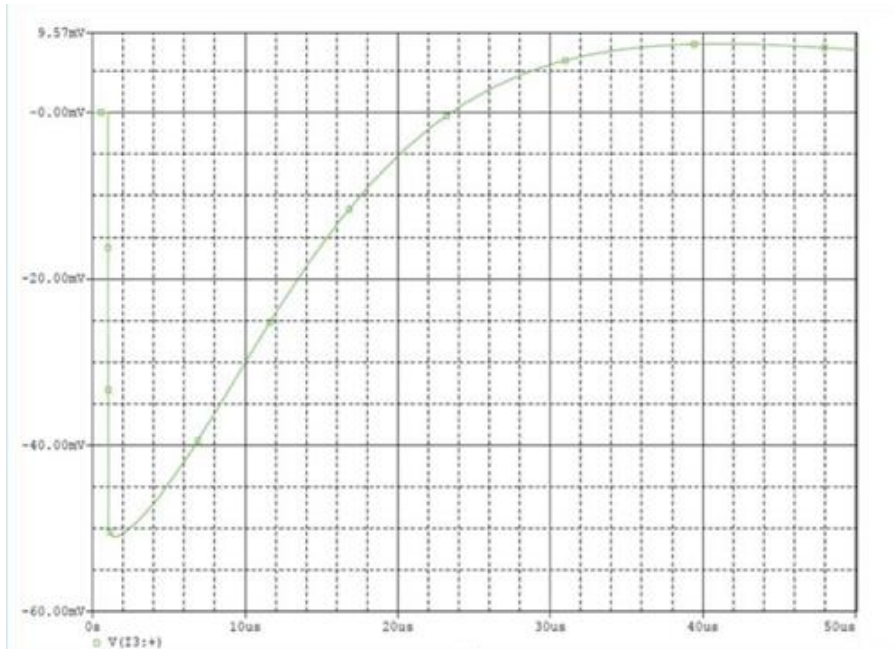


1. ábra A kimeneti impedancia ( $Z_{out}$ ) a hurokerősítés trésponti frekvenciájánál maximális értékű

Az alábbiakban egy példán mutatjuk be, hogyan lehet használni ezeket az összefüggéseket. A probléma a következő: milyen kimeneti kondenzátort válasszunk egy 200 kHz kapcsolási frekvenciájú tápegységhez, ha a kimeneti feszültség megengedhető változása 50 mV 10 A terhelésváltozásnál. A kimeneti impedancia megengedhető maximális értéke  $Z_{ki} = 50 \text{ mV} / 10 \text{ A} = 5 \text{ m}\Omega$ . Ez lehet a kimeneti kondenzátor ekvivalens soros ellenállásának (ESR) legnagyobb megengedhető értéke. A következő lépésben határozzuk meg a szükséges kapacitásértéket. Szerencsére az ellenállás és a kapacitás hatása a 90°-os fázistolás miatt egymástól függetlenül kezelhető, tehát az 5 mΩ-os reaktanciaértéket a kapacitás kiszámításához is felhasználhatjuk. Egy „erőteljes” tápegység-szabályozóhurok sávszélességét nagyjából a kapcsolási frekvencia egyhatod részére, esetünkben  $200 \text{ kHz} / 6 = 30 \text{ kHz}$ -re célszerű választani. Ezen a frekvencián több mint 1000 μF-os kondenzátort kell választanunk az 5 mΩ-nál kisebb reaktancia megvalósításához.

A 2. ábrán a példaként használt probléma terhelési tranziensének

szimulációját láthatjuk 1000  $\mu\text{F}$  kapacitású, 5  $\text{m}\Omega$ -os ekvivalens soros ellenállású kimeneti kondenzátor esetén, 30 kHz kapcsolási frekvenciájú feszültség-üzemmódú szabályozást feltételezve. A kimeneti feszültség változása 10 A terhelésváltozásnál 52 mV-nak adódik, ami jól igazolja becslésünk helyességét.



2. ábra A szimuláció igazolja a terhelési tranziensre vonatkozó becslés helyességét

Következő folytatásunkban a tápegységek veszteségi teljesítményére vonatkozó számításokat tárgyaljuk.

## Teljesítményelektronikai ötletek – 10



Előfordul, hogy a fejlesztőmérnök komoly eltérést tapasztal elméleti számításai és a labormérések eredményei között. Ilyenkor el lehet gondolkodni, hogy „elszámítottunk”, esetleg „elmértünk-e” valamit. A hibakeresésben, szakszerűen szólva a veszteségforrások identifikációjában segít Robert Kollman sorozatának e havi folytatása.

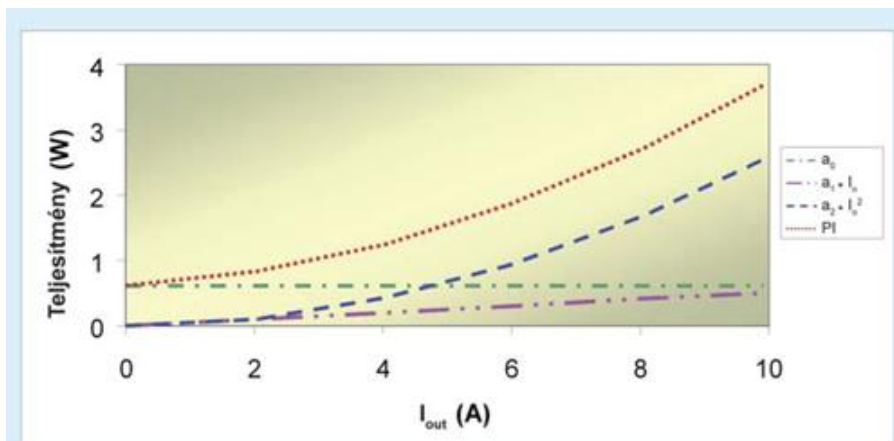
### Tápegység-áramkörök veszteségének számítása

Megtörtént-e már az olvasóval, hogy újra és újra ellenőrizte a számításait, amikor egy teljesítményelektronikai áramkör számított vesztesége „köszönő viszonyban” sem volt a labormérések eredményével? Ez a cikk egyszerű módszert mutat be az ilyesfajta eltérések felderítésére. A módszer a *Taylor*-sorfejtésen alapul, amely szerint – gyakorlatilag – minden függvény felírható polinomalakban az alábbiak szerint:

$$f(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + \dots$$

Ha egy tápegység veszteségeit a kimeneti áram függvényeként vizsgáljuk, a fenti kifejezésben az  $x$  helyére a kimeneti áramot kell írunk. Felismerhetjük, hogy ez esetben a polinom együtthatói szoros összefüggésben vannak a teljesítményvesztés különböző forrásaival. Például  $a_0$  jelképezi azokat a fix teljesítményvesztéseket, amelyek függetlenek a terhelőáramtól. Ilyenek a kapumeghajtó és a segéd-tápfeszültség okozta veszteségek, vagy a teljesítménytranszisztor kapuelektroda-kapacitásának töltése és kisütése közben fellépő veszteség. Ezek a veszteségek függetlenek a kimeneti áramtól.





1. ábra A teljesítményvesztés összetevőinek felbontása a másodfokú közelítőpolinom tagjaira

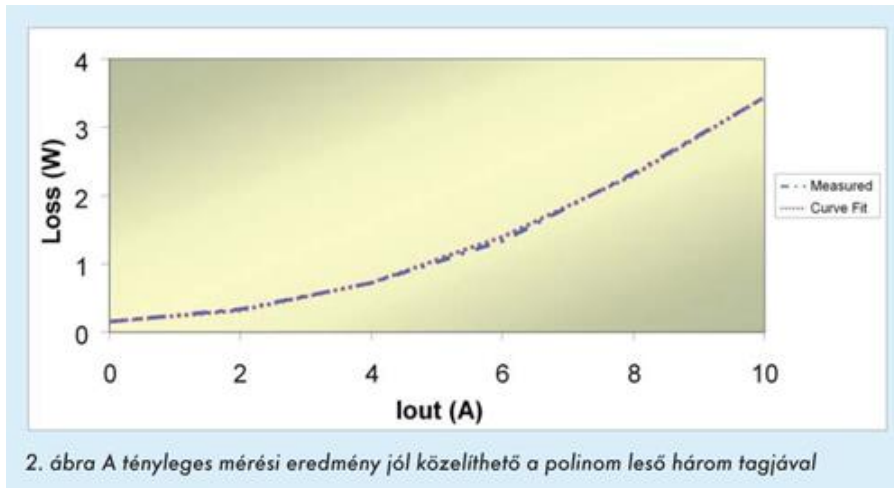
A polinom második tagjában szereplő  $a_1$  együttható azokra a veszteségekre jellemző, amelyek egyenesen arányosak a kimeneti árammal. Ilyenek a kimeneti dióda veszteségei és a kapcsolási veszteségek. A kimeneti dióda veszteségét jórészt az aktív réteg nagyjából állandó feszültségesése okozza, ezért ez a veszteség egyenesen arányos a diódán is átfolyó kimeneti árammal. Hasonlóképpen a kapcsolási veszteségekre is az jellemző, hogy a kimeneti áram és valamilyen állandó feszültség szorzataként számítható.

A Taylor-polinom harmadik tagja ( $a_2 x^2$ ) könnyen azonosítható a vezetési veszteségekkel. Ezek közé tartozik jellegzetesen a kapcsolófejtés, az induktív elemek és az alkatrészek közötti huzalozás ellenállásán keletkező veszteség.

Az ennél magasabb rendű tagok az olyan nemlineáris komponensek értékelésénél lehetnek hasznosak, mint például a vasvesztés, amely az induktív vasmagjában keletkezik, ám igazán jó eredményeket csak a polinom első három tagjától ( $a_0$ ,  $a_1 x$  és  $a_2 x^2$ ) várhatunk.

A három tag együtthatóinak meghatározásának egy lehetséges módszere, hogy három munkapontban (háromféle terhelőáramnál) végzünk veszteségmérést és megoldjuk az így adódó háromismeretlenes egyenletrendszer. A megoldás tovább egyszerűsíthető, ha az egyik mérést terheletlen állapotban végezzük: ez esetben ugyanis a veszteség közvetlenül a Taylor-sor első tagját, az  $a_0$ -t adja. Ezzel a probléma két egyenletből álló, kétismeretlenes egyenletrendszerre egyszerűsödik, amely már egészen könnyen megoldható. Miután az együtthatókat kiszámítottuk, az 1. ábrához hasonló veszteségteljesítmény-diagram adódik, amely külön mutatja a háromféle veszteségtípus függését a kimeneti áramtól. Ez nagyon hasznos lehet a mérések és számítások eredményei közötti különbségek okainak felderítésénél, de segítségünkre lehet abban is, hogy megtaláljuk a potenciális hatásfokjavítási lehetőségeket. Például az 1. ábrán látható esetben, teljes terhelésnél a veszteségnek az „ohmos” (az ellenállásokon eső feszültség által okozott) összetevő a domináns meghatározója. Az ilyen esetben tehát a hatásfokjavításhoz kisebb bekapcsolási ellenállású kapcsolófejtet érdemes választani, vagy az induktív tekercset alkotó vezeték, esetleg az alkatrészek közötti huzalozás keresztmetszetét kell növelni.





A tényleges veszteség és a háromtagú *Taylor*-polinommal leírt veszteségfüggvény között nagyon szoros a korreláció. A 2. ábra mutatja a mért adatok és a *Taylor*-polinommal három pontra végzett görbeillesztés függvényközelítés összehasonlítását egy szinkron feszültségcsökkentő feszültség szabályozó esetében. Tudjuk, hogy ezek három kimeneti áramértéknél (a háromismeretlenes egyenletrendszer gyökhelyeinél) pontosan egyeznek. A többi szakaszon az eltérés a mért értékek és a *Taylor*-polinom első három tagjával leírt közelítő függvény között mindenütt kisebb 2%-nál. Másfajta tápegységeknél előfordulhat ennél kevésbé pontos egyezés, amelynek oka a másféle működési mód (folyamatos vagy szakaszos, impulzuskihagyásos vagy változó frekvenciájú működés). A módszer tehát nem csalhatatlan, ám mindenképpen hasznos hozzájárulást jelent a tápegységtervezőknek a tényleges áramkörü veszteségek okainak elemzéséhez.

Következő havi számunkban Robert Kollman bemutatja, hogyan lehet ezt a módszert felhasználni a hatásfok egy bizonyos munkapontban történő optimalizálására.

# Teljesítményelektronikai ötletek – 11



Az induktivitás csak látszólag egyszerű alkatelem. Valódi bonyolultságát különösen teljesítményelektronikai környezetben szereti megmutatni, amelyet nemegyszer „fájdalmas igazságként” hoz a fejlesztőmérnök tudomására. Az ilyen kellemetlen meglepetéseket segít megelőzni Robert Kollman sorozatának e havi folytatása.

## Ne égesse össze magát az induktivitás magveszteségeivel

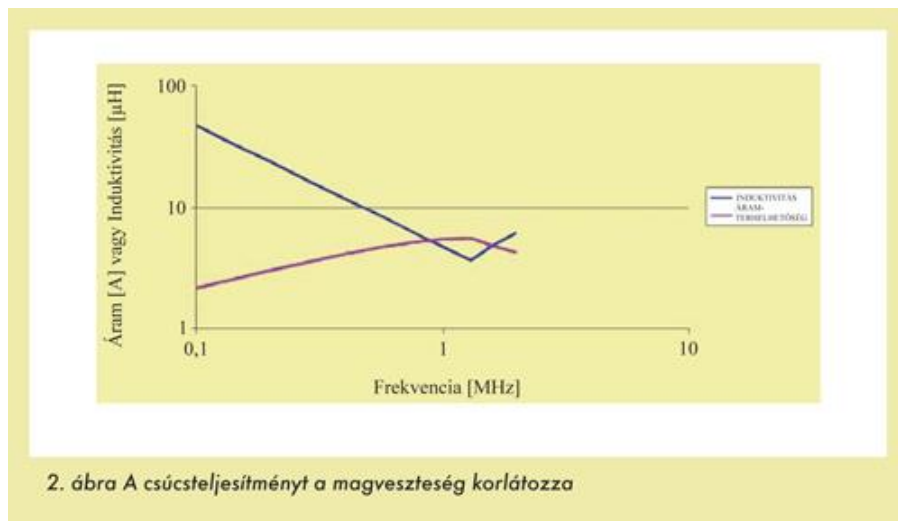
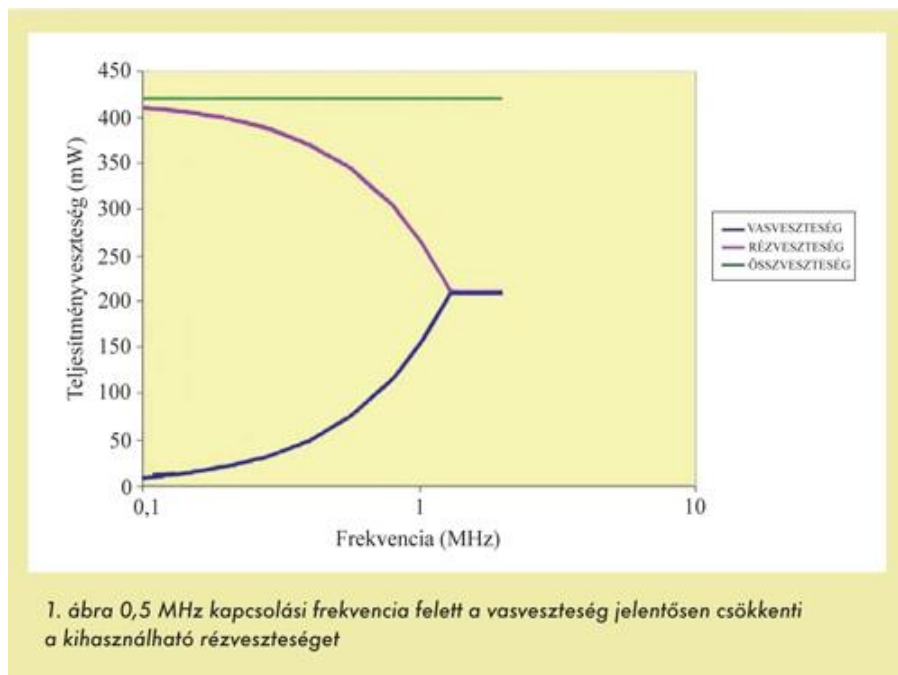
Megtörtént már az olvasóval, hogy bekapcsolt egy feszültségcsökkentő (buck) kapcsolóüzemű tápegységet, megvizsgálta a működését teljes terhelésnél, és amikor az alkatrészek melegedését tapintással ellenőrizte, maradandó „emléket” szerzett, amikor az induktív tekercsre került a sor? Könnyen lehet, hogy az ilyen „üzemi balesetek” felelőse (a fejlesztőmérnök óvatlanságán kívül – a szerk. megj.) a tekercs magveszteségének és tekerceselési veszteségének a kiugróan magas értéke. 100 kHz-es kapcsolási frekvenciánál ez a veszteség általában nem jelent problémát, mert ilyenkor a magveszteség a teljes tekercsveszteségnek legfeljebb 5...10%-a, és ezért a vele járó hőmérséklet-emelkedés sem jelentős.

Tipikus, hogy amikor a tervező kiválaszt egy induktivitást, akkor legfeljebb a maximális terhelőáramot veszi figyelembe, és olyan alkatrészt választ, amelynek terhelhetőségébe még a terhelő egyenáramot 20%-kal meghaladó váltakozó áramú komponens is „belefér”. Ez helyénvaló is lenne, tehát a hőmérséklet-emelkedés sem haladná meg az adatlapban megadott értéket, ha a magveszteséget elhanyagolhatnánk. Ezzel szemben az 500 kHz-et meghaladó kapcsolási frekvenciákon a magveszteség és a tekerceselésben fellépő váltakozó áramú veszteség alaposan lecsökkenti az induktivitáson folyó egyenáramú komponens megengedhető értékét. 20% váltakozó áramú áramkomponenssel (ripple) számolva az induktitás a frekvenciától függetlenül ugyanakkora fluxust okoz a maganyagban. A magveszteség ( $P_{\text{core}}$ ) képlete általánosan a következő:

$$P_{\text{core}} = Kf^3$$

Ebből az következik, hogy miközben a frekvencia 100 kHz-ről 500 kHz-re változik, a magveszteség nyolcszorosára nő. Ezt a növekedést mutatja az 1. ábra, amelyről az is leolvasható, hogy miközben a vasveszteség növekszik, milyen mértékben kell csökkenteni a megengedhető rézveszteséget ahhoz, hogy az eszköz túlmelegedése ne haladja meg az adatlapon megengedett maximumot. 100 kHz-en majdnem az összes veszteség a rézvezetékben

keletkezik, aminek következménye, hogy az eszközre megadott egyenáramú terhelhetőség teljes mértékben kihasználható. Nagyobb frekvenciákon viszont a vasvesztés egyre nagyobb szerepet kap. Mivel az alkatrésze megengedett összes veszteségi teljesítmény a vasmagban és a rézvezetékekben hővé alakuló veszteségi teljesítmények összege, növekvő vasvesztésnél a rézvesztés egyenlően mértékben csökkenteni kell. Ez addig folytatódik, míg a kétféle veszteség egyenlő nem lesz. Ez a nagyobb kapcsolási frekvencián elérhető optimum. Ezzel lehet a mágneses szerkezetet maximális terhelőáramra igénybe véve a legjobban kihasználni.



Az 1. és 2. ábránál állandó magtérfogatot és csövetest-keresztmetszetet tételeztünk fel, amelyben csupán a menetszám változott. A 2. ábra mutatja az induktivitás és a megengedhető egyenáram függését – figyelembe véve a magvesztésnek az 1. ábrán mutatott viselkedését. 1,3 MHz-es kapcsolási frekvencia alatt az induktivitás fordítottan arányos a kapcsolási frekvenciával. Az induktivitás minimumát nagyjából 1,3 MHz-nél éri el. Ennél nagyobb frekvenciákon az induktitásnak növekednie kell egészen addig, amíg a

magfluxus korlátozásába nem ütközik, és ezért a magvesztés a teljes vesztés 50%-ára korlátozódik. Kiszámíthatjuk az induktivitáson megengedhető áram ebből következő határértékét is. Alacsony frekvencián, ahol a magvesztések nem jelentősek, az áram maximális értékét a tekercselésben keletkező (réz)vesztés limitálja.

Az induktivitást kifejező alábbi egyenletben az N menetszám arányos a frekvencia négyzetgyökének reciproka értékével, tehát a frekvencia kétszeres növekedéséhez (mivel a szükséges L induktivitás ilyenkor a felére csökken), az N menetszám 0,707-szeresére változik.

$$L = \mu AN^2/l_m$$

Ez a tekercselésre kétféle módon hat. 30%-kal kevesebb menetet kell elhelyezni, és 41%-kal több felület áll rendelkezésre egy menet elhelyezéséhez. Mivel a tekercs ellenállása a menetszám és a menetek keresztmetszetének hányadosától függ, az ellenállás a frekvencia növekedésével lineárisan csökken – azaz a jelen példában a felére. Nagyobb frekvenciákon a magvesztés kezd korlátozni a megengedhető rézvesztést egészen addig a pontig, ahol a kétféle vesztés egyenlővé válik. Ennél a pontnál az induktivitást a menetszám növelésével növelni kell, hogy csökkentse a fluxust. Ilyenkor a tekercs áramterhelhetősége már csökken. Az eredmény tehát egy (az induktív tekercs mérete szempontjából) optimális frekvencia.

Összegezve: igaz az az elmélet, hogy a növekvő kapcsolási frekvenciával a szükséges induktív alkatrészek mérete csökken, de csak addig a pontig, míg a vasvesztés és a váltakozó áramú tekercsvesztés együtt egyenlő nem lesz a rézvesztéssel. Ezen a ponton túl viszont a mágneses tekercsek mérete ismét csak növekszik. A tervezőknek azt is szem előtt kell tartaniuk, hogy egyre több nagyfrekvenciás kapcsolóüzemű eszköz kerül ugyan forgalomba, ám az ezekhez ajánlott induktív elemek adatlapjai és alkalmazástechnikai értesítői nem kellő hangsúllyal hívják fel a figyelmet a túlzott vasvesztésből adódó problémákra.

Többet tudhat meg erről és más teljesítményelektronikai megoldásokról a [www.ti.com/power-ca](http://www.ti.com/power-ca) webhelyen. A következő folytatásunkban egy több kimenetű SEPIC-feszültségátalakító előnyeit értékeljük.

## Teljesítményelektronikai ötletek – 12



Robert Kollman cikksorozatában ezúttal az egyik korábbi folytatásban ismertetett módszert, a Taylor-sorfejtést alkalmazza ismét egy tápegység hatásfokának maximalizálása érdekében.

### Tápegység hatásfokának a terhelőáramtól függő maximalizálása

A sorozat 10. részében (2011/12. lapszám) azt tárgyaltuk, hogyan lehet a Taylor-sorfejtés módszerét alkalmazni arra, hogy egy tápegység különféle eredetű veszteségeit elkülönítetten kezeljük. Ez segített hozzá, hogy az egyes veszteségforrásokat lehetőség szerint alacsony értéken tarthassuk. A jelen cikkben azt vizsgáljuk meg, hogyan használhatjuk fel ugyanezt a módszert arra, hogy egy tápegység hatásfokát adott terhelőáramnál a lehető legjobban megnöveljük.

A 10. folytatásban azt használtuk fel, hogy a teljesítményvesztés ( $P_{veszt}$ ) a kimeneti terhelőáram ( $i_t$ ) függvényében az alábbiak szerint fejezhető ki:

$$P_{veszt}(i_t) = a_0 + a_1 i_t + a_2 i_t^2$$

A következő lépésben helyettesítsük be ezt az egyszerű kifejezést a hatásfok képletébe, ahol  $u_{ki}$  a kimeneti feszültség:

$$\eta(i_t) = \frac{u_{ki} i_t}{u_{ki} i_t + a_0 + a_1 i_t + a_2 i_t^2}$$

Ezek után a hatásfok maximumát szélsőérték számítással lehet megkeresni a kimeneti áram függvényében. A részletek kidolgozását az olvasóra bizzuk. Az optimalizálás érdekes eredményt ad. Akkor maximális a hatásfok, ha a terhelőáram egyenlő az alábbi kifejezéssel:

$$i_{opt} = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}}$$

Az első dolog, amit észrevehetünk, az a tény, hogy az  $a_1$  együttható nem befolyásolja azt, hogy mekkora áramnál adódik a maximális hatásfok. Ennek az az oka, hogy az  $a_1$  együttható azokat a veszteségeket fejezi ki, amelyek arányosak a kimeneti árammal (mint például a diódák nyitóirányú előfeszítések a pn-átmeneten keletkező veszteség). A kimeneti áram növekedésével a veszteségeknek ez a típusa és a kimeneti teljesítmény is arányosan növekszik, következésképpen ezek nem befolyásolják a hatásfokot. Másodszor, megfigyelhetjük, hogy a maximális hatásfok abban a pontban adódik, ahol a kimeneti áramtól független, valamint az áramvezetésből adódó veszteségek egyenlők. Ebből az következik, hogy lehetséges a hatásfokot optimalizálni, mert a tervezőnek lehetősége van azokat az alkatrésztípusokat megválasztani, amelyek  $a_0$  és  $a_2$  értékét befolyásolják. Ezután már csak arra kell törekedni, hogy az  $a_1$  értéke minimális legyen. Mivel azonban az  $a_1$  együttható egyenlő bármilyen terhelőáram esetén a másik két együtthatóval ellentétben, nem lehet optimálisan megválasztani. Az  $a_1$  együtthatót úgy kell minimalizálni, hogy annak költségeit is figyelembe vegyük.

Az 1. táblázatban láthatók a tápegység veszteségeinek különböző összetevői és a hozzájuk kapcsolódó veszteségi együtthatók. Ez ötletet ad azokhoz a kompromisszumokhoz, amelyeket a tápegység hatásfokának maximalizálásánál figyelembe kell vennünk. Például a teljesítménykapcsoló MOSFET bekapcsolási ellenállása hatással van a kapuelektroda meghajtási követelményeire és a kimeneti kapacitásból adódó veszteségekre – ám potenciálisan a feszültségváltozás sebességét korlátozó csillapító- (snubber-) áramkör veszteségére is. Az alacsonyabb bekapcsolási ellenálláshoz a kapumeghajtó jel amplitúdójának növelésére van szükség, és ezzel együtt növekszenek a kimeneti kapacitás és a csillapító áramkör veszteségei is. Ezeket a tényezőket is lényeges tehát figyelembe venni a kapcsoló MOSFET típusának megválasztásakor. A lehetséges optimalizálási szempontokra az 1. táblázat hívja fel a figyelmet.

Veszteségi együttható	Lehetséges veszteségforrások
$\sigma_0$	Előfeszítő áramkör Vasvesztés Kapumeghajtó  Kimeneti kapacitás hatása Csillapító áramkör
$\sigma_1$	Dióda nyitófeszültsége A dióda töltéstárolásból adódó kikapcsolási késleltetése  Kapcsolási veszteség A dióda bekapcsolási késleltetéséből adódó veszteség
$\sigma_2$	A bekapcsolt FET csatornaellenállása Szórt inductivitás Kondenzátor áramának váltófeszültségű komponense  A tekercselés veszteségi ellenállása Küszóáram okozta veszteség Az áramérzékelő ellenállás teljesítményvesztése

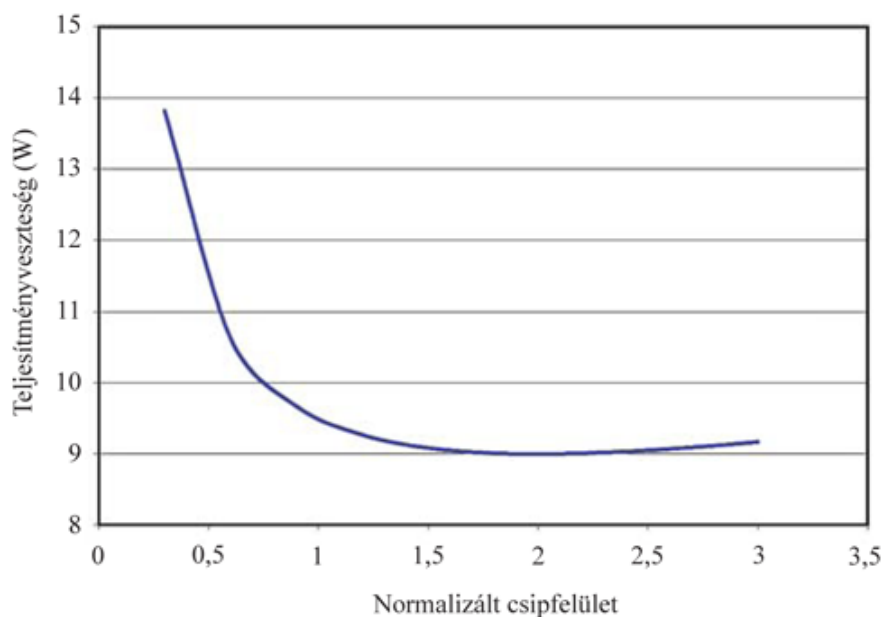
1. táblázat A veszteségi együtthatók és a megfelelő veszteségi teljesítmények

Még egy kis algebra: helyettesítsük vissza az optimális terhelőáramot a hatásfok képletébe, és fejezzük ki belőle a maximális hatásfokot, amely a következő:

$$\eta_{max} = \frac{u_{ki}}{u_{ki} + a_1 + 2\sqrt{a_0 a_2}}$$

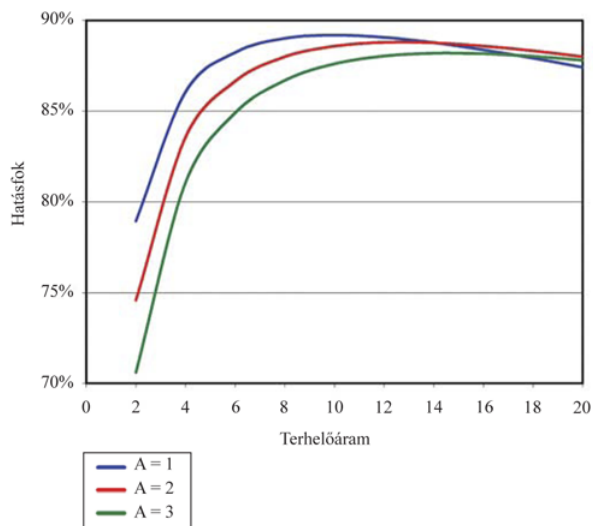
A maximális hatásfok érdekében a nevező két utolsó tagját kell minimalizálni.

Az  $a_1$  taggal egyszerű a dolgunk: minimalizálni kell. Az utolsó tag azonban lehetőséget ad arra, hogy optimalizáljunk. Ha feltételezzük, hogy a MOSFET kimeneti kapacitásának áttöltéséből adódó teljesítményvesztés és a kapuelektrodáját meghajtó teljesítmény egyenesen, a bekapcsolási ellenállás pedig fordítottan arányos a csipfelülettel, találhatunk olyan csipfelületű kapcsoló MOSFET-et, amely optimális hatásfokot eredményez. Az 1. ábra mutatja a csipfelület optimalizálásának eredményét. Kis felületű MOSFET-eknél a hatásfok korlátozásában a bekapcsolási ellenállás értéke a döntő. Növekvő csipfelületnél a kapumeghajtásból és a kimeneti kapacitás áttöltéséből adódó teljesítményvesztés eléri azt a pontot, ahol már jobban rontja a hatásfokot, mint a csatornaellenállás. A teljesítményvesztés elég széles tartományban közel minimális, amely bizonyos „mozgási szabadságot” enged a tervezőnek a MOSFET megválasztásában, hogy a hatásfok optimalizálásán kívül a végtermék árára is tekintettel lehessen. A minimális veszteség annál a csipfelületnél adódik, ahol a meghajtás és a csatornaellenállás veszteségei egyenlők.



1. ábra A MOSFET csipfelületének megválasztásával minimalizálható a teljes terhelésnél jelentkező teljesítményvesztés

A 2. ábra három lehetséges tervezési változat hatásfokának optimum környéki viselkedését mutatja. Háromféle csipfelület hatását hasonlítottuk össze. A nagyobb csipfelületű MOSFET-tel a nagyobb meghajtóteljesítmény miatt kis terhelésnél romlik a hatásfok, míg a kisebb csipfelületű kapcsolóeszköz hatásfoka nagy terhelésnél csökken le a nagyobb vezetési veszteség miatt. Fontos megjegyezni, hogy a görbék háromszoros csipfelület- és ártartományt fednek le. Az egységnyi normalizált csipfelület alig kisebb hatásfokú teljes terhelésnél, mint a nagyobb felületű MOSFET-tel megvalósított változatok, de magasabb a hatásfoka az olyan kis terhelésnél, amilyen esetleg a kész áramkör használatánál aránylag gyakrabban fordul elő.



2. ábra A legnagyobb hatásfok a névleges legnagyobb terhelőáramnál kisebb terhelésnél adódik

A következő folytatásban azt vizsgáljuk meg, mi korlátozza az induktív alkatrészek méretcsökkentését a növekvő kapcsolási frekvenciák esetén.



## Teljesítményelektronikai ötletek – 13



Egyetlen alkatrész jelenléte vagy hiánya alapvetően megváltoztathatja az áramkör működését. Ezúttal nem arra gondolunk, hogy „működik vagy nem működik”, hiszen a flyback- és a SEPIC-átalakító egyaránt működik, ám egyetlen kondenzátor lényeges minőségi különbségek okozója lehet.

### A SEPIC-konverter mint jó hatásfokú előfeszültség-tápforrás

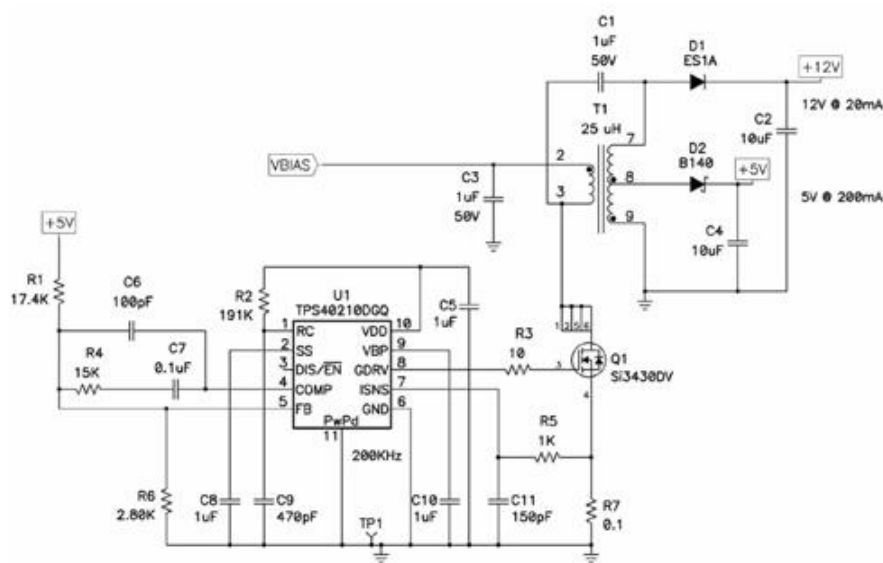
Próbált már az olvasó egy egytekerceses primer körű induktivitással felépített (Single Ended Primary Inductor – SEPI) kapcsolóüzemű feszültségátalakítót előfeszültség-tápegységként használni? Ha nincs szükség szigetelt kialakításra, ez értelmes megoldásnak tűnik. A SEPIC-feszültségátalakítóknak van néhány előnye, amely vonzóbbá teszi azokat a nem szigetelt flyback-konvertereknél. A MOSFET és a kimeneti egyenirányító túllövését és lengését könnyebb ellenőrzés alatt tartani, amely segít abban, hogy csökkentsük az elektromágneses zavart (Electromagnetic Interference – EMI) és az alkatrészek feszültség-igénybevételét. Ennek következtében sok esetben használhatunk alacsonyabb feszültségű alkatrészeket, amelyek kevesebbe kerülnek és jobb hatásfokkal működtethetők. Ezenkívül a többkimenetű SEPIC-átalakítók kimeneti szabályozása összefügg, ezért gyakran feleslegessé válhatnak a kimeneti feszültségek pontos értékét beállító, lineáris feszültségszabályozók.

Az 1. ábrán egy SEPIC-konverter kapcsolási vázlata látható, amely – a flyback-topológiához hasonlóan – minimális számú alkatrészből felépíthető. Látható, hogy ez az áramkör „majdnem egy flyback”, hiszen a C1 kondenzátor eltávolításával valóban a flyback-topológia áll elő. Ennek a kondenzátornak az a szerepe, hogy „megfogja” a feszültséget azon a félvezetőn, ahova az előfeszültség kapcsolódik. Ha a MOSFET bekapcsolt állapotban van, a D1-re kapcsolódó, záró irányú feszültséget a kondenzátor rögzíti a MOSFET-en. Ha a tápfeszültség-kapcsolót kikapcsoljuk, a MOSFET nyelő (drain) elektródáján addig emelkedik a feszültség, amíg a D1 ki nem nyit. A kikapcsolás tartama alatt a MOSFET drain-feszültségét a C1 kondenzátor fogja meg a D1-en és C2-n keresztül.

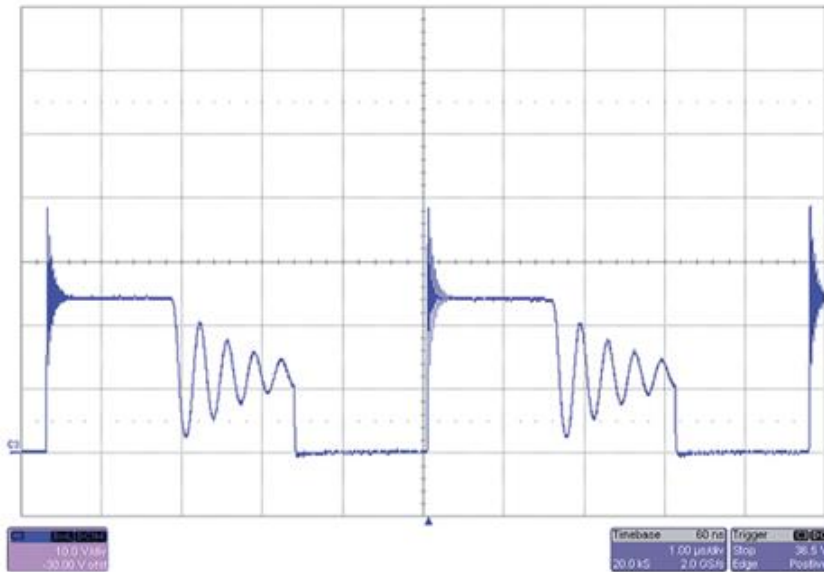
Egy többkimenetű SEPIC-átalakító korlátozza a transzformátor áttételét. A szekunder tekercesek egyikének 1:1 arányban kell állnia a primer tekerccsel, és a C1-et ehhez kell csatlakoztatni. Az 1. ábrán látható minta áramkörben a 12 V-os tekercsnek van a primer tekerccsel azonos menetszáma, de az 5 V-os tekerceset is választhatnánk ugyanerre a célra.

Az 1. ábrán bemutatott áramkört megépítettük és teszteltük. A C1 kondenzátor behelyezésével működőképes volt SEPIC-ként, de annak eltávolításával flyback-konverterként is használhatónak bizonyult. A 2. ábra mutatja a MOSFET feszültség-igénybevételét mindkét üzemmódban. Flyback-

üzem módban a MOSFET drain-feszültsége közel 40 V-ot ért el, míg ugyanez a feszültség SEPIC-üzem módban csupán 25 V-ig növekedett. Ezért a flyback-áramkörbe 40 vagy 60 V-os MOSFET-et kell beépíteni, míg a SEPIC-üzem módban elegendő 30 V-os típust választani. Ráadásul a nagyfrekvenciás (>5 MHz) lengés problémát okozhat az EMI-szűrés kialakításánál. A két kimenet közötti szabályozási összefüggés is lényegesen szorosabb a SEPIC-áramkör esetén. Mindkét áramkörnél az 5 V-os kimenetet 5,05 V-on tartottuk, a terhelést zérus és a teljes terhelés között változtattuk, a bemenet pedig 12 V vagy 24 V volt. Ekkor a 12 V-os kimenet a SEPIC-áramkörnél belül maradt a 10%-os szabályozási tartományon, a flyback esetében viszont 12 V-ról 30 V-ra növekedett (legnagyobb bemeneti feszültségnél, terheletlen 12 V-os kimenetnél és teljes terhelésű 5 V-os kimenetnél mérve). A két áramkör hatásfoka azonosnak adódott, de mégis érdekesebb a SEPIC-et használni, ha az alkatrészeket az alacsonyabb feszültségterhelésnek megfelelően választjuk.



1. ábra Többkimenetű SEPIC-feszültségátalakító



2. ábra A SEPIC-el jelentősen kisebb az elektromágneses zavar és a félvezető feszültség-igénybevétele (fent: flyback – C1 nélkül, lent: SEPIC – C1 beépítésével)

### Összegzés

A SEPIC igen kedvező tulajdonságokkal rendelkező topológia a nem szigetelt kivitelű, kapcsolóüzemű feszültségátalakító alkalmazásokhoz. A bemeneti és kimeneti feszültség összegének megfelelő szinten korlátozza a MOSFET feszültség-igénybevételét és kiküszöböli a flyback-kapcsolásra jellemző elektromágneses zavarokat (EMI). A csökkentett feszültség-igénybevétel miatt a tervező alacsonyabb határfeszültségű alkatrészeket választhat, amelynek anyagköltsége kisebb, és nagyobb hatásfokú működést eredményez. A kisebb EMI egyszerűsíti a végtermék megfelelőségi vizsgálatait. Végül pedig, ha többkimenetű kivitelben valósítjuk meg, a kimeneti feszültségek szorosabb összefüggése miatt a SEPIC a flyback-nál pontosabban szabályozza a kimeneteket.

A következő folytatásban egy egyszerű és költséghatékony ledmeghajtó felépítését és tulajdonságait tanulmányozzuk.

## Teljesítményelektronikai ötletek – 14



A led a világítástechnika közeljövőjének vitathatatlan főszereplője folyamatosan foglalkoztatja a teljesítményelektronikai fejlesztőket, mivel a led kitűnő optikai és hatásfok-paramétereire „minőségi villanyt” előállító tápegységgel kell fizetni. Erre mutat egy „rendhagyó” megoldást Robert Kollman e havi cikke.

### Olcsó, jó minőségű ledmeghajtó

A led gyártási költségeinek csökkenésével egyre gyakrabban találkozunk velük a hordozható készülékektől a gépkocsikon át az épületvilágításig húzódó széles alkalmazási spektrum minden lehetséges zónájában. Nagy megbízhatóságuk (50 ezer órát is meghaladó átlagos működési élettartamuk, nagy (175 lm/W-ot is meghaladó) hatásfokuk és gyors válaszidejük (a bekapcsolást majdnem azonnal követő fénykibocsátásuk) nagyon vonzó fényforrásokká teszik őket a felhasználók szemében. Alkalmazásuk viszont nem problémamentes.

A led fénykibocsátása a rajtuk átfolyó áramtól függ, következésképpen a stabil fénykibocsátáshoz a led feszültségtől függetlenül állandó áramot kell fenntartani. Nagyon gyakori követelmény a fénykibocsátás vezérlése, a „dimming” (a fényáram vezérlése a teljes sötétségtől a teljes fényerőig húzódó tartományban). Például szükség lehet egy kijelző vagy egy épületvilágítás fényáramának szabályozására is. Ez két módon valósítható meg: egyrészt a led átfolyó egyenáram változtatásával, másrészt az üzemi áram impulzusüzemű, szélességmodulált változtatásával. Ezek közül az egyenáram változtatása, a kevésbé hatékony mivel a fényáram nem arányos a led folyó villamos árammal, és a led színspektruma is hajlamos eltolódnival a névlegesnél kisebb munkaponti egyenáramnál.

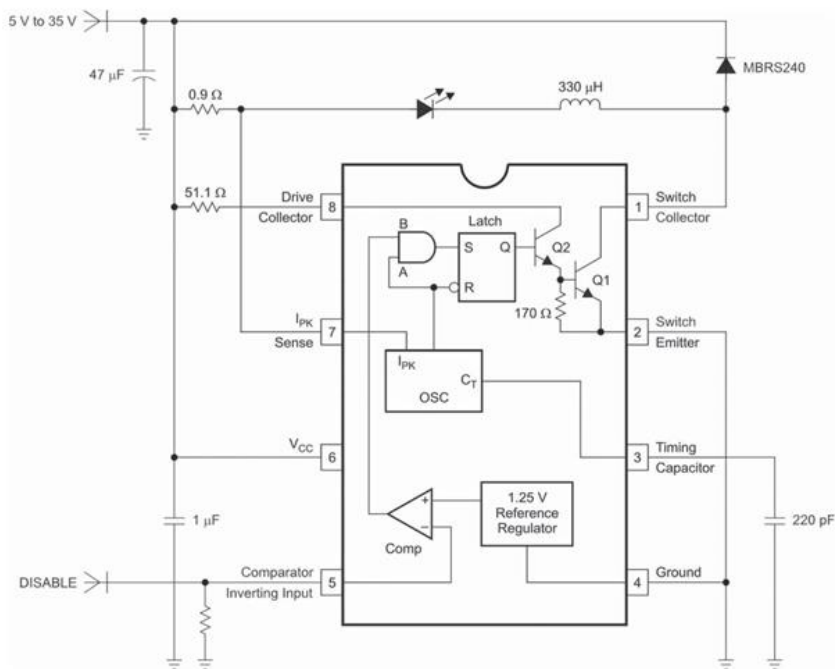
Emlékeznünk kell arra, hogy az emberi szemben keletkező ingerület a fényintenzitás exponenciális függvénye, amely miatt nagy arányban kell változtatni a led átfolyó átlagos áramot a teljes fényintenzitás-tartomány lefedéséhez. Ennek az áramköri tervezésre nézve mélyreható következményei vannak, ugyanis 3%-os áramszabályozási hiba akár 30% vagy ennél is nagyobb hibát okozhat a fényintenzitásban (nem is beszélve arról a 10%-nyi hibáról, amelyet az alkatrészek pontatlansága okoz). Az impulzusszélesség-modulációval (Pulse Width Modulation – PWM) létrehozott fényerősség-szabályozás pontosabb, viszont ez utóbbinál a fényerősség-szabályozás nagyobb válaszideje okozhat nehézséget. A világítástechnikában és a kijelzők megvilágításánál ajánlatos a 100 Hz-et meghaladó impulzusfrekvencia használata, mivel ez az emberi szemben már nem kelt villogásérzetet.

Az 1. ábra egy nagyon egyszerű, nagyon olcsó kapcsolóüzemű feszültségcsökkentő (buck) szabályozót mutat, amely nagyon gyors válaszidejű fényerő-szabályozásra is alkalmas. Az MC33063 áramkörön alapul, amely belső kapcsolótranszisztorból, határáram-túllépést figyelő komparátorból, oszcillátorból és belső referenciaforrásból áll. A „tiltás”- (Disable) -funkciót egy olyan kivezetéssel lehet megvalósítani, amelyet rendszerint feszültség-szabályozásra

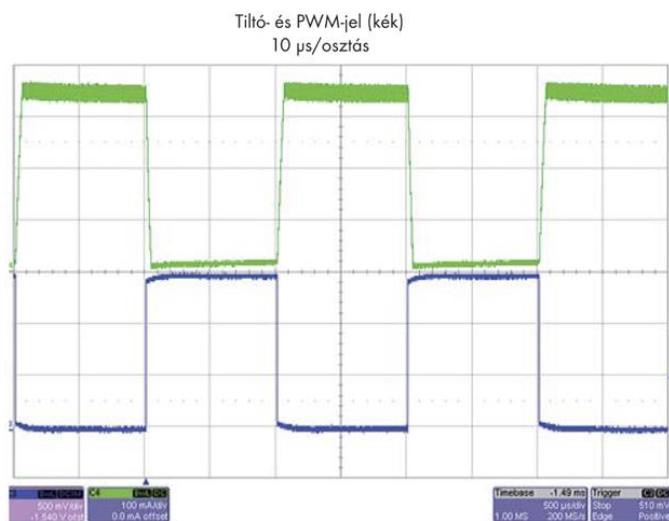
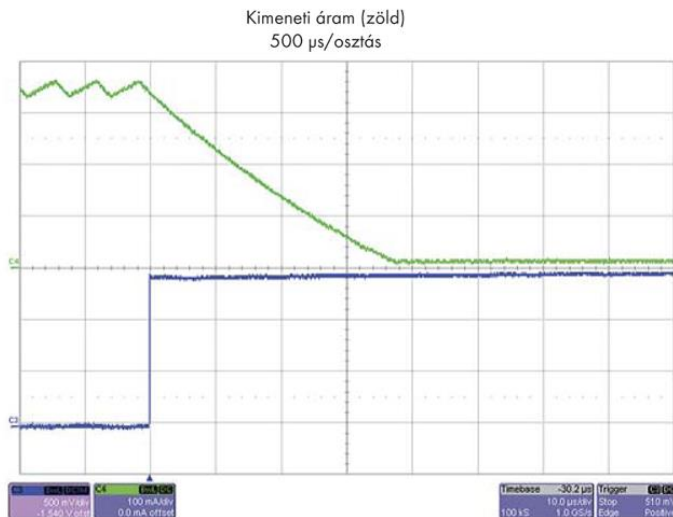
szokás használni. Ha ebben az alkalmazásban 1,25 V-ot meghaladó feszültséget kapcsolunk erre a kivezetésre, az letiltja a tápegység működését, az ennél alacsonyabb viszont engedélyezi a működést. Az áramkör engedélyezett állapotában hiszterézises áramhatároló üzemmódban működik, mivel

a feszültségvisszacsatolás nincs megvalósítva. Az oszcillátor első impulzusára a teljesítménykapcsoló bekapcsolódik. Ekkor a bemeneti feszültség a kapcsolón keresztül az áramérzékelő ellenállásból, a ledből és az induktivitásból álló soros láncra kapcsolódik. Az áramérzékelő komparátor érzékeli azt a pillanatot, amikor az áram eléri a 350 mA-es értéket, és ekkor kikapcsolja a teljesítménykapcsolót. Ekkor az induktivitás feszültsége előjelet vált, és meghaladja a bemeneti feszültség értékét, mire a szabadonfutó dióda vezető állapotba kerül. Az induktivitáson és a leden addig folyik az áram, amíg a kapcsoló újból be nem kapcsol a következő kapcsolási ciklus kezdetén.

Ez az áramkör nagyon jól adaptálható a különböző típusú alkalmazások körülményeihez. Ha egy 40 V-os, 1,5 A-es kapcsolóüzemű szabályozóval építjük fel, az igen jól használható a hordozható készülékek, háztartási eszközök és autós alkalmazások megvalósítására, mindenütt tehát, ahol az egyszerűség és az olcsó kivitel fontos. Az alapvető áramköri felépítés sokkal szélesebb alkalmazási területre is kiterjeszhető, bár nem biztos, hogy a hiszterézis és a tiltás-/engedélyezés-funkciót ilyen egyszerűen sikerül megvalósítani egy másik áramkörrel.



1. ábra Az MC33063 áramkör alkalmazása olcsó ledmeghajtóként



## 2. ábra A hiszterézises áramvezérlés gyors PWM-reakcióját eredményez

Az 1. ábrán látható áramkört megépítettük és teszteltük. A 2. ábra mutatja a „tiltás” jel hatását és az ennek eredményeképpen kialakuló áramjelalakot a leden. A led fényerejét ezzel a jellel akár 500 Hz-es impulzusfrekvenciával lehet szélességmoduláltan vezérelni. Az áram fel- és lefutási ideje kevesebb, mint 100  $\mu$ s. Ha a leden folyó áramban nagyobb váltakozó áramú komponenst is megengedünk, kisebb értékű induktivitással is megoldható a feladat, és tovább javulnak a fel- és lefutási idők is. Mindazonáltal az 500 Hz-es PWM-fényerőszabályozás a legtöbb alkalmazáshoz megfelelő.

### Összegezve:

annak ellenére, hogy az MC33063 (és hasonló) kapcsolóüzemű szabályozókat nem kimondottan ledet meghajtására ajánlják, mégis egészen jól szerepelnek ebben a feladatkörben. Hibaerősítőjük bemenetét tiltásra, illetve szélességmodulált vezérlésre lehet felhasználni, az áramfigyelő komparátorok gyors válaszdíót és pontos árambeállítást tesz lehetővé, beépített kapcsolótranszisztorok miatt pedig kisméretű és egyszerű áramkört lehet megvalósítani.

Erről és más teljesítményelektronikai megoldásokról a [www.ti.com/power-ca](http://www.ti.com/power-ca) weblapon talál az olvasó további információkat.

Köszönetet mondok Dave Parks kollégámnak (Texas Instruments), hogy segítette elvégezni a cikkhez szükséges kísérleteket.

# Teljesítményelektronikai ötletek – 15

2012. április 24. kedd, 10:04



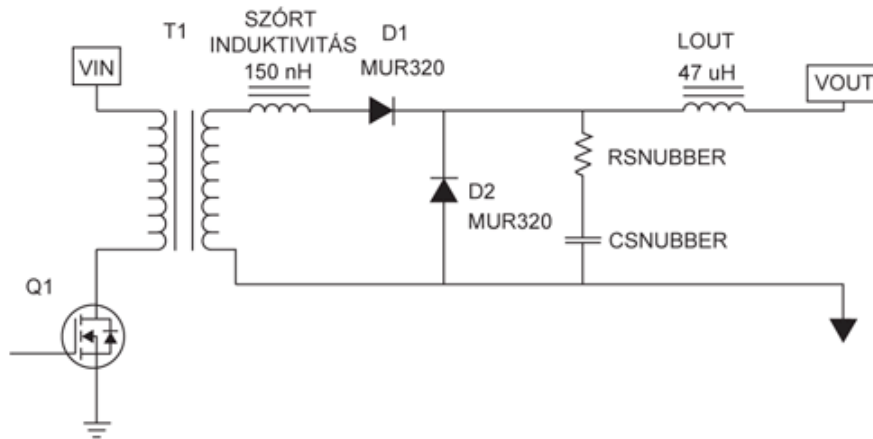
A szerző ezúttal aránylag egyszerűnek tűnő problémát, egy RC-csillapító-áramkör tervezését tárgyalja. A „próba-szerencse” módszer ezúttal sem ad optimális eredményt, érdemes a szerző néhány lépésben végrehajtható tervezési útmutatóját követni.

## Előreszabályozott konverter csillapítása

Vesződött ön már azzal, hogy kiválassza egy csillapító-áramkör alkatrészértékeit? A kapacitás és az ellenállás értékének meghatározása néha nem egyszerű. A cikk gyors módszert mutat be arra, hogyan lehet könnyen túljutni ezen a feladaton.

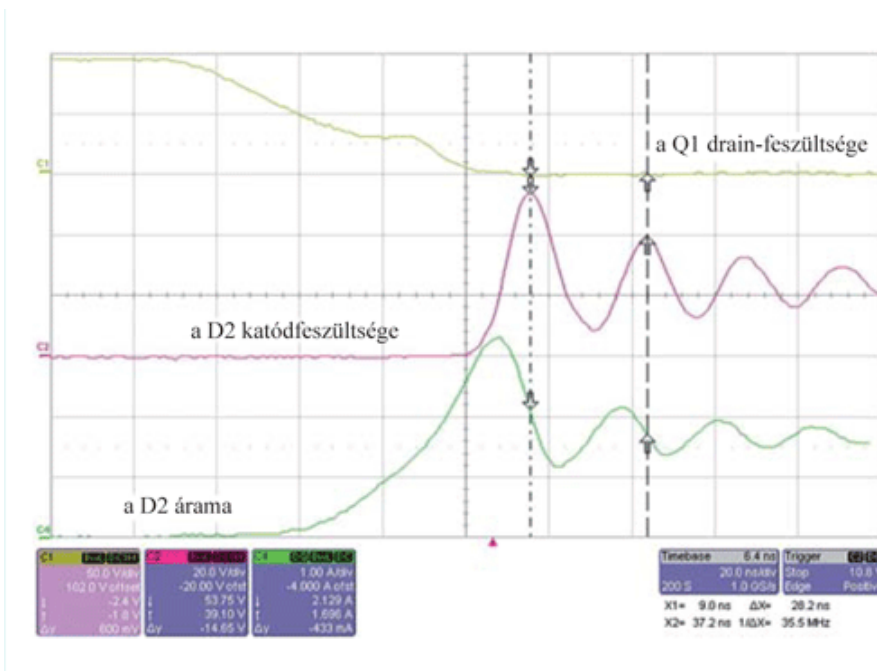
Az 1. ábra egy előrecsatolt DC/DC-konverter teljesítményfokozatát mutatja. A konverter úgy működik, hogy a bemeneti feszültséget egy transzformátor alakítja át (és választja el galvanikusan), amelynek szekunder áramkörében keletkező váltakozó feszültséget egyenirányítjuk és szűrjük. Gyakran van szükség csillapító-áramkör (snubber) beépítésére, mivel a D2 dióda kisimpedanciás meghajtással kapcsolódik lezárásba a primer körből átindukált, alacsony impedancián és a transzformátor szórt inuktivitásán keresztül. Ha a D2 egy hagyományos Si-dióda, kikapcsoláskor a p-n átmenetben nyitóirányú előfeszítésnél tárolt töltést először egy, a nyitóirányúval ellentétes irányú, de vele nagyságrendileg azonos áramimpulzussal ki kell üríteni, amely addig tart, amíg a p-n átmenetben maradt még valamennyi a nyitóirányra jellemző tértöltésből. Csak ennek megtörténte után jön létre a dióda „valódi” lezárt állapotára jellemző, a nyitóirányúval ellentétes irányú és ahhoz képest elhanyagolhatóan kicsi, záróirányú szivárgási áram. A kikapcsolás elején fellépő nagy záróirányú „kiürítő” áramimpulzus többletáramként jelentkezik a szórt inuktivitáson, amely nagy frekvencián rezgő, lecsengő tranzienszt eredményez. Ez meghaladhatja a dióda megengedett maximális zárófeszültségét is. Hasonló jelenséggel szembesülünk akkor is, ha Schottky-diódát használunk ennek viszonylag nagy rétekapacitása miatt, sőt, szinkron-egyenirányítóknál is, a kapcsolóelem kikapcsolási késleltetése következtében.





1. ábra A szórt inductivitás lelassítja a D2 dióda kikapcsolását

A 2. ábrán az áramkörben mérhető hullámformák láthatók. A felső jel a Q1 kapcsolt tranzisztor drain elektródáján, a középső a D1 és D2 diódák közös pontján mérhető feszültség, az alsó jel a D1 árama időfüggvényét ábrázolja. A felső jelen látható, amint a Q1 tranzisztor bekapcsol, drain-feszültsége a bemeneti feszültség alá csökken, amelynek következtében a D1 árama növekedni kezd. Ha a D2 diódában nem lenne jelen a nyitóirányú áram tértöltésének maradéka, a két dióda közös pontján a feszültség növekedne, mivel a D1 árama egyenlő lenne a kimeneti árammal. Azonban az előbbi elméleti esettel ellentétben a diódában tárolt töltés van jelen, a D1 árama tovább növekszik, ami megkezdte a rétegben tárolt töltés kiürítését. A dióda akkor kapcsol ki, amikor ez a töltés elfogyott a rétegből, aminek következtében a D1-D2 közös pontján amúgy is megnövekedett feszültség tovább növekszik. Vegyük észre, hogy az áram növekedése mindaddig folytatódik, amíg a D1-D2 közös pont feszültsége egyenlő nem lesz a reflektált bemeneti feszültséggel, mivel a szórt inductivitáson pozitív előjelű feszültség mérhető. Ez az áram tölti a parazita kapacitásokat és további lengések kiindulópontjaként szolgál, amely növeli az áramkör veszteségeit.

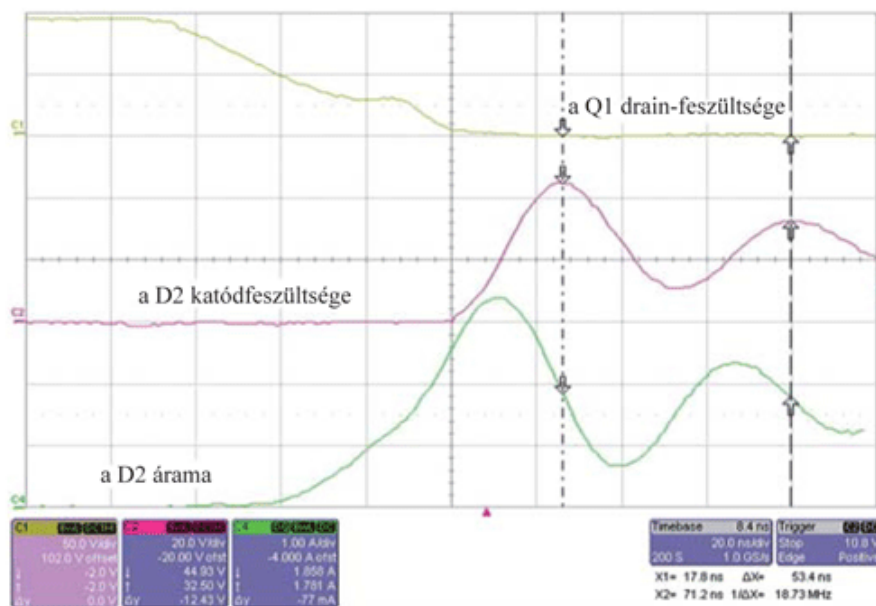


2. ábra A D2 kikapcsolása felesleges lengéseket okoz

Ez a lengő hullámforma több szempontból is káros: elektromágneses zavarok forrása, és a feszültség túllépheti a dióda megengedett zárófeszültségét. Ha a D2-vel egy csillapító RC-tagot kapcsolunk párhuzamosan, az jelentősen csökkentheti a lengéseket anélkül, hogy számottevően rontaná a hatásfokot. A lengés frekvenciáját az 1. egyenlet fejezi ki:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{1. egyenlet}$$

De honnan tudjuk, mekkora az L és C az áramkörünkben? Azt a trükköt alkalmazzuk, hogy egy ismert kapacitást kapcsolunk a D2-vel párhuzamosan, amely csökkenti a lengés frekvenciáját – ezzel már két egyenletünk van a két ismeretlenhez. A számítást még ennél is jobban leegyszerűsíthetjük, ha akkora kapacitást építünk be, ami éppen megfelel a lengés frekvenciájának. Könnyen belátható, hogy az ehhez szükséges teljes kapacitás a kiinduló áramkör parazita kapacitásának a négyszerese. Ezért tehát a lengési frekvencia feleződéséhez szükséges hozzáadott kapacitás értékét harmadolva kapjuk a parazita kapacitás értékét.



3. ábra A lengési frekvencia megfeleződése alapján számítható a parazita kapacitás

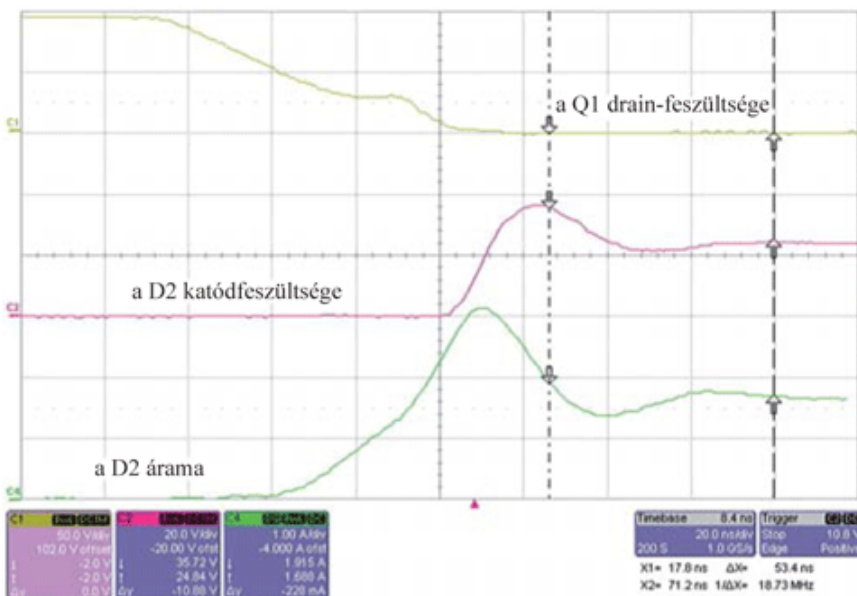
A 3. ábra mutatja az előbbi hullámformákat, ha a lengési frekvencia feleződéséhez szükséges kapacitást (a példában 470 pF-ot) kapcsolunk a D2-vel párhuzamosan. Ebből tehát az adódik, hogy az áramkörnek nagyjából 150 pF a parazita kapacitása. Vegyük észre, hogy a párhuzamos kapacitás beépítése alig változtatja meg a lengés amplitúdóját. Az áramkörben tehát valamekkora ellenállásra is szükség van a lengés energiájának felemésztéséhez. Ez a másik ok, amiért a szórt kapacitás háromszorosa jó kiindulópont lehet. Megfelelő értékű ellenállást választva a lengés erősen csillapodik anélkül, hogy jelentősen rontaná a hatásfokot. A csillapító-ellenállás optimális értéke nagyjából a parazita elemek karakterisztikus (hullám-) impedanciájával egyenlő (2. egyenlet)

$$R = Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{2. egyenlet}$$

Az 1. egyenletben a lengési frekvencia 35 MHz, a parazita kapacitás 150 pF, az ezekből számítható szórt inductivitás 15 nH-nek adódik. Ezt az értéket a 2. egyenletbe helyettesítve kiszámítható, hogy a csillapító-ellenállásnak 30 Ω körül kell lennie. A 4. ábra mutatja a csillapító-ellenállás beépítésének hatását. A lengés gyakorlatilag megszűnt, a dióda záróirányú igénybevétele 60-ról 40 V-ra csökkent. Ezáltal tehát kisebb zárófeszültség-tűrésű diódát is választhatunk, amely a hatásfokra is kedvezően hat. Az utolsó lépésben kiszámíthatjuk a csillapító-ellenállás okozta veszteséget. Ez a 3. egyenlettel lehetséges, ahol  $f_a$  működési frekvencia.

$$P = f \cdot C_{\text{snubber}} \cdot U_{pk}^2 \quad \text{3. egyenlet}$$

Miután ezt kiszámítottuk, el kell döntenünk, hogy a csillapítás csökkenése „megéri-e” az ellenálláson keletkező veszteséget. Az optimális csillapító-ellenállás meghatározásához – ha teheti – lapozzon vissza a sorozatunk 3. folytatásának [2] 4. ábrájához.



4. ábra A megfelelően megválasztott csillapító-ellenállás gyakorlatilag kiküszöböli a lengést

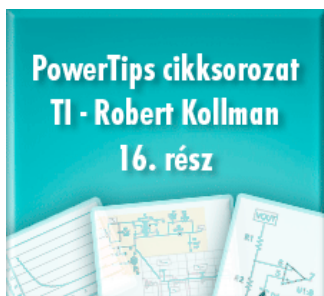
Összegezve: egy előreszabályozott konverter csillapítása egyszerű folyamat:

1. építsünk be a D2 diódával párhuzamosan egy akkora kapacitású kondenzátort, amelynek hatására a lengés frekvenciája a felére csökken,
2. számítsuk ki a parazita kapacitás és inductivitás értékeit,
3. ebből számítsuk ki a csillapító-ellenállás értékét, és
4. határozzuk meg, hogy az ezzel okozott veszteség elfogadható-e.

Következő folytatásunkban továbbra is a tápegységek csillapító áramkörével foglalkozunk.

# Teljesítményelektronikai ötletek – 16

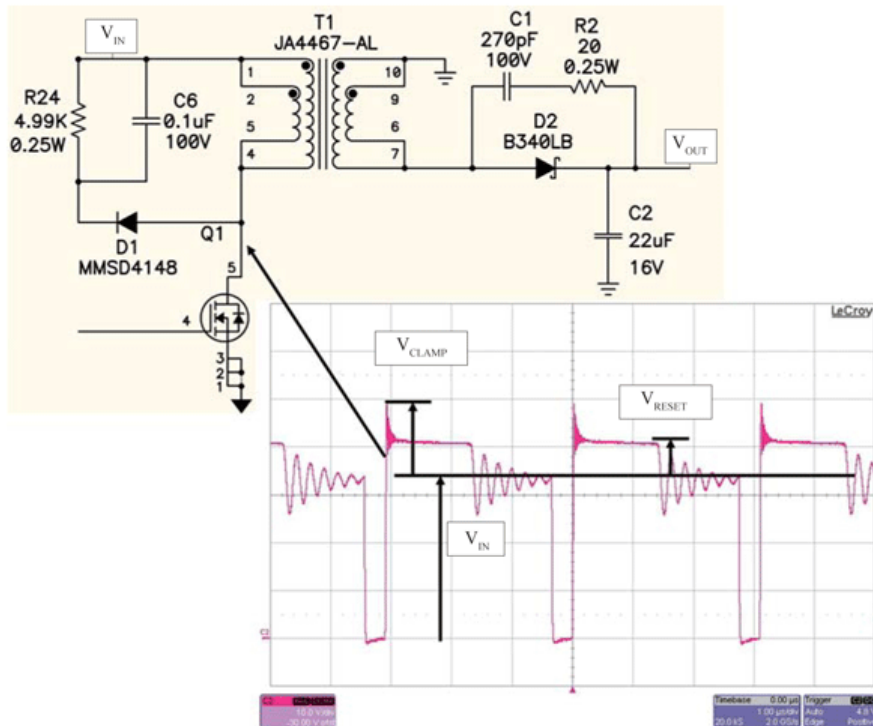
2012. április 24. kedd, 10:04



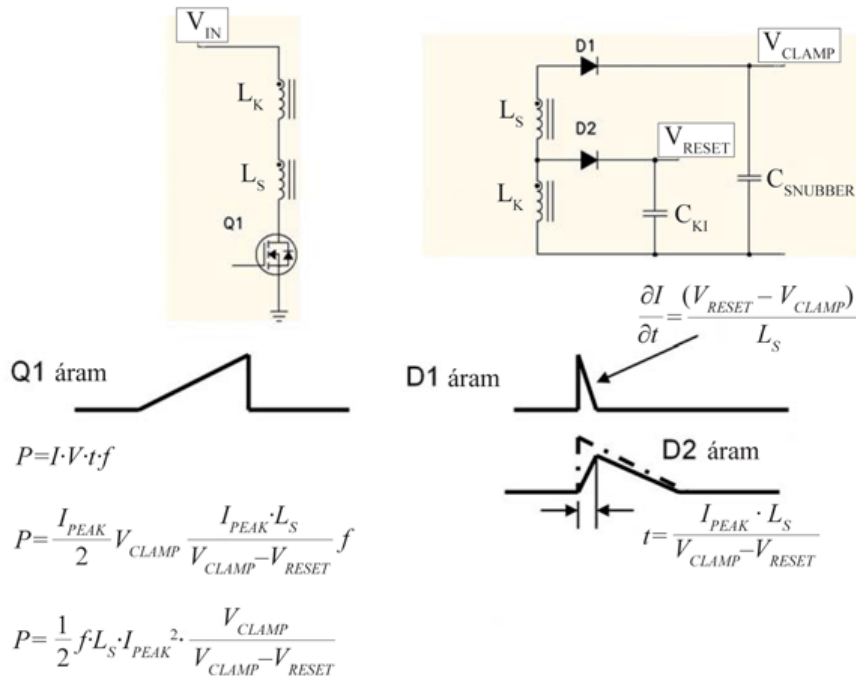
A sorozat előző folytatásában ötletet mutattunk be arra, hogyan lehet egyszerűen méretezni egy előreszabályozott feszültségátalakító tranzienseit csillapító áramkört. Ezúttal a szerző egy flyback-átalakító kapcsolófejének kikapcsolásakor megjelenő tranziensek elnyomásához szükséges csillapító áramkör tervezésére mutat példát.

## Flyback DC/DC-átalakító tranzienseinek csillapítása

Az 1. ábrán a flyback-konverter teljesítménykapcsoló-fokozata és a MOSFET-kapcsolón mérhető jelalak látható. Ez a konvertertípus úgy működik, hogy az energiát egy transzformátor primer tekercsének mágneses terében tárolja. Ez az energia akkor szabadul fel és kerül át a transzformátor szekunder körébe, amikor a MOSFET kikapcsol. Mivel a MOSFET kikapcsolásakor a transzformátor szórt inductívása miatt a kapcsolótranszisztor nyelő (drain) elektródájának feszültsége meghaladja a reflektált kimeneti feszültséget ( $V_{RESET}$ ), ennek korlátozására általában egy csillapító áramkörre van szükség. A szórt inductívásban tárolt mágneses energia a MOSFET-kapcsoló lavinaletörését okozhatja, ezért egy feszültségghatároló (vágó) áramkörrel kell a teljesítménykapcsolót kiegészíteni, amely a D1, R24 és C6 elemekből áll. Ennek az áramkörnek a határolási feszültségét a szórt inductívásban tárolt energia mennyiségének és az ellenálláson disszipálódó teljesítménynek a figyelembevételével kell megállapítani. Kisebb értékű ellenállásnál a vágási feszültség is kisebb, de növekszik az ellenállást melegítő teljesítményvesztés.



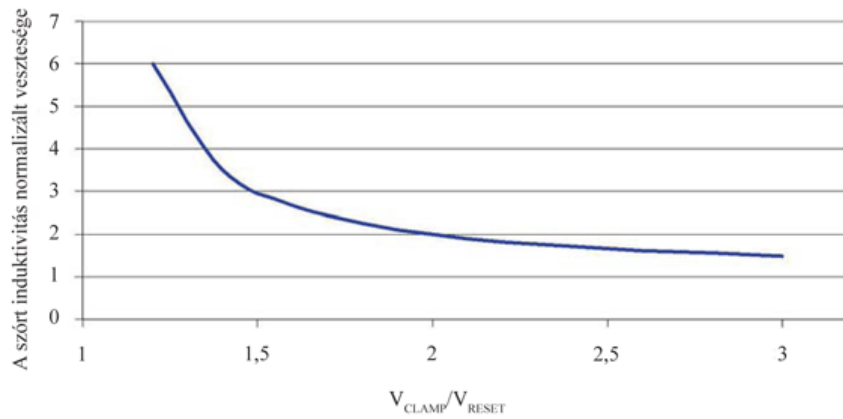
A 2. ábra a transzformátor primer és szekunder áramának hullámformáit mutatja. Bal oldalt látható a teljesítménykapcsolófokozat egyszerűsített rajza, miközben a MOSFET bekapcsolt állapotban van. A bemeneti áram lineárisan növekszik az  $L_S$  szórt és az  $L_K$  kölcsönös inuktivitás soros eredőjén. A jobb oldali ábrán a kikapcsolt szakasz egyszerűsített képét mutatjuk be. Itt a feszültség iránya megfordul, a kimeneti és a feszültségvágó dióda nyitóirányú előfeszítést kap. A primer oldal felől látjuk a szekunder oldalról áttranszformált kimeneti kapacitást és a diódát is. A két inuktivitás soros kapcsolásban van, rajtuk kezdetben ugyanaz az áram folyik, mint amikor a Q1-tranzisztor kikapcsolt. Ez azt jelenti, hogy a D2-diódán közvetlenül a kikapcsolást követő pillanatban nem folyik áram, a transzformátor teljes árama a D1-diódán folyik át. A szórt inuktivitáson eső feszültség a  $V_{CLAMP}$  vágási- és a  $V_{RESET}$  resetfeszültség különbsége, és gyorsan csökken. Amint látható, viszonylag egyszerű számítással meg lehet határozni azt az energiát, amely a csillapító (snubber) áramkör felé terelődik. A számításból kiderül, hogy a csillapítóra terelt energia csökken, ha csökken az az idő, ami ahhoz kell, hogy a szórt inuktivitásban tárolt energiát kiürítsük. Ezt azzal érhetjük el, hogy növekedni engedjük a vágási feszültséget.



2. ábra A szórt inductívitas ellopja a kimeneti energiát

Az érdekesség kedvéért kiszámíthatjuk a vágási feszültségnek és a csillapító áramkör teljesítményvesztésének optimumát. Amint a 2. ábrán látható, a vágó áramkörre jutó teljesítmény egyenlő a vágódioda átlagáramának és a vágási feszültségnek a szorzatával (feltéve, hogy az utóbbi állandó). A szorzótényezőket kissé átrendezve felismerhetjük az  $\frac{1}{2} \cdot f \cdot L \cdot I^2$  szorzatot ( $f$  a frekvencia), amely a flyback konverter kimeneti teljesítménye. Az  $L$  inductívitas ez esetben a szórt inductívitas. A kifejezés annyiban kissé meglepő, hogy a teljesítményvesztés nem csak a szórt inductívitasban tárolt energiától függ, hanem a vágási feszültségtől függő mértékben mindig több ennél. A 3. ábra mutatja a kapcsolatot. A diagram a szórt inductívitas energiavesztésére normalizált veszteséget mutatja a vágási és a reset feszültség arányának függvényében. Nagy értékű vágási feszültségnél a csillapító áramkörön veszteségként felemészthető energia a szórt inductívitas energiájához tart. Ha a vágási feszültséget csökkentjük az ellenállásérték csökkentésével, az energia a kimenetről a csillapító áramkör felé terelődik, amelynek a vesztesége ilyenkor jelentősen megnövekszik. Ha a vágási és a reset feszültség  $V_{CLAMP} / V_{RESET}$  aránya 1,5, a csillapító áramkör a szórt inductívitas energiájának nyolcszorosa terheli.

A szórt inductívitas értéke rendszerint a primer inductívitasnak nagyságrendileg 1%-a. Ez teszi még érdekesebbé a 3. ábrát, amely azt jelzi számunkra, hogy a vágási feszültség csökkentésével növelhetjük a hatásfokot. Ebben az értelemben a függőleges tengely a hatásfokot csökkentő veszteséget is mutatja. Eszerint a vágási feszültség arányának 2-ről 1,5-re csökkentése a hatásfok 1%-os javulását eredményezi.



3. ábra A vágási feszültség növelésével csökken a csillapító áramkör vesztesége

Összegezve: egy flyback konverter szórt inuktivitása elfogadhatatlanul nagy feszültség-túlterhelést okozhat a teljesítménykapcsolón. Ezt a túlfeszültséget egy RCD-csillapító áramkörrel csökkenthetjük, amely azonban az áramkör teljes teljesítményvesztését növeli. „Alkut” kell tehát kötnünk a vágási feszültség és a teljesítményvesztés között.

A következő számunkban egy feszültségosztó pontosságát vizsgáljuk meg.