

# Teljesítményelektronikai ötletek – 30

2013. december 11. szerda, 12:56



Sokszor fel sem tűnik, hogy a mérnöki munka során hányszor kell kompromisszumkereséssel megoldanunk egy-egy feladatot. Robert Kollman teljesítményelektronikai ötletsorozatának ez a folytatása ezúttal (is) egy ilyen feladaton vezet végig az olvasót – ezúttal kissé a teljesítményelektronikai integráltáramkör-tervezők fejével gondolkodva.

## Találjuk meg a szinkron feszültségcsökkentő áramkör MOSFET-jeinek helyes ellenállásarányát

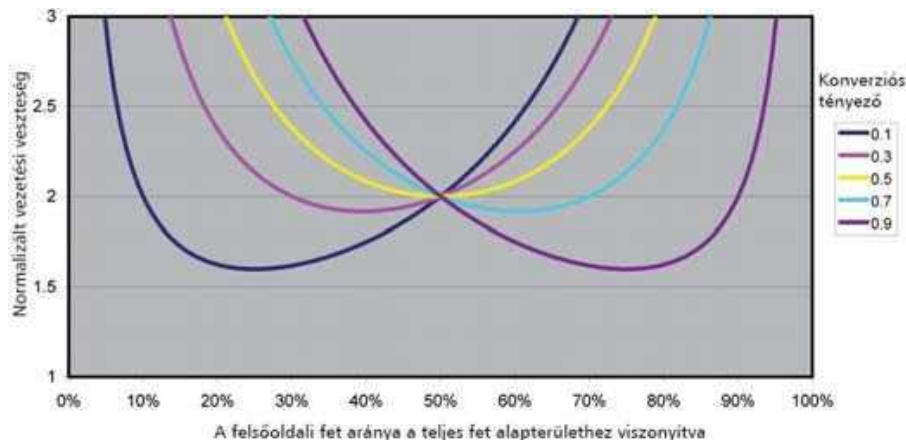
Ebben a cikkben azt keressük, hogyan lehet optimálisan beállítani egy szinkron feszültségcsökkentő DC/DC-feszültség szabályozó vezetési teljesítményvesztését a kitöltési tényező és a fet jellemző ellenállásainak aránya függvényében. Ennek a kompromisszumkeresésnek az eredménye hasznos kiindulópontul szolgálhat az alkalmas kapcsolófet típusválasztásához.

A tervezési folyamat kiindulópontjaként rendszerint megkapjuk a specifikációs követelményeket, köztük a bemeneti feszültségtartományt és az előírt kimeneti feszültséget, és az a feladatunk, hogy ennek alapján válasszuk ki a megfelelő kapcsolófet típust. Ugyancsak gyakori, hogy megkapjuk a tervezett áramkör költségkeretét, amely a fet maximális beszerzési árát is tartalmazza, de – például IC-tervezésnél – a tokozat (és ezáltal a csip maximális mérete) is előírt paraméter lehet. Mindezek a bemenő adatok arra használhatók fel, hogy a hatásfok maximalizálása érdekében optimálisan oszthassuk fel a kapcsoló MOSFET-ek számára rendelkezésre álló, korlátozott csipterületet.

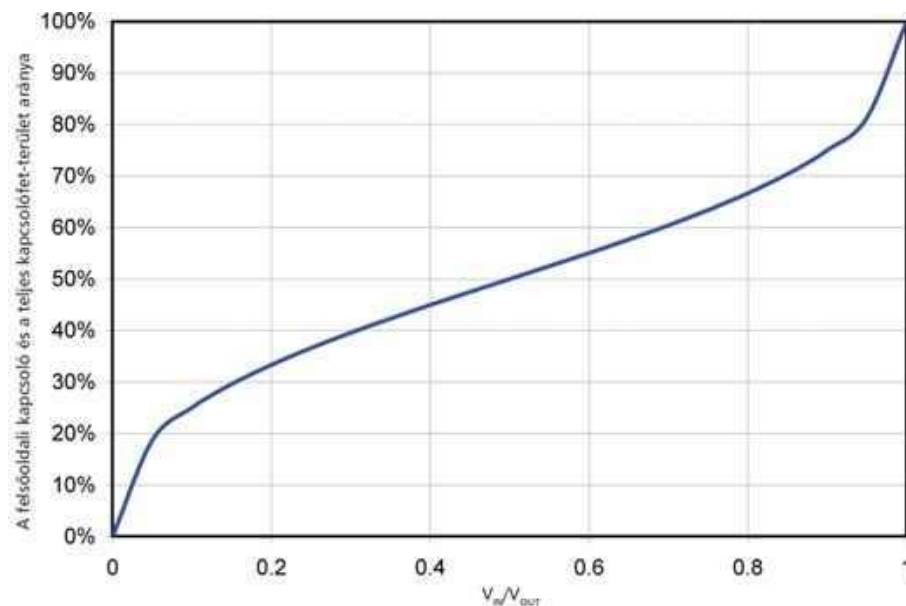
Egy fet ellenállása első közelítésben fordítottan arányos a csip területével. Eszerint tehát, ha – például IC-tervezésnél – előre megszabott terület áll rendelkezésünkre a teljesítménykapcsoló fetek számára, és a felsőoldali teljesítménykapcsolót ellenállásának csökkentése érdekében nagyobb méretezzük, ez az alsóoldali kapcsolófet-től veszi el a területet, amelynek ellenállása ennek következtében növekszik. Másodszor azoknak az időtartamoknak az aránya, amely alatt a felső- vagy alsóoldali kapcsoló vezet, a kimeneti és a bemeneti feszültség arányától ( $V_{OUT}/V_{IN}$  – konverziós tényező) függ, amely első közelítésben egyenlő a felsőoldali kapcsoló bekapcsolt állapotának D kitöltési tényezőjével. A felsőoldali fet tehát az idő D hányadát tölti vezető állapotban, míg az alsóoldali fetre nézve a teljes idő (1-D)-szerese a bekapcsolt állapot időtartama. Az 1. ábra vízszintes tengelyén a normalizált vezetési veszteség látható annak a fet alapterületnek a függvényében, amennyit a felsőoldali MOSFET-kapcsoló megvalósítására tartunk fenn; a görbesereg egyes görbéi pedig a konverziós tényező különböző értékeihez tartoznak. Nyilvánvaló, hogy a konverziós tényező valamely rögzített értékéhez a csipterület felső- és alsóoldali kapcsolófet közötti felosztásának egy optimális aránya rendelhető, amelynél a teljes áramkör összes vezetési vesztesége minimális értékű. Érthető, hogy ez a felosztás meglehetősen kritikus például egy olyan áramkörnél, amely 12 V-os

bemenőfeszültségből 1,2 V-os kimenetet állít elő (ehhez nagyjából 10%-os kitöltési tényező tartozik). Ha viszont a kimenőfeszültséget – a csipterületek változatlan aránya mellett – 3,6 V-ra növeljük, a vezetési veszteség 30%-kal, ha pedig 6 V-os kimenőfeszültséget választunk, 80%-kal növekszik meg. Végül is jó, ha észrevesszük, hogy az összes görbe ugyanazon a ponton metszi egymást, ahol 50-50% arányban osztjuk fel a csipterületet a felső- és alsóoldali kapcsolófet között. Ennek az az oka, hogy a két fet ellenállása ebben az esetben azonos.

Az 1. ábrából leolvashatjuk tehát, hogy a legrosszabb esetben az optimalizált vezetési veszteség az 50%-os konverziós aránynál adódik. Viszont lehetőségünk van arra, hogy a vezetési veszteséget – az 50%-tól eltérő konverziós arányoknál – e szint alá csökkentsük.



1.ábra A vezetési veszteség a fetek ellenállásaránya és a kitöltési tényező függvényében



2.ábra Létezik egy optimális arány adott konverziós tényező esetében. (Megjegyzés: az ellenállások aránya a csipterületek arányának reciprok értéke)

A függelék tartalmazza az optimalizálás matematikai háttérét, az eredményt pedig a 2. ábra mutatja. Eszerint extrém kis értékű konverziós arányok esetében a fetek számára fenntartott csipterületnek jóval nagyobb hányadát kell a felsőoldali fet megvalósítására felhasználni. Hasonlóképpen a

konverziós arány magas értékeinél a fetek számára fenntartott területből az alsóoldali kapcsoló részére kell a nagyobb területet fenntartani. Ezek az eredmények természetesen csak első közelítésnek tekintendők, mivel egyáltalán nem veszik figyelembe például a felső- és alsóoldali kapcsolók fajlagos ellenállása közötti különbséget. Ez utóbbinak pedig következményei vannak a kapcsolási sebességre, valamint az árra és a tokozással összefüggő ellenállásértékekre nézve is. Ennek ellenére ez a számítás jó kiindulópontot jelent a két kapcsolóvet ellenállásai közötti arány megállapításánál, vagy – diszkrét áramköri elemekben gondolkodva – a fetek típusának megválasztásánál.

## Függelék

a 2. ábra matematikai háttere

### Néhány definíció

Kitöltési tényező:  $D = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}$

A MOSFET fajlagos ellenállása (ellenállás $\times$ terület):  $\rho$

A MOSFET-ek részére fenntartott teljes csipterület:  $A$

A felsőoldali MOSFET területe:  $\alpha$

A felsőoldali MOSFET ellenállása:  $R_{HS} = \frac{\rho}{\alpha}$

Az alsóoldali MOSFET ellenállása:  $R_{LS} = \frac{\rho}{A - \alpha}$

A teljes MOSFET-terület ellenállása:  $R_{total} = \frac{\rho}{A} = \frac{\rho}{\frac{1}{R_{HS}} + \frac{1}{R_{LS}}}$

A teljes vezetési veszteség számítása (ezt használtuk az 1. ábra számításánál):

$$P = I_{OUT}^2 \cdot \rho \cdot \left( D \cdot \frac{1}{\alpha} + (1 - D) \cdot \frac{1}{A - \alpha} \right)$$

A  $P$  kifejezésének minimumkereséséhez számítsuk ki a  $P(\alpha)$  deriváltját  $\alpha$  szerint:

$$\frac{dP}{d\alpha} = I_{OUT}^2 \cdot \rho \cdot \left( \frac{-D}{\alpha^2} + \frac{1 - D}{(A - \alpha)^2} \right)$$

Jelöljük  $\alpha_r$ -rel a felsőoldali kapcsoló területét a teljes fetterülethez viszonyítva (megjegyzés: ez az ellenállásarányok reciproka értéke). Az előbbi egyenlet szélső értéke (ez esetben minimuma) ott van, ahol a zérushelye van. Tegyük tehát egyenlővé 0-val, és helyettesítsük be az  $\alpha_r$  jelölést.

$$\frac{-D}{\alpha_r^2} + \frac{1 - D}{(1 - \alpha_r)^2} = 0.$$

Ezt  $\alpha_r$ -re rendezve ezt kapjuk:

$$\alpha_r = \frac{-D \pm \sqrt{D \cdot (1 - D)}}{1 - 2 \cdot D}.$$

Az eredmény grafikus ábrázolása a 2. ábra.

A következő folytatásban megtárgyaljuk a SEPIC-feszültségszabályozóhoz szükséges csatolt tekercsek szórt induktivitására vonatkozó követelményeket. Erről – és más teljesítményelektronikai megoldásokról is – az alábbi weblapon találnak további információt.

# Teljesítményelektronikai ötletek – 31

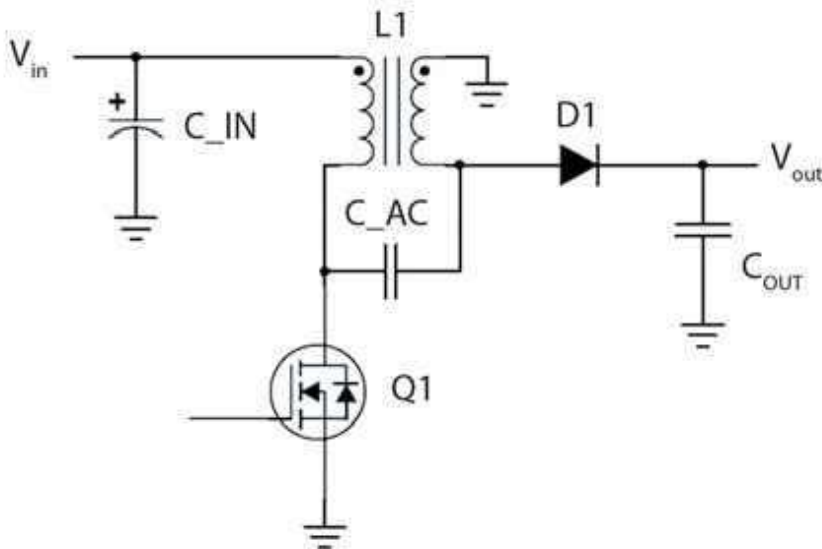
2014. február 13. csütörtök, 11:42



Robert teljesítményelektronikai sorozatának soron következő témája a kapcsolóüzemű tápegységek közkedvelt SEPIC-topológiájának néhány fontos, bár „első látásra” nem nyilvánvaló tulajdonsága.

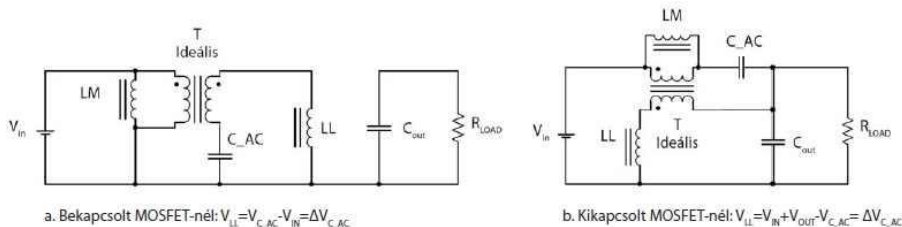
## Figyeljünk az áramokra a SEPIC csatolt tekercseiben – 1. rész

Ebben a részben a SEPIC<sup>[1]</sup>-topológiához szükséges csatolt tekercsek szórt inuktivitására vonatkozó követelményeket vizsgáljuk. A SEPIC nagyon hasznos megoldás, ha a be- és kimenet között nem szükséges galvanikus leválasztást megvalósítani, és a kimeneti feszültség nagyobb és kisebb is lehet a bemenetnél. Célszerűen használható olyan alkalmazásokban is, amikor rövidzárvédett feszültségnövelő kapcsolásra van szükségünk. A SEPIC-átalakítók előnyei közé tartozik még, hogy egyetlen kapcsolóelemmel megvalósíthatók, és a bemeneti áramuk folytonos, amelynek következtében alacsony az elektromágneses zavarsugárzásuk (EMI). Az 1. ábrán látható topológiához vagy két független inuktív elemre, vagy – mivel a tekercseken hasonló a feszültség időfüggvénye – az ábrán is látható módon két, egymással csatolásban levő inuktivitásra van szükség. A csatolt tekercsek használata azért vonzó ötlet, mert helyigénye és ára kisebb, mint két független tekercs. Az alkalmazás hátulütője viszont, hogy a készen kapható csatolt tekercsek nem mindig jelentenek optimális megoldást a lehetséges alkalmazások teljes tartományában. Az áramkör áram- és feszültség-jelalakjai hasonlítanak a folytonos áramüzemű flyback konverteréhez. Amikor a Q1 tranzisztor vezet, a bemeneti feszültséget rákapcsolja a csatolt tekercspár primer tekercsére, és a felvett energiát a mágneses tér tárolja. A Q1 kikapcsolásakor az inuktivitáson levő feszültség előjelet vált, nagyságát pedig a kimeneti feszültség határozza. A C<sub>AC</sub>-kondenzátor az az elem, amely megkülönbözteti a SEPIC-áramkört a flybacktól: amikor a Q1 vezet, a szekunder tekercs árama ezen át folyik a föld felé. Amikor a Q1 ki van kapcsolva, a C<sub>AC</sub>-kondenzátoron a primer tekercs árama folyik át, és hozzáadódik a D1-en folyó kimeneti áramhoz. E topológia nagy előnye a flybackkal szemben, hogy mind a fet, mind a dióda feszültségét határozza a C<sub>AC</sub>-kondenzátor feszültsége, ezért az áramkör lengő tranziensei nagyon kicsik vagy elhanyagolhatóak. Ennek a következménye, hogy alacsonyabb határfeszültségű, jobb hatásfokú teljesítmény-félvezetőket alkalmazhatunk.



1. ábra A SEPIC-konverter egyetlen kapcsolóval is képes a bemeneti feszültségnél nagyobb és kisebb feszültséget is előállítani

Mivel a topológia hasonlít a flybackhez, sokan úgy gondolják, hogy szorosan csatolt tekercsekkel érhető el a legjobb eredmény. Ám nem ez a helyzet. A 2. ábrán láthatjuk a folytonos üzemű SEPIC-átalakító két állapotának helyettesítő képét, amelyen a transzformátort a szórt inuktivitásával (LL), a mágneses energiatároló inuktivitásával (LM) és egy ideális transzformátorral (T) modelleztük. Látható, hogy a szórt inuktivitás feszültsége azonos a C\_AC-kapacitásével. Ezért, ha nagy váltakozó feszültséget használunk kis értékű C\_AC-kondenzátornál vagy kis értékű szórt inuktivitásnál, az nagy áramot eredményez. A nagy áram pedig csökkenti a konverter hatásfokát és növeli az elektromágneses zavarsugárzását.



2. ábra A SEPIC-konverter helyettesítő képe bekapcsolt (a) és kikapcsolt (b) teljesítménykapcsoló MOSFET esetén. A szórt inuktivitás váltakozó feszültsége azonos a csatoló-kondenzátoréval. (Az egyenáramú helyettesítőkép-elemeket nem ábrázoltuk.)

A nemkívánatos hatások csökkentésének egyik módja a csatoló-kondenzátor (C\_AC) értékének növelése, amely viszont növeli a méretet és az árat, továbbá rontja a megbízhatóságot. Okosabb megközelítésnek tűnik a szórt inuktivitás növelése (a két tekercs közötti csatolás „lazítása” – a szerk megj.), amelyet egyedi, e célra optimalizált tekercs gyártásával érhetünk el.

Érdekes módon ezt a tényt csupán néhány inuktív-katatrész-gyártó ismerte fel – többségük a SEPIC-kapcsolásokhoz is alacsony, szórt inuktivitású, szorosan csatolt tekercsokat ajánl. Ellenpélda a Coilcraft inuktívelem-gyártó, amelynek MSD1260 típusjelű, 47  $\mu\text{H}$  inuktivitású, csatolt tekercsének 0,5  $\mu\text{H}$  a szórt inuktivitása. A cég később választékba vette az előbbi típus 10  $\mu\text{H}$  szórt inuktivitású változatát. Ezzel a típussal építjük fel a cikksorozatnak a Magyar Elektronika 2014/3. számában következő folytatásában a példának szánt

áramkört.

## REFERENCIA

Betten, John; „SEPIC Converter Benefits from Leakage Inductance”, PowerPulse.net, <http://www.powerpulse.net/techPaper.php?paperID=153>

Coilcraft katalógus, MSD1260 adatlap (ebben a nagyobb szórt induktivitású alkatrészek irányú igényekkel foglalkozó kontaktszemély elérhetősége is megtalálható). <http://www.coilcraft.com/forms/question.cfm>

[www.ti.com/power-ca](http://www.ti.com/power-ca)

---

<sup>[1]</sup>SEPIC (Single Ended Primary Inductor Converter) a hagyományos feszültségnövelő/csökkentő DC/DC-átalakító alapkapcsolás olyan változata, amelynél 1. a kimeneti és bemeneti feszültség polaritása azonos, 2. soros kondenzátor csatolja az energiát a bemenetről a kimenet felé, ezért „békésen” reagál a kimeneti rövidzárra, és 3. „rendesen” kikapcsolható, azaz a kapcsolótranszisztor tartós kikapcsolásával a kimeneti feszültség nullára csökken – A szerk. megj.

# Teljesítményelektronikai ötletek – 32

2014. március 11. kedd, 20:00



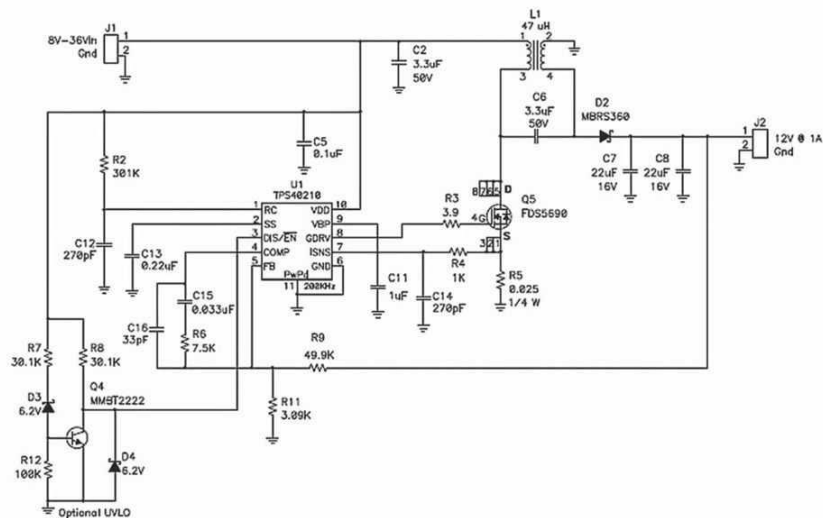
Robert – sorozatának előző részében – megállapította, hogy a SEPIC-topológiájú DC/DC-konverter csatolt tekercsénél nem a – felületes szemlélő számára optimálisnak tűnő – szoros csatolás a legkedvezőbb. A mostani cikk az előző havi cikkünk fejtegetését folytatva egy szorosan és egy lazán csatolt tekercssel megvalósított kapcsolás összehasonlítását mutatja be.

## Figyeljünk az áramokra a SEPIC csatolt tekercseiben – 2. rész

Ebben a cikkünkben folytatjuk a Magyar Elektronika előző lapszámában megkezdett vizsgálódásunkat, amelynek az volt a célja, hogy megállapítsa a SEPIC-topológiában használt csatolt tekercs optimális, szórt inductívitasát. Rámutattunk arra a tényre, hogy a csatoló-kondenzátoron levő váltakozó feszültség azonos a csatolt tekercs szórt inductívitasának feszültségével. A szórt inductívitas feszültsége pedig nagy áramokat indukálhat a tápegységben. A 2. részben bemutatjuk a mérési eredményeket olyan tápegységekben, amelyek egyikét lazán, a másikat pedig szorosan csatolt inductívitasal valósítottunk meg.

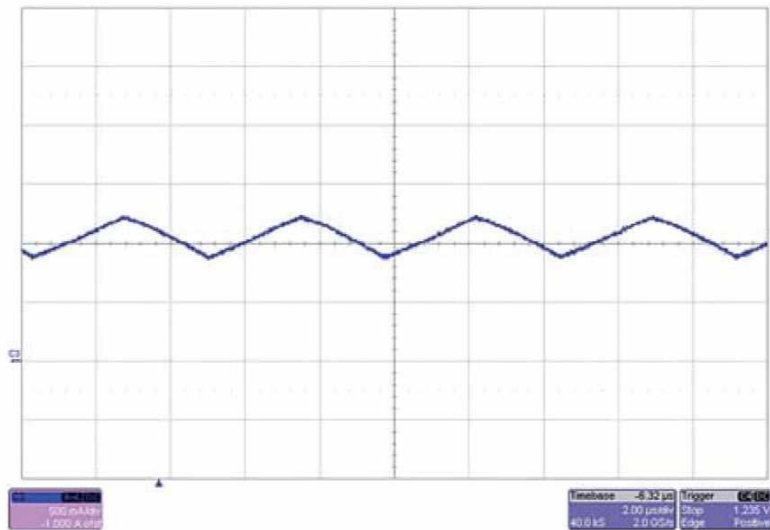
Megépítettük az 1. ábrán látható áramkört, és megvizsgáltuk a tulajdonságait. Ez egy olyan áramkör, amely például az autóelektronikában kaphat szerepet. Bemeneti feszültségtartománya széles, 8...36 V, tehát kevesebb és több is lehet a jármű elektromos hálózatának szabályozott, 12 V-os feszültségénél. Az autóelektronikai tervezők a kerámiakondenzátort részesítik előnyben szélesebb üzemi hőmérséklet-tartománya, hosszú élettartama, nagy csúcsáramtűrése és nagy megbízhatósága miatt. Következésképpen a C6-kondenzátor helyére kerámiakondenzátort választunk. Ez azt jelenti, hogy egy nagyobb kapacitású elektrolitkondenzátorhoz viszonyítva nagyobb váltakozó feszültség esik rajta, ezért az áramkör fokozottan érzékenyebbé válik a kis szórt inductívitasú, csatolt tekercsek használata esetén.



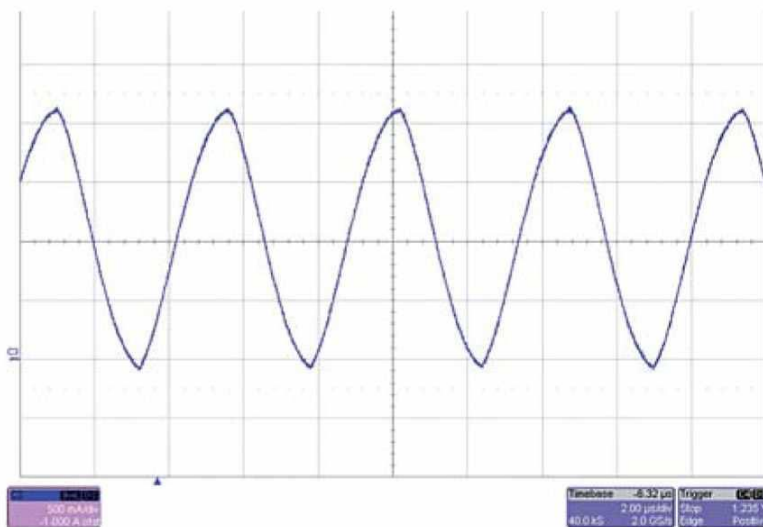


1. ábra Egyetlen kapcsolófejtellel megvalósított, feszültségcsökkentésre és növelésre egyaránt alkalmas SEPICkonverter kapcsolási rajza

Kétféle Coilcraft-gyártmányú, 47  $\mu\text{H}$ -s csatolt tekercs felhasználásával vizsgáltuk meg ezt az áramkört: az MSD1260 típusúval, amelynek igen alacsony (0,5  $\mu\text{H}$ ), valamint az MSC1278 típusúval, amelynek nagy értékű (14  $\mu\text{H}$ ) a szórt inductivitása. A 2. ábra a kétféle csatolt tekercs primer áramának jelalakját hasonlítja össze. Az a ábrán az L1 pozíciószámú (MSC1278) inductivitás 1. kivezetésébe befolyó áram jelalakját láthatjuk, a b ábrán pedig ugyanezt, de az MSD1260 típusú inductivitással az L1-pozícióban. Az a ábra áramjelalakja olyan, amilyennek várnánk: főként egyenáram, egy háromszögjel alakú, váltakozó áramú komponenssel. A b ábra azt az esetet mutatja, amikor nagy váltakozó feszültség mérhető a csatoló-kondenzátoron és a kis értékű szórt inductivitáson. A csúcsáram majdnem kétszerese a bemeneti áram egyenáramú komponensének, az áram effektív értéke pedig 50%-kal több annál az áramkörnél, amely nagy szórt inductivitású csatolt tekercset tartalmaz. Ezek után magától értetődik, hogy az elektromágneses zavar-szűrés is a szorosan csatolt inductivitással kivitelezett áramkörnél jelent komolyabb problémát. A bemeneti áram váltakozó áramú összetevőjének értéke a szorosan csatolt inductivitással megvalósított áramkörnél ötszöröse a másikénak, ami azt jelenti, hogy a nagyobb AC-komponens miatt 14 dB-lel nagyobb zavarelnyomást kell megvalósítanunk. A nagyobb effektív áram másik következménye a DC/DC-konverter hatásfokában mutatkozik meg. Az 50%-kal magasabb effektív áram miatt az alkatrészek ellenállásán disszipálódó veszteségi teljesítmény több mint kétszerese a lazán csatolt tekercsrel kivitelezett megoldásénak.



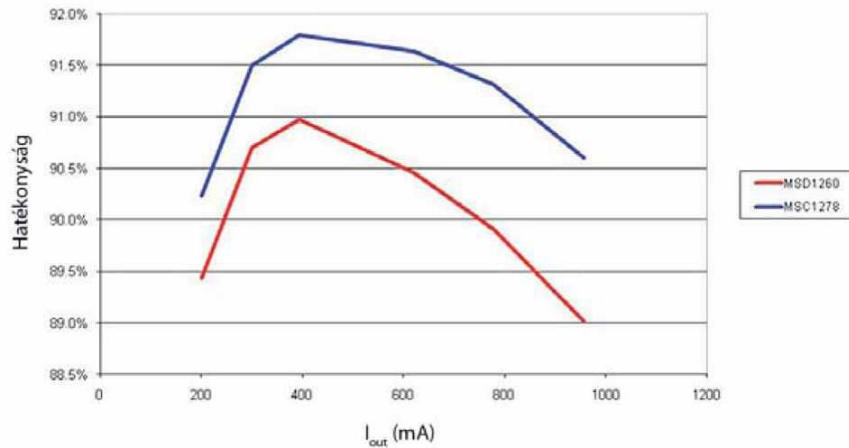
### a. Lazán kapcsolt



### b. Szorosan kapcsolt

2. ábra Az alacsony szórt induktivitású csatolt tekercsben jelentős nagyságú primer áram folyik

A 3. ábra a hatásfok változását mutatja abban az esetben, ha az áramkörben a csatolt tekercsen kívül semmi mást nem változtatunk. Mindkét eredmény elismerésre méltó: közel 90%, (12 V-os be- és kimeneti feszültségnél mérve). Ha viszont a terhelésváltozás hatásait vizsgáljuk, a lazán csatolt tekercssel megvalósított áramkör 1...2%-kal jobb hatásfokot produkál a teljes terheléstartományban még akkor is, ha a szorosan és a lazán csatolt tekercsnek azonos az egyenáramú ellenállása.



3. ábra A nagy szórt induktivitású MSC1278 csatolt tekercs jobb hatásfokú az alacsonyabb effektív áram miatt

Összegezve: Ha egy SEPIC-konverterben csatolt induktivitást alkalmazunk, azzal a teljes áramkör méretét és árát is csökkentjük. Fontos azonban, hogy a csatolt tekercs ne legyen szoros csatolású. Valójában a szoros csatolás növeli az áramkörben folyó áramokat, amelynek következtében nagyobb nehézségekbe ütközik az EMI-szűrés, továbbá csökken a hatásfok. A legegyszerűbb tervezési módszer, ha szimulációval választjuk meg a szórt induktivitás elfogadható mértékét. Ezzel szemben járható az az út is, hogy megbecsüljük a feszültséget a csatoló-kondenzátoron, beállítunk egy megengedhető áram-hullámosságot, és ebből számítjuk ki a minimálisan szükséges szórt induktivitást.

További információkat erről és más teljesítményelektronikai megoldásokról a [www.ti.com/power-ca](http://www.ti.com/power-ca) webcímen találhat az érdeklődő.

# Teljesítményelektronikai ötletek – 33

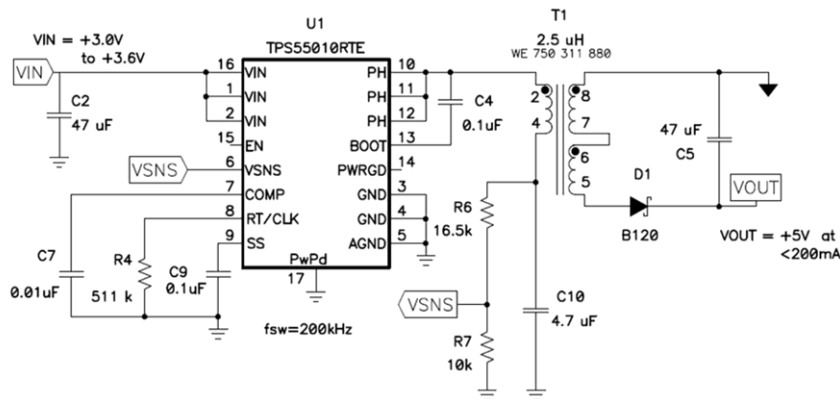
2014. április 11. péntek, 00:00



Robert ebben a hónapban arra mutat egy megoldást, hogyan lehet kis terhelhetőségű, de a bemenettől galvanikusan elválasztott tápegységet készíteni az ipari elektronika számos területén szükséges földfüggetlen segéd tápfeszültségek előállítására.

## Egyszerű, szigetelt segéd tápegység tervezése

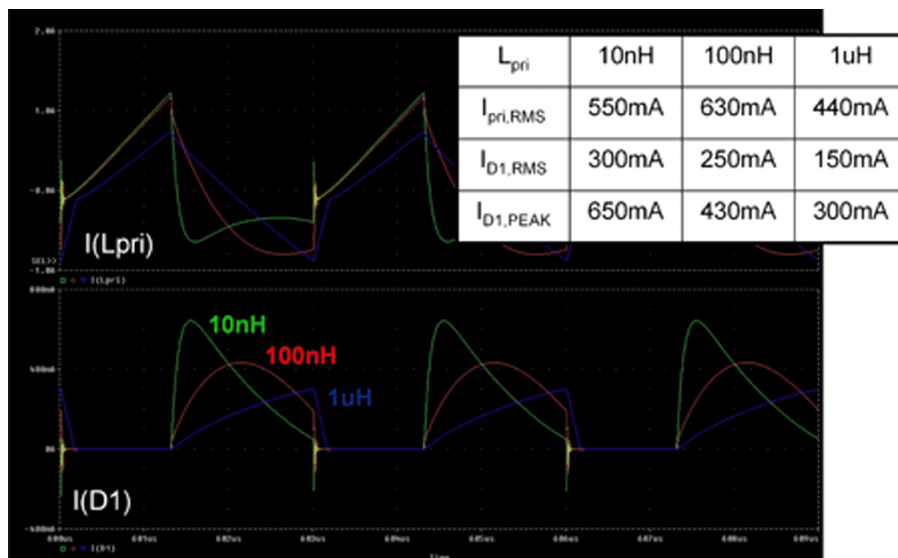
Találkoztam már olyan igénnyel, hogy galvanikusan leválasztott egyenfeszültséget kellett előállítani például egy teljesítményelektronikai rendszer kapcsolótranszisztorának kapumeghajtója, egy szenzor- vagy kommunikációs áramkör számára? Ebben a folytatásban röviden bemutatunk egy olyan áramkört, amely ezt minimális alkatrészmennyiséggel, bonyolultsággal és költséggel képes megvalósítani. Ez az áramkör mindenütt alkalmazható, ahol alacsony a bemenőfeszültség, és a meghajtott áramkör megenged egy bizonyos (kb. 5%-nyi) tápfeszültség-bizonytalanságot.



1. ábra Szinkron-feszültségcsökkentő szabályozóból kialakított szigetelt tápegység kapcsolási rajza

Az 1. ábrán ennek megvalósítására láthatunk egy módszert. A példában egy olyan integrált áramkört alkalmazunk, amelyet kimondottan erre fejlesztettek, de bármilyen szinkron feszültségcsökkentő áramkör megfelel erre. Ez az áramkör ugyan aszimmetrikus, félhidas flyback (néha flybuck) megoldásként ismert, ám valójában sokkal inkább egy szinkron feszültségcsökkentő áramkör működésére emlékeztet. A bemeneti feszültség

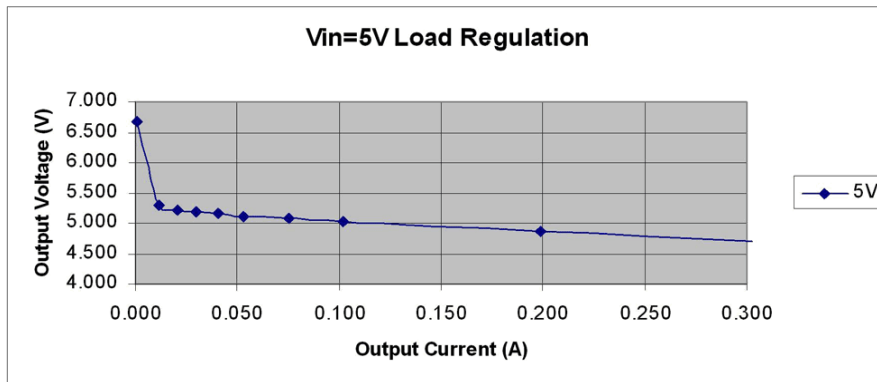
ellenütemű, fetes kapcsolóra csatlakozik, amely egy induktivitásból és kapacitásból álló szűrőt hajt meg. A szűrő kimeneti feszültségét egy feszültségosztón keresztül egy hibajel-erősítő invertáló bemenetére vezetjük. A hibajel-erősítő a fetes ellenütemű kapcsoló kitöltési tényezőjét vezérli annak érdekében, hogy az érzékelési pontot állandó egyenfeszültségen tartsa. A C10-kondenzátor feszültsége közelítőleg a bemeneti feszültség és a kitöltési tényező szorzata. A feszültségcsökkentő teljesítménykapcsolóhoz hasonlóan az induktivitás fluxusa zérussal egyenlő. Ebben az áramkörben viszont az induktivitáson egy második csatolt tekerccs is szerepel, amelynek a feszültségét (amely az alsó oldali fet vezető állapotában indukálódik benne) egy dióda egyenirányítja. Mivel az induktivitás feszültsége ez esetben maga a kimeneti feszültség, az ideális az, ha az áramkör kimeneti feszültségét szabályozzuk. Következésképpen a primer és a szekunder tekerccseken eső feszültségek különbsége az, ami rontja a szabályozás minőségét. Ebben az áramkörben a terhelt áramkör feszültségstabilitására lényeges hatással van a D1 dióda nyitóirányú feszültségése. A dióda viszont fettel is helyettesíthető a terhelésváltozás hatásának csökkentése érdekében. Éppen úgy, mint azt a csatolt tekerccsel megvalósított SEPIC-konverternél is láttuk (cikksorozatunk [32.](#) és [31.](#) része), ennek a kapcsolásnak a minőségét is befolyásolják a parazita hatások. Bekapcsolt állapotban az áramkör eléggé „jóindulatúan” viselkedik, és az áram legnagyobb része a T1 csatolt tekerccs primer körén folyik át, és tölti a C10 kondenzátort. A terhelés áramát a C5-ben tárolt töltés szolgáltatja. Kikapcsolt állapotban viszont a két kondenzátor az induktivitás csatolt tekerccsein keresztül párhuzamosan kapcsolódik. Ezeknek a kondenzátoroknak a feszültsége különböző, és a két kondenzátor között folyó kiegyenlítő áramot egyedül a hurok parazita tulajdonságai korlátozzák. Ezek közé tartozik a két kondenzátor ekvivalens soros ellenállása, a csatolt tekerccsek egyenáramú ellenállása, az alsó oldali MOSFET vezető állapotú csatorna-ellenállása, a dióda ekvivalens soros ellenállása és a csatolt tekerccsek szórt induktivitása.



2. ábra A kis értékű, szórt induktivitás növeli az áramot

A 2. ábra mutatja az áramok szimulált időfüggvényét a szórt induktivitás különböző értékeinél. A felső áramjelalakok a T1 primer áramát, az alsók pedig a D1 diódaáramát ábrázolják. A szórt induktivitást a nagyon szoros csatoláshoz tartozó 10 nH-től a nagyon laza csatolás 1  $\mu$ H értékéig változtattuk. A nagyon szorosan csatolt esetben az áram csúcsértéke igen magas, és azt lényegében csak az áramkör ellenállásai korlátozzák. A laza csatolású tekerccsnél a csúcsáramértékek sokkal alacsonyabbak. A

nagyobb értékű szórt induktivitás azzal segít hozzá a tápegység hatásfokának növeléséhez, hogy csökkenti az áramok effektív (RMS) értékét. Az összehasonlítás a 2. ábrán látható. A lazán csatolt induktitásnál közel a felére csökken az áram értéke, amely néhány alkatrészben akár 75%-kal is csökkentheti a veszteséget. A laza csatolás hátulütője a kimeneti feszültség szabályozási jóságának csökkenése.



3. ábra A flyback terhelésszabályozása „elég jó” sok esetben

A 3. ábra a terhelésváltozás szabályozási minőségét mutatja egy, az 1. ábrán bemutatotthoz nagyon hasonló áramkör esetén. Ha a terhelőáram változása korlátozott, ez a szabályozó sok esetben elfogadható szabályozási minőséget produkál. A dióda rétegfeszültségének változásai – éppúgy, mint az áramkör lengő tranzienzeinek hatása kis terhelésnél jól látható. Egy minimális előterhelésre vagy egy zenerdiódás stabilizálásra lehet szükség ahhoz, hogy mérsékelje ezeket a kis terhelésnél jelentkező kedvezőtlen hatásokat. Nagy terhelésnél viszont a parazita hatások erősen rontják a szabályozás minőségét. Következésképpen a parazita hatások csökkentése javítja az eredményt. Ha például a diódát szinkron kapcsolóval helyettesítjük, az jelentősen javítja a terhelésszabályozás minőségét. Összefoglalva: ha olcsó, egyszerű, szigetelt tápegységre van szükség, a flyback-konverter vonzó topológia, feltéve, hogy a meghajtott áramkör megenged némi kimenőfeszültség-változást (5...10%-ot). A hatásfok (5 V-os kimenetnél mérve) diódás egyenirányítóval is elegendően jó (80%) lehet, amely tovább javítható egy szinkron-egyenirányító használatával.

Kövessen sorozatunkat a következő számunkban is, amelyben megvizsgáljuk, hogyan lehet csökkenteni egy transzformátor szórt kapacitásának hatását. Erről és más teljesítményelektronikai megoldásokról a [www.ti.com/power-ca](http://www.ti.com/power-ca) webhelyen is talál információt az olvasó.

# Teljesítményelektronikai ötletek – 34

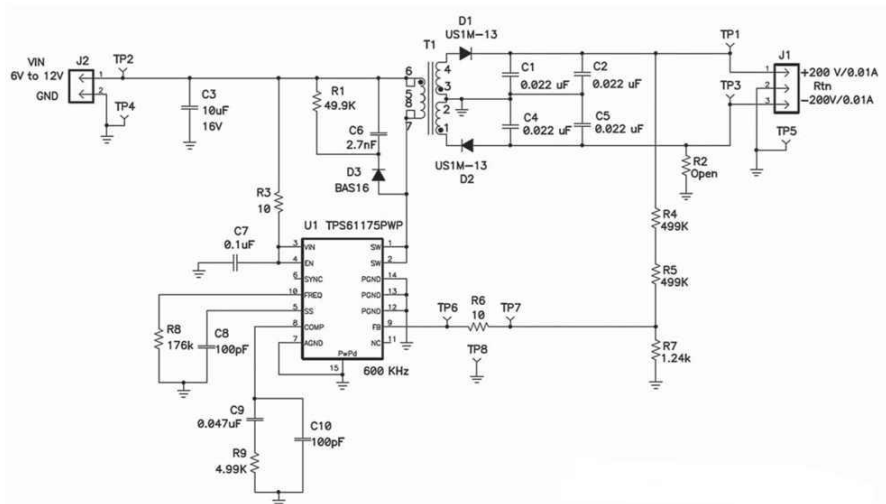
2014. május 20. kedd, 00:00



A félvezető kapcsolóelemek minőségének javulásával egyre csábítóbb az a gondolat, hogy a kapcsolóüzemű konverter kapcsolási frekvenciájának növelésével állítsunk elő kisebb méretű készüléket. Ennek azonban gyakran az impulzustranzformátorok tekercsközi kapacitása szab határt. Robert ennek csökkentésére ad ötletet sorozata most következő részében.

## Egy transzformátor tekercsei közötti kapacitás minimalizálása

Előfordult már, hogy kis teljesítményű flyback-konvertert kellett terveznie nagy menetszám-áttételű transzformátorral? Ha igen, valószínűleg találkozott a tekercsközi kapacitás problémájával. Ebben a folytatásban áttekintjük azokat a módszereket, amelyekkel csökkenthetők a kapacitív hatások annak érdekében, hogy nagyobb frekvenciával működtethessük az átalakítót. Az 1. ábra azt az áramkört mutatja, amelyben bizonyosan felvetődik ez a probléma. Ennek transzformátorában a szekunder és a primer közötti menetszámarány 40:1 (szekunder és primer <sup>[1]</sup>). A transzformátor szekunder tekercse és a föld között szórt kapacitás mérhető.

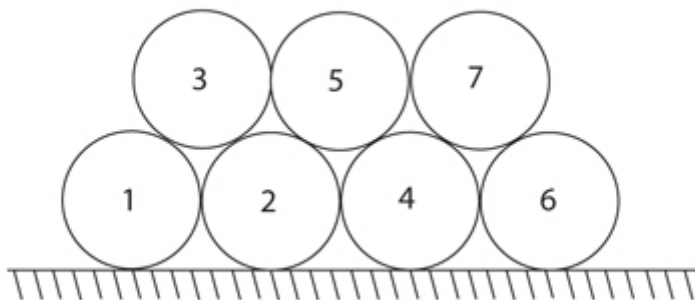


1. ábra A tekercsközi kapacitás nagy menetszámáttételnél problémát okoz

A szekunder nagy feszültségű kapcsolásakor áram folyik ezen a szórt kapacitáson, amely visszahat a primerre. A primer felől látható „effektív” kapacitás a szekunder szórt kapacitásának és a menetszámáttétel négyzetének a szorzata. Esetünkben például 20 pF szórt kapacitás 1600-al

szorzódik. Ez a primer felől nézve tehát 32 nF kapacitásnak látszik, ami már jelentős veszteséget okoz. Például 100 kHz kapcsolási frekvenciánál és 12 V bemeneti feszültségnél 1 W veszteség keletkezik egy 4 W-os tápegységben. Ez a kapacitás a teljesítményfet kikapcsolásakor lassítja a feszültségváltozást a nyelőelektródán, ami „lopja” a kitöltési tényezőt. Ráadásul a MOSFET bekapcsolásakor az áramkorlátozó elektronika téves „megszólalását” is okozhatja.

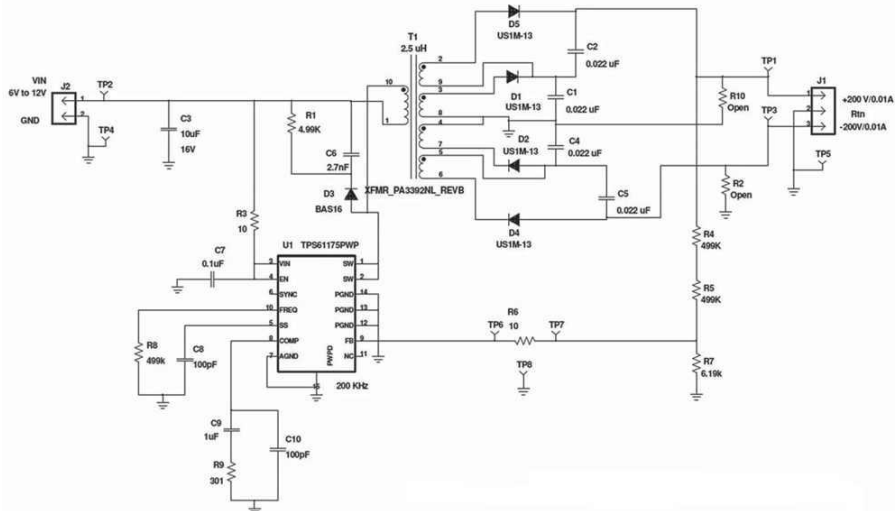
A szórt kapacitáson folyó áram minimalizálásának a kulcsa egyfelől a transzformátor menetszám-áttételének minimalizálása, másfelől a rajta eső feszültség csökkentése. A feszültség csökkentésére több módszer is létezik. Ezekben a nagyfeszültségű áramkörökben a tekercselést rétegesen alakítják ki. Két réteg esetén, amikor a tekercs kezdete és vége a csévetestnek ugyanazon az oldalán van, az első és az utolsó menet között a tekercs teljes feszültsége megjelenik. A menetek mentén a feszültség gradiensének csökkentésére használt egyik módszer a többrétegű tekercselés<sup>[2]</sup>, amelyben a vezetékét a 2. ábra szerint kell felcsévélni. Ez a tekercselrendezés jelentősen csökkenti a kapacitást azáltal, hogy korlátozza a szomszédos menetek közötti feszültséget. A módszer továbbfejlesztésének tekinthető az osztott csévetesten részekre tagolt tekercselés.



2. ábra A többrétegű tekercselés csökkenti az effektív kapacitást

Ha a transzformátor kapacitásának problémája továbbra sem oldódik meg teljesen, van még néhány trükk, amivel meg lehet próbálkozni. A 3. ábra mutat erre egy példát. Ebben az áramkörben megosztottuk a szekunder tekercset, amelynek következtében egy-egy tekercsre jutó feszültség megfelelődik az 1. ábra áramkörében mérhetőhöz képest. A két kimenetet ezután sorba kapcsoljuk. Ekkor az alsó tekercsen mérhető átlagos váltakozó feszültség ugyanaz marad, miközben a felső tekercselésé 66%-kal csökken. Ez a módszer körülbelül a felére csökkenti a transzformátor effektív kapacitását. Ezt a módszert tovább lehet fejleszteni azzal, hogy a szekunder tekercset még több részre osztjuk.





3. ábra A szekunder tekercsek kettéosztásával feleződik a szórt kapacitás

Összegezve, a tekercsközi kapacitás problémát jelenthet, ha nagy menetszám-áttételű transzformátort használunk – különösen a kisteljesítményű konvertereknél, ahol a veszteség a kimeneti hasznos teljesítmény számottevő részét képezi. A kis kapacitású transzformátorok tervezéséhez vagy a menetszámáttételt, vagy a szomszédos tekercsmenetek közötti feszültséget kell minimalizálnunk. Ez többretegű vagy osztott tekercseléssel érhető el. A szekunder tekercs több független részre is osztható, amely viszont azzal jár, hogy mindegyikhez külön egyenirányítót és szűrőáramkört kell kialakítanunk. Az effektív kapacitás a szekciók számának növelésével csökken, például négy szekcióra bontott szekunder tekercsel növelésére csökkenthető a tekercsek közötti szórt kapacitás.

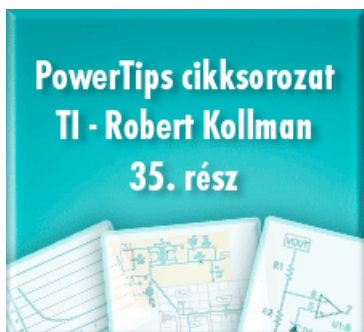
[1] A „költői kérdés” itt **nem** a szerkesztő közbevetése: maga Robert „jelzi előre” ezen a módon, hogy a továbbiakban használni készül a szakzsargonnak azt a „pongyolaságát”, hogy a jelzős szerkezetből éppen a jelzett szó marad el. Eszerint úgy tűnik, az USA-angol szaknyelvre is jellemző, hogy a magyarhoz hasonlóan a primer *tekercs* és a szekunder tekercs helyett primert és szekundert emlegetnek. (Nem ez az egyetlen eset, amikor a *tekercs* szó „esik áldozatul”: vö. a magyarban a fojtótekercset is gyakran csak fojtónak nevezzük.) – *A ford. megj.*

[2] Ezt a módszert az eredeti szöveg „bank winding” néven említi. Ennek közkeletű magyar fordítását nem ismerem. Ezért nevezem a technika „tartalmi” oldaláról megközelítve „többretegű” tekercselésnek. A lényeg a 2. ábra alapján könnyen érthető – *A ford. megj.*

A következő részben a világítástechnikai alkalmazásokban használt nagyfeszültségű ledet táplálását vizsgáljuk meg a hatásfok szempontjából. A teljesítményelektronikai megoldásokról további információkat [www.ti.com/power-ca](http://www.ti.com/power-ca) weboldalon talál az olvasó.

# Teljesítményelektronikai ötletek - 35

2014. június 12. csütörtök, 05:38



Sorozata jelen folytatásában Robert a hálózatra közvetlenül kapcsolható, szigetetlen meghajtóáramkört mutat be ledfűzérrrel működő világítótestek táplálására.

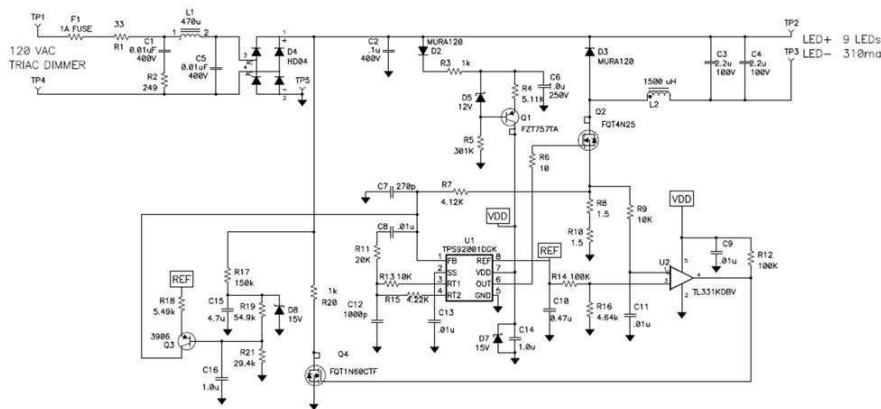
## Jó hatásfokú világítás nagyfeszültségű ledes elrendezéssel

A hatásfokra egyre érzékenyebb világunkban jelentős az érdeklődés olyan fényforrások kidolgozására, amelyekkel közvetlenül helyettesíthetők a kifutóban levő izzólámpák. Ezekben a ledes „izzólámpa-helyettesítőkben” néhány (5...9) ledet kapcsolnak sorosan, és egy tápegység alakítja át a hálózati váltakozó feszültséget kisebb (tipikusan néhányszor 10 voltos) egyenfeszültséggé, 350...700 mA terhelésre. Először is arra a kérdésre kell válaszolnunk, hogy mi a legjobb módja annak, hogy elszigeteljük a felhasznált a hálózati váltakozófeszültségtől. A szigetelést vagy a galvanikusan leválasztott tápegység, vagy a ledék és az elektronika megbízhatóan szigetelt befoglalása valósíthatja meg. A kisebb teljesítményű megoldásoknál a ledék fizikai szigetelése a tipikus választás, mivel ebben az esetben olcsóbb, szigetetlen tápegységet használhatunk. Az 1. ábrán egy tipikus, ledes izzólámpa-helyettesítőt láthatunk. Ennek tápegysége szigetetlen, ami azt jelenti, hogy a felhasznált a nagyfeszültségű pontok megérintésétől a lámpa tokozata védi meg, nem pedig a tápegység. Könnyen belátható, hogy ennél a megoldásnál nagyon kis hely marad a tápegység elhelyezésére, amely elsősorban a tokozat tervezésénél okoz nehézségeket. Ezenkívül mivel a tápegység meg nem érinthető módon van elrejtve a tokozatban, lényeges fontosságú a hűtés, és ennek egyszerűsítése érdekében pedig a jó hatásfok.



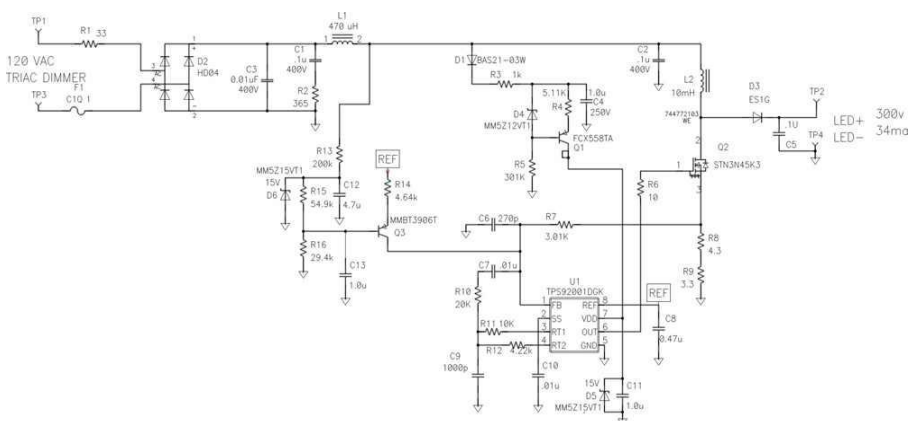
1. ábra Egy izzólámpahelyettesítő tokozatban nagyon kis hely van a tápegység számára

A 2. ábra mutatja annak a szigetetlen tápegységnek a kapcsolási rajzát, amely a 120 V-os <sup>[1]</sup>váltakozó áramú hálózatból állítja elő a ledék meghajtásához szükséges kimenetet. A feszültségcsökkentő (buck) szabályozó egy „fejtetőre állított” megoldás, amelyben a Q2 teljesítménykapcsoló-MOSFET a visszatérő ágba van, a D3 megfogódíoda pedig a tápfeszültségre kapcsolódik. Az áramszabályozás a teljesítménykapcsoló bekapcsolási ideje alatt működik. Ez az áramkör jó hatásfokú ugyan (80...90%), de van néhány hátránya. A teljesítménykapcsolón – annak bekapcsolt állapotában – átfolyik a teljes terhelőáram, amely kikapcsolt állapotban viszont a megfogódíodán folyik át. Az R8 és R10 áramérzékelő ellenállásokon eső feszültség 1 V nagyságrendű, amely már nem elhanyagolható érték a ledfűzéken eső 15...30 V-hoz képest, következésképpen észrevehetően rontja a tápegység hatásfokát. Ami azonban még ennél is fontosabb, ezek a veszteségek hővé alakulva a lámpatest szerelvényének hőmérsékletét emelik. Egy led működési élettartama pedig erősen függ a működési hőmérsékletétől. Például egy led fényárama 70 °C-on 50 000 óra üzemidő után csökken 30%-kal, de ha a hőmérséklet 80 °C, ez már 30 000 óra múlva bekövetkezik. A termikus problémát tovább bonyolítja az a tény, hogy a ledes fényforrásokat rendszerint zárt világítótestekbe szerelik be, amely akadályozza a konvekciós hűtést, és ezzel „csapdába ejti” a hőt.



2. ábra A feszültségcsökkentő átalakító egyszerű offline ledmeghajtó alkalmazása

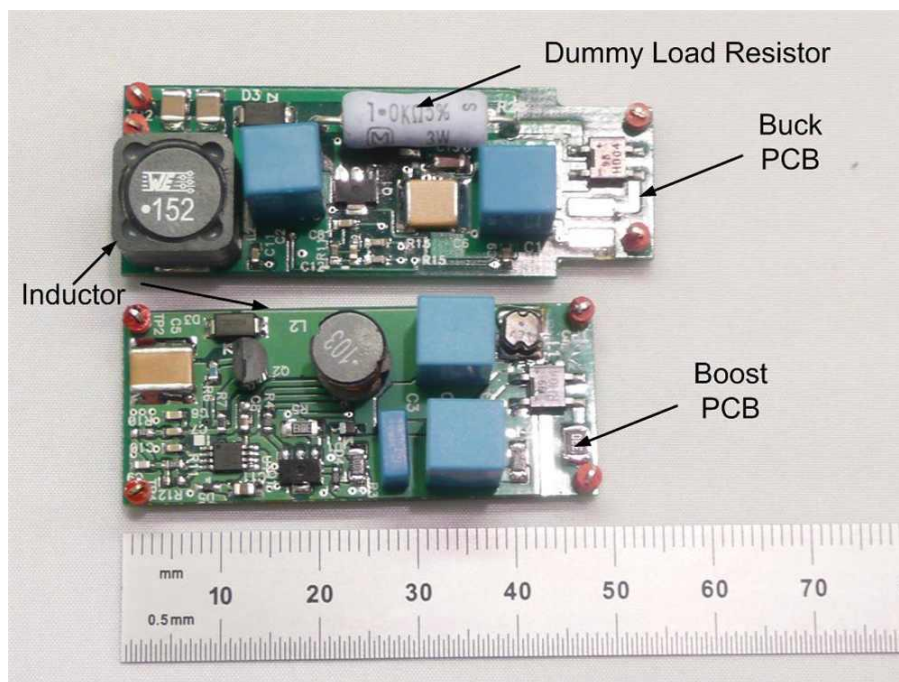
A ledgyártók elkezdtek olyan – nagyobb feszültségű – ledes fényforrásokat előállítani, amelyben néhány sorosan kapcsolt ledet egyetlen közös hordozólapra építenek. Ezek a nagyobb feszültségű eszközök előnye egyrészt a költségcsökkentés, másrészt a nagyobb tápegység-hatásfok lehet. Ezekkel a nagyobb feszültségű termékekkel egy lényegesen olcsóbb tápegységmegoldás is elképzelhető, amely néhány egyenirányítóból és előtét-ellenállásból áll. Miközben ez a megközelítés elfogadhatóan jó teljesítménytényezőzt eredményez, a hatásfok viszont nagyon rossz. Mivel a bemeneti feszültség jelentős része az előtét-ellenállásra jut, és azon 30...50% veszteséggé alakul, ezért a hatásfok csökken. Ez a megoldás tehát csak a kis teljesítményű alkalmazásokban jelenthet megoldást, ahol a kis méret számít elsődleges követelménynek. Nagyobb teljesítményeken viszont a hatásfok ilyen mértékű csökkenése vállalhatatlan. A 3. ábra újabb alternatívát mutat, amely egy feszültségnövelő (boost) tápegységen alapul. A kétféle megközelítés áramkörüi megoldása legnagyobb részben hasonló.



3. ábra Nagyobb hatásfokú ledmeghajtó feszültségnövelő kapcsolással

A teljesítménykapcsoló, a dióda és az áramérzékelés veszteségei viszont a boost-szabályozónál jelentősen kisebbek, amelynek eredményeképpen a hatásfok a 90...95%-ot is elérheti. Ráadásul a teljesítménytényezője is igen jó: a mérések 0,97-et mutatnak. A 4. ábrán összehasonlíthatjuk az 2. és a 3. ábrán látható tápegységek fotóját. Bár a két áramkör nagyjából ugyanakkora kimeneti teljesítményt állít elő, mégis van néhány – a tápegységek kész méretét befolyásoló – feltűnő különbség. A feszültségnövelő áramkörben használt induktivitás láthatóan kisebb, mivel kisebb az energiatárolási igény. A feszültségcsökkentő

áramkörön ezenkívül látunk egy nagyobb méretű ellenállást is. Ez az ellenállás (R20 a 2. ábrán) műterhelésként funkcionál, amelyet azért építettünk be, hogy megakadályozzuk egy külső fényerő-szabályozó (dimmer) vezérelt egyenirányítójának (triak) hibás működését. Ez azért szükséges, mert a dimmereken a triakkal párhuzamosan elektromágneses zavarokat (EMI) szűrő kondenzátort szokás beépíteni, amely terheletlenül aránylag nagy feszültségre<sup>[2]</sup> töltődne. Ez zavarja a tápegységet, és téves gyújtásokat eredményez a dimmerben. Erre az előterhelő ellenállásra a feszültségnövelő kapcsolásban nincs szükség, mert az utóbbinál a ledet a feszültségnövelő induktivitásra kapcsolódnak, és elegendő terhelést képviselnek ahhoz, hogy a dimmer téves gyújtása ne okozhasson problémát. Végeredményben tehát a feszültségnövelő kapcsolásnak kevesebb a veszteségi teljesítménye, ami az „izzólámpányi” méretű, szűk helyre való beépítésnél rendkívül fontos előny.



4. ábra A boost-tápegység kisebb és jobb hatásfokú a buck-tápegységnél

Összegezve: a „becsavarható” (retrofit) ledes fényforrásoknál a nagyobb feszültségű ledes modulok alkalmazása segít alacsonyan tartani a veszteséget, és ezzel együtt az üzemi hőmérsékletet. A feszültségnövelő DC/DC-konverter vesztesége nagyjából a fele a feszültségcsökkentő kapcsolásénak. A feszültségnövelő kapcsolás ezenkívül kevesebb alkatrészből áll, jobb a teljesítménytényezője, kisebb a mérete, és jobban használható, ha triakos dimmerrel változtatjuk a fényerőt.

[1]A szerző az USA-ban tipikus hálózati feszültséghez adott megoldást. Felhívjuk a figyelmet arra, hogy az áramkör alkalmazása az Európában elterjedt 230 V-os hálózati környezetben alapos ellenőrzés és a szükséges áramköri módosítások elvégzése nélkül nem biztonságos. – A szerk. megj.

[2]A kondenzátor terheletlenül a tranziens feszültség csúcsértékére töltődik, amelynek tényleges amplitúdóját számos másodlagos, nehezen számba vehető, „szórt” paraméter határozza meg, ezért az értékére még becslést adni sem egyszerű. - A szerk. megj

A sorozat következő folytatásában egy offline tápegység kondenzátorának feszültség- és áramváltozásait vizsgáljuk meg.



Néha egyszerűnek látszó mérnöki döntéseknek is érdemes kissé alaposabban „utánagondolni”. Ezt teszi most Robert, miközben – népszerű sorozatának következő folytatásában – egy egyenirányító pufferkondenzátorának optimális megválasztását elemzi.

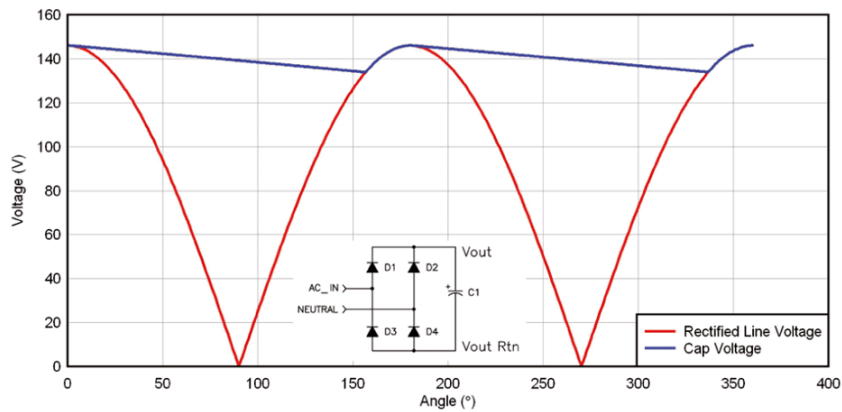
## Kompromisszum az offline tápegységek bemeneti feszültségtartománya és a bemeneti kapacitás töltőáram-csúcsértéke között

Amikor egy kisteljesítményű, offline felépítésű tápegységhez [\[1\]](#) bemeneti szűrőkondenzátort választunk, érdekes kompromisszummal találkozunk. Ennek egyik szereplője a kondenzátor megengedett töltőáram-hullámossága, a másik az a feszültségtartomány, amelyben a tápegységnek működnie kell. A bemeneti szűrőkondenzátor növelésével ugyanis nagyobb töltőáramcsúcsokkal kell számolnunk, és keskenyebbé válik a bemeneti üzemi feszültségtartomány, mivel csökken a bemeneti kondenzátoron az adott terhelés hatására bekövetkező feszültségcsökkenés (közismert nevén „búgófeszültség” – *A szerk. megj.*). Ez hatással van például a transzformátor menetszámáttételére, továbbá a tápegységben fellépő, különféle feszültség- és áram-igénybevételek mértékére. Ha nagyobb a kondenzátoron megengedett áramingadozás mértéke, ezzel csökken a tápegység alkatrészeinek igénybevétele, és nő a hatásfok.

Az 1. és 2. ábra két egyenirányító-konfigurációt mutat, amelyeket offline tápegységeknél szokás használni. Az 1. ábrán kétutas hídegyenirányítót látunk, amelyben a bemeneti feszültséget a legegyszerűbb módon egyenirányítjuk, és közvetlenül a pufferkondenzátorra vezetjük. Ez a megoldás nagyon népszerű a széles bemenőfeszültség-tartományú, valamint a 230 V-os váltakozó feszültséget átalakító alkalmazásokban. A kondenzátor a kétutasan egyenirányított bemeneti szinuszfeszültség csúcsértékére töltődik, majd a félperiódus nagyobb hányadában kisül a terhelőáram hatására. A kondenzátor töltőáramcsúcsainak értéke két összetevőtől függ. Az első a töltési periódus, amelyben az áram értékét a kapacitás nagysága és a rákapcsolt feszültség változási sebessége ( $dV/dt$ ) határozza meg. A második a kondenzátor kisütési periódusa. A tápegységek általában állandó terhelést képviselnek, ezért a kondenzátor kisütése nemlineáris függvény szerint történik, amely az energiaváltozásból számítható:

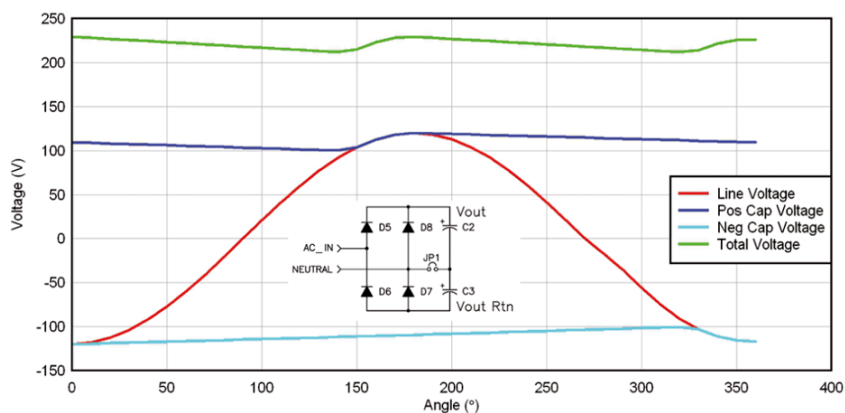
$$W = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2 = P \cdot dt,$$

ahol  $W$  a kondenzátor energiaváltozása,  $C$  a kapacitása,  $V$  a feszültsége.



1. ábra A kétutas hídegyenirányítót számos offline tápegység-konstrukcióban használják

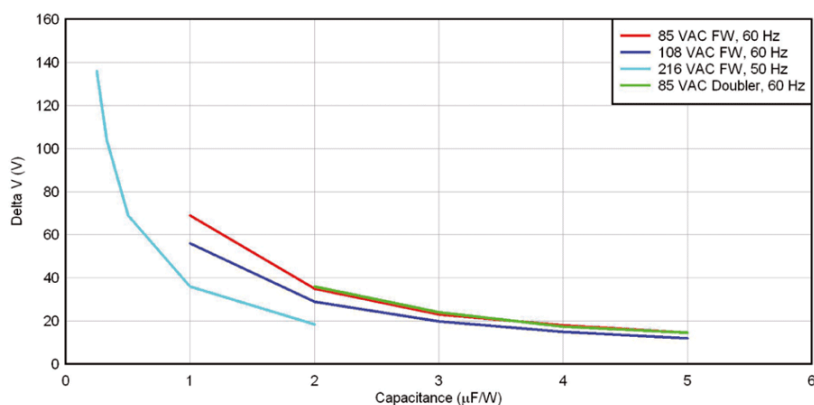
A 2. ábrán feszültségkétszerező kapcsolás látható, amelyet számos 115/230 V-os alkalmazásban használnak. Ha van egy 230 V-ra tervezett alkalmazásunk, a bemeneti fokozatnak nagyon magas ( $265 V_{\text{eff AC}}$ ) bemeneti feszültséget kell kezelnie, amelyet a csúcsstényezővel megszorozva csaknem 400 V-os bemeneti csúcsérték adódik. A feszültségkétszerező, ha 115 VAC névleges feszültségű hálózatról használjuk, úgy viselkedik, mint egy 230 VAC névleges hálózati feszültségre kapcsolt kétutas egyenirányító. Ezért az egyenirányító kimeneti feszültségét feldolgozó tápegységet csak a 230 VAC hálózati feszültségre kell méretezni. Kiseb az egyenirányított feszültség változási tartománya, a kétféle egyenirányító kapcsolás közötti átkapcsolást pedig módosítható átkötéssel (jumperrel) vagy kapcsolóval lehet megvalósítani. A megoldás egyetlen árnyoldala, hogy a 115 VAC-re beállított tápegységet valaki véletlenül 230 VAC hálózatra kapcsolja, amivel nagy pusztítást végezhet a tápegységben.



2. ábra A feszültségkétszerező áramkör csökkenti a „kétfeszültséges” tápegységek bemeneti feszültségtartományát

A 2. ábrán a feszültségkétszerező áramkör néhány hullámformája látható. A nulla potenciálú pont a kondenzátorok közös pontja. A két egyenirányító felváltva tölti a két kondenzátort. Mindegyikük ciklusonként egyszer töltődik a hálózati feszültség csúcserékére, ezért az egyenirányított feszültség váltakozó áramú komponensének alapharmonikusa azonos a hálózati feszültség frekvenciájával. Mivel azonban a két kondenzátor feszültségének váltakozó komponense ellentétes fázisú, az összegük frekvenciája a hálózati frekvencia kétszerese.

A 3. ábra a feszültségcsökkenés mértékét ábrázolja a pufferkondenzátor függvényében, minden adatot egységnyi kimenőteljesítményre normalizálva. Egy kétutas hídegyenirányító adatait mutatjuk be háromféle energiahálózati szabvány névleges feszültségtartományának alsó értékeivel számolva: az USA (108 VAC/60 Hz), a japán (85 VAC/50 Hz) és az európai (216 VAC/50 Hz). Továbbá egy kétszerező megoldást is láthatunk a japán hálózatra tervezve. A kétutas hídegyenirányítónál a normalizálás semmi több, mint a kapacitásérték és a teljesítmény hányadosa. A kétszerezőnél ez két sorosan kapcsolt kondenzátor eredő kapacitásaként adódik, a teljesítménnyel osztva. A diagramot úgy használhatjuk, hogy kiválasztjuk a kívánt egyenirányító-konfigurációt, és eldöntjük, mekkora az a feszültségcsökkenés, amit még megengedünk a tápegység bemenetén. Ezt követően egyszerűen leolvassuk a pufferkondenzátorra vonatkozó normalizált kapacitásértéket  $\mu\text{F}/\text{W}$  mértékegységben. Végül ebből – a kívánt teljesítmény értékével szorozva visszaállítjuk a „normalizálatlan” kapacitásértéket.

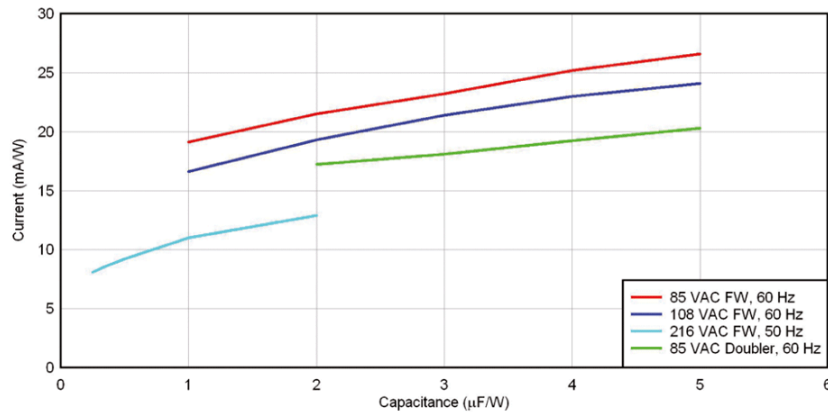


3. ábra A nagykapacitású pufferkondenzátor csökkenti a tápegység bemenetifeszültség-tartományát, és növeli a hatásfokot

A 4. ábra arra használható, hogy segítségével kiválaszthassuk a pufferkondenzátort a rajta folyó AC-áramkomponens megengedett maximális értéke szerint. A 4. ábrán az áram és a pufferkondenzátorok normalizált értékei láthatók. Érdekes megfigyelni, hogy a töltőáram csúcseréke csak kismértékben függ a kapacitástól. Ez azért van így, mert ennek az áramnak az értékét lényegében a terhelés által felvett állandó áram határozza meg. A pufferkondenzátor árama kizárólag rövid töltődési periódusaiban tér el ettől jelentősen. Ez abból a fokozatos emelkedésből is látható, ami a kapacitás ( $\mu\text{F}/\text{W}$ ) értéknövekedését kíséri. Ez abból következik, hogy a nagyobb értékű kondenzátornál csökken a „vezetési szög” (az egyenirányító nyitási idejének aránya a teljes periódushoz képest), és növekszik a töltőáram csúcseréke. Vegyük tekintetbe azt is, hogy a diagram csak a hálózati frekvenciájú áramkomponens értékére vonatkozik, és nem terjed ki a kapcsolóüzemű



tápegység magas kapcsolásfrekvenciájából eredő hatásokra.



4. ábra A  $\mu\text{F/W}$ -érték növelése nem okoz jelentős változást a pufferkondenzátoron folyó áram értékében

Összefoglalva: a tervezőnek kompromisszumot kell találnia a pufferkondenzátor értékét és a választott egyenirányító-konfigurációt tekintve. Ha egy kétutas egyenirányítót választunk nagy bemenőfeszültség-tartományú alkalmazásra, a tápegység bemeneti feszültségének az átfogása akár a 4:1 arányt is elérheti. Ha viszont a tervező feszültségkétszerező áramkörre is átkapcsolható megoldással kívánja korlátozni ezt a nagy átfogást, megnövekszik a felhasználó által elkövethető kezelési hiba lehetősége. A tervező a cikkben közölt diagramok segítségével, helyesen megválasztott pufferkondenzátorral valamelyest korlátozhatja a tápegységre jutó bemeneti feszültségváltozás nagyságát.

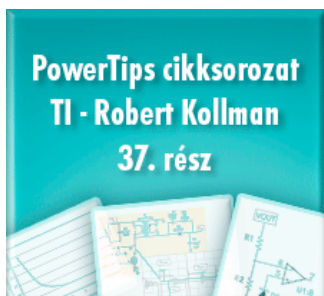
A jelen cikk tárgyáról és más teljesítményelektronikai megoldásokról az alábbi webhelyen tájékozódhat az olvasó: [www.ti.com/power-ca](http://www.ti.com/power-ca)

[1] A magyar szakmai szóhasználatban a „tápegység” fogalmába általában a hálózati feszültségcsatlakozástól a terhelést meghajtó kimeneti csatlakozópontpárig tartó teljes áramkört beleértik. A cikk szóhasználata viszont különválasztja az egyenirányítóig – illetve az arra kapcsolódó pufferkondenzátorig – tartó áramköri részt (és ezt nevezi „egyenirányítónak”), és az erre kapcsolódó (a cikkben nem tárgyalt) egyenfeszültség-feldolgozó egységet (elektronikus szűrő, stabilizátor, túláramvédelem stb.), amit „tápegységnek” nevez. Az eredeti szöveg ennek a gondolkodásmódnak megfelelően gyakran „bemeneti kondenzátornak” (input capacitor) nevezi az egyenirányító „pufferkondenzátorát”. A fordítás során egyértelműsége érdekében ugyan a magyar szóhasználat következetes alkalmazásával, ám ha ebben nem jártunk volna teljes sikerrel, a megértést segítheti az eredeti szóhasználat gondolkodásmódjának ismerete. – A ford. megj.

Következő folytatásunkban egy olcsó reteszelő-áramkört mutatunk be a tápegységek védelmére.

# Teljesítményelektronikai ötletek – 37

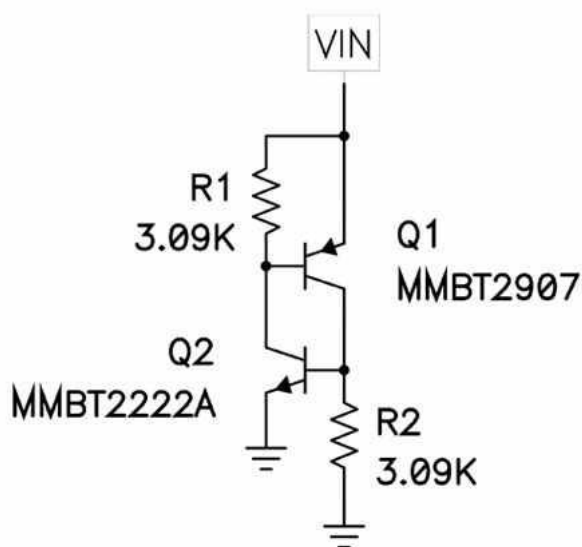
2014. augusztus 28. csütörtök, 05:59



A tápegységek – és a terhelések – „közös érdeke” a hibás bekötések és más téves használat esetén a „reverzibilis”, visszaállítható védelem. Robert cikksorozatának következő folytatása egy egyszerűen és olcsón megépíthető, de sokoldalú és hatásos védelmet mutat be.

## Tápegységek védelme egyszerű reteszelő áramkörrel

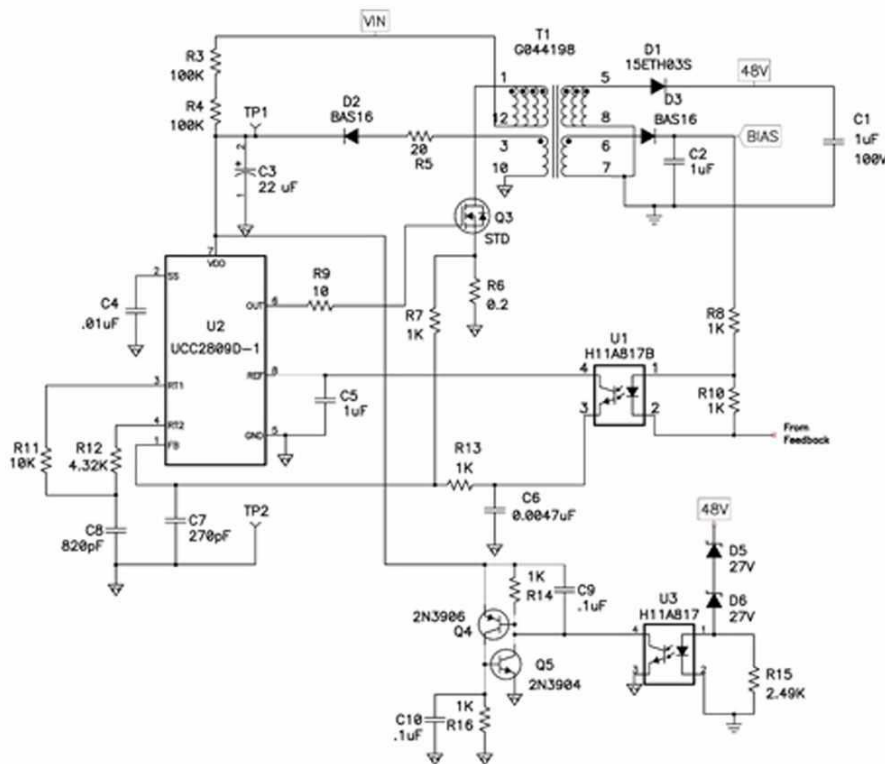
Volt már valaha szüksége egy egyszerű, olcsó reteszelő áramkörre? Az 1. ábra éppen egy ilyet mutat, amely a hibás működés és használat elleni védelmet szolgálja, és „filléres” alkatrészekből megvalósítható. Az áramkör lényegében egy vezérelt egyenirányító (Silicon Controlled Rectifier – SCR, tirisztor), amelyet azonban diszkrét alkatrészekből építünk fel (nevezzük a továbbiakban SCR-nek – *A ford. megj.*). Normál (passzív) állapotban a két tranzisztor kikapcsolt állapotban van. A reteszelés kiváltásához vagy a PNP-tranzisztor bázisát kell alacsony szint felé, vagy az NPN-tranzisztorét magas szint felé vezérelni úgy, hogy az érintett tranzisztor bekapcsolt állapotba kerüljön. Ennek hatására a tranzisztoron kollektoráram kezd folyni, amely bekapcsolja a másik tranzisztor is – amitől az eredetileg bekapcsolt tranzisztor is még jobban nyitott állapotba vezérlődik. A begyűjtési folyamatot tehát lényegében a pozitív visszacsatolás teszi teljessé. A tranzisztorok áramát csak a forrásimpedancia és bizonyos tranzisztorjellemzők korlátozzák, ezért ez az áramkör rendkívül alkalmas arra, hogy egy kondenzátor töltését gyorsan kisűsse.



1. ábra A diszkrét elemekből felépített, beállítható tartóáramú SCR kapcsolása

Az áramkör érdekes tulajdonsága, hogy az SRC tartóáramát az ellenállások megválasztásával beállíthatjuk. Ahhoz, hogy az SCR a begyújtás után is bekapcsolt állapotban maradjon, mindkét tranzisztoron elegendően nagy (kb. 0,7 V) bázis-emitter feszültségre van szükség ahhoz, hogy a tranzisztorokat bekapcsolva tartsa. Ez azt jelenti, hogy az áramkör reteszelve marad mindaddig, amíg legalább  $V_{BE1}/R_1 + V_{BE2}/R_2$  áram folyik át rajta. Ha ez a reteszáramkör egy kondenzátorral van párhuzamosan kapcsolva, és a kondenzátor még elegendő áramot tud szolgáltatni, a retesz kisüti a kondenzátort. Ha azonban az áram értéke a tartóáram küszöbértéke alá csökken, a reteszlődés megszűnik, és az áramkör kikapcsol.

A 2. ábra egy olyan helyet mutat, ahova ez az áramkör hasznosan beépíthető. Ez egy nagy bemeneti feszültségről működtethető 48 V-os kimenetű flyback DC/DC-konverter, amelyben arra használjuk az SCR-t, hogy kikapcsoljuk a kimenetet, ha a vezérlő áramkör hibájából a kimeneten túlfeszültség jelenne meg.



2. ábra Az SCR-áramkör programozható úgy is, hogy reteszelve maradjon, és úgy is, hogy nem

Amikor a bemeneti feszültség rákapcsolódik az áramkörre, az R3 és az R4 ellenálláson folyó áram tölti a C3 pufferkondenzátort. Ha a C3 feszültsége már elég nagy, a vezérlő IC működni kezd, megfelelően vezérli a Q3 kapcsolófejtet, és energiát továbbít a kimenetre. A kimeneti feszültséget az U1 vezérlő szabályozza azon a módon, hogy szabályozza a transzformátorra jutó energiát. Ez az áramkör szigetelt módon valósítja meg a túlfeszültségvédelmet az U3 segítségével. A D5 és D6 zenerdiódák úgy vannak megválasztva, hogy ne vezessenek normál működés közben. Túlfeszültség előfordulásakor azonban vezetni kezdenek, és ennek hatására áram folyik át az U3 optocsatolón, amely begyűjtja a Q4 és Q5 tranzisztorokból álló

reteszáramkört. A retesz kisüti a C3 kondenzátort, és az U2 működése leáll, amint a  $V_{DD}$  feszültsége az alacsony tápfeszültség miatti kikapcsolási érték alá csökken. Eközben a retesz folytatja a C3 kondenzátor kisütését addig, amíg annak feszültsége 1 V körüli értékre nem csökken. Ez az az érték, ahol az R3, R4, R14 és R16 ellenállás értéke fontossá válik. Az R3 és R4 korlátozza a bemeneti pont felől folyó áram értékét, az R14 és R16 pedig meghatározza, mekkora legyen a retesz tartóárama. Ha R14 és R16 elég kis értékű, a retesz kikapcsol, a C3 kondenzátor újratöltődik, és a tápegység megint megpróbál kimenőtjeljesítményt előállítani.

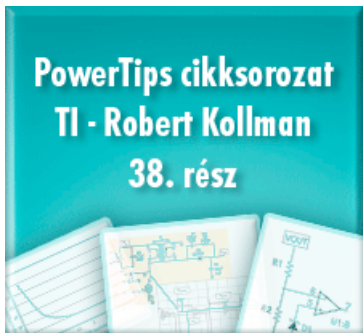
Ez a megoldás hiba esetén megpróbál folyamatosan újra bekapcsolódni. Ha az ellenállásértékek elég nagyok, a retesz bekapcsolt állapotban marad, és a kimenőtjeljesítményt csak úgy lehet helyreállítani, ha a reteszáramkört külső beavatkozással alaphelyzetbe állítjuk. Ez esetben nincs ismételt „újrapróbálkozás” tartósan fennálló hiba esetén. Egy másik fontos alkatrész az R5, amely korlátozza a segéd tápfeszültség értékét, miután a retesz begyűjtött. Normál körülmények között ez az alkatrész arra szolgál, hogy megelőzze a segéd feszültség csúcsainak detektálását.

Ez az áramkör többféleképpen használható már csak azért is, mert a felfutó és lefutó élt is használhatjuk a beindítására. Például a túlfeszültség-védelmet megvalósíthatjuk a primer oldalon is oly módon, hogy egy zenerdiódot kapcsolunk a segéd tápfeszültség és a Q5 tranzisztor bázisa közé. De használhatunk a Q4 tranzisztor bázisának meghajtására egy olyan hőmérséklet-érzékelőt is, amely negatív éllel jelzi a megengedett maximális hőmérséklet túllépését. Egy másik megoldásban egy – a szekunder oldalon elhelyezett – komparátorral nagyon pontosan érzékelhetjük a kimeneten megengedett maximális áram túllépését, amely egy optocsatolón át gyűjthetja be az SCR-áramkört a 2. ábrán láthatóhoz nagyon hasonló módon. Összegezve: ez a reteszáramkör néhány forint értékű alkatrészből felépíthető, és nagyon sokoldalúan használható. Pozitív vagy negatív átmenettel egyaránt indítható, reteszelődő vagy nem reteszelődő kivitelű is lehet az ellenállásértékek megválasztásától függően.

**Következő folytatásunkban összehasonlítjuk egymással a folytonos és nem folytonos üzemű tápegységeket, és megmutatjuk, hogy a hatásfok nem az egyetlen indok a szinkron egyenirányító használatára.**

# Teljesítményelektronikai ötletek - 38

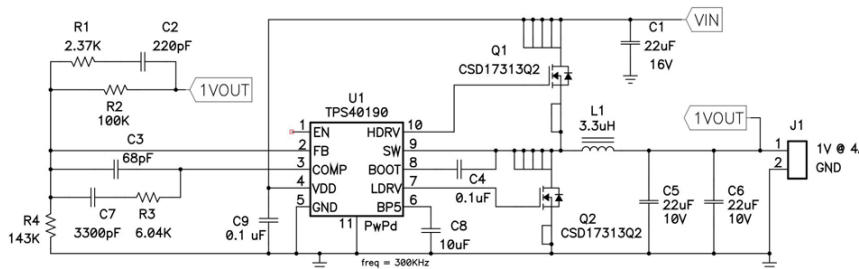
2014. október 17. péntek, 07:07



Kérték már meg arra, hogy tervezzen egy jó tranziens viselkedésű tápegységet kis terhelésre? Ha igen, és a tápegységnél megengedett volt a nem folytonos üzem, valószínűleg felfedezte, hogy kis terheléseknél alaposan csökken a hurokerősítés. Ennek rossz tranziensválasz lehet az eredménye, amelyet csak egy „méreletes” kimeneti szűrőkondenzátorral lehet megszüntetni. Ennél egyszerűbb az a megoldás, ha a tápegység – mindenféle terhelésnél – folytonos működésű.

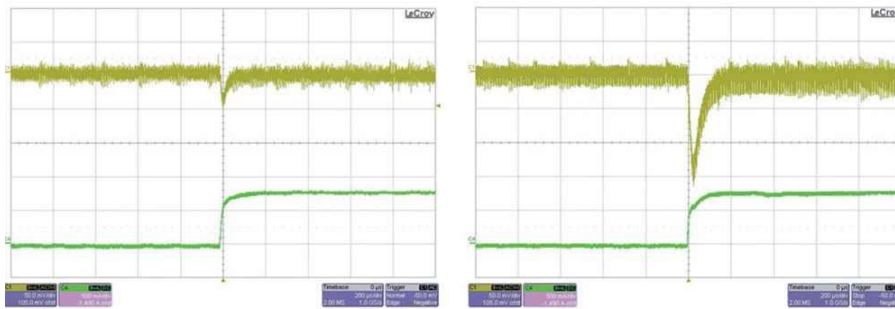
## Jobb hatásfok szinkronkonverter-megoldással

Az 1. ábrán egy egyszerű, szinkron feszültségcsökkentő átalakítót látunk. Ezt azért terveztük, hogy bemutassuk a tranziensválaszban a kimeneti induktivitáson folytonosan vagy megszakítással folyó árammal működő tápegységek közötti különbséget a terhelésváltozáskor keletkező tranziensek szempontjából. Az áram a kimeneti induktivitáson akkor is folytonos marad, ha egyáltalán nincs is terhelés, mert a szinkron-egyenirányító megengedi azt is, hogy az induktivitáson kis terheléseknél fordított irányban folyjon az áram.



1. ábra Egyszerű feszültségcsökkentő átalakító a tranziensválasz demonstrálására

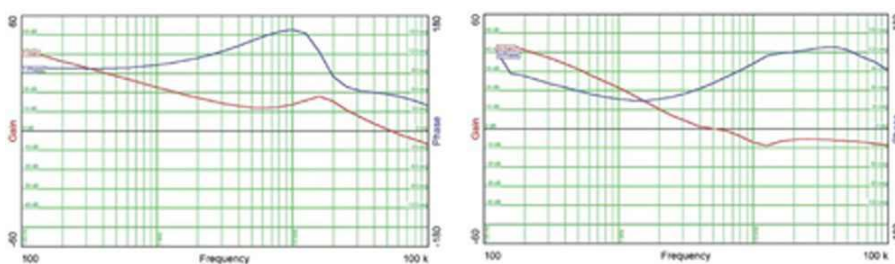
Ezt az áramkört azzal tettük „nem folytonos” üzeművé, hogy a Q2 fetet egyszerűen egy diórával helyettesítettük. Megjegyezzük, hogy ez a cikk a feszültségcsökkentő topológiák változatai közötti különbségeket tárgyalja, de könnyen észrevehetjük, hogy az összes tápegység-topológia hasonlóan reagál ugyanilyen feltételek esetén. A 2. ábra két terhelésváltozásra adott tranziensválaszt mutat, a kimenőáram-terhelés 700 mA-es ugrásszerű változása hatására.



2. ábra A szinkron működés (balra) adja a jobb tranziensválaszt

A bal oldali jelalakot a folytonos, a jobb oldalit a nem folytonos áramú változaton mértük. A nem folytonos esetben a kimeneti feszültségtranzienst több mint háromszorta rosszabb, mint amit a folytonos áramú változatnál látunk. A folytonos üzemet egy szinkron működésű FET beépítésével állítottuk elő. A jó tranziensválasz elérésére több alternatív módszer is kínálkozik, mint például a kimenet előterhelése, vagy „lengő” induktivitás használata. A „lengő” induktivitás egy olyan tekercs, amelynek kis áramterheléseknél megnövekszik az induktivitása. Ezt kétféle anyagú vasmaggal ellátott tekercsek használatával érik el: az egyik egy jó minőségű ferritanyag, amely már kis áramterhelésnél is telítődik, a másik egy porvasmaggal, amely nem mutat telítődő jellegűt.

Hogy a tranziensválasz ilyen jelentős mértékben „megszűnik” a nem folytonos üzemi működést, annak a visszacsatoló hurok drasztikus leromlása az oka. Ezt a 3. ábra szemlélteti. A bal oldali görbék a hurokerősítés mértékét mutatják folytonos üzemben. A szabályozóhurok sávszélessége 50 kHz, és a fázisstartalék  $60^\circ$  (kék diagram) a dB-ben kifejezett erősítés (piros diagram) nullátmeneténél. A jobb oldali görbék azt a frekvencia/fázisdiagramot mutatják, amikor a tápegység teljesítménykapcsolója megszakítja a hurkot. A teljesítménykapcsoló pólusrendezése megváltozik: a folytonos üzemben mérhető konjugált komplex póluspár helyét egyetlen, alacsony frekvenciás, valós pólus foglalja el. Ennek a pólusnak a frekvenciáját a kimeneti kapacitás és a terhelő-ellenállás határozza meg. Jól látható, hogy a kisfrekvenciás pólus miatt hogyan tolódik el a fázisdiagram a kisebb frekvenciákon a folytonos üzemi működés diagramjához képest. Az erősítés a pólus miatt már kisebb frekvenciákon is jelentősen csökken, amelynek sokkal alacsonyabb nullátmeneti frekvencia az eredménye. Ez pedig lerontja a tranziens viselkedést.



3. ábra A hurokerősítés jelentősen csökken a nem folytonos működésben

Összegezve, a szinkron-egyenirányítás növeli a hatásfokot, és felbecsülhetetlen segítség a tranziens viselkedés javításához. Ez nagy hatásfokú alternatívát kínál az előterhelés alkalmazása helyett. Ez sokkal „kezelhetőbb” paraméterekkel jellemezhető szabályozóhurkot eredményez például a „lengő” induktivitással megvalósított változatoknál. Ez a megoldás nemcsak a hagyományos feszültségcsökkentő topológia dinamikus viselkedését javítja, hanem mindegyik fajtáját, amelyben szinkron-

egyenirányítás alkalmazására van lehetőség.

Tartson velünk a sorozat következő folytatásánál is, amelyben egy szigeteletlen tápegység közös módusú zajának kérdéseit vizsgáljuk meg.