

Teljesítményelektronikai ötletek – 17

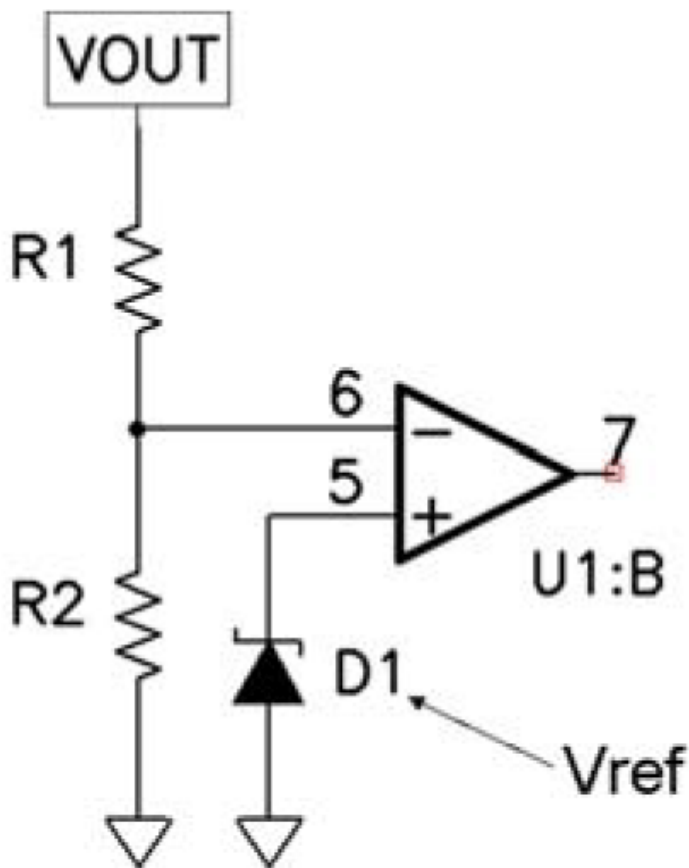
2012. október 01. hétfő, 12:25



A félvezetők magfeszültsége egyre csökken, ahogy azt az energiafogyasztás csökkenése megkívánja. Az abszolút érték csökkenésével azonban a relatív bizonytalanság részére megengedhető „játéktér” is csökken – a korszerű, kis feszültségű energiaellátó rendszerek tervezőinek tehát egyre nagyobb pontossági követelményekkel kell megküzdeniük. Robert Kollman sorozatának következő cikke egy kis „vigaszt” nyújt a tervezőknek.

A feszültségszabályozó kimenőfeszültsége pontosabb, mint gondolhatnánk

A feszültségszabályozók kimeneti feszültsége csökken, és a szabályozási specifikációk mind szigorúbbá válnak. A tervező sorsa mégsem olyan nehéz, mint azt a felszínes megítélés alapján gondolhatnánk. Ha a tervező arra kényszerül is, hogy – költségmegtérülések miatt – 1%-os vagy még annál is enyhébb toleranciájú ellenállásokat használjon, mégis van lehetősége arra, hogy nagyon pontos értékű kimeneti feszültség előállítására alkalmas feszültségszabályozót tervezzen.



1. ábra A kimeneti pontosság az osztásviszonytól, a referenciapontosságtól és a hibaerősítő ofsztetjéttől függ

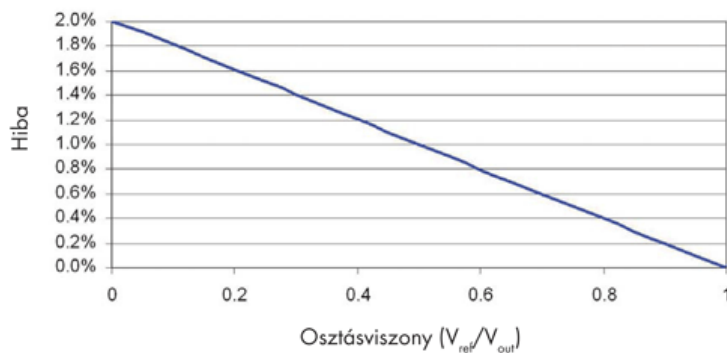
Az 1. ábra egy tápegység tipikus feszültségszabályozó áramkörét mutatja. A kimeneti feszültséget leosztjuk és egy referenciefeszültséggel hasonlítjuk össze. A különbséget felerősítve a szabályozóhurok vezérlésére használjuk. Első ránézésre azt mondhatnánk, hogy ennek az elrendezésnek a pontosságát az ellenállás-tolerancia kétszerese korlátozza. Szerencsére ez nem igaz, mert a pontosság a kimeneti feszültség és a referenciefeszültség arányától is erősen függ. Három különböző érték kombináció megvizsgálása elegendő arra, hogy láthatóvá tegyük az osztásviszonytól való függőséget. Az első kombinációban egyáltalán nincs leosztás. Más szóval: a kimeneti feszültség egyenlő a referenciefeszültséggel. Ilyenkor nincs feszültségosztó, tehát magától értetődően nem keletkezik az ellenállások okozta leosztási hiba sem. A második szituációban a kimeneti feszültség sokkal nagyobb a referenciefeszültségnél. Ebben az esetben R1 sokkal nagyobb R2-nél. A feszültségosztó osztásarányának hibája kétszerese az ellenállások toleranciájának (Ez szigorúan véve akkor igaz, ha a két ellenállást azonos toleranciájú értéksorból választjuk – ami a gyakorlati esetek túlnyomó többségében valóban teljesül, és a cikk ezzel a feltételezéssel él. Pontosabban szólva az osztó hibája az azt alkotó ellenállások toleranciájának összege – A szerk. megj.), és ez a hibaszituáció akkor áll elő, ha legrosszabb esetben az R1-ellenállás pontos értéke a hibasáv egyik szélére, az R2-ellenállásérték pedig a hibasáv másik szélére tolódik.

A harmadik esetet könnyű elképzelni – tegyük fel, hogy a kimeneti feszültség a referenciefeszültség kétszerese. Ez esetben a két ellenállás névleges

értéke azonos. Ha most a két ellenállás értéke a hibásáv ellentétes vége felé tolódik, a hányados számlálója a tolerancia értékével tolódik el, a nevező (a két ellenállás értékének összege) változatlan marad.

A 2. ábra a kimeneti feszültség pontosságát ábrázolja a referencia és a kimeneti feszültség arányának függvényében. (A részletes levezetést a Függelék tartalmazza). Az egyszerűsített megoldás az, hogy az amely összhangban van az előzetes vizsgálat során tett háromféle feltételezéssel.

$$\text{osztás pontossága} = (1 - V_{ref} / V_{out}) \cdot 2 \cdot \text{az ellenállások toleranciája}$$



2. ábra A kimeneti pontosság összefüggése (1%-os ellenállásokat feltételezve) egyszerű: $(1 - V_{ref}/V_{out}) \cdot 2 \cdot \text{tolerancia}$

Ez az egyenlet egyszerűsített ugyan, de a közelítés a szokásos ellenállástoleranciákat feltételezve elegendően pontos. Érdekes módon ez nagyobb pontosságot eredményez a kisebb kimeneti feszültségeknél. Sok integrált referenciaforrás feszültsége a 0,6...1,25 V tartományba esik, amely 1% vagy jobb pontosságot tesz lehetővé, ha a kimeneti feszültség is ebbe a tartományba esik.

Az 1. táblázat néhány olyan információt mutat meg, amelyre a tervező nem biztos, hogy gondol.

Híbforrás	tipikus	összegzett	megjegyzés
Alaptolerancia	1%	1%	tipikusan 0,1%, 0,5%, 1% vagy 5%
Hőfoktényező	0,5%	1,5%	tipikusan 0,2% tól 4%-ig 70 °C-on
Élettartam	1%	2,5%	1000 óra a névleges teljesítménynél
Forrasztás	1%	3,5%	260 °C 10 s-ig
Alacsony hőmérséklet	0,75%	4,25%	1 óra -55 °C-on
Magas hőmérséklet	1%	5,25%	100 óra 125 °C-on
Rövid idejű túlterhelés	2%	7,25%	A névleges teljesítmény 2,5-szerese 5 s-ig
A kivezetés terhelése	0,5%	7,75%	2 mm hajlítás 10 s-ig
A nedvesség hatása	2%	9,75%	Mil Std 202
Hőciklus	0,5%	10,25%	
Ütés	0,2%	10,45%	50 g, 11 ms
Nagyfrekvenciás rezgés	0,2%	10,65%	10...2000 Hz

1. táblázat Az ellenállás-toleranciához hozzáadódó további hibatényezők

Ezt a táblázatot egy tipikus ellenállás-adatlap adataiból állítottuk össze, az ellenállások hibájának eredetét is figyelembe véve. Az ilyen listákat nagyon nehéz értelmezni egy tervezési folyamat során, ezért a legtöbb mérnök megáll a kezdeti toleranciaértéknél. Azonban vannak olyan hibaösszetevők, amelyekről valószínűleg nem célszerű megfelelni. Ennek a táblázatnak minden egyes eleméből nehezen követhető hatások következnek. Például nincs tartomány megadva a hőfoktényezőre, miközben a valóságban mindkét ellenállás valószínűleg ugyanolyan irányú értékváltozást szenved el a hőmérséklet hatására, és minden bizonnyal nem a lehetséges eltérési tartomány ellenkező szélsőségei felé változik. Ha egy tapasztalt tervezőmérnök futólag átvizsgálja ezeket a hibatényezőket, kiderül, hogy az 1%-os toleranciájú ellenállás esetében 2,5%-os maximális hibát feltételezni elfogadható kompromisszum az értékek legrosszabb kombinációja és az elfogadható ár között.

Összegezve: egy alacsony kimeneti feszültségű feszültségszabályozónál viszonylag jó pontosságot elérni nem egy ijesztő feladat, ha alacsony és megfelelően pontos az osztásarány.

Függelék

Fejezzük ki a feszültségosztó osztásarányának (OA) képletéből az osztó felső ellenállását:

$$OA = \frac{R2}{R1 + R2}$$
$$R1 = \frac{R2 \cdot (1 - OA)}{OA} .$$

Írjuk át a kifejezést az ellenállás-tolerancia (T) függvényévé:

$$OA' = \frac{R2 \cdot (1 + T)}{R1 \cdot (1 - T) + R2 \cdot (1 + T)} .$$

Helyettesítsük be R1-et:

$$OA' = \frac{R2 \cdot (1 + T)}{R2 \cdot (1 - T) \cdot (1 - OA) / OA + R2 \cdot (1 + T)} .$$

Szorozzuk meg a számlálót és a nevezőt OA/R2-vel:

$$OA' = \frac{(1 + T) \cdot OA}{(1 - T) \cdot (1 - OA) + OA \cdot (1 + T)}$$
$$OA' = \frac{(1 + T) \cdot OA}{(1 - T - OA + OA \cdot T) + OA + OA \cdot T}$$
$$OA' = \frac{(1 + T) \cdot OA}{(1 - T + 2 \cdot OA \cdot T)} .$$

Osszunk OA-val és vonjunk ki belőle 1-et, hogy az OA relatív hibáját kapjuk:

$$(OA' / OA) - 1 = Hiba = \frac{(1 + T)}{(1 - T + 2 \cdot OA \cdot T)} - 1$$
$$Hiba = \frac{(1 + T) - 1 + T - 2 \cdot OA \cdot T}{(1 - T + 2 \cdot OA \cdot T)}$$
$$Hiba = \frac{2 \cdot T - 2 \cdot OA \cdot T}{(1 - T + 2 \cdot OA \cdot T)}$$
$$Hiba = \frac{2 \cdot T \cdot (1 - OA)}{(1 - T + 2 \cdot OA \cdot T)} .$$

Tegyük fel, hogy $T \ll 1$:

$$Hiba = 2 \cdot T \cdot (1 - OA) = 2 \cdot T \cdot (1 - V_{out} / V_{ref}) .$$

A következő alkalommal egy érdekes tápegységtopológiát vizsgálunk meg negatív tápfeszültségek előállítására.

Teljesítményelektronikai ötletek – 18

2012. október 25. csütörtök, 07:41



A tápegységek tervezői tipikusan pozitív tápfeszültségek előállításához vannak szokva. Jóval ritkábban van szükség negatív tápfeszültségre. Még ritkább, ha az utóbbiból is többfélét és aránylag nagy abszolútértékűt kell előállítani szigorú ár, határfok és szabályozási pontossági követelményekkel. Erre ad ötletet a sorozat újabb folytatásában a szerző.

Hogyan állítsunk elő egyszerűen több negatív tápfeszültséget?

Mi a feladat?

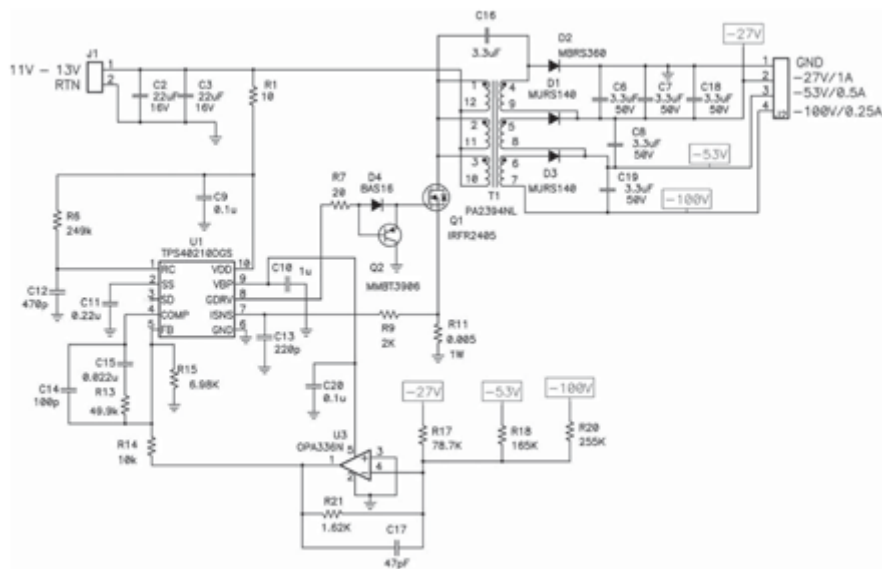
Az IP-protokollos, internetes hangátvitelen alapuló (VoIP-) telefonok tervezésénél visszatérő probléma a több különféle, nagy abszolút értékű, negatív tápfeszültség előállítása. Ezek a tápfeszültségek hajtják meg ugyanis a telefonvonalat. Általában szükség van egy -24 V-os tápfeszültségre, amely a hurokáramot táplálja beszélgetés-üzemmódban, és egy vagy két további negatív tápfeszültségre a telefoncsengő táplálásához. A feladat jellegéből fakad, hogy ezeken a tápfeszültségeken időben egymást kizáró módon jelenik meg terhelés: nem csengetünk beszélgetés-üzemmódban és viszont. Ha ezzel szemben egy rendszeren belül több telefonvonalat is kezelni kell, az előbbi egyszerű helyzethez képest többféle terhelési kombináció is előfordulhat. Ezeket a rendszereket általában egy 12 V-os forrásból táplálják, amely önmagában is szigetelt a saját tápforrásától, ezért a negatív tápfeszültségeket előállító egységnek már nem kell szigeteltnek lennie. A teljesítményigény rendszerint kisebb 25 W-nál, a szabályozási pontosságnak pedig mindhárom tápfeszültségre nézve 10% -on belül kell lennie.

Miért nem jó a flyback-topológia?

Az alkalmazás megvalósítására a flyback-topológia magától értetődő választásnak tűnik. Először is a flyback alkalmas a kívánt teljesítményszint előállítására, több negatív tápfeszültségre is könnyen tervezhető, és nem lényegtelen, hogy a flyback-topológia működése könnyen érthető. Ugyanakkor a flyback alkalmazása bizonyos problémákat is felvet: a teljesítménykapcsoló feszültségtranziensei nincsenek korlátozva, és jelentős „lecsengésre” (csillapodó rezgéssel történő beállásra) is számítani kell. Ezért rendszerint kétfokozatú kimeneti szűrőt kell felépíteni, és a „keresztreguláció” (az egyik terhelésnek a másik tápfeszültségre gyakorolt hatásából származó szabályozási tényező) a 3% -ot rendszerint bőven meghaladja.

Mi a megoldás?

Az 1. ábrán egy alternatív megközelítést láthatunk. A topológia működésének és kellemes tulajdonságainak megértéséhez tétélezzük fel először, hogy egyedül a -27 V -os kimeneten van terhelés. A C16 kondenzátor Q1 teljesítménykapcsolón kikapcsoláskor „megfogja” a feszültségugrást, a kapcsoló bekapcsolásakor pedig megakadályozza az ugrást a D2 kimeneti egyenirányítón. Ebből következik, hogy a flyback-topológiára jellemző „lecsengő” beállítás nem jelentkezik. Az is előnyös, hogy a csatolt tekercsen az áram ugrásszerűen nem változhat, tehát a be- és kimeneti áramban sincs ugrás, amit sokkal egyszerűbb felépítésű be- és kimeneti szűrővel lehet szűrni. Ezt a topológiát C'uk-konverternek nevezik. Megvalósításának a leggyakoribb akadálya az, hogy a tervezőmérnökök rendszerint nem értik jól a működését. Ez a legfőbb oka annak, hogy a C'uk-konverter megoldást csak ritkán választja a fejlesztő, sőt még tervezési alternatívaként is alig jön számításba.



1. ábra A szokatlan topológia igen jó keresztstabilitást produkál

Egy VoIP-telefon tipikus tömegcikk, amelynek tervezésekor erős nyomás nehezedik a tervezőre, hogy kis anyagköltségű készüléket tervezzen. Ezért a tápegysége is rendkívül árérzékeny. Az eszköz rendszerint akkumulátoros táplálású, amelynek tervezésekor minden wattért „harcolni” kell, tehát kicsiny a megengedett teljesítményvesztés. A keresztstabilitásra is magas a követelmény (az 5%-ot nem haladhatja meg), és a készülék felé irányuló adatfolyamot érzékelő „downstream”-erősítők védettségéről megbízhatóan kell gondoskodni. A követelményeknek ez a kombinációja nehezen teljesíthető egy egyszerű flybackkonverterrel, amely egyrészt lecsengő túllövéseket állít elő a teljesítménykapcsolón. A keresztstabilitás fokozására használt „olcsó” módszert, a terhelőáram relatív változásait csökkentő előterhelések alkalmazását teljesítményvesztéssel kell megfizetnünk, a kimenet további aktív stabilizálása pedig az anyagköltséget növeli. Ezzel szemben a C'uk-konverter – amint az 1. táblázaton is látható – jobban teljesít ebben az alkalmazásban.

V_{in}	I_{in}	-27V (V)	-27I (A)	-53V (V)	-53I (A)	-100V (V)	-100I (A)	P_o (W)	hatásfok
12.42	0.019	26.63	0	52.6	0	99.0	0	0	
12.06	2.287	26.58	0	52.7	0	99.2	0.246	24.40	88.5%
12.05	2.413	26.21	0	51.8	0.5	101.6	0	25.92	89.1%
12.06	2.374	25.90	1.002	52.6	0	101.8	0	25.95	90.6%
	Max V_o	26.63		52.7		101.6			
	Min V_o	25.90		51.8		99.0			

1. táblázat A kimeneti feszültségek relatív változása minden terheléskombinációban kisebb 5%-nál

A táblázat a keresztreguláció értékeit mutatja a legrosszabb terhelési kombinációt jelentő szélsőséges értékeknél. A példákban a kimeneti feszültségek egyenlő mértékben vannak szabályozva, amelyről az R17, R18 és R20 ellenállásokkal súlyozott áramok gondoskodnak. Ez középre tolja a hibasávot és 5%-nál jobb keresztregulációt tesz lehetővé előterhelés vagy további aktív szabályozóelemek beépítése nélkül. Az ellenállásarányok megváltoztatásával növelni lehet valamelyik kimenet stabilizációs pontosságát a többi kimenet pontosságának rovására. A hatásfok 2%-kal haladja meg a flyback-áramkörét még akkor is, ha feltételezzük, hogy a flyback-stabilizátort előterhelés nélkül használjuk. Ráadásul mindezt az előnyt kisebb határfeszültségű kapcsolókkal és diódákkal – következésképpen olcsóbb alkatrészekkel – tudjuk elérni.

Összegzés

Bár nem gyakran alkalmazzák, a C'uk-konverter kiválóan meg felel az olyan esetekben, amely

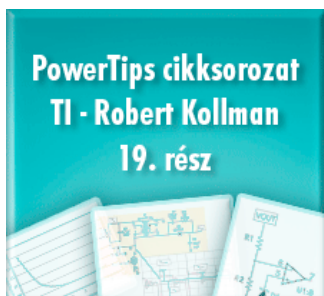
- nem igényel szigetelést,
- pozitív bemeneti feszültséget negatívra konvertál,
- több kimenete van,
- jó kereszt szabályozást várunk el tőle,
- jó a hatásfoka, és végül
- olcsó és kevés alkatrész felhasználásával kell megvalósítani.

Az áramkör működéséről és méretezéséről többet is megtudhat az olvasó a szerző és John Betten <http://www.edn.com/article/CA84883.html> webhelyen található „How to Make Residential Phones Regulate their own Power” című cikkéből.

A következő folytatásban a nemkívánatos rezgéseket mutató megoldások problémáival foglalkozunk.

Teljesítményelektronikai ötletek – 19

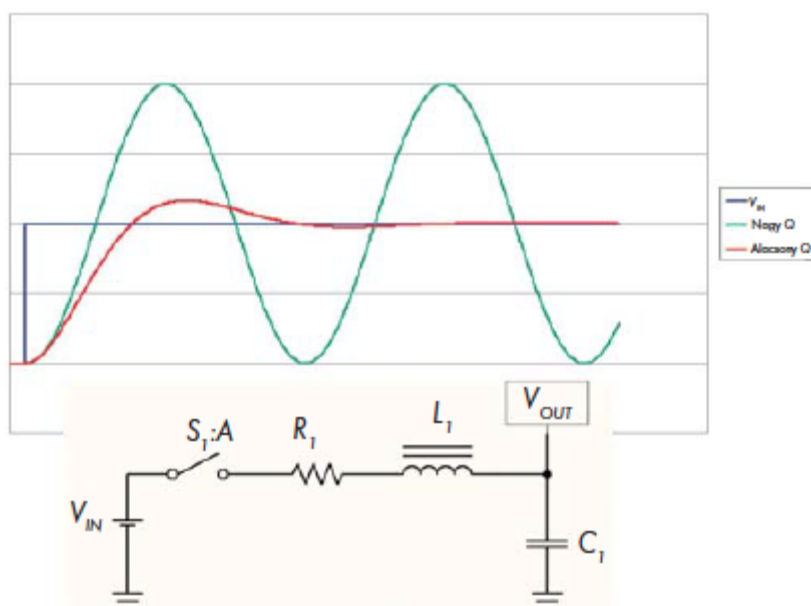
2012. november 26. hétfő, 15:54



A prototípuskészítők rémálma, ha egy tápegység frissen elkészült „őspéldánya” rögtön a bekapcsoláskor „elszál”, még a hiba elemzésére sem hagyva időt. Előfordulhat, hogy az ilyen eseményeket nem tervezett rezonanciajelenségek okozzák. Cikksorozatának e havi folytatásában Robert az ilyen jelenségek „kivédésére” ad tanácsot.

Figyeljünk a „nem tervezett” rezonanciákra

Előfordult már önnel, hogy rákapcsolta a bemeneti feszültséget a tápegységre, majd azt tapasztalta, hogy az azon nyomban tönkrement? A bemeneti feszültség gyors felfutása és egy nagy Q-sági tényezőjű rezonáns áramkör valahol a tápegységben – ezek „találkozásakor” akár a bemeneti feszültség kétszerese is kialakulhat, és ez lehet a probléma forrása. Hasonló kárt okozhatunk azzal is, ha hirtelen megszakítjuk egy induktív alkatrész áramát. Ilyen jelenségekre számíthatunk például az üzem közben cserélhető (hot swap vagy hot plug) tápegységeknél, vagy ha megpróbáljuk nyitni egy elektromágneses zavaroszűrő (EMI-szűrő) áramkörét.



1. ábra Egy szűrő egységugrásra adott válaszfüggvénye olyan túlfeszültséget okoz, amely károsíthatja a továbbmenő elektronikát

Az 1. ábrán egy kapcsolóval megszakítható tápegység bemenet egyszerűsített helyettesítő képét láthatjuk. Az áramkör induktivitását akár szándékosan beépített alkatrész is adhatja, de előfordulhat, hogy egy hosszú hozzávetés parazita hatása jelentkezik például egy Etherneten vezetett tápellátás (Power over Ethernet – PoE) esetében. Az ábrán az is látható, hogy egységugrás-alakú bemeneti feszültség hatására hogyan alakul a kimeneti feszültség egynél kisebb csillapítási tényezőt feltételezve (ha a csillapítási tényező egynél nagyobb, nem alakul ki túllövés). Az egynél kisebb csillapítású esethez tartozó kimeneti időfüggvény az alábbi egyenlet szerint alakul:

$$V_{out}(t) = V_{step} \left(1 + e^{-\zeta \omega_n t} \cdot \frac{\sin(\omega_n t \sqrt{1 - \zeta^2} + \varphi)}{\sin \varphi} \right),$$

ahol ζ a csillapítási tényező $\left(\zeta = \frac{1}{2Q} \right)$, amelyben Q a jósági tényező

ω_n az induktivitásból és a kapacitásból számítható rezonancia-körfrekvencia

$$\varphi = \arccos(\zeta)$$

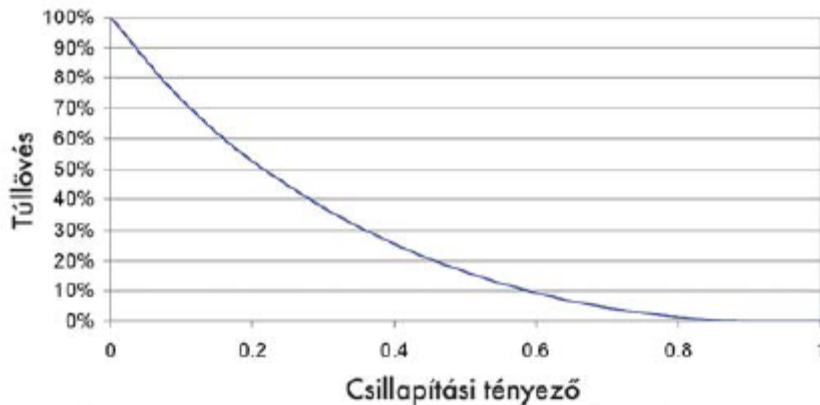
Az ábrán tehát egy soros rezgőkört látunk, amelynek Q jósági tényezője egyszerűen meghatározható. Ehhez a rezgőkör karakterisztikus impedanciáját kell a soros ellenállással elosztani:

$$Q = \frac{Z_0}{R_s} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R_s}.$$

Egy nagy Q jósági tényezőjű (kis csillapítású) rendszer alulcsillapított viselkedésű, ezért a szűrő kimeneti feszültségének túllövése a bemeneti egységugrás-feszültség (V_{in}) kétszeresét is elérheti. Egy kisebb jóságú, erősebben csillapított rendszer korlátozza a feszültség túllendülésének mértékét.

A 2. ábra a túllövés százalékos értékét mutatja a csillapítási arány függvényében. Ebből látható, hogy ha a csillapítás értéke 0,4 ($Q = 1,25$), a feszültségtúllövés mértéke a bemeneti ugrásfeszültség 130%-ára korlátozódik. Egyszerű megoldásnak tűnik a csillapító-ellenállás megnövelése, azonban ez mégsem mindig célszerű, mint ahogy a kondenzátorral sorosan kapcsolt ellenállás sem az. Ha az áramkör nem tudja elviselni a mesterségesen bevitt veszteséget, további áramköri elemek beépítésére van szükség. Például az áramkör csillapítását úgy is lehet növelni, hogy a C_1 kapacitással párhuzamosan soros RC-tagot építünk be. Használhatunk ezenkívül olyan „hot swap-áramkört”, amely korlátozza a

szűrőn folyó áram csúcsertékét, vagy diódát kapcsolhatunk az induktivitással párhuzamosan, amelyen keresztül a kapacitás kis forrásimpedanciával töltődhet.



2. ábra Növekvő csillapítás (=csökkenő jósági tényező) csökkenti a túllövést

A dolgok nem mindig olyan rosszak, mint amilyenek látszanak. Amikor például az induktivitáson folyó áram annyira megnövekszik, hogy annak vasmagja telítésbe mágnesesődik, a kondenzátor a vártnál jóval kisebb induktivitáson keresztül töltődhet. Telített induktivitásnál a szűrő karakterisztikus impedanciája és a jósági tényező erősen lecsökken, amelynek eredménye a kisebb túllövés. Annak ellenőrzésére, hogy egy nagy jósági tényezős rendszer hogyan viselkedik, a bekapcsolási áramlökést számítsuk ki úgy, hogy a bemeneti feszültségugrást osszuk el a helyettesítő képből számított karakterisztikus impedanciával. Ez a legrosszabb eset. Az induktívitas adatlapjából kiderül, hogy ennél az áramerősségnél történik-e telítődés.

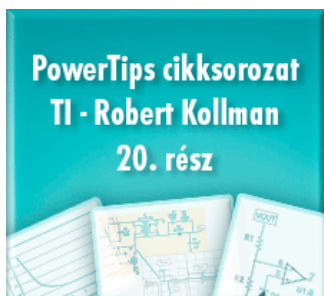
Összegzés: A szűrők bemenetére kapcsolt ugrásfeszültség olyan csillapodó rezgés okozója lehet, amely kárt okozhat a továbbmenő elektro-nikában. Ez a probléma fokozottan jelentkezik az olyan rendszerekénél, mint a PoE, ahol kis veszteségű kapacitásokat használnak, a szórt, parazita induktívitasok pedig – vasmag hiányában – nem telítődnek. Ha a feszültség elfogadhatatlanul magas szintet ér el (azaz túllépi a továbbmenő elektronika határadatait), a rendszerbe járulékos csillapítást kell beépíteni – áramkorlátozást vagy alternatív töltőáramutat jelentő diódát. Az alábbiakban közlünk egy egyszerű módszert, amellyel a probléma felderíthető.

- Döntsük el, hogy a rendszerünk ki van-e téve alacsony forrásimpedanciájú meghajtásból származó, ugrásszerű bemeneti feszültségváltozásnak, és határozzuk meg a várható felfutási időt. A feszültségugrás tipikusan az üzem közben cserélhető (hot swap) vagy kapcsolt bemeneti feszültségnél fordul elő.
- Végezzünk becslést a bemenettel soros induktívitasnak és a szűrő kapacitásának értékére. A kábelinduktívitas 6 nH/cm értékkel vehetjük figyelembe.
- Határozzuk meg a teljes ellenállást az induktívitas, a kábel és a csatlakozó ellenállásainak és a kondenzátor ekvivalens soros veszteségi ellenállásának (ESR) összegzésével.
- Számítsuk ki a rezonanciafrekvenciát, és határozzuk meg, hogy a bemeneti feszültség felfutási ideje sokkal rövidebb-e a szűrő válaszfüggvényének felfutási meredekségénél.
- Számítsuk ki a csillapítási tényezőt, és a 2. ábra diagramjáról olvassuk le az ehhez tartozó túllövés értékét.

Olvassa el következő folytatásunkat is, ahol a hibajelerősítők különféle konfigurációval foglalkozunk.

Teljesítményelektronikai ötletek – 20

2012. december 17. hétfő, 09:26



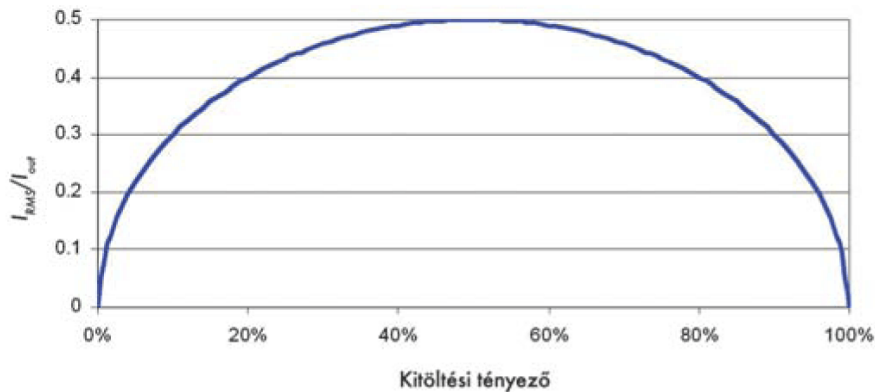
Ritka az az áramkörtervező, aki elmondhatja magáról, hogy mindig és minden olyan alkatrész sorsát is „szívén viseli”, ami nem tartozik szorosan a lényegi működést leíró „mainstream”-hez. Pedig ezeknek a „mellékes” elemeknek a túlterhelődése is ugyanolyan következményekkel járó meghibásodáshoz vezethet, mint bármely más, „fontos” alkatrészé. Erre hívja fel a figyelmet Robert e havi cikke.

Nézz csak oda, micsoda váltóáram folyik azon a kondenzátoron!

A tápegységek alkatrészeit érő igénybevételek közt az egyik leggyakrabban figyelmen kívül hagyott jellemző a bemeneti kondenzátoron folyó áram effektív- (RMS) -értéke. Ha ennek természetét nem értékeljük helyesen, a túl nagy áramérték a kondenzátor túlmelegedésére és idő előtti meghibásodására vezethet. A feszültségcsökkentő (buck) DC-DC átalakítókban az RMS-áram egyszerűen számítható a kimeneti áramból (I_{out}) és a szabályozó kapcsolójának kitöltési tényezőjéből (D), az alábbi kifejezés szerint:

$$I_{RMS} = I_{out} \sqrt{D(1-D)}.$$

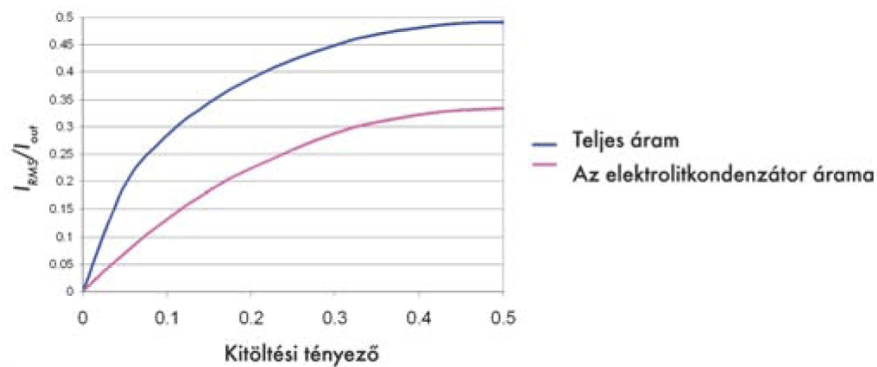
Az 1. ábra e kifejezés diagramját mutatja. Ez egy kör, amelynek maximuma 0,5 az 50%-os kitöltési tényezőnél, és amelynek két nullátmenete van, a kitöltési tényező 0% és 100% értékeinél. A görbe szimmetrikus az 50%-os kitöltési tényezőhöz képest. 20 és 80% között az effektív áram nagyobb a kimeneti áram 80%-ánál. Az ebben a tartományban valószínűsíthető kitöltésitényező-értékekkel számolva az effektív áram értéke a kimeneti áram maximális értékének nagyjából a fele. Ezen a tartományon kívül pedig el kell nézni a számítást a fenti képlet szerint.



1. ábra A feszültségcsökkentő konverter bemeneti kondenzátorán folyó áram effektív értéke a kimeneti áramérték teljes tartományának felénél „tetőzik”

A gyártók az elmúlt néhány év folyamán jelentős javulást értek el a kerámiakondenzátorok térfogati hatékonysága és ára terén. Ennek következtében a kerámiakondenzátorokat most előnyben részesítik a tápegységek teljesítményfokozatainak „hidegítése”, váltakozó áramú sőtölése esetén. Ugyanakkor az ilyen kondenzátorok alacsony ekvivalens soros ellenállása (Equivalent Series Resistance – ESR) sok kellemetlenséget okozhat, például az elektromágneses zavaroszűrő (EMI-szűrő) rezgései és váratlan feszültségcsúcsai formájában (ezzel alaposabban foglalkoztunk az előző számban megjelent cikkünkben). Ezeket a károsan nagy Q jóságú tényezőjű, rezgésre hajlamos áramköröket gyakran sikeresen lehet csillapítani egy párhuzamosan kapcsolt elektrolitkondenzátor nagyobb veszteségével^[1]. Nem szabad azonban figyelmen kívül hagyni, hogy az ilyen megoldásokban a tápegység terhelőáramának váltakozó áramú komponense nagyrészt az elektrolitkondenzátorban alakul hővé.

A 2. ábra egy 100 kHz-es kapcsolóüzemű tápegység áramát mutatja példaként olyan körülmények között, amikor a bemeneti kapacitást egy 10 μ F-os kerámiakondenzátor és egy olyan elektrolitkondenzátor alkotja, amelynek ekvivalens soros ellenállása 0,15 Ω . Az elektrolitkondenzátor kapacitásáról elegendő azt feltételeznünk, hogy sokkal nagyobb a kerámiakondenzátorénál. Ebben az esetben az effektív áram kb. 70 %-a az elektrolitkondenzátoron át folyik. Ha ezt az áramértéket csökkenteni akarjuk, három dolgot tehetünk: növelhetjük a kerámiakondenzátor kapacitását, a kapcsolási frekvenciát vagy az ESR-t. A görbe a kondenzátor áramának Fourier-sorfejtéséből származik, amelynek során kiszámítottuk az elektrolitkondenzátor áramát minden harmonikus frekvencián (egészen a 10. harmonikusig), és a harmonikusok effektív értékének egyesítésével kiszámítottuk az elektrolitkondenzátor teljes effektív áramát. Ne feledjük, hogy a kerámiakondenzátor áramának fázisa 90 fokkal eltér az ESR-en folyó áramétól, ezért ezeket vektorokként kezelve kell összegezni. Ha nem kívánja az időt a számítások megismétlésére vesztegetni, könnyen szimulálhatja ezt az áramkört egy áramgenerátorból és három passzív elemből álló helyettesítőképpel.



2.ábra Az elektrolitkondenzátor áramának alakulása különböző kondenzátortípusok esetén

Összegzés

A bemeneti kapacitáson folyó effektív áramot úgy tekinthetjük, mint a kondenzátor megbízhatóságát csökkentő túlterhelés lehetséges forrását. Ezért különös gondot kell fordítani azokra az esetekre, amelyekben különböző típusú kondenzátorokat kombinálunk. Például a kerámiakondenzátorok rendszerint elég nagy váltakozó feszültségű komponenst engednek meg ahhoz, hogy a velük párhuzamosan kapcsolt elektrolitkondenzátoron áramtúlterhelés keletkezzen. Ennek elkerülésére a következők valamelyikét (esetleg közülük többet is) tehetjük: növelhetjük a kapcsolási frekvenciát, a kerámiakondenzátor kapacitását, az elektrolitkondenzátor ekvivalens soros ellenállását, vagy választhatunk olyan elektrolitkondenzátor-típust is, amelynek nagyobb a megengedett RMS-árama.

www.ti.com/power-ca

[1] Figyeljük csak meg, milyen fonák a helyzet: a kerámiakondenzátorok előnyének tekintett alacsony ESR ezúttal hátrány, mert nehezen csillapodó rezgéseket enged meg, és ezt a hátrányt az elektrolitkondenzátor nagyobb soros veszteségi ellenállásával egyenlítjük ki. Ezúttal tehát előnyösnek minősül egy olyan tulajdonság, amelyet „rendesen” az elektrolitkondenzátorok hátrányaként szokás emlegetni – *A szerk. megj.*

Tartsanak velünk a következő számunkban is, ahol egy DC/DC-konverter visszacsatoló huroktulajdonságait vizsgáljuk.

Teljesítményelektronikai ötletek – 21

2013. január 17. csütörtök, 11:00

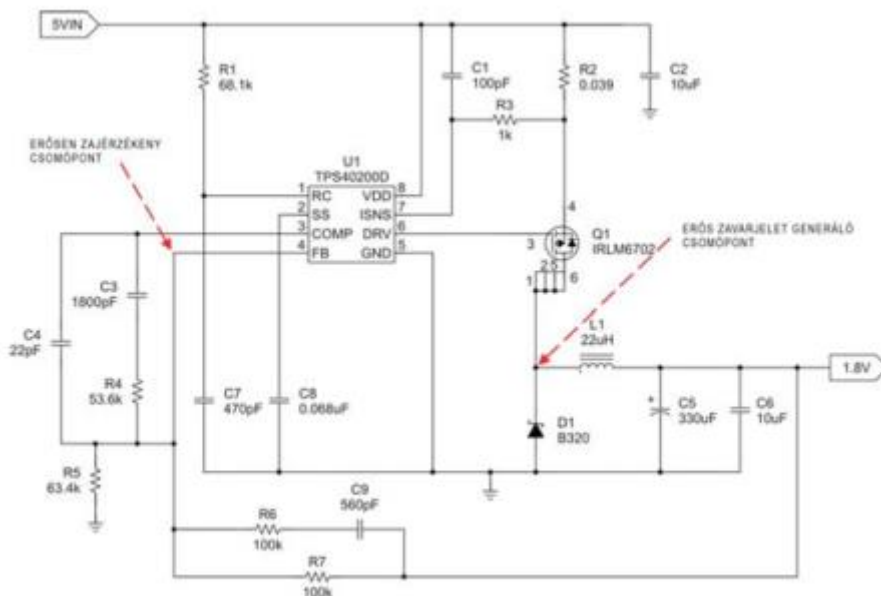


Sokszor gondoljuk, hogy egy ismert kapcsolás ismert részletét nem is tudjuk elrontani. Robert idei első tippje bemutatja a tápegységek hibaerősítőinek tervezésekor leggyakrabban elkövetett hibákat, és ötletet ad az elkerülésükre.

Kerüljük el a hibajel-erősítők szokásos hibáit!

Íme egy rövid összefoglaló azokról a „csapdákról”, potenciális hibalehetőségekről, amelyeknek a tápegységek hibajel-erősítőinek megvalósítása során „szokás” áldozatul esni, noha könnyen elkerülhetők lennének. Köztük van a hibaerősítő erősítésének helytelen számítása, vagy ha olyasmit várunk a hibaerősítőtől, amit nem képes megtenni, vagy akár a helytelenül tervezett nyomtatott huzalozás közben elkövethető jellegzetes hibák.

A lehetséges fontosabb hibákat az 1. ábrán látható tipikus tápegységen mutatjuk be. Ez olyan vezérlő IC-vel működik, amely beépítetten tartalmazza a hibaerősítőt. Az erősítő neminvertáló bemenete egy belső referenciaszültség-forrásra csatlakozik, az invertáló bemenetet az IC-ből az FB csatlakozóponton, a hibaerősítő kimenetét pedig a COMP ponton vezetik ki. A tápegység kimeneti feszültségét az R5 és R7 ellenállásokból álló feszültségosztó állítja be.



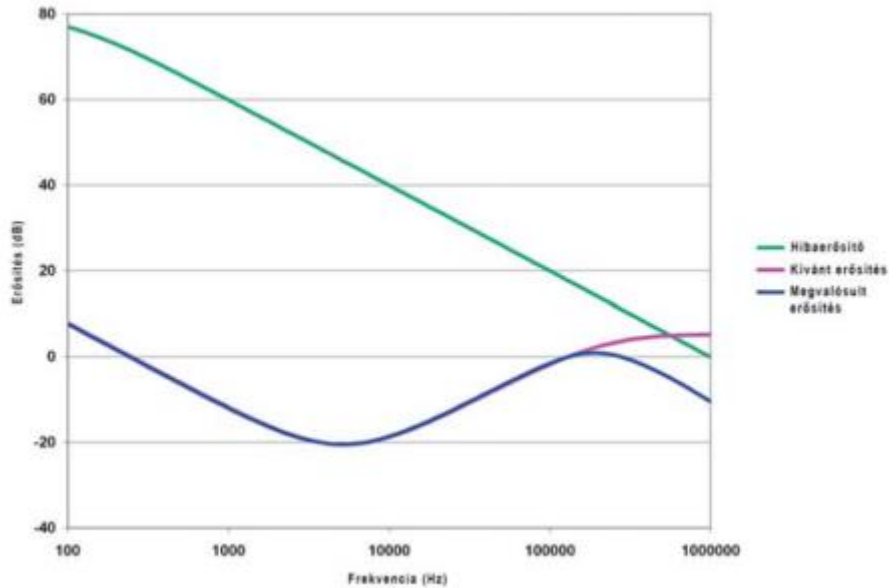
1. ábra A vezérlő IC a beépített hibaerősítővel

A hibaerősítő erősítésének hibás számítása

Az első, könnyen elkövethető – és gyakran elkövetett – tervezési hiba a hibaerősítővel kapcsolatban az R5 ellenállás figyelembevétele az erősítő váltakozó áramú, kisjelű erősítésének számításakor, noha erre az R5 gyakorlatilag semmilyen hatással nincs. Ha a hibaerősítőt ideálisnak tekintjük, bemenetei virtuális földpontok. Ez azt jelenti, hogy az R5-ön nem folyik váltakozó áram, ezért a kisjelű váltakozó áramú erősítést egyáltalán nem befolyásolja. Erről könnyen meggyőződhet az olvasó, ha felrajzolja a hibaerősítőre kapcsolódó hálózat Thevenin-helyettesítő képét a bemenet felől nézve (lásd a függelék).

A hibaerősítő sávkorlátozásának fi gyelmen kívül hagyása

A második gyakori hiba olyan erősítést várni a beépített hibaerősítőtől, amelyre az nem képes. A 2. ábra illusztrálja ezt a szituációt. Látható rajta az erősítőtől elvárt amplitúdó–frekvencia függvény, az erősítő erősítése és az elvárt paraméterek helyett – a hibaerősítő korlátai miatti - valóságos teljesítőképesség. Az erősítő korlátozott sávszélessége miatt nem tudja teljesíteni az elvárt nagyfrekvenciás erősítést. A rajzon ugyan nem ábrázoltuk, de a szükséges fázismenet is csak nagyon durva közelítéssel teljesül. Ez utóbbi különösen az olyan feszültség-üzemmódú egyenfeszültségátalakítók problémája, mint amilyen az 1. ábrán is látható, mivel ezeknél nagy frekvencián is nagy erősítésre van szükségünk. Ha a hibaerősítő frekvenciakompenzációját megtervezzük, fordítsunk fokozott figyelmet a sávszélességből adódó korlátozásokra, különben lesz egy oscilláló (mérnöki szleng szóhasználatul „gerjedős” – *A ford. megj.*) tápegységünk.



2. ábra A hibaerősítő sávszélessége korlátozza az elérhető erősítést

Hibás elrendezés és nyomtatott áramköri tervezés

A legsúlyosabb parazitakapacitás-problémát rendszerint a visszacsatoló bemenet (FB) és a hibaerősítő frekvenciakompenzációs csatlakozópontja(i) közötti szórt kapacitások okozzák. Ennek oka a hibaerősítő nagy bemeneti impedanciája, nagy erősítése és a kompenzációs pontra csatlakozó alkatrészek nagy száma. Az 1. ábrán megjelöltük egy tipikus vezérlő áramkörnek ezt a „kényes” pontját, és a legvalószínűbb zavarforrásként működő csomópontot – azzal a megjegyzéssel, hogy egynél több ilyen „zavarsugárzó” pont is elképzelhető. A Q1 és a D1 közös pontján nagyon nagy a feszültségváltozás sebessége (0,1...1 V/ns), amely akár 1 pF parazita kapacitáson át is képes 1 mA áramot kelteni. Az FB és a kompenzációs pontok impedanciája jellegzetesen 1...10 k Ω nagyságrendű, tehát a szórt kapacitáson folyó – mA nagyságrendű – áram jelentős zavarófeszültséget kelthet a hibaerősítő bemenetén. Ez rendszerint hibás (pontatlan időzítésű vagy szükségtelen) nyitóimpulzusok megjelenését okozza a kapcsolóelem kapuelektrodáján, vagy feltűnő oszcillációt okoz, miközben a tápegység megpróbálja „kiszabályozni” a zajforrásból becsatlakozó hamis hibajelet. A sikeres konstrukciók készítői felismerik ezt a ténytet és az elvi kapcsolási rajzon eleve a hibaerősítő szomszédságába helyezik a frekvenciakompenzáló áramkör elemeit, amely szinte sugallja a javasolt nyomtatottáramköri elrendezést. Gondoskodjunk arról, hogy a kompenzálóelemeket „tömören” rendezzük el a hibaerősítő bemenete közelében, és használjunk rövid csatlakozósávokat. Ugyancsak figyeljünk arra is, hogy ne kerüljön a kompenzáló alkatrészek közelébe nagy feszültségváltozási meredekségű (nagy dV/dt) vezetősáv (ilyenek például a kapcsolótranszisztor és a kapuelektrodáját meghajtó jelek).

A visszacsatoló hálózat impedanciájának hibás megválasztása

Egy másik szokásos probléma forrása, ha nem megfelelő impedanciákat használunk a visszacsatoló áramkörben. A hibaerősítő meghajtóképessége

korlátozott, ezért nem tud elegendően nagyfeszültséget létrehozni a visszacsatoló alkatrészekben. Az 1. ábra áramkörében például a hibaerősítő mindössze 100 μA -t tud meghajtani, és ezzel kell volt nagyságrendű feszültséget létrehozni a visszacsatoló hálózat alkatrészein. Ezért a hibaerősítő kimenetére kapcsolódó impedanciáknak nem szabad 10 k Ω -nál kisebbeknek lenniük. De ügyeljünk arra is, hogy a visszacsatoló hurokban ne használjunk túl nagy impedanciát, mivel ez megnöveli a csatlakozópont érzékenységét a kapcsolóponton keletkező és a szórt kapacitáson keresztül becsatoló zajokra. Az 1. ábra arra is példa, hogyan legcélszerűbb elrendezni a visszacsatoló áramkör alkatrészeit a hibaerősítő körül. A nagyimpedanciás FB-hibaerősítő bemenetre inkább az ellenállásokat csatlakoztassuk, ne a kondenzátorokat. Ez csökkenti az R6/C9 és az R4/C3 zaj érzékenységét, mivel kellőképpen alacsony impedanciával kapcsolódik az erősítőbemenetre. A kondenzátorok másik kivezetése alacsony impedanciájú pontra kapcsolódik, ezzel is csökkentve a zaj becsatolásának lehetőségét. Összegezve: sok lehetőség van arra, hogy a hibaerősítő alkalmazásakor tervezési hibákat kövessünk el. Ebbe beletartozik a hibaerősítő erősítésének helytelen számítása éppúgy, mint amikor az erősítőtől olyan teljesítőképességet várunk, amellyel az nem rendelkezik, de a helytelenül tervezett nyomtatott huzalozás és elrendezés is okozhat problémákat. Ha egy kis figyelmet szánunk ezekre a követelményekre a tervezés során, hosszú órákat takaríthatunk meg a laboratóriumi hibakeresési munkafolyamatban.

Függelék

A 3. ábra alapján számítható a hibaerősítő erősítése a feszültségbeállító alkatrészekkel:

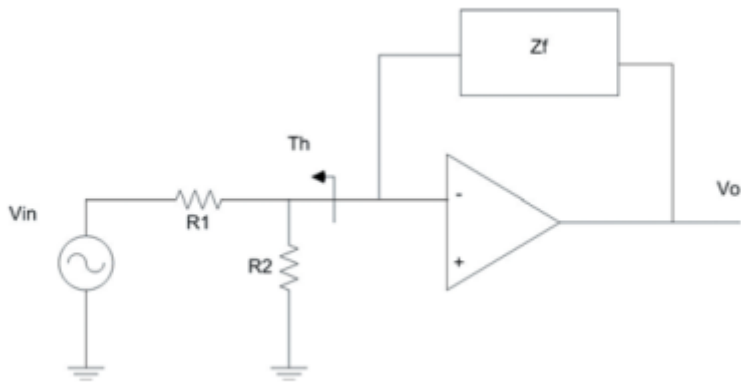
$$R_t = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}$$

$$V_t = V_{in} \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right)$$

$$\frac{V_o}{V_t} = \frac{Z_f}{R_t}$$

$$\frac{V_o}{V_{in} \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right)} = \frac{Z_f}{\frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}}$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Z_f}{R1}$$

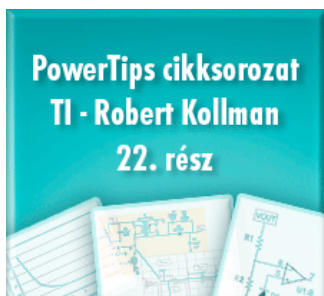


3. ábra Thevenin-helyettesítőkép számítása a hibaerősítő bemenete felől nézve

Következő cikkünkben tovább vizsgáljuk a DC/DCkonvertereket szabályozó visszacsatoló hurok működésének alapjait

Teljesítményelektronikai ötletek – 22

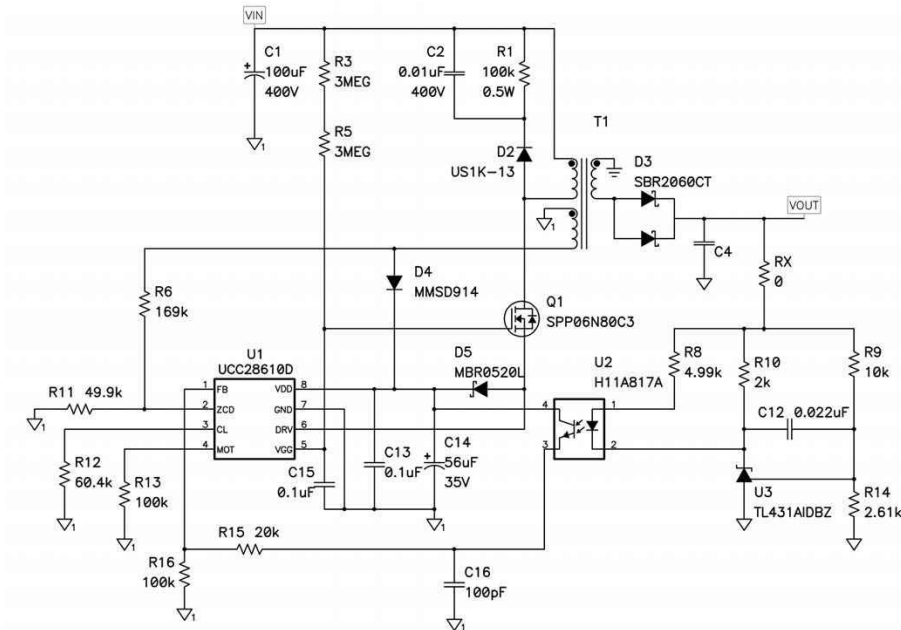
2013. március 06. szerda, 14:16



Nem ritka, hogy egy statikus terheléssel jól működő tápegység gyors terhelésváltozásoknál „megvadul”, lengéseket, túllövéseket produkál. Ez nemcsak az oszcilloszkópon „mutat rosszul”, hanem a terhelés épségét is veszélyeztetheti. Robert e havi cikke a terhelési tranziensek „megszelidítésére” próbál rávezetni.

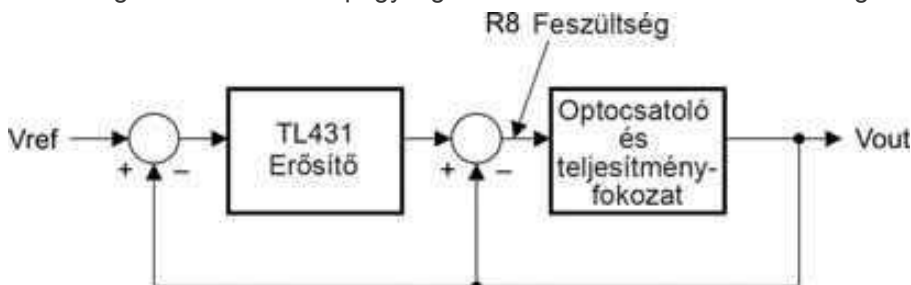
Tápegység viselkedésének javítása tranziens terhelésváltozásnál – 1. rész

Ebben a cikkben egy olyan szigetelt tápegységet vizsgálunk, amely zárt hurkú szabályozást valósít meg egy TL431^[1]-alapú söntszabályozó áramkörrel. Bemutatunk egy olyan módszert, amellyel megnövelhetjük a szabályozó hurok sávzélességét a terhelés és a bemeneti feszültség tranziensváltásaira adott válasz javítása érdekében. Az 1. ábra egy offline, szigetelt flyback DC-feszültségátalakító tipikus kapcsolási rajzát mutatja. A kimeneti feszültség leosztott értékét a TL431 (U3) beépített 2,5 V-os referencifeszültségével hasonlítjuk össze. Ha a kimeneti feszültség túl magas, a TL431 katódján söntáram folyik. E söntáram egy része az optocsatoló (U2) diódáján folyik át, és nyitás felé vezérli az optocsatoló fototranzisztorát. A fototranzisztor emitterárama átfolyik (egyebek közt) az R16 ellenálláson is, és növeli a rajta eső feszültséget. Ennek hatására – a hatáslánc további részletezése nélkül – csökken a Q1 teljesítmény-MOSFET kapcsoló csúcsárama, amely a tápegység kimeneti feszültségcsökkenését okozza.



1. ábra A cikkben leírt söntszabályozós tápegység kapcsolási vázlatja

Érdekes módon két visszacsatolási útvonal is vezet az optocsatolón keresztül: az egyik a TL431-en, a másik a kimeneti feszültségre kapcsolódó R8 ellenálláson át. A TL431-en át vezető visszacsatolási útvonal eléggé magától értetődő annyiban, hogy a kimeneti feszültségből leosztással előállított „mintát” egy referenciaforrás feszültségével hasonlítjuk össze, az eredményt erősítjük, és a visszacsatoló útvonal galvanikus leválasztásáért felelős optocsatoló meghajtására használjuk. Az R8-csatlakozás hatását is könnyű követni: a rajta átfolyó áramot a kimeneti feszültség és a TL431 katódjának feszültsége közti különbség nagysága határozza meg. Az R8-on folyó áram arányos a kimeneti feszültséggel – függetlenül attól, mennyi a TL431 katódfeszültsége. Ha a kimeneti feszültség növekedni próbál, az R8 ellenálláson folyó áram is növekszik, amely végeredményben a kimeneti feszültség csökkenése irányába hat. A 2. ábrán a tápegység visszacsatoló hurkainak egyszerűsített vázlatja látható. A rendszer két kivonó funkcióból áll, amelyeket előrevezető erősítőblokkok követnek. Az első kivonással a kimeneti feszültséget hasonlítjuk össze a referenciafeszültséggel, és a hibajelnek tekinthető különbséget a TL431 erősíti. A kimeneti feszültséget ezután az erősített hibajelből vonjuk ki. Ez a különbség áthalad a rendszer többi erősítő funkcióján, beleértve az R8 áram-feszültség átalakítását, az optocsatoló áramvezérelt áramgenerátorának átvitelét, az R16-on végbemenő áram-feszültség átalakítást és a tápegység többi részének átvitelét a kimenetig.



2. ábra Az R8-csatlakozás kétutas visszacsatolást hoz létre

A blokkvázlat többféle értelemben is figyelemreméltó. Az első az, hogy két visszacsatoló hurkot találunk ott, ahol a legtöbb ember egyet várna. Valószínűleg sikerrel érvelhetnénk amellett is, hogy valójában még kettőnél is

több visszacsatoló hurok van az áramkörben, hiszen a hibaerősítőre ráépülő frekvenciakompenzáció is hurkot alkot, sőt, az áramütemmódú teljesítményfokozat maga is visszacsatoló hurokként képzelhető el. Valóban a 2. ábra egyszerűsített ábrázolásnak tekinthető. A második érdekes megfigyelés, hogy a kimeneti feszültséget semmilyen más átalakításnak, „jelkondicionálásnak” nem vetjük alá. Az ábrán jobb oldalt feltüntetett hurok esetében pontosan ez a helyzet, mivel a TL431 kimeneti feszültségét közvetlenül hasonlítjuk össze a kimeneti feszültséggel az R8-on keresztül. A bal oldali hurok esetében ez ilyen könnyen nem felismerhető, mivel a kimeneti feszültséget leosztjuk, mielőtt a referenciával összehasonlítanánk. Viszont amint azt az előző számban megjelent cikk függelékében kimutattuk, ez a leosztás nem számít bele az erősítés kifejezésébe.

De akkor miért ilyen bonyolult a második visszacsatoló hurok felépítése? A válasz: azért, mert ezzel javítjuk a rendszer tranziens viselkedését. Egy egyhurkos rendszerben bármilyen zavarójelnek először át kell haladnia a hibaerősítőn, mielőtt a rendszer többi részére hatást gyakorolhatna. Ennél a kéthurkos felépítésnél viszont a nagyfrekvenciás zavarkomponensek hatékonyan megkerülik a hibaerősítőt, ezért ez gyorsan generálódó hibajelként hat a rendszer többi részére. Ennek a „belső huroknak” a működését könnyen kikapcsolhatjuk, ha az R8 felső végét egy lineáris feszültség szabályozóra kapcsoljuk. Ettől ugyan egyszerűbb gondoskodni a visszacsatoló hurok stabilitásáról, de a járulékos alkatrészek helyfoglalása és ára drágítja a rendszert, a hurok működése pedig lassul.

www.ti.com/power-ca

^[1]TL431: ismert, több cég által is gyártott, programozható, sönttípusú feszültségreferencia-áramkör, amely a bemeneti feszültség (max. 36 V) és a beépített referencia (2,5 V) között egy ellenállásosztóval tetszőleges kimenőfeszültségre beállítható. – A ford. megj.

Talán szokatlan, hogy mielőtt a most megkezdett témát, a szigetelt tápegység tranziens viselkedésének javítását lezárnánk a jelen folytatás második, befejező részében, előtte a következő számunkban egy kis „elméleti kitérőt” teszünk.

Teljesítményelektronikai ötletek – 23

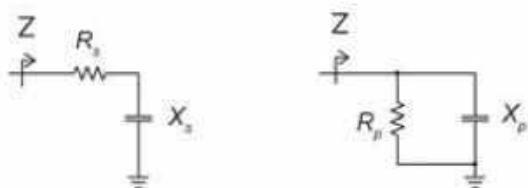
2013. április 11. csütörtök, 13:51



Egy kis elméleti kitérővel szakítja meg az előző folytatás gyakorlati útmutatóját az e havi cikk. A sorozat rendszeres olvasója azonban tudhatja, hogy Robert semmilyen elméletet nem közöl gyakorlati ok nélkül – kísérelje figyelemmel, később hasznát vesszük.

Az impedancia párhuzamos-soros átalakítása

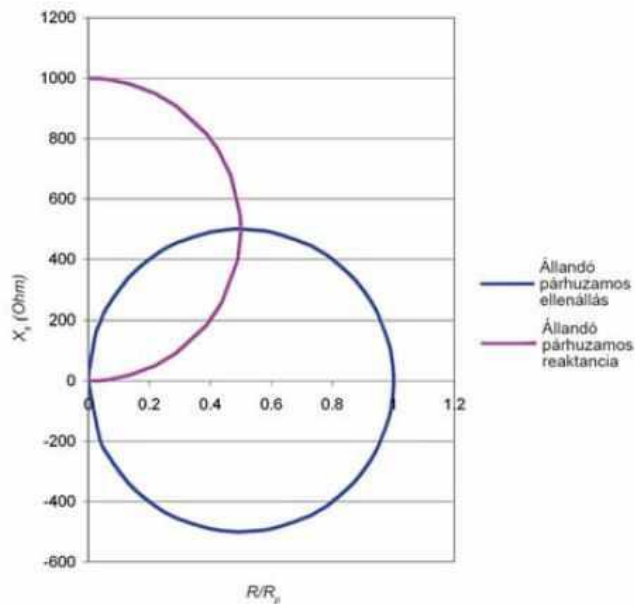
Ez a folytatás azzal foglalkozik, hogyan lehet a komplex impedanciákat párhuzamosból soros helyettesítő képbe átalakítani és viszont. Bemutatunk egy módszert ennek a transzformációnak egy grafikus ábrázolására a frekvencia függvényében, ami a Smith-diagramnál sokkal használhatóbbnak tűnik. Ez a módszer arra használható, hogy egy transzformátor vagy egy szűrőhálózat ekvivalens áramkört kétpólus-helyettesítőképre egyszerűsítse. Az 1. ábra azokat a transzformációs egyenleteket mutatja, amelyek a párhuzamos kapcsolású áramkör soros helyettesítő képpé történő átalakításához használhatók (a levezetést az 1. függelék tartalmazza).



$$R_s = \frac{R_p}{Q^2 + 1} \quad X_s = \frac{X_p Q^2}{Q^2 + 1}, \quad \text{ahol } Q = \frac{R_p}{X_p} = \frac{X_s}{R_s}$$

1. ábra Ez a két áramkör egy adott frekvencián egyenértékű

Érdekes módon ezek az egyenletek köröket írnak le a soros áramkör R_s/X_s síkján, ha a párhuzamos helyettesítő kép elemei közül az egyiket állandónak tartjuk, a másikat pedig szakadástól rövidzárig változtatjuk. Ez a változás eredhet magának az áramkörti elemnek az értékváltozásából, de a frekvenciaváltozásnak a reaktanciára gyakorolt hatásából is. A 2. ábra mutat példát ilyen változásokra. A vízszintes tengelyen a soros ellenállás, a függőleges tengelyen pedig a soros reaktancia van feltüntetve.

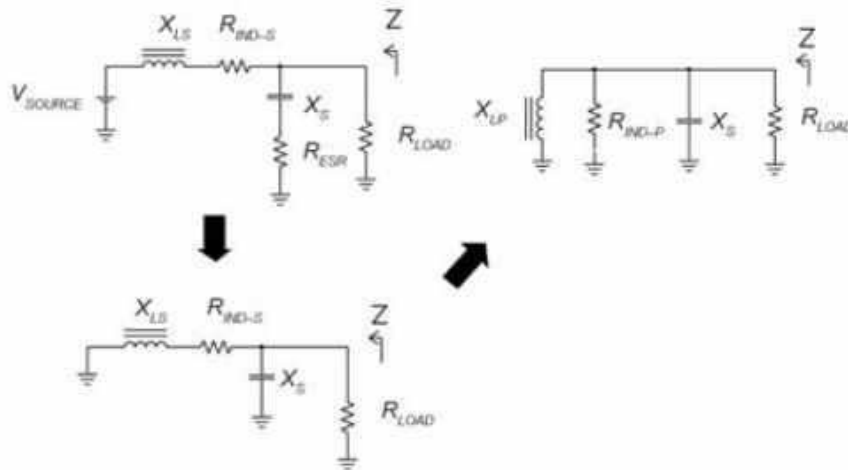


2.ábra Az állandó párhuzamos ellenállás (kék) és az állandó párhuzamos reaktancia (lila) körei

Két kört találunk tehát az ábrán, az egyik az állandó ellenállást, a másik az állandó reaktanciát képviseli. Az állandó ellenállás köre a vízszintes tengelyre szimmetrikus. Ha a reaktancia nagy érték, („majdnem szakadás”), a párhuzamos kép impedanciája jó közelítéssel az ellenállással egyenlő. Ha a reaktancia csökken, a görbe egy kör mentén távolodik az origótól. A változás iránya pozitív, ha induktív, és negatív, ha kapacitív reaktanciáról van szó. Ha viszont az ellenállás értéke csökken, a görbe az origóhoz tart egy kör mentén, amelynek a középpontja a vízszintes tengelyen van a párhuzamos helyettesítő kép ellenállásának fele távolságára, és ugyanennyi a kör sugara is. Vegyük észre azt is, hogy ha az origót a kör egy pontjával összekötjük egy egyenessel, annak meredeksége az áramkör jósági tényezőjével azonos. Ez azt jelenti, hogy a legkisebb jósági tényező a párhuzamos reaktancia nagy értékénél, a legnagyobb pedig a párhuzamos reaktancia kis értékénél adódik. Egy másik érdekessége ennek a reprezentációnak, hogy egy párhuzamos L-C-R-rezgőkör impedanciáját is ábrázolni képes. Ha az R párhuzamos ellenállás értéke állandó, kis frekvencián az induktív reaktancia kis értékű, a görbe tehát az origóból indul. A frekvencia növekedtével az impedancia a koordináta-rendszer első negyedében pozitív irányban változik mindaddig, míg a kapacitív és az induktív reaktanciák abszolút értéke – a rezonanciafrekvencián – egyenlő nem lesz. Ez a diagramon a vízszintes tengely 1-es értékénél következik be. Utána a kör a koordináta-rendszer 2. negyedében folytatódik, és nagy frekvencián ismét csak az origóhoz tart. A második görbe az impedancia körét mutatja, ha állandó a reaktancia, és változik a párhuzamos ohmos ellenállás. Ennek alakja ugyanolyan, mint az állandó R ellenállás esetén, csak ennek a középpontja a függőleges tengelyen van.

Mire jó ez az egész? Ez nagyon hasznos lehet például akkor, ha meg akarjuk határozni, hogyan hat egy induktív tekercs egyenáramú ellenállása (DCR), vagy egy kondenzátor ekvivalens soros veszteségi ellenállása (ESR) egy tápegység kimeneti szűrőjének impedanciájára. Ezt a 3. ábra mutatja. A kimeneti impedancia a legnagyobb értéket a rezonancián mutatja, ezért a szűrő rezonanciafrekvenciáját kell először kiszámítanunk. Ezután végezzük el az induktivitás és a DCR, valamint a kapacitás és az ESR kombinációjából álló helyettesítő kép sorosból párhuzamosba való átalakítását. Végül pedig

egyszerűen számítsuk ki a három – most már párhuzamos – ellenállás eredőjét. Vegyünk példának egy 47 μF -os kondenzátort gyakorlatilag 0 Ω ESR-értékkel, és egy 10 μH értékű kimeneti induktivitást, 50 m Ω DCR-ellenállással. A rezonanciafrekvencia 7 kHz, ezen a frekvencián az induktivitás reaktanciája 0,4 Ω , amelyből $Q=8$ jósági tényező és 3 Ω párhuzamos ellenállás adódik. Még ennél is gyorsabban célt érhetünk a karakterisztikus impedancia $((L/C)^{0,5})$ felhasználásával az induktivitás reaktanciájának a rezonancián adódó értékének számítására.



3. ábra A soros-párhuzamos átalakítás egyszerűsíti az áramkör analizését

Függelék

Egyetlen frekvencia létezik, ahol az 1. ábrán látható két áramkör egyenértékű. A párhuzamos alkatrészekből álló kép soros ekvivalenssé átszámítása a következőképpen történik:

$$R_s + jX_s = \frac{R_p \cdot jX_p}{R_p + jX_p}$$

$$R_s + jX_s = \frac{R_p \cdot jX_p (R_p - jX_p)}{(R_p + jX_p) \cdot (R_p - jX_p)}$$

$$R_s + jX_s = \frac{R_p \cdot X_p^2 + jR_p^2 \cdot X_p}{R_p^2 + X_p^2}$$

Az egyenlet két oldalának valós és imaginárius részeit páronként egyenlővé téve, a számlálót és a nevezőt X_p^2 -tel elosztva és az R_p/X_p hányadost Q -val

helyettesítve a következőket kapjuk:

$$R_s = \frac{R_p \cdot X_p^2}{R_p^2 + X_p^2}$$
$$R_s = \frac{R_p}{Q^2 + 1} \cdot$$

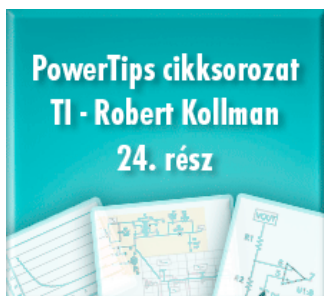
Hasonlóképpen határozhatjuk meg X_s értékét is:

$$X_s = \frac{X_p \cdot R_p^2}{R_p^2 + X_p^2}$$
$$X_s = \frac{X_p \cdot Q^2}{Q^2 + 1} \cdot$$

A következő részben folytatjuk a szigetelt tápegység kompenzációjára használható módszerek 2013./3. számunkban megkezdett tárgyalását. Erről és más teljesítményelektronikai megoldásokról további információkat www.ti.com/power-ca webhelyen talál az olvasó

Teljesítményelektronikai ötletek – 24

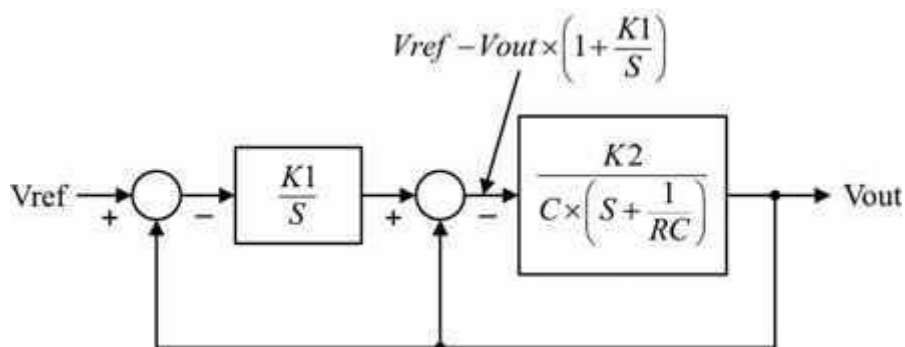
2013. május 24. péntek, 09:07



Amint megígértük, egy kis „elméleti kitérő” után folytatjuk Robert cikksorozatát, amelyben a digitális és kapcsolóüzemű terhelésekre különösen jellemző, ugrásszerű terhelésváltozásokra „békésebben” reagáló tápegység kialakítására tett javaslatait folytatja.

A tápegység viselkedésének javítása tranziens terhelésváltozásnál – 2. rész

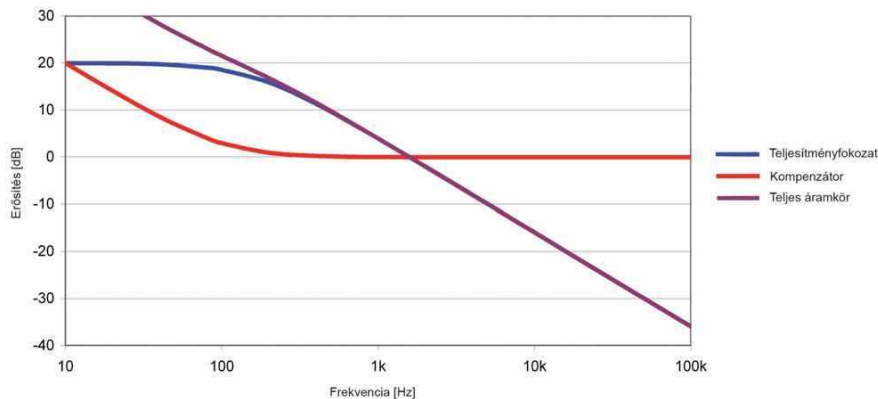
Ez a cikk a Teljesítményelektronikai ötletek sorozat [22. részében](#) megkezdett témához csatlakozik. Emlékeztetőül: egy olyan szigetelt tápegységet vizsgáltunk, amely a TL431 söntszabályozóra épül. Lássuk, hogy reagál ez az áramkör a visszacsatoló hurok zárására. Ennek keretében bemutatunk egy módszert a tápegység-szabályozóhurok sáv szélességének növelésére, amelynek hatására a szabályozás a terhelés és a bemeneti feszültség ugrásszerű változásait „nyugodtabban” követi. Emlékeztetőül: a 22. részben bemutatott tápegység teljesítményfokozata áram-üzemmódú flyback-szabályozó, kondenzátoros kimeneti szűrővel és egypólusú frekvenciamenettel. Az 1. ábra mutatja a szabályozóhurok – erősen egyszerűsített – tömbvázlatát. A bal oldali blokkban a hibaerősítőt egy integrátor képviseli, amelynek pólusa a zérus frekvencián (logaritmikusan léptékben a „mínusz végtelenben”) van. A jobb oldali tömbben az optocsatolót és az áram-üzemmódú vezérlő áramkört vontuk össze úgy, hogy egyetlen K2 erősítés és az R ellenállás és a C kapacitás által beállított pólus jellemezze.



1. ábra A jelentősen egyszerűsített, két hurkot tartalmazó tömbvázlat

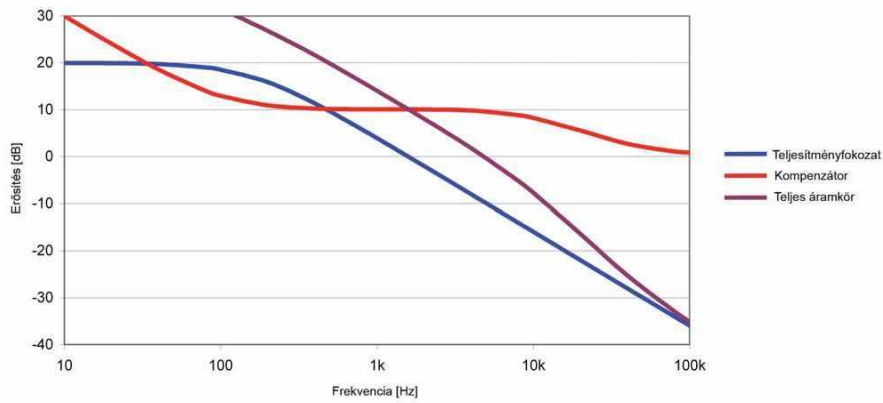
A tömbvázlat két visszacsatoló hurkot mutat. Az egyik az integrátoron keresztül vezet, és a teljes áramkör kimeneti feszültségét hasonlítja a referencifeszültséghez. A másikat az integrátor kimeneti feszültségéből kivont kimeneti feszültség vezérli. A két blokk frekvenciamenétét a 2. ábra mutatja. A kék görbe a teljesítményfokozat frekvenciafüggése, amelynek

befolyásolására nem sok eszköz áll rendelkezésünkre, ugyanis a terhelő-ellenállást a kimeneti áram és feszültség határozza meg, a szűrőkondenzátort a zajcsökkentési szempontok, a kapcsolási frekvencia és a terhelés tranzienst válaszfüggvénye szempontjainak megfelelően kell megválasztanunk.



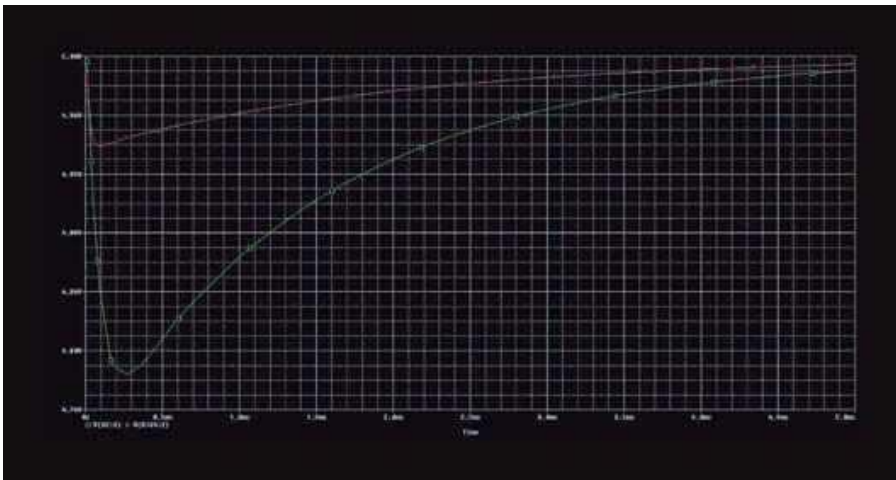
2. ábra A hibaerősítő egy 1. típusú integrátorként korlátozza a sávszélességet

Ezzel szemben az optocsatoló és az áram-üzemmódú vezérlőrész erősítési tényezőjét tekintve van valamennyi mozgásterünk. A piros görbe a kimeneti feszültség frekvenciamenetét mutatja a teljesítményfokozat bemenetétől számítva. Ha csak egy integrátorunk lenne, nagyon korlátozott lehetőségeink lennének a tápegység frekvenciakompenzációjára. Nagy frekvencián a teljesítményfokozat bemenetétől a kimenetig számított erősítés egységnyihez tart. Az egyetlen szabad paraméter, hogy hova helyezzük el a zérushelyet. Ezt az határozza meg, hol lesz az integrátornak egységnyi erősítése. A 2. ábrán a kompenzálóhálózat zérushelye egybeesik a teljesítményfokozat pólusával, és együtt egy egypólusú frekvenciamenetet alkotnak. Vegyük észre, hogy mivel a kompenzáció erősítése egységnyi, a tápegység egységnyi erősítésének frekvenciája (a 0 dB-es szint keresztezése) oda esik, ahol magának a teljesítményfokozatnak a 0 dB-es pontját találjuk. Sok esetben az integrátor nem ad elegendő sávszélességet a megfelelő tranzienstviselkedés eléréséhez. Könnyen javíthatunk azonban ezen, ha az 1. típusú hibaerősítőt 2. típusúvá alakítjuk át. Ehhez egy ellenállást kell sorba kapcsolni az integráló kapacitással, majd egy párhuzamosan kapcsolt, nagy frekvencián rövidzárt képviselő kondenzátorral hozzuk létre a két pólussal és egy zérushellyel jellemezhető frekvenciamenetet. A 3. ábra mutatja a 2. típusú erősítőnek ezt a javított frekvenciamenetét. Ebben az esetben nem létezik az a korlátozás, amely az első zérushelynél 0 dB erősítést engedélyez, hanem akár 10 dB-es erősítést is beállíthatunk. Ez lehetővé teszi, hogy az egységnyi erősítés frekvenciáját (ahol a két görbe összegzésének eredője 0 dB-lel egyenlő) 2 kHz-ről 6 kHz-re növeljük. Érdekes azonban megfigyelni a viselkedést nagyobb frekvenciákon is. Elhelyeztünk ugyanis egy pólust az egységnyi erősítés frekvenciáján túl, amellyel a tápegység zajérzékenységét kívánjuk csökkenteni. Éppúgy, mint egy egyszerű integrátornál, a kompenzációs rész erősítése sehol sem csökken 0 dB alá.



3. ábra A 2. típusú kompenzátor növeli a sáv szélességet

A megnövelt egységgyorsítási frekvencia, amelyet a 2. típusú erősítő tett lehetővé, javítja a tranziens viselkedést. A 4. ábra mutatja a javulás mértékét a 2. és 3. ábrán látható változatok közt. Az áramkört az ismert P-Spice áramkör-szimulátor szoftverrel modelleztük, mindkettőn azonos mértékű, ugrásszerű terhelésváltozást feltételezve. Amint az várható is, a sáv szélesség háromszoros növekedése harmadára csökkenti a kimeneti feszültség változását.

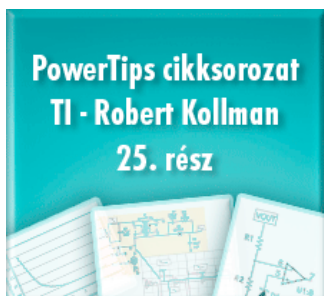


4. ábra A 2. típusú hibaerősítő háromszoros javulást hoz a tranziens terhelésváltozásra adott válaszban

A következő részben a nagyfrekvenciás vezetőkben kialakuló árameloszlást vizsgáljuk.

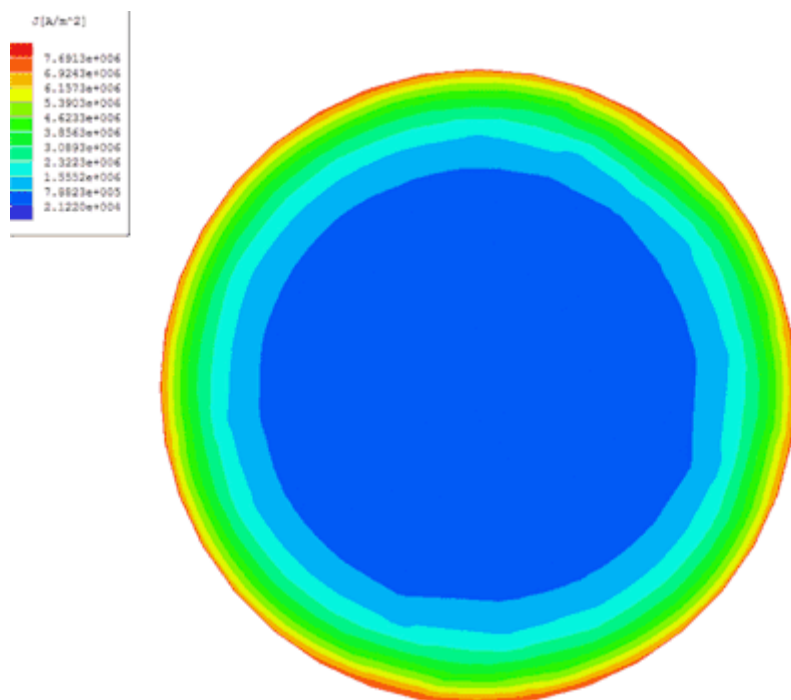
Teljesítményelektronikai ötletek – 25

2013. június 10. hétfő, 09:49



Robert sorozatának e havi folytatása olyan témát jár körül, amely már régóta foglalkoztatja az RF-áramkörök tervezőit: nagy frekvencián a vezeték keresztmetszetének mekkora hányada tekinthető jó vezetőknek. Ez a kérdés a teljesítményelektronika szempontjából talán még érdekesebb is a gyors kapcsolók által generált, nagyfrekvenciás áramkomponensek és a hatásfok maximumára törekvés ellentmondásai miatt.

Ebben a cikkben a szabadon álló és tekercselt vezeték effektív ellenállásának kérdését vizsgáljuk meg. Az 1. ábra mutatja az első példát.



1.ábra A nagyfrekvenciás áram legnagyobb része a vezető felületéhez közel folyik

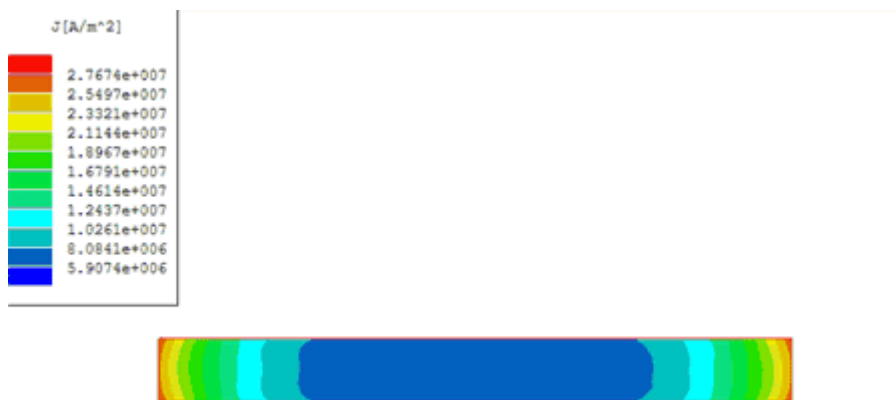
Ez egy szabad térben húzódó, egyenes, hengeres vezeték keresztmetszete, amelyen nagyfrekvenciás áram folyik át. Ha ezt egyenárammal vizsgálnánk, a különböző színekkel reprezentált áramsűrűség értéke a vezető teljes keresztmetszetében azonos lenne. Ha viszont a frekvencia növekszik, a töltéshordozók egyre nagyobb hányada folyik a vezető felületének közelében, az áram mintegy „kiszorul” a felületre, amelyet az ábrán a pirossal és narancsszínnel jelölt legnagyobb áramsűrűségű keresztmetszet jelöl. Az áramsűrűségnek ezt a felszínhez közeli koncentrálódását nevezzük skin-

effektusnak (bőrhatásnak). Ezt a folytonos, befelé csökkenő sűrűségű árameloszlást szokás egyszerűsített módon egy „behatolási mélységnek” nevezett paraméterrel jellemezni. A behatolási mélység (δ) az a külső felülettől sugárirányban befelé mért távolság, ahol az áramsűrűség a felszínen mérhetőnek $1/e$ -szeresére csökken (e a természetes logaritmus alapszáma, értéke kb. 2,71828...). Réz vezetőanyagnál ez a behatolási mélység

$$\delta \approx \frac{7,6}{\sqrt{f}},$$

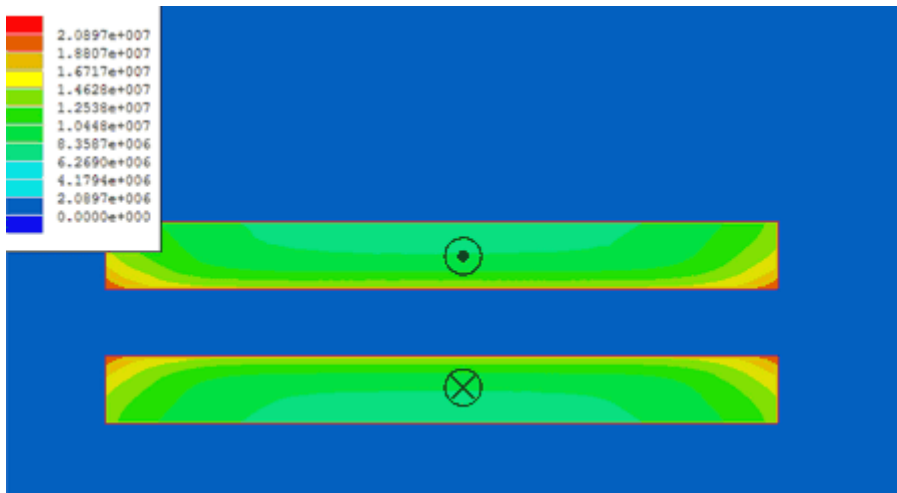
ahol a behatolási mélységet cm-ben, a frekvenciát MHz-ben mérjük.

A 2. ábra azt mutatja, hogyan oszlik el az áram egy szabad térben álló egyenes, lapos vezetékben (például egy NyÁK-lap vezető sávjában – a szerk. megj.) Ahelyett, hogy az áramsűrűség az 1. ábrához hasonlóan egyenletesen oszlana el a felület mentén, a lapos, éles széleken koncentrálódik. Ezeken a helyeken viszont ugyancsak értelmezhető a behatolási mélység. Ez jelentős mértékben megnöveli a lapos vezeték nagy frekvencián mérhető ellenállását.



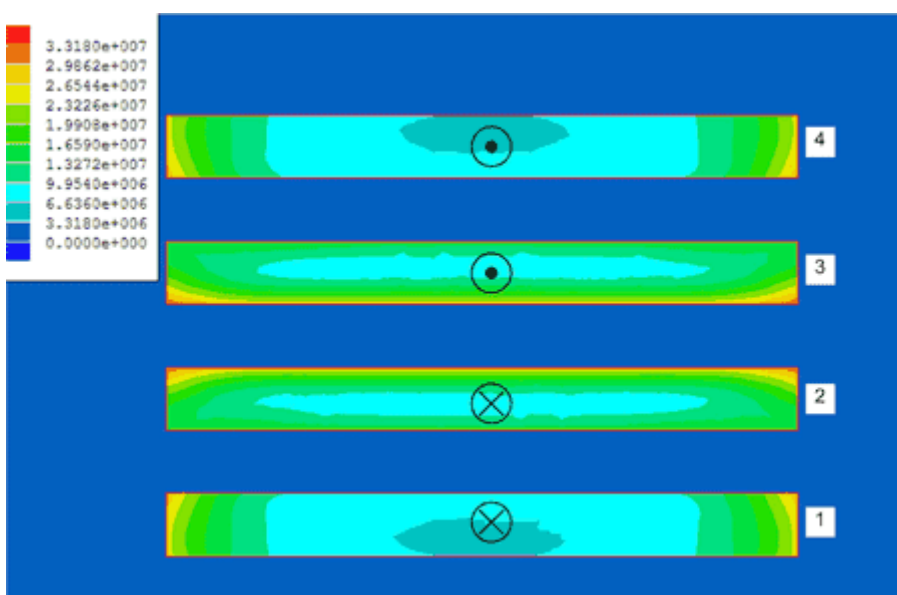
2.ábra A lapos vezeték árama a széleken koncentrálódik, a behatolási mélységnél sekélyebb részeken

Ezt az árameloszlási problémát lapos vezetéknél „ki lehet cselezni”. A lapos vezetékeket gyakran úgy használják, hogy közvetlen közelében egy másik vezetőt helyeznek el, amelyen azonos nagyságú, ellenétes irányú áram folyik. Erre a 3. ábra mutat példát, amelyen a felső vezetőben felénk, az alsóban tőlünk elfelé folyik az áram. Látható, hogy az áram a két szomszédos felület mentén viszonylag egyenletesen oszlik el. A behatolási mélység azonban itt is értelmezhető. A vezeték „hasznos keresztmetszete” a 2. ábrán a behatolási mélységgel és a vezetősáv vastagságával volt arányos, a 3. ábrán látható elrendezésben viszont a vastagság helyett a vezetősáv szélessége játszik fontos szerepet. Következésképpen az ilyen elrendezésű vezetékek váltakozó áramú ellenállása jelentősen kisebb a térben szabadon állókénál.



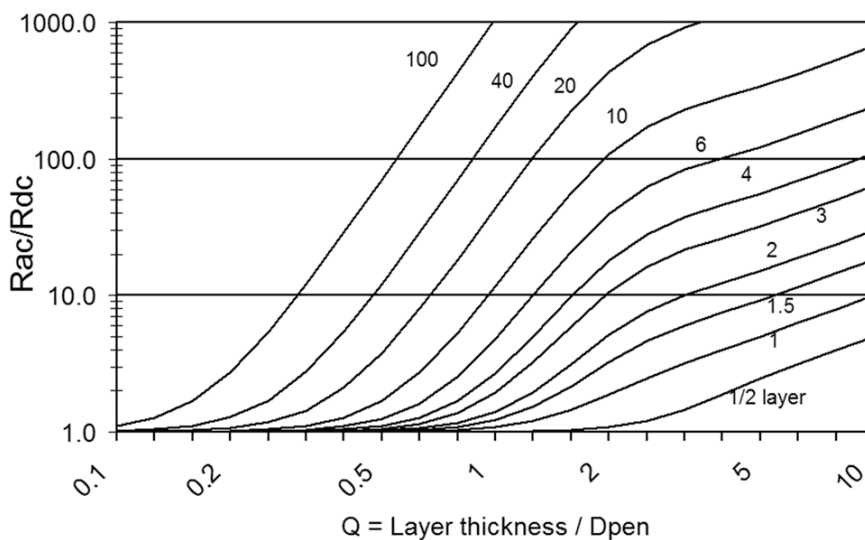
3. ábra Az ellenirányú árammal átjárt lapos vezetékek áramsűrűsége az egymással szomszédos felületekre koncentrálódik

A 4. ábra egy vezető sávokból tekercselt struktúrát mutat. Az ábrán a felső két réteg (a 3. és a 4.) ugyanakkora áramot vezet ugyanazon irányba, míg az alsó két réteg (az 1. és a 2.) árama egyenlő, de ellenétes irányú az előbbiekével. Ezt az elrendezést egy kétmenetes primer és szekunder tekercsből álló transzformátornak is tekinthetjük. Mint az előző példában is, az áramsűrűség az ellenkező irányú áramtól átjárt vezetők szomszédos felületei felé húzódik, viszont egy érdekes jelenséget vehetünk észre. Az 1. és 4. vezetőkben az áram a belső felületek felől koncentrálódik, és a 2. és 3. vezetékben ellentétes irányú áramot indukál. A 2. és a 3. vezetékben a teljes áram ellenkező irányban folyik, ezért az áramsűrűség a belső felületeken sokkal nagyobb. Ezt a jelenséget „közelhatásnak” (proximity effect) nevezzük, amely a rétegzett struktúrák nagyfrekvenciás tulajdonságait erősen lerontja. A probléma egyik kezelési módja, hogy átalakítjuk a vezetők elrendezését. Ahelyett, hogy két szomszédos, azonos irányú árammal átjárt réteget helyeznénk közvetlenül egymásra, olyan módon „fésüljük össze” a primer és szekunder tekercsokat, hogy az áramirányok a felület mindkét oldalán a kedvező irányban találkozzanak.



4. ábra A szomszédos felületeken azonos irányban folyó áramok nagymértékben növelik a veszteséget

Dowell kidolgozott egy analitikus modellt, amellyel kiszámítható a váltakozó áramú ellenállás növekedése különböző vastagságú és elrendezésű vezetők esetén. Eredményeit az 5. ábra mutatja. A diagram az x-tengelyen a rétegvastagságnak a behatolási mélységre normalizált értékét, míg az y-tengelyen a váltakozó áramú ellenállásnak az egyenáramú ellenállásra normalizált értékét tünteti fel. A bemutatott görbesereg paramétere a tekercselésben alkalmazott rétegek száma. Ha a vezető vastagsága a behatolási mélység közelében van, az elfogadható AC/DC ellenállás arányához tartozó rétegszám meglehetősen kicsi lesz. Vegyük észre azt is, hogy – bár a rétegek számát „első ránézésre” csak egész szám fejezhetné ki – a görbesereg legalsó görbéje „fél réteghez” tartozik. Ez az „összefésült” rétegek esete, ahol a szomszédos rétegekben mindig ellenétes az áram iránya, és az ehhez tartozó ellenállás-növekedés lényegesen kisebb, mint az egyrétegű esetben.



5.ábra A különféle rétegszámú, tekercselt struktúrák veszteségei Dowell szerint

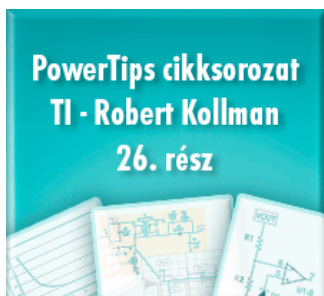
Összegzés

A frekvencia növekedésével az áram eloszlása a vezető keresztmetszetében erősen megváltozik. A szabadon álló, hengeres vezeték nagy frekvencián kisebb ellenállású a lapos vezetékénél. Viszont a lapos vezeték sokkal kisebb ellenállású, ha egy földsíkkal, vagy a vele azonos nagyságú, de ellenétes irányú „visszatérő” árammal átjárt vezető közelében helyezkedik el.

A következő folytatásban a tápegységek párhuzamos működtetésének lehetőségeit vizsgáljuk meg.

Teljesítményelektronikai ötletek – 26

2013. július 22. hétfő, 13:04



Robert sorozatának most következő folytatása a nagyáramú tápegységek egyik kézenfekvő megoldására, a tápegységek párhuzamos kapcsolására mutat egyszerű és hatékony módszert.

Tápegységek párhuzamos kapcsolása feszültségeséses módszerrel

Sorozatunk jelen folytatásában egyszerű módszert mutatunk be a tápegységek párhuzamos kapcsolására. Néhány fontos követelményünk ezzel kapcsolatban:

- az alkalmazott áramkör ne jelentsen járulékos hibaforrásokat,
- az előző pontból következően ne legyen vezető–alárendelt (master–slave) szereposztás a párhuzamosan kapcsolt tápegységek között,
- minimális többelhuzalozást igényeljen,
- ne hasson kedvezőtlenül a hatásfokra,
- jó feszültségszabályozást tegyen lehetővé, és végül
- tartsa meg a gyors terhelésváltozásokra való gyors reagálás képességét.

A feszültségeséses^[1] (droop) módszer egyszerű eszközökkel teszi lehetővé, hogy a fenti követelmények nagyobb részének eleget tehessünk. A módszer működése azon alapul, hogy a tápegység kimeneti feszültsége csökken a növekvő terhelőárammal. Amint az 1. ábrán is látható, a párhuzamosan kapcsolt tápegységek – a kimeneti feszültség–terhelőáram karakterisztikájuk miatt – hajlamosak arra, hogy kimeneti áramaik egyenlő értékre álljanak be. Az ábra három tápegység kimeneti feszültségét tünteti fel a terhelőáram függvényében. Az alkatrész-toleranciák következtében a három tápegység kimenőfeszültség–terhelőáram karakterisztikája kissé eltér. Egy adott terhelőáramnál a vízszintes vonal jelzi a három párhuzamosan kapcsolt tápegység közös kimenőfeszültségét. Karakterisztikaiknak a közös kimenőfeszültség vonalával alkotott metszetei mutatják az egyes tápegységek kimeneti áramait a névleges áramterhelésre vonatkoztatott relatív értékben. A módszer magától értetődően csökkenti az egész rendszerre vonatkoztatott feszültségszabályozás minőségét.

Létezik egy kompromisszum arra nézve, hogy mennyire jó az árammegosztás, illetve a feszültségszabályozás mértéke. Az első lépés ennek megtalálásához az, hogy meg kell határoznunk a tápegységek toleranciáit, azaz azt az értéket, hogy milyen messze esik a legrosszabb esetre vonatkozó kalkuláció a névlegestől^[2]. Ennek fontos összetevői a

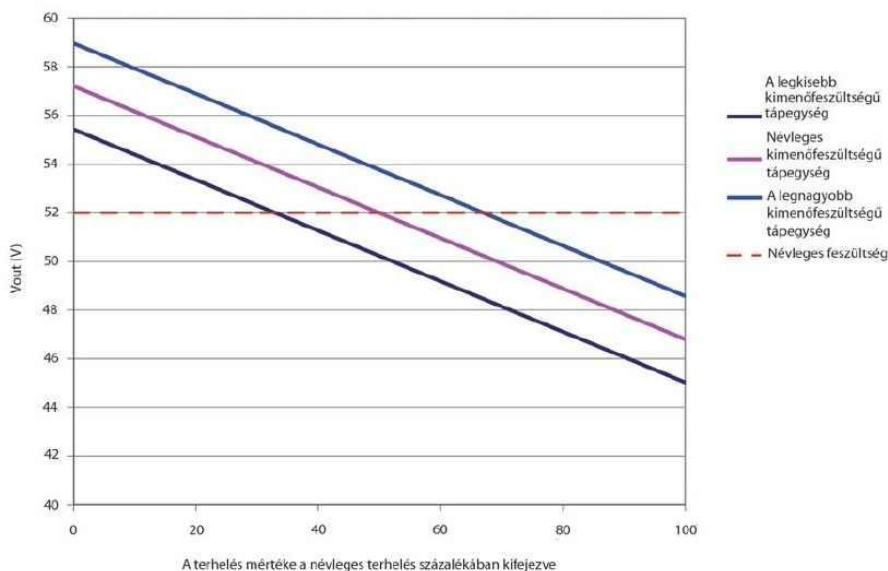
referenciafeszültség hőmérsékletfüggése és a feszültségosztó toleranciája [1]. Ez egyfelől hatást gyakorol annak pontosságára, hogy mennyire jól tudjuk megközelíteni a kimeneti feszültség beállításával a névleges értéket, másfelől viszont nem befolyásolja az árameloszlást a tápegységek között. Ezért aztán kiválaszthatja bármelyik tápegység görbéjét vagy a névlegestől való megengedett eltérés nagyságát, a többi ennek alapján számítható. Feltéve, hogy a kimeneti feszültségnek a terheléstől való függése nagyjából állandó, az összefüggést nagyon egyszerű képlet írja le:

$$\frac{2 \cdot FBP}{FE} = TM,$$

ahol:

- **FBP** az egyes tápegységek kimeneti feszültségének beállítási pontossága a névleges értékhez viszonyítva, százalékban
- **FE** a kimeneti feszültség esése a terheletlen állapottól a maximális terhelésig, százalékban
- **TM** terhelési maximum, azaz annak kifejezése, hány százalékig van maximálisan terhelve a tápegység

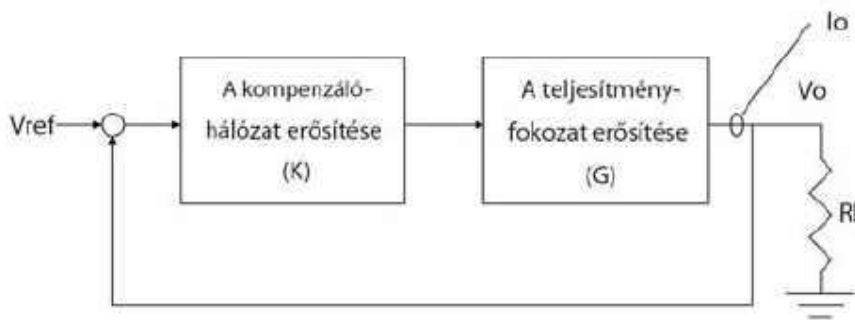
A számítást elvégezve láthatóvá válik e módszer gyenge pontja: extrém nagy pontosságot igényel a kimeneti feszültség beállításánál, ugyanakkor jelentős feszültségcsökkenésnek kell teljesülnie a terhelés hatására ahhoz, hogy megfelelő árameloszlás jöhhessen létre. Például, ahogy az 1. ábrán is látható, 3,5% feszültségbeállítási tolerancia és 20%-os feszültségesés kell ahhoz, hogy 35%-on belül legyen az eltérés a tápegységek áramai között. Ekkora feszültségesés elfogadható a nagyfeszültségű rendszerekben, de a kisfeszültségű tápegységekben semmiképpen sem.



1.ábra A párhuzamosan kapcsolt tápegységek terhelés hatására csökkenő kimenőfeszültsége lehetővé teszi a terhelőáram megosztását

Az első gondolatunk az lehet, hogy a megfelelő mértékű feszültségesést a kimenetekkel sorosan kapcsolt, nagy értékű ellenállásokkal növeljük meg a

szükséges értékre. Ez viszont csak addig tűnik jó ötletnek, amíg a kimeneti feszültség toleranciáját és a beiktatott soros ellenállásokon keletkező veszteséget nem vesszük figyelembe. Az előző példánkban a kimeneti teljesítmény 20%-át veszítenénk el az ellenállások miatt – ezt az ötletet tehát elvethetjük. A következő gondolat az lehetne, hogy mérjük a tápegységek kimeneti áramait, erősítsük fel az így keletkezett jelet, és használjuk arra, hogy a szükséges mértékben megváltoztassuk vele a kimeneti feszültséget beállító áramkört. Ez az ötlet működik is, ha feszültség-üzemmódú tápegységeket használunk, de áramüzemmódban még ennél is sokkal egyszerűbb megoldás adódik. A szabályozóhurok DC-erősítésének korlátozásával egy „virtuális ellenállást” hozunk létre. A függelék bemutatja azt az egyszerű számítást, amely a 2. ábrán látható rendszer kimeneti impedanciáját határozza meg. Az eredmény: a rendszer kimeneti impedanciája a kompenzálóhálózat és a teljesítményfokozat erősítése szorzatának negatív reciproka.



2.ábra A párhuzamos kapcsoláshoz szükséges feszültségesés könnyen megvalósítható áram üzemmódú szabályozással rendelkező tápegységeknél

$$V_o = (V_{ref} - V_o) \cdot K \cdot G \cdot R_l$$

$$R_l = \frac{V_o}{I_o}$$

$$V_o = (V_{ref} - V_o) \cdot K \cdot G \cdot \frac{V_o}{I_o}$$

$$V_{ref} - V_o = \frac{I_o}{K \cdot G}$$

$$V_o = V_{ref} - \frac{I_o}{K \cdot G}$$

$$\frac{\partial V_o}{\partial I_o} = \frac{-1}{K \cdot G}$$

Függelék: A kimeneti feszültségesés levezetése áram-üzemmódban (lásd. 2. ábra)

A legtöbb tápegység kompenzálóhálózata tartalmaz egy integrátort, amely

miatt annak DC-erősítése nagyon nagy értékű. Ha ezt a DC-erősítést egy jól meghatározott értékre korlátozzuk, a kívánt feszültségesés értéke megvalósítható. Ezt rendkívül egyszerű kivitelezni: csak egy ellenállást kell a hibaerősítő be- és kimenete közé kapcsolni.

Hivatkozás

Kollman, R.: Teljesítményelektronikai ötletek – 17. A feszültségszabályozó kimenőfeszültsége pontosabb, mint gondolhatnánk. Magyar Elektronika 2012/9. 64. oldal.

www.ti.com/power-ca

[1]

Az eredeti szöveg a „droop” kifejezést alkalmazza, amely arra utal, hogy a terhelés növekedésével csökken a tápegység kimeneti feszültsége (pozitív a kimeneti ellenállása). A „droop” szó szakszerű magyar fordítására nem találtam irodalmi példát, a „feszültségesés” szóval fordítottam, tekintettel arra, hogy a mértéke pontosan egyenlő a tápegység kimenetének Thévenin-helyettesítőképeiben található soros generátor-ellenálláson a terhelőáram hatására eső feszültséggel. A „droop” szó jelentése a szöveg további részéből egyébként világosan kiderül. – A ford. megj.

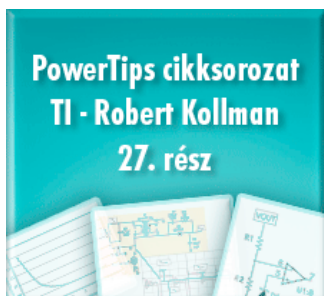
[2]

A szerző nem jelenti ki nyíltan, hogy a párhuzamosan kapcsolt tápegységek azonos műszaki felépítésűek. Ez elvileg nem is feltétele a további megfontolások értelmezésének, de egyszerűbb „beleélni magunkat” egy olyan szituációba, ha három egyforma tápegységet és ezek között bizonyos alkatrész eredetű szórást tételezünk fel. – A szerk. megj.

Következő folytatásunkban a tápegységek üzem közbeni cseréjét, vezérlő áramkörök működését vizsgáljuk.

Teljesítményelektronikai ötletek – 27

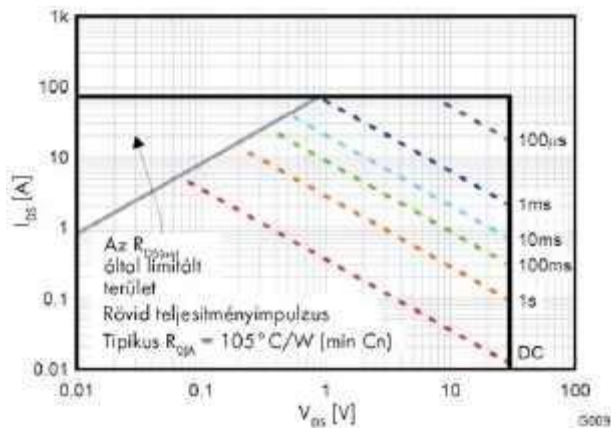
2013. szeptember 12. csütörtök, 12:07



A redundáns tápellátó rendszerekben több tápegység együtt felelős a megbízható energiaellátásért. Fontos szempont, hogy a működő rendszerben a tápegységek bármelyikét bármikor, kikapcsolás nélkül eltávolítani vagy cserélni lehessen. Az ilyen „hot swap” rendszerek néhány konstrukciós kérdését vizsgálják Robert most következő cikkei – elsőként a kapcsolófélvezető termikus biztonsága szempontjából.

Egy „hot swap” MOSFET tranziens melegedésvizsgálata – 1. rész

Ebben és a következő folytatásunkban egyszerű módszert ismertetünk egy hot-swap rendszerben használt MOSFET-kapcsoló hőmérséklet-emelkedésének becslésére. A hot-swap áramkör egyik fontos rendeltetése annak az áramlökésnek a korlátozása, ami akkor lép fel, amikor egy kapacitív bemenetű eszközt egy bekapcsolt tápfeszültségsínre kapcsolunk. Ezt azért kell megtennünk, hogy a tápsín feszültsége ne essen le, amíg az újonnan bekapcsolt eszköz kondenzátorai feltöltődnek, mert az átmeneti feszültségesés a közben folyamatosan működő rendszert megzavarhatja. A hot-swap áramkör ezt azzal éri el, hogy megnyújtja az újonnan csatlakoztatott kapacitív terhelés töltődési idejét, amelyre egy soros áramköri elem áramkorlátozó hatását használja fel. Következésképpen ez a korlátozó elem jelentős disszipációt kénytelen elviselni a töltődési folyamat során. A hot-swap megoldásokra szánt félvezetők legtöbb gyártója azt javasolja, hogy a félvezető eszköz biztonságos működési tartományát ábrázoló (SOA^[1]) diagramok tanulmányozásával keressük meg azt a munkapontot, amely még nem okozza a félvezető eszköz túlterhelődését. Az 1. ábrán látható SOA-görbék az energia és a teljesítménydisszipáció elfogadható régióját határolják körül egy adott félvezető eszköznél. Ezek a gyártó által meghatározott görbék az elviselhető működési tartománynak rendszerint nagyon „óvatos”, konzervatív becslését adják. A legfontosabb szempontjuk, hogy a réteghőmérséklet ne lépje túl a specifikációban adott megengedett maximális értéket. A görbék grafikus formában teszik láthatóvá azt a tényt is, hogy az eszköz rövid ideig képes igen nagy veszteségi teljesítményt is elviselni, amelynek az eszköz termikus kapacitása az oka. Ez azonban segíthet minket abban, hogy egy pontosabb termikus modell kialakításával kevésbé konzervatív, realisztikusabb becslést adhassunk.



1.ábra Egy MOSFET SOA-görbéi adják a kiindulási alapot a megengedett energiadisszipáció becsléséhez

Sorozatunk 8. folytatásában [1] egy olyan rendszer elektromos modelláramkörét vizsgáltuk, amely alkalmas volt arra, hogy a termikus rendszer hőleadó képességéről adjon számot. Kimutattuk, hogy analógia van a hőmennyiség és az áram, a hőmérséklet és a feszültség, valamint a termikus és a villamos ellenállás között. A mostani cikkünkben egy újabb analógiával bővítjük ezt a rendszert: a termikus és elektromos kapacitás közötti hasonlósággal. Ha egy anyagdarabbal hőt közlünk, annak hőmérséklete a közölt energia (Q), a test tömege (m), fajhője (c) függvényében az alábbiak szerint változik:

$$\Delta T = \frac{\Delta Q}{m \cdot c}$$

Az energiát pedig a teljesítmény idő szerinti integrálásával kapjuk:

$$\Delta Q = \int P \cdot dt$$

A két fenti egyenletet kombinálva

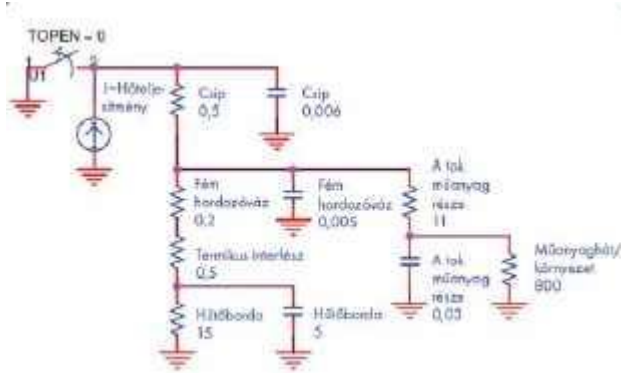
$$\Delta T = \frac{1}{m \cdot c} \int P \cdot dt$$

felismerhetjük, hogy a termikus kapacitásnak az m · c szorzat felel meg:

Az 1. táblázat néhány jól ismert anyag fajhőjét és sűrűségét adja meg, amelyeket jól tudunk majd használni a hot-swap rendszer termikus viszonyainak vizsgálatánál.

Anyag	Fajhő (J/g°C)	Sűrűség (g/cm³)
Szilícium	0,7	2,3
Megmunkált réz	0,4	8,0
Alumínium	0,9	2,7
Epoxi	1,0	1,4

A termikus kapacitást ezután úgy kapjuk meg, hogy egyszerűen megbecsüljük a különféle alkatrészek fizikai méreteit az általunk modellezett rendszerben. A hőkapacitást ezután az alkatrész térfogatának, sűrűségének és fajhőjének a szorzata adja. Ez teszi lehetővé a 2. ábrán látható konstrukciót.



2. ábra A termikus rendszer hőkapacitásokkal dinamikussá tett villamos modellje

A modell bal felső sarkában egy áramgenerátort látunk, amelynek forrásárama analóg azzal a hőmennyiséggel, amely a rendszerben keletkezik. Ez az „áram” részben a csip hőkapacitását tölti, másrészt elfolyik annak termikus ellenállásán. A csipből a hő a csip fém hordozóvázába és a tok műanyag részébe áramlik. A fémvázból a hő a tok és a hűtőborda közé helyezett hőcsatolás-javító pasztán (termikus interfészen) keresztül a hűtőbordába, abból pedig a termikus környezetbe jut. A villamos analóg hálózat feszültségei a hőmérséklet-emelkedést mutatják a környezeti hőmérséklethez képest. Az ábrán láthatók a hőellenállások és hőkapacitások durva becslései is. Ez a modell már alkalmas arra, hogy a tartós, egyenletes hőfelszabadulásnak megfelelő DC-modell mellett a tranziens viselkedést is szimulálni tudjuk. Ez segíthet abban, hogy valamennyire elszakadjunk a gyártók által („biztos, ami biztos” alapon) publikált SOA-görbék felesleges óvatosságától.

Referencia

[1] Kollman, R. Teljesítményelektronikai ötletek – 8. A felületszerelt félvezetők hőmérséklet-emelkedésének becslése. Magyar Elektronika, 2011. 10. szám, p. 84.

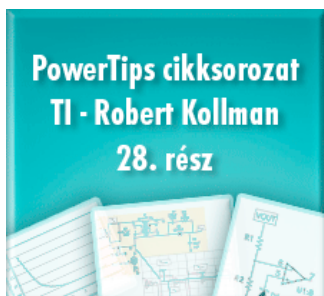
www.ti.com/power-ca

[1] SOA – Safe Operating Area – a félvezető eszközök áram–feszültség függvényének az a tartománya, amelyen belül választott munkapontban a félvezető termikusan stabil állapotban működhet.

A következő alkalommal folytatjuk a hot-swap eszközök áteresztő elemeit érintő vizsgálódásunkat: megállapítunk néhány termikus időállandót az ekvivalens villamos helyettesítő kép felhasználásával.

Teljesítményelektronikai ötletek – 28

2013. október 24. csütörtök, 09:31



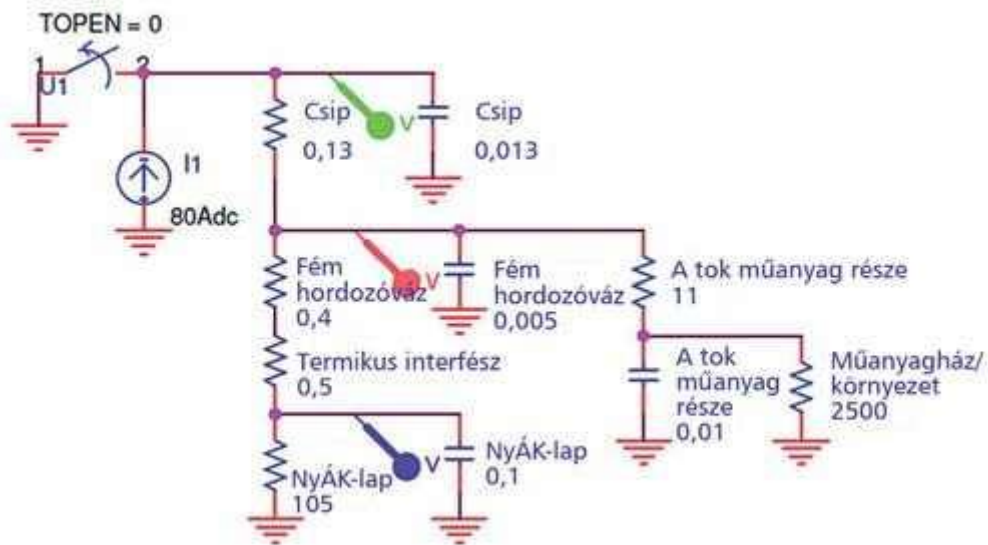
Folytatjuk az előző számunkban megkezdett gondolatmenetet, amely egy redundáns tápellátó egység „hot swap” funkcionálisát (működés közbeni cserélhetőségét) megvalósító MOSFET-kapcsoló egyszerű termikus tranziensanalízisét tűzte ki célul.

Egy „hot swap” MOSFET tranziens melegedésvizsgálata – 2. rész

Ebben a cikkben befejezzük annak az egyszerű módszernek az áttekintését, amelytől arra vonatkozó becslést várunk, mennyivel emelkedik meg egy „hot swap” MOSFET hőmérséklete. Előző folytatásunkban kidolgoztuk egy olyan elektromos hálózat kapcsolási rajzát, amelyet a hőmérséklet-emelkedési probléma megoldására használhatunk az elektromos és termikus rendszer számítmódja közt felfedezhető analógia alapján. A hőforrást egy áramgenerátorral modelleztük. A hőellenállást és hőkapacitást a rendszer alkotóelemeinek fizikai tulajdonságaiból határoztuk meg. A hálózatban mérhető feszültségek reprezentálják a hőmérsékleteket.

Ebben a folytatásban összehasonlítjuk az 1. ábrán látható modell tranziens viselkedését a 3. ábrán bemutatott, a gyártó cég által publikált SOA – (Safe Operating Area – biztonságos működési zóna) – diagramokkal.

Az 1. ábra számszerű értékeit a CSD17312Q5 MOSFET, a fém rögzítőkeret és a NyÁK-lap fizikai jellemzőiből vettük. Néhány jellegzetes pontot jelölhetünk meg a modellben. A NyÁK-lap és a környezet közötti hőellenállás (105 °C/W) a környezet felé vezető, legkisebb hőellenállású útvonal, ezért ez a leginkább meghatározó érték az áramkör megengedhető, állandósult disszipált teljesítménye szempontjából. Ha a hőmérséklet-emelkedést 100 °C -ban maximáljuk, a megengedhető állandósult disszipáció 1 W . A NyÁK-lapnak ezenkívül van egy 10 s -os időállandója, ezért a kártya teljes felmelegedése jelentős időt vesz igénybe. Ebből az következik, hogy az áramkör aránylag nagy teljesítménylökéseket is el tud viselni. Másképpen szólva, egy rövid impulzus formájában megjelenő hőenergia-változás elsősorban a csip hőkapacitását tölti, és csak kisebb arányban jut hő a fém hordozóváz termikus kapacitásának töltésére. Tehetünk egy becslést arra, mennyi energia tárolódik a csip hőkapacitásában annak feltételezésével, hogy minden energia a csip hőkapacitásában tárolódik. Ezzel a feltevessel megoldhatjuk a $dV = I \cdot dt / C$ egyenletet I-re. Ez azt eredményezi, hogy $I = dV \cdot C / dt = 100\text{ °C} \cdot 0,013\text{F} / 1\text{ms} = 1300\text{W}$ összhangban van a 3. ábrán látható SOA-diagrammal.



1. ábra A hőkapacitásokkal kiegészített termikus rendszer villamos analóg modellje

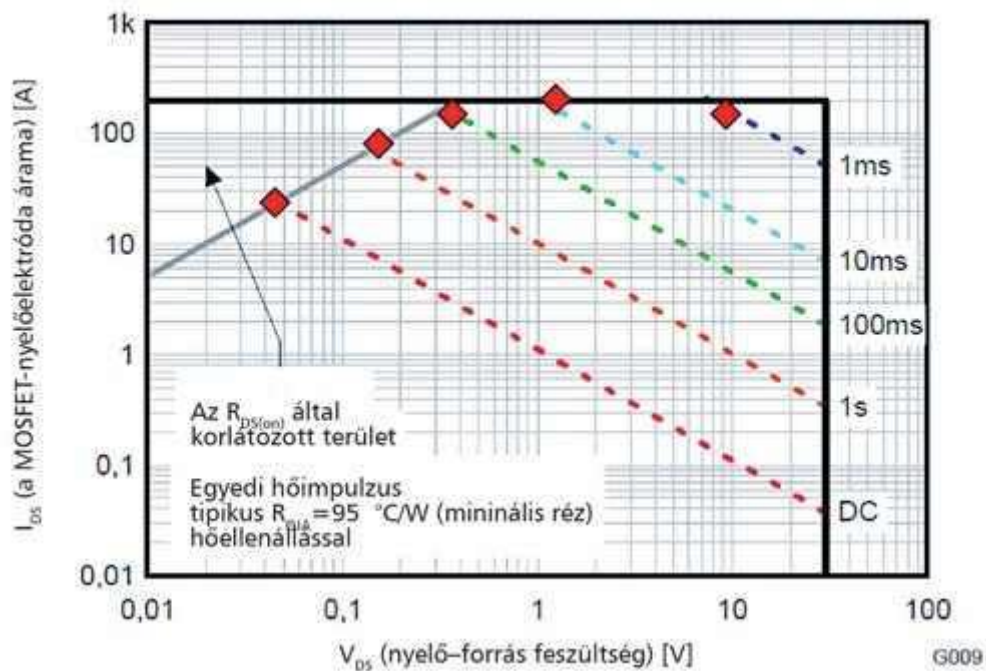
A 2. ábrán az 1. ábrán bemutatott hálózat szimulációjának eredménye látható, amely ezúttal a hőmérséklettel analóg feszültség időfüggvényét ábrázolja. Ez 80 W disszipációt tételez fel, és közvetlenül láthatók rajta a különböző időállandók. A zöld görbe a csip-hőmérsékletet ábrázolja, amely a NyÁK-hőmérsékletéhez képest aránylag gyorsan állandósul. Azt is láthatjuk, hogy létezik egy második időállandó is, amely a fém hordozókeretnek tulajdonítható, ezért enyhe késéssel követi a csip-hőmérsékletet. Végül egy csaknem lineáris időfüggvényű töltődést láthatunk a NyÁK hőmérsékletének időfüggvényében, mivel annál a hőenergia legnagyobb része a hőkapacitás töltésére fordítódik.



2. ábra Három időállandó hatása észlelhető a csiptől a NyÁK-lapig vezető hőenergia-áramlásban

Egész sorozatnyi szimulációt végeztünk annak érdekében, hogy ellenőrizzük a modell

pontosságát. Az eredmények a 3. ábrán láthatók. Ezen a piros jelzések mutatják az egyes szimulációk eredményeit. A termikus modellre állandó teljesítményt (áramot) adtunk, és a csiphőmérséklet emelkedését alkalmas időközönként regisztráltuk. A modell eszerint megfelelő egyezést mutat a bemutatott SOA-görbékkel. Ez azért nagyon fontos, mert eszerint ezt a modellt bátran használhatjuk, ha a hűtőborda vagy a NyÁK paramétereinek megváltoztatásának hatásait kívánjuk meghatározni. Például a SOA adatai olyan esetre vonatkoznak, amelyben minimális méretű a hűtő NyÁK-felület, amelynek tehát nem elégséges a hűtőképessége. Ilyen esetben növelhetjük a NyÁK-felületet annak érdekében, hogy csökkenjen a környezeti vezető termikus ellenállás, de növelhetjük a hőforrás alá tervezett réz térfogatát (a felületét és/vagy a vastagságát) is a hőenergia jobb szétterítése érdekében. Mindezek következtében csökkennek az elrendezés jellemző hőmérsékletei. A megnövelt réztérfogat egyben a hőkapacitást is növeli.



3.ábra A termikus modell eredményei a jelzett pontokban összhangban vannak a CSD17312 MOSFET SOA-görbéjének adataival

Következő folytatásunkban egyszerű, szigetelt előfeszültséget előállító tápegység áramkörét mutatjuk be.

Teljesítményelektronikai ötletek – 29

2013. november 14. csütörtök, 09:15

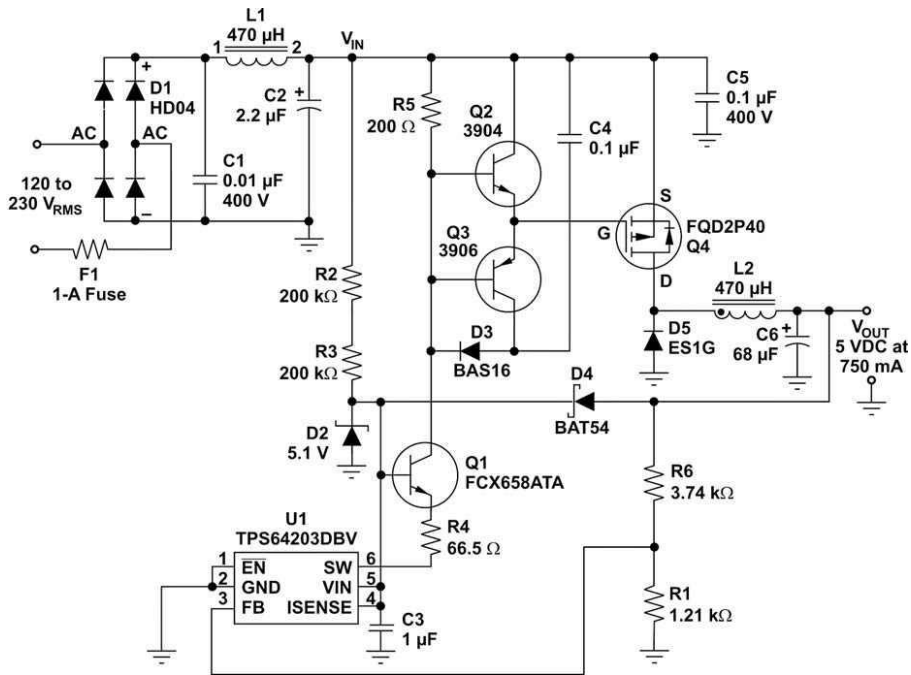


Gyakori feladat, hogy nagy váltakozó feszültséget szolgáltató energiahálózathoz kell jóval kisebb egyenfeszültséget létrehozni – például az elektronikus fogyasztásmérőkben. Erre mutat egyszerű, olcsó megoldást Robert cikksorozatának e havi folytatása.

Segéd tápegység kisfeszültségű, feszültségcsökkentő szabályozóval

A jelen cikkünkben megoldást keresünk arra a jellegzetes problémára, amikor nagy értékű váltakozó feszültséget előállító forrásból kell nála jóval alacsonyabb egyenfeszültséget előállítani – például egy elektronikus fogyasztásmérő elektronikus elemeinek tápfeszültség-ellátására. Ez esetben nem szükséges szigetelt elválasztást létesíteni a be- és a kimenet között. A megoldásban a bemeneti váltakozófeszültség egyenirányítása után akár 375 V egyenfeszültség is keletkezhet, miközben a kimeneti feszültség 5 VDC nagyságrendű, néhány száz mA terheléssel. Az ilyen tömeggyártású alkalmazások rendszerint nagyon érzékenyek, ezért kevés – és olcsó – alkatrészből álló áramköri megoldást kell választanunk. A feszültségcsökkentő kapcsolóüzemű szabályozó olcsón beszerezhető, ám a nagy bemeneti feszültségű megoldás megvalósítása nehézségekbe ütközhet. Folytonos működésű üzemmódban a feszültségcsökkentő szabályozó 400 V-ból 5 V-ot 1,25% kitöltési tényezővel tud előállítani ($U_{out}/U_{in} = 5 \text{ V}/400 \text{ V} = 0,0125 = 1,25\%$). Ha a kapcsolási frekvenciát 100 kHz-re választjuk, a tranzistor bekapcsolási idejére 125 ns adódik, amelyet a kapcsolótranszisztor bekapcsolási sebességéből adódó korlátozások miatt nem könnyű megvalósítani.

Az 1. ábra olyan áramkört mutat, amely megbirkózik a kis kitöltési tényezőtől adódó nehézségekkel. Egy folytonos működésű kapcsolóüzemű tápegység (U1) vezérli a nagyfeszültségű, feszültségcsökkentő teljesítménykapcsoló-fokozatot, egy p-csatornás kapcsolófetet (Q4), amely a 400 V-ból 5 V-ra csökkentett kimeneti feszültséget állítja elő. A kapcsoló MOSFET-et a Q2-ből és Q3-ból álló szinteltoló áramkör hajtja meg. A példánkban TPS64203 típusú kapcsolóüzemű vezérlő a tervezett áramkör kulcsfontosságú alkatrésze. Ezt rendkívül alacsony nyugalmi áram (35 μA) jellemzi, amely lehetővé teszi, hogy a konvertert bekapcsoláskor offline-üzemmódban az R2 és R3 ellenállásokon felvett árammal lehessen elindítani.

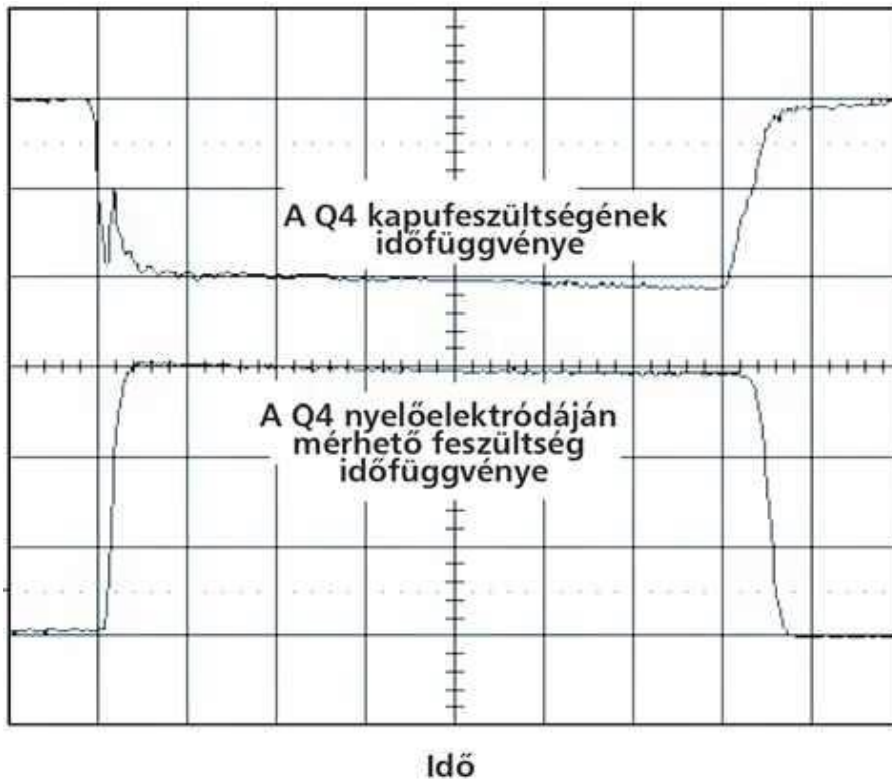


1. ábra Kisfeszültségű feszültségcsökkentő IC-vel egyszerű, olcsó segéd tápegységet tervezhetünk

A másik fontos követelmény, hogy a meghajtó áramkör legyen képes rövid (600 ns-os) kapuvezérlő impulzusokat előállítani annak érdekében, hogy a minimális kapcsolási frekvenciát (a folytonos vezetési üzemmódban) 20 kHz fölé emelhessük. A Q1 tranzisztor szintetizálóként működik, hogy a felső oldali meghajtótranszisztor előállíthassa a kapuvezérlő feszültséget. Az alacsony értékű, 5 V-os kimenőfeszültséget az R4 ellenállással előterheljük, hogy állandóan folyjon áram a Q1-en és az R5-ön. Az R5-ön eső feszültség emitter-

követően keresztül hajtja meg a p-csatornás MOSFET kapuelektrodáját. Az áram tölti a C4 kondenzátort is, amelyen ezen a módon létrejön a meghajtófokozat tápfeszültsége. Azért választottunk p-csatornás kapcsolófelet, hogy egyszerűbb lehessen a meghajtóáramkör. Ha n-csatornást használtunk volna, lényegesen bonyolultabb megoldással érhetük volna csak el a célunkat.

A 2. ábra két hullámformát mutat, amelyből látható, hogy megfelelően gyors kapcsolás érhető el az egyszerű, bipoláris meghajtóáramkör alkalmazásával is. A kapufeszültség fel- és lefutási ideje kisebb 50 ns-nál, amelynek következtében 30 ns-nál rövidebb kapcsolási időket olvashatunk le a nyelőelektroda-feszültség időfüggvényéről. A sebességet tovább növelhetjük a meghajtóáram értékének növelésével, ami révén gyorsabban töltődik a p-csatornás MOSFET kapuelektroda-kapacitása. Ennek az az ára, hogy nő az áramkör teljesítményvesztése. Az áramkör hatásfoka 70% körüli, amely jónak mondható érték, tekintettel arra, hogy a teljes kimenőteljesítmény csupán 4 W, a 400 VAC-ról 5 VDC-re történő átalakítás pedig egyszerű és olcsó áramkörrel valósul meg. A megoldásnak két hiányossága van: nem tartalmaz védelmet a rövidzár és a túlfeszültség ellen. Viszont ezek nélkül az áramkör költséghatékonysága sok alkalmazásban döntő tényező lehet.



2. ábra A MOSFET-tel megfelelően nagy (<50 ns) kapcsolási sebességet érhetünk el.

A következő folytatásban olyan módszert tárgyalunk, amivel megmérhető egy tápegységvezérlő szabályozóhurok fázistartaléka anélkül, hogy tudomásunk lenne, mi van az áramkör belsejében.

