

Kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok túlterhelés elleni védelme

ETO 621.376.722.1:621.316.92

A félvezető kapcsolóeszközök fejlődésének következtében egyre szélesebb körben használatosak a jó hatásfokú, kis súlyú és térfogatú, kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok. Az utóbbi néhány évben igen sok cikk és szakkönyv foglalkozott a felvetődő elméleti és gyakorlati problémákkal (ld. pl. [1], [2] irodalomjegyzékét). Egy, a felhasználó szempontjából igen lényeges kérdés — a túlterhelés elleni védekezés — átfogó tárgyalása azonban eddig nem állt rendelkezésre. Ezt a hiányt igyekszik pótolni ez a cikk.

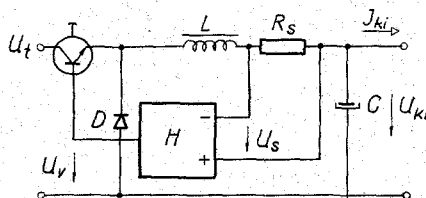
A túlterhelésnek kétféle oka lehet:

- a kimenetre csatlakozó fogyasztó ekvivalens ellenállásának a megengedett minimum alá csökkenése (ez a tápegység megfelelő tervezése esetén általában a fogyasztó meghibásodásának a következménye);
- a tápegység bekapcsolásakor fellépő tranziens folyamat (a kimeneten mindig jelenlevő energia-tároló kondenzátor feltöltése).

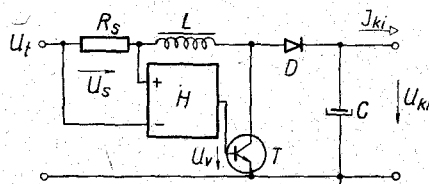
Túlterhelés esetén a végfokozat tranzisztorának áramát a vezérlő áram és a tranzisztor áramerősítési tényezője, illetve — ha a tranzisztor nem kerül az aktív tartományba — a kimeneti feszültség és a terhelő ellenállás határozza meg. Az utóbbi kevésbé veszélyes, mert ekkor nem nő meg jelentősen a tranzisztor veszteségi teljesítménye. Az első esetben a pillanatnyi disszipáció túlhaladhatja a biztonságos működési terület (SOAR) által megengedett értéket, és ez a tranzisztor nyitó irányú második letörését, tehát tönkremenetelét okozhatja. Mivel a kapcsolóüzemű tápegységekben alkalmazott tranzisztorok általában igen érzékenyek a második letörésre (a jó teljesítmény-átalakítási hatásfok érdekében ugyanis többszörös diffúzióval előállított, inhomogén bázisú, nagy sebességű és kis telítési ellenállású tranzisztorok használata célszerű), a disszipatív stabilizátoroknál szokásos áramkorlátozási megoldás nem tekinthető megfelelőnek. Ennek a megoldásnak a lényege az, hogy a védő áramkör az áteresztő tranzisztor áramát nem engedi egy bizonyos szint fölé. Így túlterhelésnél egyidejűleg nagy áram és feszültség jelentkezik a tranzisztoron. Igaz, hogy jól méretezett hűtéssel ezt a tranzisztor elviseli, de nem gazdaságos, ha az üzemi disszipáció a csúcserőteljénél nagyságrendekkel kisebb. Nagyon fontos tehát, hogy a kapcsolóüzemű tranzisztor az áramkorlátozás alatt is az üzemi körülményeknek megfelelő, kis maradékfeszültségű állapotban tartassuk. Erre többféle megoldási mód alakult ki, ezeket tekintjük át a továbbiakban.

1. Histeréziszes védő áramkör

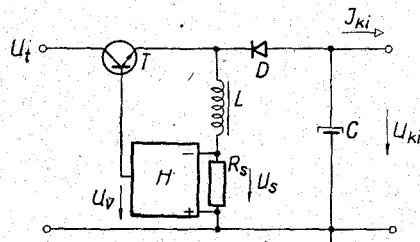
Az induktivitást tartalmazó feszültségstabilizátorok számára jól használható a histeréziszes érzékelésű védő áramkör. Az elvi kapcsolási rajzot a három alaptípusra — a feszültségcsökkentő, feszültségnövelő és polaritásváltó stabilizátorra — az 1. ábra mutatja be. A 2. ábrán látható a kétbemenetű histeréziszes áramkör (jele H) transzfer karakterisztikája, azaz az U_v vezérlő feszültség az érzékelő ellenálláson fellépő U_s függvényében. A kapcsolási rajzokon nem tüntetjük fel az állandó kimeneti feszültségű üzemmódhoz szükséges vezérlő áramkört. Feltételezzük, hogy



a, Feszültségcsökkentő stabilizátor histeréziszes védelme

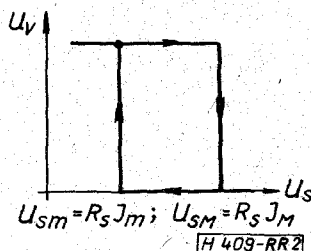


b, Feszültségnövelő stabilizátor histeréziszes védelme



c, Polaritásváltó stabilizátor histeréziszes védelme [H409-RR1]

1. ábra



2. ábra

a védő áramkörnek elsőbbsége van a T kapcsoló tranzisztor vezérlésében, tehát ha H kimenő szintje kicsi, akkor a tranzisztor biztosan le van zárva.

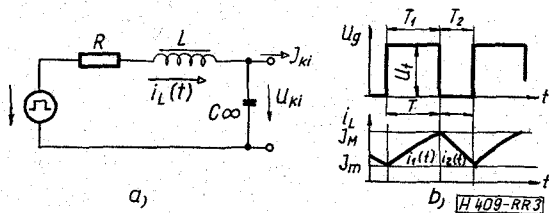
A védelem mindhárom esetben azonos jelleggel működik. Amikor a vezető T tranzisztoron és az L induktivitáson átfolyó áram eléri a hiszterézises kör átbillentéséhez szükséges I_M értékét, H kimeneti feszültsége lecsökken és lezárja T -t. Ezután az induktivitás árama a D diódán keresztül tölti a C kapacitást, miközben monoton csökken az I_m értékig. Ezt elérve a hiszterézises áramkör ismét állapotot vált és T vezetni kezd.

Az áramkörtervező számára a kimenő feszültség és áram közti kapcsolat, azaz a kimeneti karakterisztika, valamint a működési frekvencia ismerete igen fontos. A helyes eszközválasztáshoz, illetve méretezéshez azonban a kapcsoló eszközök és az induktivitás áram-időfüggvényének ismerete is szükséges. A továbbiakban bemutatjuk a feszültségcsökkentő stabilizátorra (ld. 1a ábra) a legfontosabb paraméterek számítási eljárását, és táblázatban összefoglaljuk a másik két alaptípusra vonatkozó összefüggéseket is. A számítás ezeknél is az elsőhöz hasonló módon végezhető el.

A levezetések során a következő egyszerűsítő feltevéseket alkalmaztuk:

- a C kapacitás váltakozó áramú szempontból rövidzárnak tekinthető,
- a vezető T tranzisztor, illetve D dióda azonos ellenállású, így a helyettesítő képen elegendő egy ellenállást figyelembe vennünk (ld. 3a ábra); ez az ellenállás a kapcsoló eszközök veszteségi ellenállásának, az induktivitás soros ohmos ellenállásának és az érzékelő ellenállásnak az eredője, az átkapcsolási folyamatokhoz szükséges idő elhanyagolható.

Az áramkör jelalakjait a 3b ábrán láthatjuk.



3. ábra

A kör i_L áramát a T_1 idő alatt az

$$i_L(t) = \frac{U_t - U_{ki}}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + I_m e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (1)$$

kifejezés adja meg. Állandósult állapotban

$$i_L(T_1) = I_m \quad (2)$$

Hasonlóképpen a T_2 idő alatt (az egyszerűség kedvéért itt is a $t=0$ pontból indul a függvény):

$$i_L(t) = -\frac{U_{ki}}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + I_m e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3)$$

és

$$i_L(T_2) = I_m \quad (4)$$

A kifolyó egyenáram megegyezik $i_L(t)$ átlagával,

azaz

$$I_{ki} = \frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) dt = \frac{1}{T_1 + T_2} \left[\int_0^{T_1} i_L(t) dt + \int_0^{T_2} i_L(t) dt \right] \quad (5)$$

(1)-be behelyettesítve (2)-t, és az egyenletet megoldva T_1 -re, az eredmény:

$$T_1 = \tau \ln \frac{U_t - U_{ki} - I_m R}{U_t - U_{ki} - I_m R} \quad (6)$$

ahol $\tau = \frac{L}{R}$.

Ugyanígy

$$T_2 = \tau \ln \frac{U_{ki} + I_m R}{U_{ki} + I_m R} \quad (8)$$

(5) alapján I_{ki} -re a következő kifejezést nyerjük:

$$I_{ki} = \frac{T_1}{T_1 + T_2} \cdot \frac{U_t}{R} - \frac{U_{ki}}{R} \quad (9)$$

(9)-be behelyettesítve (6)-ot és (8)-at a kimenő karakterisztika rendelkezésünkre áll, bár nem a szokásos $U_{ki} = f(I_{ki})$ alakban, hanem annak inverzeként:

$$I_{ki} = \frac{U_t}{R} \frac{\ln \frac{U_t - U_{ki} - I_m R}{U_t - U_{ki} - I_m R}}{\ln \frac{(U_t - U_{ki} - I_m R)(U_{ki} + I_m R)}{(U_t - U_{ki} - I_m R)(U_{ki} + I_m R)}} - \frac{U_{ki}}{R} \quad (10)$$

Ha tehát szükségünk van a védő áramkör által kialakított kimenő karakterisztikára, adott U_t , I_m , I_M és R paraméterértékekkel, ezt (10)-ből pontonként meghatározhatjuk. Ezután (6) és (8) segítségével a működési frekvencia és a kitöltési tényező is kiszámítható.

Mindhárom alapkapcsolásra T_1 , T_2 és I_{ki} kifejezését az 1. táblázat tartalmazza.

A táblázattal kapcsolatban megjegyzendő, hogy a feszültségnövelő áramkör karakterisztikájának ott szereplő képlete csak az $U_{ki} > U_t - I_{ki}R$ tartományban érvényes. Ennél kisebb U_{ki} értékek esetén a kimenő feszültség és áram kapcsolatát az

$$U_{ki} = U_t - I_{ki}R \quad (11)$$

összefüggés adja meg.

Mint a táblázatból látható, az induktitásnak nincs hatása a kimenő karakterisztikára. Az oszcillációs frekvenciát az

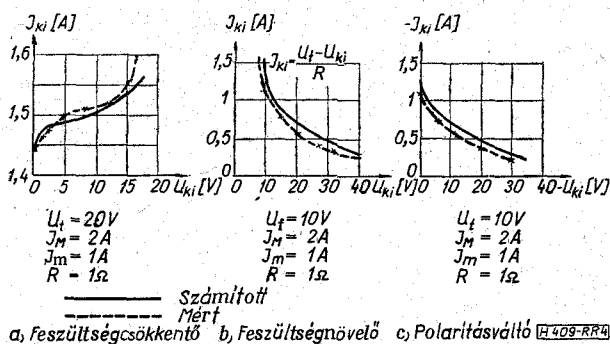
$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} \quad (12)$$

kifejezés adja meg, értéke fordítva arányos L -lel.

A 4. ábrán a három változat kimenő karakterisztikáját tüntettük fel az ábrán megadott paraméterekkel számolva, valamint azonos paraméterű áramköri modelleken mérve. A számítási és mérési eredmények a mérési, illetve beállítási hibahatáron belül jó egyezést mutatnak. Az ábrán az is jól látható, hogy a feszültségcsökkentő kapcsolás árama széles feszültségtartományban közel állandó, a másik két áramkörnél azonban tág határok között ingadozik. A rövidzárási áram a feszültségnövelő kapcsolásnál az üzemi

Hiszterézises védő áramkör által kialakított kimenő karakterisztikák, valamint a kapcsoló tranzisztor vezetős (\$T_1\$) és zárt (\$T_2\$) állapotának időtartama.

	I_{ki}	T_1	T_2
Feszültségcsökkentő	$\frac{U_t}{R} \cdot \frac{\ln \frac{U_t - U_{ki} - I_M R}{U_t - U_{ki} - I_M R}}{\ln \frac{(U_t - U_{ki} - I_M R)(U_{ki} + I_M R)}{(U_t - U_{ki} - I_M R)(U_{ki} + I_M R)}} - \frac{U_{ki}}{R}$	$\tau \ln \frac{U_t - U_{ki} - I_M R}{U_t - U_{ki} - I_M R}$	$\tau \ln \frac{U_{ki} + I_M R}{U_{ki} + I_M R}$
Feszültségnövelő	$\frac{I_M - I_m - \frac{U_{ki} - U_t}{R} \ln \frac{U_{ki} - U_t + I_M R}{U_{ki} - U_t + I_M R}}{\ln \frac{(U_t - I_M R)(U_{ki} - U_t + I_M R)}{(U_t - I_M R)(U_{ki} - U_t + I_M R)}}$	$\tau \ln \frac{U_t - I_M R}{U_t - I_M R}$	$\tau \ln \frac{U_{ki} - U_t + I_M R}{U_{ki} - U_t + I_M R}$
Polaritásváltó	$\frac{I_M - I_m + \frac{U_{ki}}{R} \ln \frac{I_M R - U_{ki}}{I_M R - U_{ki}}}{\ln \frac{(I_M R - U_{ki})(U_t - I_M R)}{(I_M R - U_{ki})(U_t - I_M R)}}$	$\tau \ln \frac{U_t - I_M R}{U_t - I_M R}$	$\tau \ln \frac{I_M R - U_{ki}}{I_M R - U_{ki}}$

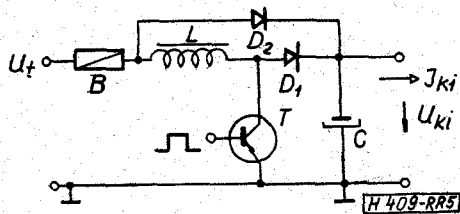


4. ábra

D_2 a biztosító kiolvasztásával leválasztja az áramkört a bemeneti feszültségforrásról. Elektronikus megoldás egyébként csak valamilyen soros elem (pl. túlárámvédett áteresztő tranzisztor) beiktatásával képzelhető el, de ez általában nem gazdaságos.

Az 1. táblázat képleteinek vizsgálata alapján kiderül, hogy a határáramok relatív különbségétől, azaz az $(I_M - I_m)/I_m$ hányadostól erősen függ az oszcillációs frekvencia. Illusztrációként a 6. ábrán feltüntetjük a feszültségcsökkentő kapcsolás normalizált frekvenciáját a relatív áramkülönbség függvényében.

A frekvencia igen jó közelítéssel fordítottan arányos a hiszterézishurok szélességével. Emiatt nem szabad nagyon lecsökkenteni a határáramok különbségét. A nagy működési frekvencián ugyanis jelentősen megnövekedne a kapcsoló eszközöket igénybe vevő, az átkapcsolási folyamatból származó veszteségi teljesítmény.



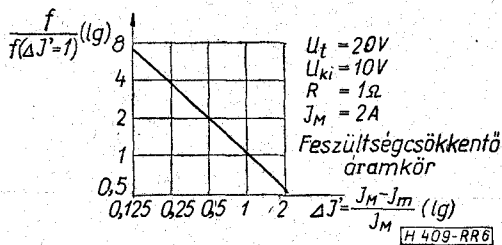
5. ábra

2. Csúszáramérző védő áramkör

A túlárámvédelem egy másik lehetséges megoldásának leírását [3] adja meg. Ez a módszer minden, órajelgenerátorral vezérelt, kapcsolóüzemű stabilizátornál alkalmazható. Alkalmazásához nem szükséges, hogy a stabilizátor soros induktivitást tartalmazzon. A működési elvet és a jellegzetes jelalakokat a 7. ábra mutatja be a feszültségcsökkentő kapcsolásra.

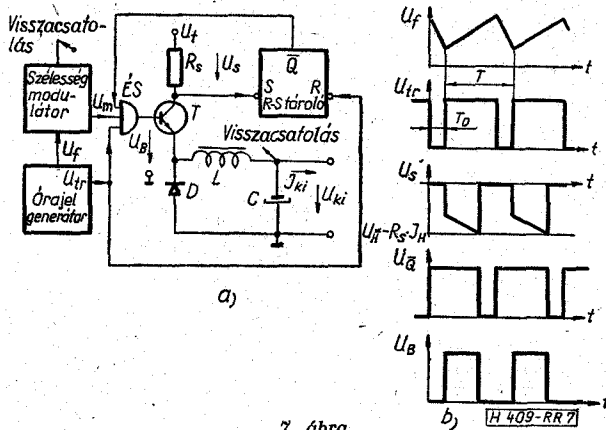
Az óragenerátornak két kimenete van. Az egyik kimenete fűrészelet ad (U_t), ez a stabilizátor szélességmodulátorát vezérli, a másik pedig egy törlőjelet (U_{tr}), amely visszabillenti az átbillent $R-S$ tárolót.

A tároló az alapállapotból akkor kerül átbillent helyzetbe, ha a kapcsoló tranzisztorral sorban elhelyezett R_s érzékelő ellenálláson eső feszültség meghaladja az U_H határfeszültség értékét (az ábrán feltüntetett mérőirány szerint negatív értelemben). A szélességmodulátor U_m vezérlő jele egy három bemenetű ÉS kapun keresztül jut a kapcsoló tranzisztor bázisára (U_B). Ha a törlő jel vagy a tároló negált kimenetén levő feszültség ($U_{\bar{Q}}$) alacsony szinten van, akkor

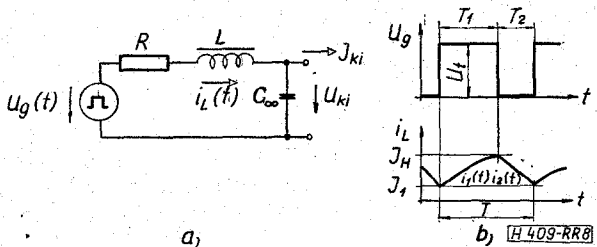


6. ábra

érték sokszorosa ($I_{r2} = U_t/R$), s ezért itt a hiszterézises védelem csak a tranzisztor számára megfelelő. A diódának a teljes rövidzárási áramot el kell viselnie tönkremenetel nélkül. Ennek kiküszöbölésére mutat egy lehetséges megoldást az 5. ábra. Itt D_1 egy viszonylag kis áramú kapcsoló dióda, D_2 pedig a B biztosító kiolvasztásához megfelelő I^2t értékű, nagy csúszáramot elbíró dióda. Kimeneti rövidzár esetén



7. ábra



8. ábra

a modulátor kimenete nem képes bekapcsolni a T tranzisztort. Tálterhelésmentes esetben $U_{\bar{Q}}$ mindig magas szinten van, így a kitöltést csak a törlő jel T_0 ideje korlátozza. Az aktuális kitöltést ekkor a körben fennálló negatív visszacsatolás állítja be.

A módszert feszültségnövelő, polaritásváltó és transzformátoros csatolású stabilizátorok esetében egyaránt lehet alkalmazni. Akkor is igen előnyös ez az elrendezés, ha az áramkör működési frekvenciájának pontosan előírt értéken kell maradnia tetszőleges üzemi körülmények esetén (az állandó frekvencia zavarérzékeny berendezésekben használt tápegységek-nél fontos, megkönnyíti a bemeneti és kimeneti szűrőkörök optimalizálását). Végül még egy hasznos tulajdonságra hívjuk fel a figyelmet. Az érzékelő ellenállás – mindegyik áramköri változatnál – a bemenő tápfeszültség pozitív vagy negatív pontjára csatlakozhat. Ez egyszerűbbé teszi a pontos túláramvédelem megvalósítását, és bizonyos mértékig csökkentheti az áramkörben fellépő ohmos veszteségeket (ugyanis csak a kapcsoló vezető állapotában folyik áram az érzékelőn, nem pedig a teljes periódusban).

A kimenő karakterisztika ebben az esetben is megadható zárt alakban. A számítást vázlatosan bemutatjuk a feszültségcsökkentő kapcsolásra, a 8. ábrán feltüntetett helyettesítő kép és jelalakok esetén. A feltevések megegyeznek a hiszterézises védelem vizsgálatánál alkalmazottakkal.

Az i_L áramot a T_1 és a $T_2 = T - T_1$ szakaszokra az (1) és (3) kifejezés adja meg, csupán I_M helyett kell $I_H - t$, I_m helyett pedig I_1 -et írunk. Ennek megfelelően az állandosult állapotra itt is érvényes az $i_1(T_1) = I_H$ és $i_2(T_2) = I_1$ egyenlet, I_1 -et azonban nem ismerjük, ellentétben a hiszterézises védelemmel. Meghatározva T_1 és T_2 értékét, és a két időtartamot összeadva, az órajelgenerátor periódusidejét, T -t kapjuk eredményül, s ebből T_1 már számítható:

$$T = T_1 + T_2 = \tau \ln \frac{(U_t - U_{ki} - I_1 R)(U_{ki} + I_H R)}{(U_t - U_{ki} - I_H R)(U_{ki} + I_1 R)} \quad (13)$$

Fejazzük ki I_1 -et:

$$I_1 = \frac{(U_t U_{ki} - U_{ki}^2)(1 - A) + I_H R [U_t - U_{ki}(1 - A)]}{R[A U_t + (1 - A)(U_{ki} + I_H R)]} \quad (14)$$

ahol

$$A = e^{-\frac{T}{\tau}} \quad (15)$$

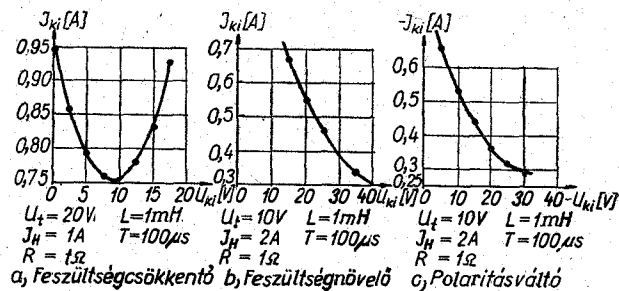
és

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (16)$$

Ezek után az $I_{ki}(U_{ki})$ függvény az 1. táblázatból kiolvasható, csupán I_M helyett továbbra is $I_H - t$, I_m helyett pedig I_1 -et kell figyelembe vennünk. Az ismétlések elkerülésére ezért a 2. táblázatban csak I_1 kifejezését adjuk meg.

2. táblázat
Csúcsérzékelő védő áramkör esetén fellépő áramminimum értéke a három alapkapcsolásra

	I_1
Feszültségcsökkentő	$\frac{(U_t U_{ki} - U_{ki}^2)(1 - A) + I_H R [U_t - U_{ki}(1 - A)]}{R[A U_t + (1 - A)(U_{ki} + I_H R)]}$
Feszültségnövelő	$\frac{(U_t^2 - U_t U_{ki})(1 - A) + A I_H R (U_t - U_{ki})}{R[(1 - A)(U_t - I_H R) - U_{ki}]}$
Polaritásváltó	$\frac{-U_t U_{ki}(1 - A) + I_H R (U_t - U_{ki})}{R(A U_t - U_{ki})}$

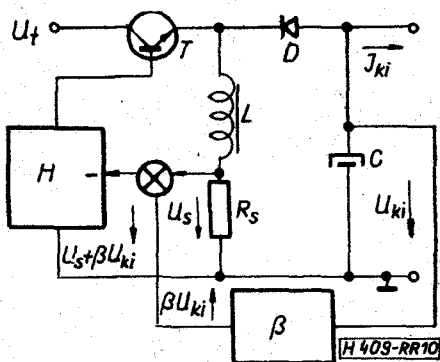


9. ábra

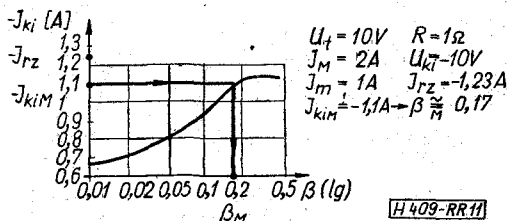
A 9. ábrán tüntettük fel a kiszámított kimeneti karakterisztikákat mindhárom változatra. Mint a hiszterézises védelemmel ellátott kapcsolásoknál, itt is látható, hogy a feszültségcsökkentő stabilizátornál közel állandó a kimenő áram, a másik kettőnél azonban csökkenő abszolút értékű kimeneti feszültség esetén erősen megnő a kimenő áram. A feszültségnövelő stabilizátor rövidzárási áramáról, illetve zárlatvédelméről előzőleg elmondottak itt is érvényesek.

3. A kimeneti karakterisztikák korrekciója

A feszültségnövelő és a polaritásváltó áramkör kimenő karakterisztikájának nemlinearitását egyszerű módszerrel lehet csökkenteni. Az eljárás mind a hiszterézises, mind pedig a csúcsáramérzékelő védelemnél használható. A 10. ábrán a hiszterézises védelmű polaritásváltó módosított elvi kapcsolását



10. ábra



11. ábra

láthatjuk. A módosítás lényege az, hogy a kimenő feszültséggel arányos βU_{ki} na gyságú jelet a dunk hozzá az érzékelő ellenálláson eső U_s feszültséghez. Mivel esetünkben az eredő feszültség csökken (U_{ki} negatív), nagyobb áramszintnél kezdődik el a korlátozás. A túlterhelés növelésével kisebbé válik a kimeneti feszültség, megnő a hiszterézises kör bemenő szintje, azaz lecsökken a korlátozási áram. Megfelelő β értékkel a kimeneti határáram jól megközelítheti a rövidzárási áramot.

A β osztásarány megállapításához egy konkrét áramkör esetén ki kell számítani az $I_{ki}(\beta)$ karakterisztikát a tápfeszültség (U_t), a névleges kimenő feszültség (U_{ki}), az I_M , illetve I_m határáramok és az R veszteségi ellenállás rögzített értéke esetén. Ezután ki lehet jelölni a kívánt árammaximumhoz (I_{kiM}) tartozó β_M értéket. A számítás eredményét és a β_M tényező meghatározását a 11. ábrán láthatjuk az ábrán feltüntetett paraméterű kapcsolásra. A számítás során az

$$I'_m = I_M - \beta \frac{U_{ki}}{R}, \quad (17)$$

illetve az

$$I'_m = I_H - \beta \frac{U_{ki}}{R} \quad (18)$$

összefüggésekkel vettük figyelembe az áramkör módosítását. A diagramon feltüntetettük a rövidzárási áram értékét is.

A csúcsáramérzékeléses védelemnél természetesen csak a felső áramszintet, azaz I_H értékét lehet megváltoztatni. Itt az

$$I'_H = I_H - \beta \frac{U_{ki}}{R} \quad (19)$$

összefüggés lesz érvényes.

A feszültségnövelő kapcsolásnál hasonlóképpen valósítható meg a karakterisztika korrekciója. Megjegyzendő, hogy amikor a kimenő feszültség a tápfeszültség alá csökkent, itt sem lesz a védelemnek további hatása a kimeneti karakterisztikára.

4. Egyéb védelmi lehetőségek

Túlterhelés ellen az eddig ismertetett módszerektől eltérően is megvédhetők a stabilizátorok. Egyszerű megoldás például egy előírt áramszint elérésekor a kapcsolótranszisztor vezérlésének végleges megszüntetése.

Az újraindítás kézi úton [4] vagy automatikusan [5] történhet. Felügyelet nélkül működő tápegységeknél természetesen az utóbbit célszerű használni.

Helytelen méretezés esetén mindkét változatnál sajátos probléma jelentkezhet. A tápegység nem helyezhető üzembe, mert „megszólal” a védelem. Ez a bekapcsolási áramcsúcs következménye. A második változatnál ez kis frekvenciás oszcillációként figyelhető meg. A jelenség elkerülésére nagy L/C viszonyt kell biztosítanunk, de ez általában nem gazdaságos. Járható út az is, ha a referenciával fel-futását lassítjuk (pl. RC tagos késleltetéssel), mivel így is csökken a csúcsáram.

Megvalósítható olyan kapcsolóüzemű stabilizátor is, amely nem igényel külön túláramvédelmet. Ilyen megoldást ír le [6] és [7]. Az elsőben a kapcsoló tranzisztort a kollektorárammal arányos bázisáram vezérli egy áramtranszformátoron keresztül. Egy beállított küszöbszint elérése után lekapcsolódik a vezérlés. Itt a negatív visszacsatolás a működési frekvencia változtatásával hat.

A másik módszer lényege az analóg hibajel és ennek eredményeként a kitöltési tényező korlátozása. Ez meggátolja egy adott csúcsérték fölötti kimenő áram felleptét.

A megoldás hátránya a kimenő karakterisztika kiszélesedése a korlátozási tartományban. Az állandó feszültségű szakaszban kivehető maximális áram ugyanis jóval alatta marad a rövidzárási áramnak (még a feszültségszökkenő stabilizátornál is).

5. Összefoglalás

A kapcsolóüzemű stabilizátorok megbízhatóságának növelése érdekében feltétlenül ajánlatos valamilyen, a kapcsoló eszközök túláramvédelmére szolgáló áramkör alkalmazása. A cikkben részletesen ismertetett két módszer a túlterhelésből vagy bekapcsolási tranziensből származó túláram ellen különösen jól használható. A kialakuló karakterisztikák zárt képlettel megadhatók, az eredmények helyességét a modell áramkörökön végzett mérések igazolták.

I R O D A L O M

- [1] Redl R.: Tranzisztoros kapcsolóüzemű feszültségstabilizátor alaptípusok vizsgálata. Híradástechnika, 1973. 6. 173—177. old.
- [2] Redl R.: Neue Trends beim Entwurf von Stromversorgungseinrichtungen. Radio Fernsehen Elektronik, 1975. H. 7. 214—216. o.
- [3] Dr. Gschwindt A.—Redl R.: Kapcsolásj elrendezés kapcsolóüzemű tranzisztoros feszültségstabilizátorok túláramvédelmére. 166.190. sz. magyar szabadalom
- [4] Widlar, R. J.: Design for negative voltage regulators. National Semiconductor AN—21, 1968. dec.
- [5] George, B.: Variable 35V 10A switched-mode voltage regulator. Mullard Technical Communications, 1973. július 279—292. old.
- [6] Kinghorn, J. R.: Flyback converters with current transformer drive. Mullard Technical Communications, 1975. jan. 210—224. old.
- [7] Capel, A.: New control technique in dc/dc regulators for space applications. IEEE Tr. AES, 1972. júl. 472—480. old.