

Tranzisztoros kapcsolóüzemű feszültségstabilizátor alaptípusok vizsgálata

ETO 621.311.6:621.316.727.1:621.382.3

A tranzisztoros kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok az úrkutatási célokat szolgáló és egyéb mozgó (= az erősáramú hálózattól független) berendezések energiaellátó rendszerének építő elemeiként terjedtek el széles körben. Ez elsősorban a rendkívül jó üzemi hatásfok következménye. Az utóbbi néhány évben azonban olyan tranzisztortípusokat is sikerült kifejleszteni, amelyek nemcsak a viszonylag alacsony akkumulátorfeszültségek átalakítását, stabilizálását tették lehetővé, hanem gyökeresen új perspektívát nyújtottak a hálózati tápegységek területén is. Itt a jó hatásfok jelentősége természetesen kisebb, mint a mozgó üzemben, az 50 Hz-es hálózati transzformátor elhagyása azonban erőteljesen csökkentheti a súlyt és a térfogatot. Ehhez a csökkenéshez a kisebb hűtésigény is hozzájárul.

A hálózati transzformátor nélküli tápegységek legfontosabb alkalmazási területei a következők:

- számítógépek és egyéb integrált áramkörös nagyberendezések,
- színes tv-vevőkészülékek,
- repülőgép fedélzeti berendezések.

A jó hatásfok, a kis súly és térfogat mellett igen lényeges jellemző a „kiesési” (drop-out) idő. (Ez alatt az idő alatt csökken a kimeneti feszültség a minimális megengedett értékére teljes terhelésnél a hálózati feszültség kimaradása esetén.) A kiesési idő fontos paraméter például a digitális számítógépek tápellátásánál. Az elsődleges energiatárolók a kapcsolóüzemű stabilizátoroknál is elektrolitkondenzátorok, mivel azonban azonos CU szorzat mellett a tárolható energia lineárisan nő a feszültséggel, a hagyományos felépítésű tápegységekben szokásosnál sokkal kisebb méretű kondenzátorok is elegendőek akár egy teljes periódusidőnyi hálózatkimaradás esetén is.

Megemlítendő néhány hátrányos tulajdonságuk is. A legnagyobb problémát a kapcsoló fokozatok által keltett, a tápvezetéken vagy sugárzás útján terjedő zaj jelenti. A kimenő jelen fellépő váltófeszültség („ripple”) amplitúdója általában nagyobb az átteresztő tranzisztoros stabilizátorok hasonló paraméterénél. A szűrés azonban a magas (10–30 kHz) működési frekvencia miatt a kapcsolóstabilizátoroknál egyszerűbben megoldható, a kimeneti szűrőkör alkalmazása viszont megnöveli a tranziens időt — gyors terhelésváltozásnál a feszültség a statikus értéket a hagyományos stabilizátorokhoz képest lassabban éri el.

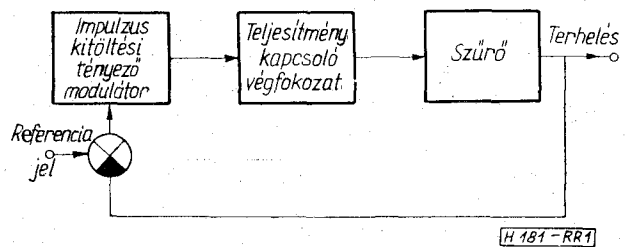
A cikk a kapcsolóüzemű feszültségstabilizátor alapkioscsolások bemutatását, legfontosabb mennyiségi

jellemzőinek meghatározását, és a realizálási problémák áttekintését tűzte ki célként. Megadjuk a kapcsolótranzisztorok és diódák igénybevételére utaló adatokat és az üzemi hatásfok kifejezését is.

Alapkioscsolások

A működés elvét az 1. ábra szemlélteti.

Az egyes típusokat a kitöltési tényező változtatását biztosító modulátor, illetve a teljesítménykapcsoló végfokozat felépítése alapján célszerű megkülönböztetni. Mivel az áramkör tulajdonságait elsősorban a végfokozat determinálja, a továbbiakban ezt helyezzük a vizsgálat középpontjába.



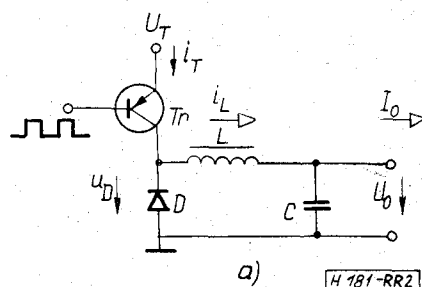
1. ábra

A 2–6. ábrákon a legfontosabb alapkioscsolások áramköri elrendezése látható.

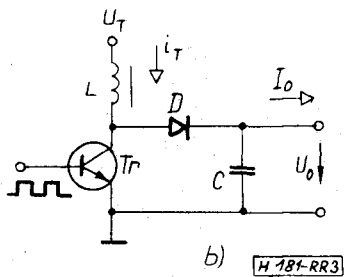
A feltüntetett kapcsolások a leggyakrabban alkalmazott változatok. Természetesen sok egyéb lehetőség is van, például az „A”, „B”, „C” esetben autotranszformátor is alkalmazható az induktivitás helyett, az „E” áramkört pedig hidkapcsolásban is megvalósíthatjuk. A változatok jelentősége kisebb, analizisük az alapkioscsolásokéhoz hasonlóan végezhető el.

A kapcsolóüzemű stabilizátorok felhasználás szempontjából lényeges jellemzői a következők:

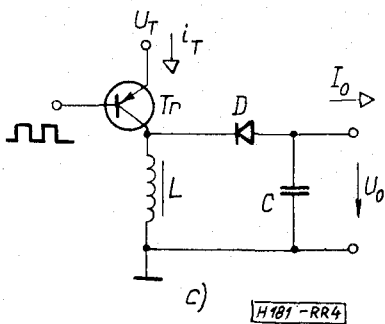
- kimeneti feszültség a kitöltési tényező és a tápfeszültség függvényében különböző terhelő áramoknál,



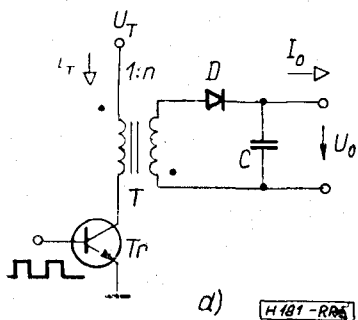
2. ábra, A áramkör



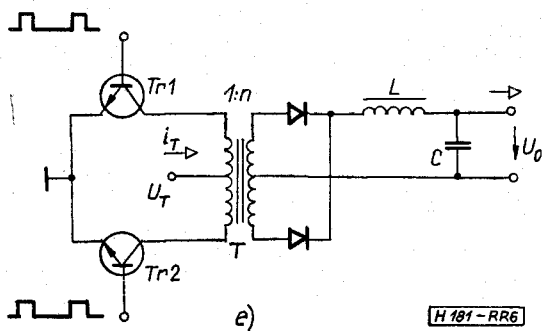
3. ábra. B áramkör



4. ábra. C áramkör



5. ábra. D áramkör



6. ábra. E áramkör

- a veszteségi ellenállások hatása a kimenő karakterisztikára,
- átalakítási hatások,
- a kapcsolóeszközök feszültség- és áramigénybevétele.

A kimenő karakterisztika meghatározása

Az egyes áramkörök kimenő feszültsége a fellépő jelalakok segítségével számítható ki. Illusztrációként a 2. ábra áramkörénél („A”) részletesen elvégezzük

ezeket a számításokat. A módszer a többi esetben is hasonló. A kitöltési tényező értékét a számítások során k -val jelöljük, ez alatt az idő alatt a tranzisztor vezető állapotban van. A kapcsolójel periódusideje T .

Az „A” áramkör jelalakjai a következők (7., 8. ábra).

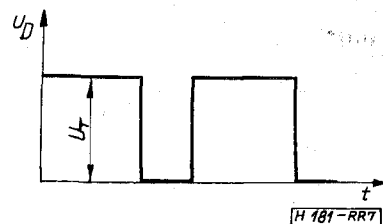
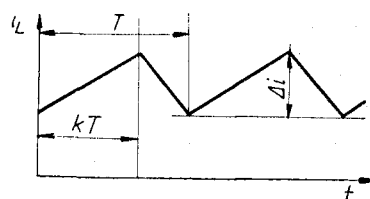
A 7. ábrán az az eset látható, amikor a szűrőinduktivitás árama nem csökken zérusra üzem közben. A diódán fellépő feszültség értéke ekkor 0 vagy U_T lehet, a kapcsolótranzisztor állapotától függően. A 8. ábrán feltüntettük a jelalakokat, ha az áram a nullát is eléri. Mint látható, a periódusnak ebben a részében $u_D = U_0$. A veszteségek hatását és a véges kapcsolási időket itt nem vettük figyelembe.

Az áramkörre felírható differenciaegyenletek — abban az esetben, ha a kimenő feszültség állandónak tekinthető egy kapcsolási periódusra — egyszerűen megadhatók a 7. ábra szerint:

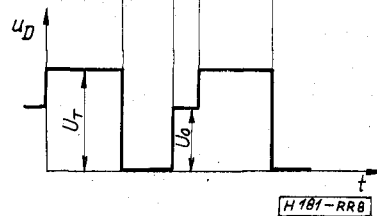
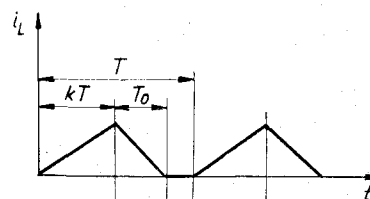
$$U_T = L \frac{\Delta i_1}{kT} + U_0, \quad \text{ahol } \Delta i_1 \text{ az induktivitás áramának megváltozása a tranzisztor vezető állapota alatt}$$

és

$$0 = L \frac{\Delta i_2}{(1-k)T} + U_0, \quad \text{ahol } \Delta i_2 \text{ az induktivitás áramának megváltozása a tranzisztor zárt állapota alatt.}$$



7. ábra



8. ábra

Használjuk fel a

$$\Delta i_1 = -\Delta i_2 = \Delta i$$

feltételt (ez stacionárius esetben mindig teljesül):

$$\frac{U_T - U_0}{L} kT = \frac{U_0}{L} (1-k)T,$$

ebből

$$U_0 = kU_T.$$

Mint látható, a kimenő feszültség a terhelő áramtól független. Az áramkör rögzített kitöltési tényező esetén ideális egyenáramú transzformátornak tekinthető.

Ha a szűrőinduktivitás árama a periódus egy részében zérusra csökken, bonyolultabb a helyzet. Itt első lépésként T_0 időtartamát határozzuk meg.

A $\Delta i_1 = -\Delta i_2$ feltételből:

$$T_0 = \frac{U_T - U_0}{U_0} kT.$$

A kimenő karakterisztikát az

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) dt = I_0$$

egyenlet alapján számíthatjuk. Az eredmény:

$$U_0 = \frac{U_T}{1 + \frac{2LI_0}{k^2TU_T}}.$$

Azon terhelő áramot (azaz a határáramot), amelyenél az induktivitás árama éppen eléri a nullát, tehát a fenti összefüggés érvényét veszti, egyszerűen kifejezhetjük az

$$U_0(I_h) = kU_T$$

egyenletből (a határáram fölött az $U_0 = kU_T$ képlet érvényes!).

$$I_h = (1-k)k \frac{TU_T}{2L}.$$

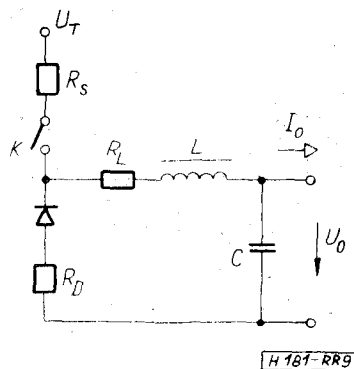
Tehát a kimenő karakterisztika két szakaszból tevődik össze.

$$U_0 = \begin{cases} \frac{U_T}{1 + \frac{2LI_0}{k^2TU_T}}, & \text{ha } 0 \leq I_0 \leq I_h \\ kU_T, & \text{ha } I_0 > I_h. \end{cases}$$

Ha a soros veszteségi ellenállásokat is figyelembe vesszük, a 9. ábra szerinti helyettesítőképpel számolhatunk.

A vizsgálatot ez esetben csak a határáramnál nagyobb terhelés feltételezésével végezzük el, mivel a veszteségi ellenállások hatása csak ekkor számottevő. Feltesszük továbbá azt is, hogy teljesülnek az

$$\frac{L}{R_s + R_L} \gg T \quad \text{és} \quad \frac{L}{R_D + R_L} \gg T$$



9. ábra

egyenlőtlenségek, azaz az üzemi frekvencián a szűrőinduktivitás a soros veszteségi ellenállásoknál jóval nagyobb impedanciát képvisel. Ebben az esetben az induktivitás árama az idő lineáris függvényének tekinthető K bekapcsolt és kikapcsolt állapota alatt egyaránt. A levezetés lépéseinek részletezése nélkül a kimenő karakterisztikára kapott eredmény:

$$U_0 = kU_T - I_0[kR_s + (1-k)R_D + R_L].$$

A képletből kiolvasható a stabilizátor — visszacsatolás nélküli — belső ellenállása és a szabályozási jósága. A visszacsatolás ezeket a paramétereket természetesen jellegének megfelelően megváltoztatja.

A többi áramkörre is hasonló gondolatmenettel végezhető el a kimenő karakterisztika meghatározása. Az eredményeket az 1. táblázat összefoglalva tartalmazza.

A transzformátortekercsek ohmos ellenállása (mindkét esetben) a kapcsolótranszisztorok R_s veszteségi ellenállásával, illetve a diódák R_D nyitóirányú ellenállásával sorosan vehető figyelembe.

Hatásfokok és a kapcsolóeszközök igénybevétele

A kapcsolóüzemű stabilizátorok veszteségei két csoportra oszthatók. Az áramkörök soros ellenállásain átfolyó áram statikus, a véges átkapcsolási idők pedig dinamikus veszteségeket hoznak létre. A dinamikus veszteségek az alkalmazott kapcsolótranszisztorok határfrekvenciájától, a meghajtóegység kialakításától, a diódákban vezető állapotban tárolt töltéstől és még sok egyéb tényezőtől függenek. Első közelítésben a periódusidővel fordítottan arányosnak tekinthetők. A jelenleg rendelkezésre álló kapcsolóeszközöknél 10 kHz nagyságrendű üzemi frekvencián a hatásuk általában elhanyagolható. A 2. táblázatban ezért csupán a soros veszteségek eredményeként kialakuló hatásfokokat tüntetjük fel. Szerepelnek a táblázatban a tranzisztorok és diódák csúcsáramai és csúcsfeszültségei is. A csúcsáramok meghatározásánál a szűrőfójtók áramának, illetve a transzformátorok fluxusának váltókomponensét figyelmen kívül hagytuk.

A valóságban a feltüntetett csúcsértékeknek minálisan 20–25%-kal nagyobb feszültség- és áramhatáradatokkal rendelkező félvezetőket célszerű al-

Áramkör típus	Kimenő karakterisztika ($U_0 = \dots$)			Határáram
	L vagy T energiamentes a periódus egy részében	L vagy T sohasem energiamentes	Veszteségek hatására kialakuló karakterisztika a határáram fölötti terhelésnél	
	Veszteségmentes eset			
A	$\frac{U_T}{1 + \frac{2LI_0}{k^2 TU_T}}$	kU_T	$kU_T - [kR_s + (1-k)R_D + R_L]$	$\frac{(1-k)kTU_T}{2L}$
B	$U_T + \frac{U_T^2 k^2 T}{2LI_a}$	$\frac{U_T}{1-k}$	$\frac{U_T}{1-k} - I_0 \frac{kR_s + (1-k)R_D + R_L}{(1-k)^2}$	$\frac{kTU_T}{2(1-k)L}$
C	$\frac{U_T^2 k^2 T}{2LI_0}$	$\frac{U_T k}{k-1}$	$\frac{U_T k}{k-1} - I_0 \frac{kR_s + (1-k)R_D + R_L}{(1-k)^2}$	$\frac{k(k-1)TU_T}{2L}$
D*	$\frac{U_T k^2 T}{2L_1 I_0}$	$\frac{U_T nk}{1-k}$	$\frac{U_T nk}{1-k} - I_0 \frac{kn^2 R_s + (1-k)R_D}{(1-k)^2}$	$\frac{(1-k)kTU_T}{2nL_1}$
E**	$\frac{U_T n}{1 + \frac{LI_0}{k^2 TU_T n}}$	$2U_T nk$	$U_T nk - I_0 \left(2kn^2 R_s + \frac{1+k}{2} R_D + R_L \right)$	$\frac{(1-k)kTU_T n}{L}$

* L_1 -en a transzformátor primer oldali főinduktivitását értjük.

** A transzformátor főinduktivitása lényegesen nagyobb a szűrőinduktivitás áttranszformált értékénél.

2. táblázat

Áramkör	Hatásfok η	Tranzisztor		Dióda	
		Áram	Feszültség	Áram	Feszültség
		csúcs		esűs	
A	$1 - \frac{I_0}{kU_T} [kR_s + (1-k)R_D + R_L]$	I_0	U_T	I_0	U_T
B	$1 - \frac{I_0}{(1-k)U_T} [kR_s + (1-k)R_D + R_L]$	$\frac{I_0}{1-k}$	U_0	$\frac{I_0}{1-k}$	U_0
C	$1 - \frac{I_0 k}{U_T (k-1)} [kR_s + (1-k)R_D + R_L]$	$\frac{I_0}{1-k}$	$U_T - U_0$	$\frac{I_0}{1-k}$	$U_T - U_0$
D	$1 - \frac{I_0}{(1-k)kU_T n} [kn^2 R_s + (1-k)R_D]$	$\frac{I_0 n}{1-k}$	$U_T + \frac{U_0}{n}$	$\frac{I_0}{1-k}$	$U_T n + U_0$
E	$1 - \frac{I_0}{2kU_T n} \left(2kn^2 R_s + \frac{1+2k}{2} R_D + R_L \right)$	$I_0 n$	$2U_T$	I_0	$2U_T n$

kalmazni. Ezt elsősorban az egységénél kisebb hatásfok, transzformátoros áramköröknél pedig a szórt induktivitások miatti feszültség túllövések indokolják.

Megemlítendő, hogy a kapcsolóeszközök igénybevétele extrém terhelések vagy nem megfelelő vezérlés esetén, illetve a tápfeszültség megjelenésekor fellépő tranziensek alatt a 2. táblázatban adott értékeket lényegesen meghaladhatja. Ezen igénybevételek miatt mindegyik áramkörnél javasoljuk valamilyen túláramvédő áramkör alkalmazását. A „B”, „C” és „D” kapcsolásnál a maximális kitöltési tényező korlátozása is szükséges a megbízható működéshez. Ennek egyszerű oka van: ha a kimeneti feszültség még nem érte el az állandósult szintet, a stabilizátoron belüli negatív visszacsatolás miatt a vezérlő impulzussorozat kitöltési tényezője a lehetséges legnagyobb értékét veszi fel. Korlátozás nélküli esetben ez éppen

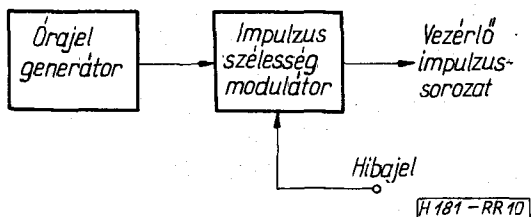
100%. A kimenő feszültség azonban csak a tranzisztor kikapcsolt állapotában növekedhet, ha ez nem következik be, a tranzisztor a fellépő túláram miatt tönkremehet.

Az „E” áramkörnél, a Tr1 és Tr2 tranzisztorokat vezérlő impulzusok legfeljebb 0,5-ös kitöltési tényezővel rendelkezhetnek.

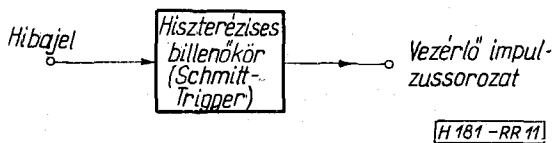
Vezérlési lehetőségek

Mindegyik áramkörnél alapvetően kétféleképpen oldható meg a végtranzisztor működtetéséhez szükséges változó szélességű impulzussorozat létrehozása. Külső órajellel történő szinkronizálás esetén a 10. ábrán látható egyszerű elrendezést alkalmazhatjuk.

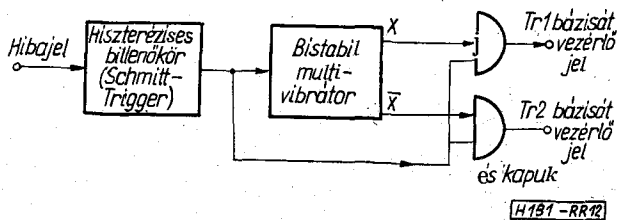
Az impulzusszélesség modulátor sokféle áramkörrel realizálható. Szokásos megoldás például az óra-



10. ábra



11. ábra



12. ábra

téken (esetleg ellentétes polaritással) stabilizálni. Ekkor a felsorolt áramkörök adják a legegyszerűbb, leggazdaságosabb megoldást.

A stabilizálási tulajdonságok típusonként változnak. A szabályozási jóság (definíciószerűen $S = dU_T/dU_0$, az $I_0 = \text{állandó}$ feltétel mellett) az „A” és az „E” esetben a legjobb (itt a visszacsatolás hatását nem vizsgáltuk). A kimenő ellenállás ($R_{ki} = dU_0/dI_0$, ha $U_T = \text{állandó}$) a „B”, „C” és „D” áramkörnél nagymértékben függ a kitöltési tényezőtől, $k \rightarrow 1$ esetén $R_{ki} \rightarrow \infty$. Ezeknél az áramköröknél a hatásfok is erőteljesen csökken k növelésével. Mivel funkcionálisan mindhárom típus helyettesíthető az „E” változattal, szigorúbb előírások esetén ez utóbbi alkalmazása látszik célszerűnek. Természetesen ez a vezérlő egység bonyolultsági fokát, a teljesítménykapcsolók és az alkalmazott reaktáns elemek számát tekintve hátrányosabb megoldás.

I R O D A L O M

A témával foglalkozó könyvek, folyóiratok száma igen nagy. Az utóbbi 5 évben megjelent szakirodalomból válogattuk (a teljesség igénye nélkül) a tárgyalat területtel mélyebben foglalkozni kívánó olvasó számára az alábbiakat.

Könyvek

- [1] Alekszandrov, F. I.; A. R. Szivakov: Impulzsnűe polupro vodnyikovűe preobrazovatyei i sztabilizatorű posztjoannovo naprjazsenijya. Energia 1970.
- [2] Hnatek, E. R.: Design of Solid-State Power Supplies. Van Nostrand Reinhold Company 1971.

Folyóirat cikkek

- [3] Kossov, O. A.: Comparative Analysis of Chopper Voltage Regulators with LC Filter. IEEE Tr. on Magnetics, 1968. december.
- [4] Sansone, V.; F. Gatti: A New Supply Circuit for Solid State TV without Mains Transformer ATES Technical Note Nr.: NTS3531, 1969.
- [5] Alekszandrov, F. I.; A. R. Szivakov: Dinamiceszkije karakterisztiki sztabilizatorov posztjoannovo naprjazsenija sz sirotno-impulzsnűm regulirovanyijem. Elektricesztvo, 1970. No. 1.
- [6] Michelet, R. W.; M. Parente: A Standard Digital Control Module for Two-Transistor Pulsewidth Modulated Converters. IEEE Tr. on Ind. Electronics and Cont. Inst. 1970. május.
- [7] Galsz, B. K.: Osznovnűe szootnosenyija dija raszcsota induktyivnűh tokoogranyicsityelnűh elementov kljucsevűh sztabilizatorov posztjoannovo naprjazsenijya. Radiotekhnika, 1970. no. 7.
- [8] Kitajev, V. E.; B. V. Gorbacsev: Sztabilizator posztjoannovo naprjazsenija sz nyeprerűvnűm i impulzsnűm regulirovanyiem. Radiotekhnika, 1970. no. 8.
- [9] Heath, F.: The Switching Regulator Power Supply. Electronics World, 1971. október.
- [10] Judd, F. F.; Chi-Tsong Chen: Analysis and Optimal Design of Self-Oscillating DC-to-DC converters. IEEE Tr. on Circuit Theory, 1971. november.
- [11] Hartigan, P.: A Pulsewidth-Modulated dc-to-dc Converter that Utilizes a Small Number of Components. IEEE Tr. on Aerospace and Electronic Systems, 1972. január.
- [12] Billingsley, S. W.; J. Schlageter: Two switching regulators for battery-powered systems. EDN/EEE, 1972. február 15.
- [13] Judd, F. F.; J. M. Lieberman; H. Wilhart: Self-Oscillating Regulated Converter. Electronics Letters, 1972. április 6.
- [14] Capel, A.: New Control Technique in dc/dc Regulators for Space Applications. IEEE Tr. on Aerospace and Electronic Systems, 1972. július.
- [15] Magtum, M.: Chopper power supplies using BUY 68/70 high voltage power transistors. New Electronics, 1972. szeptember 19.

jellel indított monostabil multivibrátor, ahol az időzítő elektróda áramát változtatjuk a hibajellel arányosan. Más módszer: az órajelből fűrés- vagy háromszögelet hozunk létre és ezt vezetjük egy komparátor bemenetére. A komparálási szintet a hibajellel állítjuk be.

Valamivel egyszerűbb felépítésű, de a működési frekvencia stabilitása szempontjából lényegesen kedvezőtlenebb és egyéb problémákat is felvető elrendezést mutat a 11. ábra.

Itt tulajdonképpen a hibajel szűrés után is megmaradó váltókomponense segítségével hozunk létre önrezgő kapcsolást. A frekvencia a Schmitt-trigger histerézisétől, a tápfeszültségtől, a teljesítményszűrő elemek értékétől stb. függ. Az áramkör külön óragenerátort természetesen nem igényel.

Egyedül az „E” kapcsolásnál nem alkalmazható közvetlenül a fenti két megoldás valamelyike, mivel az ellenütemű elrendezés legfeljebb 0,5-ös kitöltésű meghajtójel esetén működik megfelelően. Az önrezgő változat vezérlőköre ennél a 12. ábra szerint alakulhat.

Hasonlóan épül fel a külső jellel vezérelt meghajtóegység is.

Értékelés

A bemutatott alapkapsolások közül az „A”, „B” és „C” típus kimenő és bemenő oldalai között egyenáramú csatolás van, a „D” és „E” áramkörnél viszont lehetőség nyílik a két oldal elválasztására. Mivel a hálózati tápegységeknél a galvanikus elválasztás általában előírás, ezen a területen e két utóbbi áramkör elterjedése várható. A többi kapcsolás alkalmazása elsősorban ott tűnik előnyösnek, ahol csak egyetlen központi energiaellátó egység áll rendelkezésre (pl. egy akkumulátortelep) és ennek feszültségét kell az eredeti szintnél kisebb vagy nagyobb ér-