

Derékszögű karakterisztikájú kapcsolóüzemű stabilizátor

ETO 621.316.722.1

Az MKKL Optikai Mérések Osztályán néhány évvel ezelőtt kapcsolóüzemű stabilizátorokkal váltottuk fel azokat az addig használt áteresztő tranzisztoros stabilizátorokat, amelyek az optikai műszerek izzólámpáinak táplálására szolgáltak.

A jelen cikkben összefoglaljuk a fejlesztés során szerzett tapasztalatokat. Egyszerűsített modell alapján elemezni fogjuk a stabilizátor elvi működését, és következtetni fogunk a kimeneti feszültség és a kapcsolási frekvencia bemeneti feszültségtől való függésére. Foglalkozni fogunk a derékszögű feszültségáram karakterisztika kialakításával. Az idealizált modell tárgyalása után vizsgálni fogjuk a megvalósítási lehetőségeket, a modell és a valóság kapcsolatát, és ismertetjük a leglényegesebb tervezési szempontokat. A cikk végén szó lesz a megépített stabilizátorról.

Feltételezzük, hogy az olvasó előtt általánosságban ismert a kapcsolóüzemű stabilizátorok működése és ezek előnye. Azoknak, akik eddig nem foglalkoztak ezzel a témakörrel, ajánlhatjuk Redl Richard cikkét a *Híradástechnika* 1972. júniusi számában.

A tárgyalt stabilizátor önrezgő típusú, tehát hiszterézises állásos szabályozót tartalmaz, a megállapítások jó része azonban más típusú, de hasonló teljesítményű kapcsolóüzemű stabilizátorok esetében is alkalmazható.

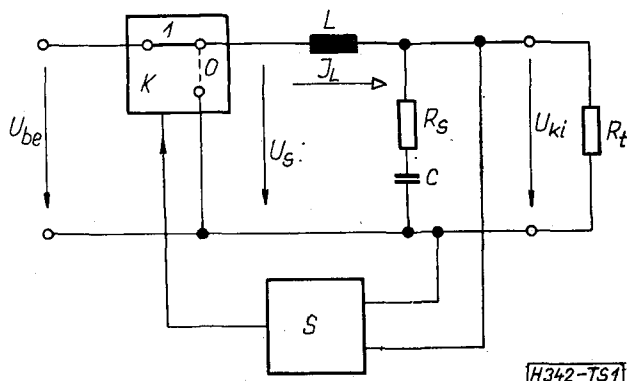
Az önrezgő típusú impulzusüzemű stabilizátor elvi működése

A rendszer vizsgálata a nem lineáris szabályozásméltet módszereivel végezhető [1]. Ezeknek a módszereknek az alkalmazása meglehetősen fáradságos.

A működés elemzését az 1. ábrán látható egyszerűsített helyettesítő kép alapján fogjuk elvégezni további egyszerűsítő feltevések alapján.

Látható, hogy a modell erősen idealizált, elhanyagoltuk például a kapcsoló maradékfeszültségét, szivárgási áramát, L veszteségeit és szórt kapacitását, a holtidőt stb. Mindezeknek a paramétereknek a figyelembevétele áttekinthetlenné tenné a képet. A mérési eredmények azt bizonyítják, hogy az egyszerűsített modell is elegendő kiindulást ad az áramköri tervezéshez.

Tekintsük át a rendszer állandósult állapotbeli működését az 1. ábra alapján. K 1 állapotában $U_s = U_{be}$, 0 állapotában $U_s = 0$, így az L , C és R_s tagokból álló szűrő bemenetére a kapcsoló működésétől függő négyzögfeszültség jut. Ha $U_s = U_{be}$, a szűrő energiát vesz fel a stabilizálatlan hálózatról, és U_{ki} növekszik.



1. ábra. A stabilizátor egyszerűsített helyettesítő képe. U_{be} stabilizálatlan egyenfeszültség, U_{ki} stabilizált egyenfeszültség, U_s a szűrő bemenetére jutó négyzögfeszültség, I_L az induktivitáson átfolyó áram, K ideális kétállású kapcsoló, L a szűrő induktivitása, C a szűrő kapacitása, R_s a kapacitás soros veszteségi ellenállása, R_t terhelőellenállás, S hiszterézises állásos szabályozó

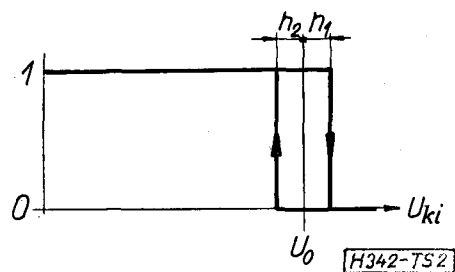
Mihelyt U_{ki} eléri az $U_0 + h_1$ értéket, S kikapcsolja a kapcsolót (lásd a 2. ábrát). Ekkor a szűrő le van választva a tápláló hálózatról, és a tárolt energiából fedezi a terhelés energiaszükségletét, miközben U_{ki} csökken. Mihelyt U_{ki} eléri az $U_0 - h_2$ értéket, S újból bekapcsolja a kapcsolót, a folyamat periodikusan tovább ismétlődik, U_{ki} U_0 körül fog ingadozni. I_L , U_{ki} és U_s időfüggvényét a 3. ábrán láthatjuk. (U_{ki} időfüggvényét tekintsük egyelőre csak szemléltető jellegűnek, nem szükségszerű ugyanis, hogy U_{ki} a hiszterézissávon belül maradjon.)

A fenti modell alapján rögtön megállapíthatunk néhány összefüggést. Mivel L veszteségmentes, U_s középvértékének meg kell egyeznie U_{ki} középvértékével. Amennyiben a kimeneti váltakozó feszültségű összetevő sokkal kisebb, mint U_0 , U_{ki} középvértéke közel egyenlő U_0 -lal. Így

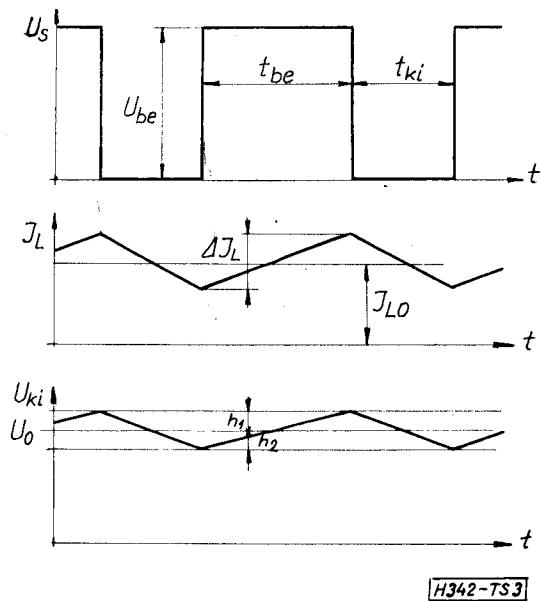
$$t_{be} U_{be} = (t_{ki} + t_{be}) U_0 \quad (1)$$

Az induktivitáson átfolyó áram középvértéke:

$$I_{LO} = \frac{U_0}{R_t} \quad (2)$$



2. ábra. Az S hiszterézises szabályozó működése



3. ábra. Jelalakok a stabilizátor működésének minőségi vizsgálatához

Az induktivitás áramának időfüggvénye az előző feltételezéssel közel fűrészfogalakú (lásd a 3. ábrán), és amplitúdója csúcsról-csúcsig

$$\Delta I_L = t_{ki} \frac{U_0}{L}. \quad (3)$$

Hátra van még a legfontosabb kérdés: a kimeneti váltakozó összetevő amplitúdójának és frekvenciájának meghatározása.

A hasonló, nem lineáris differenciálegyenlettel leírható rendszerek vizsgálatára a nem lineáris szabályozás elmélet két módszert ajánl [1]: a harmonikus linearizálást és a fázissík-módszert. Az önrezgő impulzusüzemű stabilizátoroknál [3] általában az első módszert alkalmazzák.

A harmonikus linearizálás a szabályozási kör nem lineáris tagját az alapharmonikus szempontjából vele egyenértékű lineáris taggal helyettesíti. Ebből következik, hogy a módszer csak akkor alkalmazható, ha a szabályozási körben levő szűrő a nem lineáris tag által termelt felharmonikusokat az alapharmonikus-hoz viszonyítva csak elenyésző mértékben viszi át. Esetünkben, ha a működési frekvencián:

$$\frac{1}{\omega C} \gg R_s. \quad (4)$$

Mivel a szokásos működési frekvencián a rendelkezésre álló kondenzátorokra ez nem teljesül, a módszert nem alkalmazhatjuk.

A fázissík-módszer segítségével a feladat megoldható, viszont nehezebb az alkalmazása, és az eredményből nehezen lehetne következtetni az egyes paraméterek hatására. Ezért megpróbáltunk hasznosabb megoldást keresni, lemondva az egzakt megoldás igényéről. Tételezzük fel, hogy

$$R_t \gg \left| R_s + \frac{1}{j\omega C} \right|, \quad (5)$$

így az L -en átfolyó váltakozóáram-összetevőnek csak elenyésző része folyik keresztül R_t -n. Ezt az értéket a továbbiakban nem vesszük figyelembe. Így a kimeneti ingadozás a $t=0$ -ban felvett értéktől számítva:

$$\tilde{U}_{ki} = U_{Rs} + \tilde{U}_c,$$

ahol

$$U_{Rs} = \tilde{I}_L R_s \quad \text{és} \quad \tilde{U}_c = \frac{1}{C} \int_0^t \tilde{I}_L dt. \quad (6)$$

\tilde{I}_L az induktivitáson átfolyó váltakozó áramú összetevő. Az egyes jelalakok a 4. ábrán láthatók.

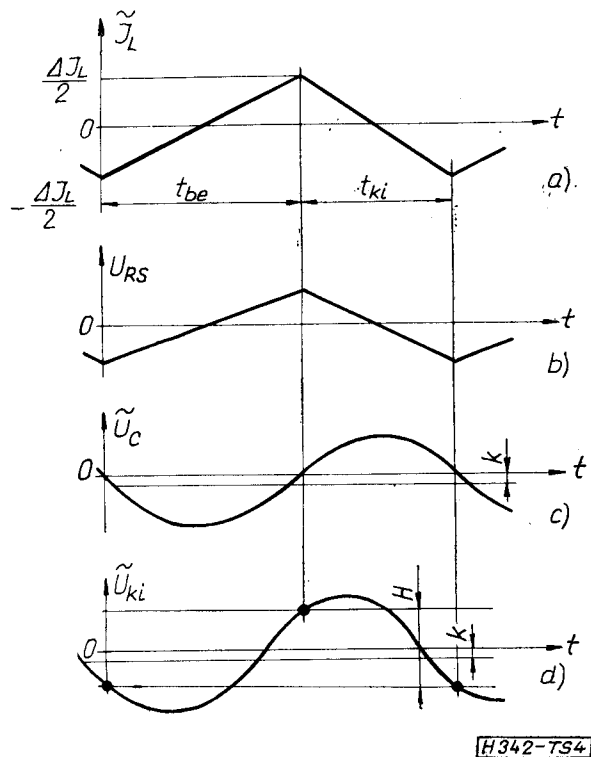
Az integrálást elvégezve és a jelalakot megvizsgálva azt tapasztaljuk, hogy azokban az időpontokban, ahol I_L -nek töréspontjai vannak, U_c azonos értékeket vesz fel. Ebből viszont az következik, hogy első közelítésben C nem befolyásolja U_{ki} jelalakjában a töréspontok helyzetét. A töréspontok a hiszterézissáv határaihoz illeszkednek (4d ábra). $C = \infty$ -t feltételezve a működési frekvencia az (1), (3) és (6) összefüggések felhasználásával:

$$f = \frac{R_s}{L} \frac{U_0}{H} \left(1 - \frac{U_0}{U_{be}} \right), \quad (7)$$

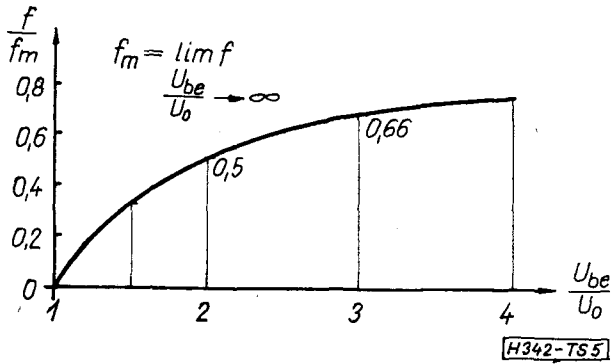
ahol

$$H = h_1 + h_2.$$

Ha $C < \infty$, de az (5) összefüggés még fennáll, a (7) összefüggés a mérési eredmények szerint jól leírja a frekvencia függését a bemeneti feszültségtől.



4. ábra. Az 1. ábrán látható modell részletes elemzése során nyert jelalakok



5. ábra. A kapcsolási frekvencia függése a bemeneti feszültségtől

Ha C véges, U_{ki} középértéke a kitöltési tényező és a frekvencia megváltozásán keresztül fog függeni U_{be} -től. A 4c ábrát tanulmányozva észrevehetjük, hogy ha $t_{ki} \neq t_{be}$, akkor a középérték nem az inflexió pontok magasságában lesz. Az eltérés, k (lásd a 4c ábrát) az (1), (3), (6) és (7) összefüggésekből levezetve:

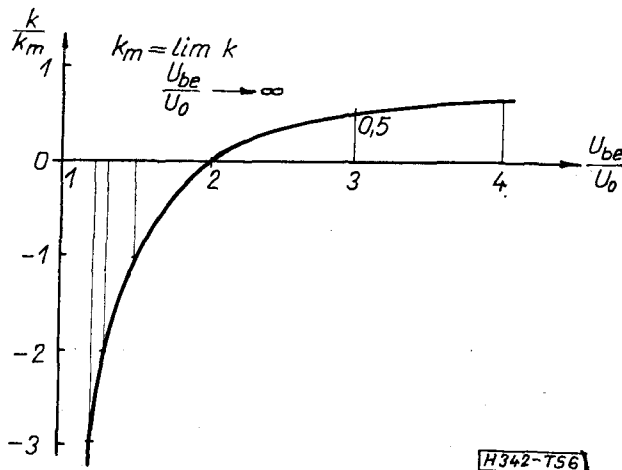
$$k = \frac{1}{T} \int_0^T \tilde{U}_{ki} dt,$$

a behelyettesítéseket elvégezve:

$$k = \frac{LH^2}{12R_s^2CU_0} \frac{\frac{U_{be}}{U_0} - 2}{\frac{U_{be}}{U_0} - 1} \quad (8)$$

A (7) és a (8) függvények grafikus ábrázolása az 5., ill. 6. ábrán látható. Ezzel a rendszer legfontosabb jellemzőit tisztáztuk.

Érdekes lehetne még a kimeneti ellenállás, a hatások, a tranzienis jelenségek vizsgálata. Mivel izzólámpák táplálásáról van szó, ezek közül csak a hatásfokot vizsgáltuk. Erről a következő pontban lesz szó.



6. ábra. A kimenőfeszültség középértékének függése a bemenőfeszültségtől

Tervezési szempontok

Az 1. ábrán látható ideális kapcsolót tranzisztor-dióda kombinációval szokták helyettesíteni (9. ábra).

A tranzisztor a soros kapcsoló, amelynek szakadt állapotában a dióda rövidzárja a szűrő bemenetét. Eltérést jelent tehát az ideálistól a tranzisztor és a dióda maradékfeszültsége.

A szabályozót úgy kell kialakítani, hogy biztosítsa a kapcsoló tranzisztor vezérlését, és megvalósítsa a 2. ábrán látható karakterisztikát. Ehhez a szabályozónak kell egy referenciafeszültség egységének lennie komparátorral és teljesítményerősítővel. Ennek a tervezésével főlegesen külön foglalkozni, mivel a könnyen beszerezhető és olcsó $\mu A 723$ típusú Fairchild gyártmányú integrált áramkör teljesen megfelel a célnak. A hiszterézist a komparátor nem invertáló bemenetére vezetett pozitív visszacsatolással lehet biztosítani.

Az elérni kívánt tervezési szempontok:

- minél jobb stabilitás,
- minél nagyobb hatásfok,
- a működési frekvencia a hallhatósági határ felett legyen.

A 6. ábrán látható, hogy a bemeneti feszültségre vonatkozó stabilitás érdekében jobb, ha $U_{be} > 2U_0$.

A stabilitást rontja a szabályozóban levő referenciaegység saját instabilitása is, a hőmérsékletfüggés jórészt ebből adódik. A modellben elhanyagolt holtidő is járulékos tápfeszültségfüggést okoz. Ha a hiszterézis határai megváltoznak, ez szintén megváltoztatja U_{ki} -t.

A veszteségi teljesítmény túlnyomó részét a kapcsoló statikus és átkapcsolási veszteségei teszik ki, ezek mellett L és C veszteségei nem számottevőek. A kapcsoló statikus veszteségeit a kimenőáram és a maradékfeszültségek szabják meg. Az átkapcsolási veszteségek viszont a frekvencia növekedésével nőnek, így ellentmondás van az optimális frekvenciatartomány és a jó hatásfok között. Megfelelő kompromisszumot jelent, ha a működési frekvenciát 20 és 30 kHz között tartjuk. A kapcsoló tranzisztornak és a diódának mindenképpen nagyfrekvenciás típusúnak kell lennie. Az átkapcsolási veszteségek csökkentése igen fontos probléma. A megépített stabilizátorban az összes veszteségnek kb. a felét tették ki.

Felmerül a kérdés, hogy mekkora legyen L és C , továbbá a hiszterézis szélesség, H . Ez nem lehet túl nagy, mert ekkor túl nagy lesz a kimeneti váltakozó összetevő. Túl kicsire sem érdemes választani, mert ekkor a kapcsolási frekvencia növekedésével romlik a hatásfok, továbbá egyre inkább előtérbe kerül a modellben nem szereplő holtidő és összefüggéseink elvesztik érvényességüket. A holtidő miatt a kimeneti váltakozó áramú összetevőt egyébként sem lehetne tetszőlegesen kis értékre szorítani. H -t 10 és 20 mV közötti értékűre célszerű választani.

L előlmágnesezett fojtó. A veszteségek és a szórt mágneses tér csökkentése érdekében célszerű hozzá ferrit fazékvasmagot használni. Úgy kell méretezni [lásd a (2) és (3) összefüggéseket], hogy a rajta átfolyó áram maximuma esetén se kerüljön telítésbe, az áram minimuma pedig ne legyen negatív, mert ekkor a dióda lezárna. Minél nagyobb L , annál kisebb rajta

az áram ingadozása [lásd (2)-t], és annál kisebb C szerepe az energiatárolásban. Mivel a kondenzátor soros veszteségi ellenállását nem áll módunkban csökkenteni, azonos frekvencián a kis kimeneti ingadozás érdekében célszerű I_L -t kis értéken tartani. L ajánlott értéke 0,5–1 mH.

A kondenzátorok veszteségi ellenállásainak nagy a szórása. Ha R_s -t kiegészítjük egy kis külső ellenállással (0,1 ohm körüli értékkel), a kapcsolási frekvencia (7) jobban kézben tarthatóvá válik. Ezzel nem rontottuk el a hatásfokot, a veszteségi teljesítmény növekedése < 1 mW.

C -nek nincs lényeges szerepe a működésben. Ha túl kicsi, megnöveli a tápfeszültségfüggést. Értéke néhány száz μF . lehet.

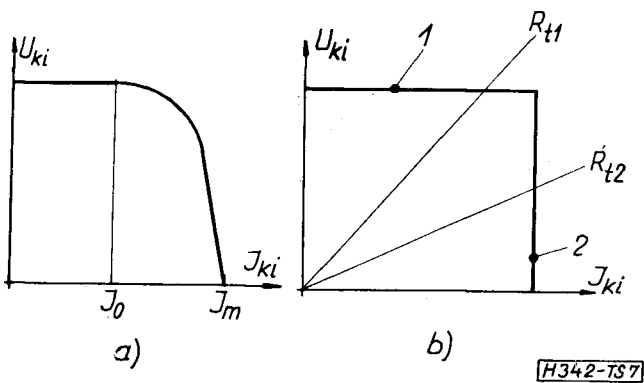
Derékszögű feszültség-áram karakterisztika kialakítása

Nyilvánvalóan szükség van valamilyen túláramvédelemre, az izzó ellenállása hidegen egy-két tized ohm, így az első bekapcsoláskor tönkremenne a stabilizátor.

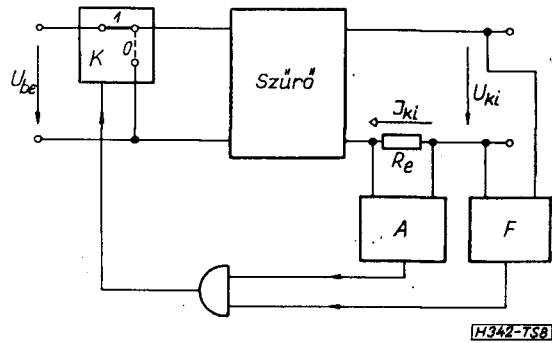
Az impulzusüzemű működésnek a túláramvédelem működése esetén is fenn kell maradnia. Problémát jelent a jó leszálló karakterisztika kialakítása – lásd a 7a ábrát -, I_m nem lehet túl nagy, mivel a kapcsoló tranzisztoron I_m -nél jóval nagyobb áram folyik a diódában tárolt töltések kisütésekor és ezt is ki kell bírnia, a leszálló pedig csak az üzemi áram, I_0 felett kezdődhet. Az irodalomban [2] ajánlott kapcsolásoknál is ez a helyzet. Egy tranzisztor bázis-emitter körében történik a túláram érzékelése, így a leszálló karakterisztika a tranzisztor paramétereitől függ, nem eléggé kézbe tartható. Amellett nagy az érzékelő ellenálláson keletkező járulékos veszteségi teljesítmény is ($U_{BE\text{ nyitó}} = 0,7$ V).

Az ideális feszültség-áram karakterisztika a 7b ábrán látható. Ezt a karakterisztikát valósítja meg a 8. ábrán látható elvi elrendezés.

A és F hiszterézises állásos szabályozók (lásd a II. pontban S funkcióját). A a kimenőáramot, F a kimeneti feszültséget érzékeli. Kimeneteik \overline{ES} kapcsolatban vezérlik a kapcsolót akár a feszültség, akár az áram lépi túl a megengedett határt, K kikapcsol.



7. ábra. A szokványos és a derékszögű leszálló karakterisztika



8. ábra. A derékszögű karakterisztika kialakítása

Az áram- és feszültség szabályozás egyenrangú. Nézzük a 7b ábrát. Az 1. szakaszon A kimenőjele 1, a 2. szakaszon F kimenőjele 1, így egymás működését nem zavarják. Az, hogy az 1. vagy a 2. szakaszon dolgozik-e a rendszer, kizárólag a terheléstől függ (lásd 7b ábrán).

Látjuk tehát, hogy megfelelő konstrukció esetén áram- és feszültségstabilizálásra egyaránt alkalmas eszközt, ún. derékszögű stabilizátort kapunk.

Mi a megvalósított készülékben a karakterisztika 2. szakaszára pontossági követelményeket nem tettünk, mivel erre a szakaszra csak az izzó felmelegedésekor van szükség. A derékszögű karakterisztikát megvalósító speciális áramköri elrendezésről a következő pontban, a kapcsolás ismertetése során lesz szó.

Kapcsolási példa, tapasztalatok

A megvalósított stabilizátor 12 V 55 W-os halogén-izzó táplálására szolgál.

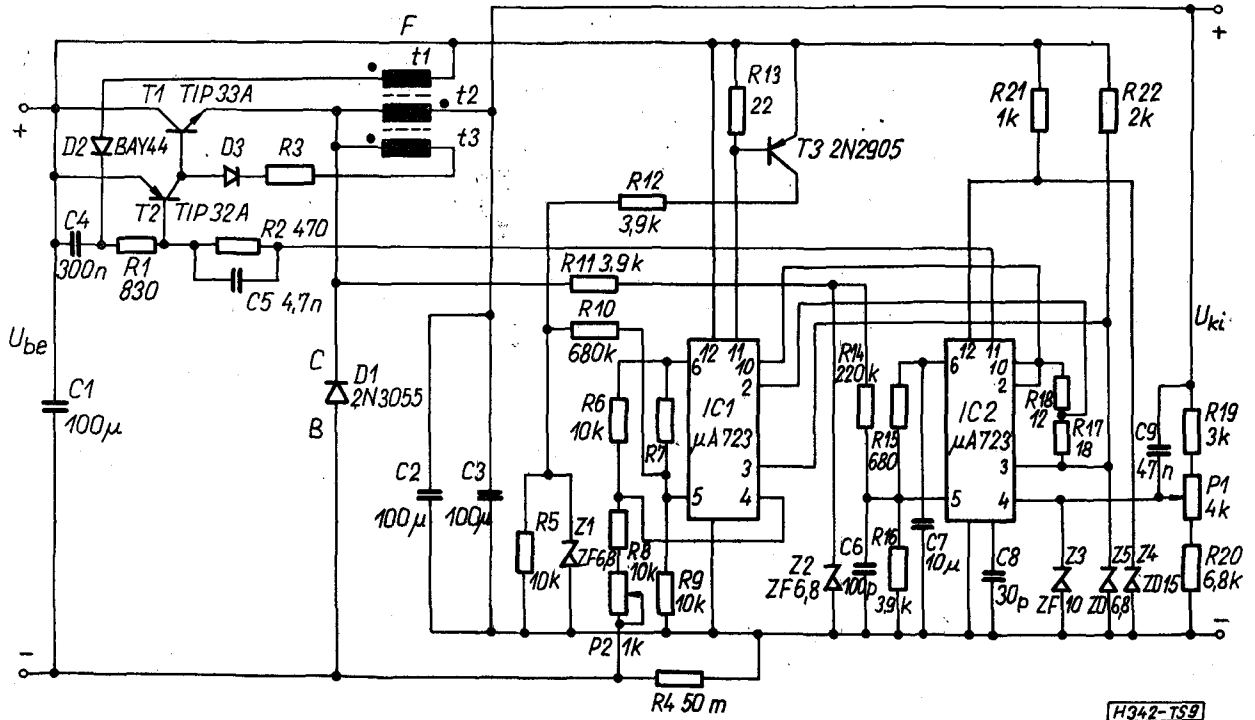
Az üzemi bemenőfeszültség-tartomány 20 és 30 V között van, bár 15 V-tól 35 V-ig működőképes. A kimeneti feszültség 8 V-tól 12 V-ig állítható. A névleges kimenőáram 5 A, az áramkorlátozás 5,5 A-nél lép működésbe.

A kapcsolási rajz a 9. ábrán látható. A kapcsoló funkcióját T_1 , T_2 és D_1 látja el. A szűrő induktivitása F t_2 -es tekercse, kapacitása C_2 és C_3 . IC1 és IC2 a kiegészítő elemekkel együtt a 8. ábrában szereplő A , F és az \overline{ES} -kapu szerepét látja el.

F t_1 és t_3 jelzésű tekercse T_1 és T_2 kikapcsolásának meggyorsítására szolgál. D_1 -et egy 2N 3055-ös tranzisztor kollektor-bázis diódájával valósítottuk meg.

Feszültség szabályozás üzemmódban IC2 működik, IC1 le van zárva (a, μA 723-as integrált feszültség-szabályozó működését ismertnek tételezzük fel). A rögzített szélességű hiszterézist az R11–Z₂ osztóról IC2 5 pontjára vezetett pozitív visszacsatolás biztosítja. A leosztott kimenőfeszültség a 4 pontra kerül, az osztásviszony és ezzel a kimeneti feszültség P_1 -gyel állítható be. A 2 és 3 pontok közötti ellenállások a kapcsoló vezérlő áramát korlátozzák.

Az R_4 érzékelő ellenállás az induktivitás áramkörébe van helyezve, mivel elsősorban T_1 védelmét szolgálja. Az R_6 , R_7 , R_8 , R_9 , P_2 tagokból álló híd átlójára kapcsolódik az IC1-beli komparátor bemenete, amely feszültség szabályozási üzemmódban zárófeszültséget kap. Ha az R_4 -en levő feszültség elég nagy, a hídátló polaritása megváltozik, IC1 vezetni kezd.

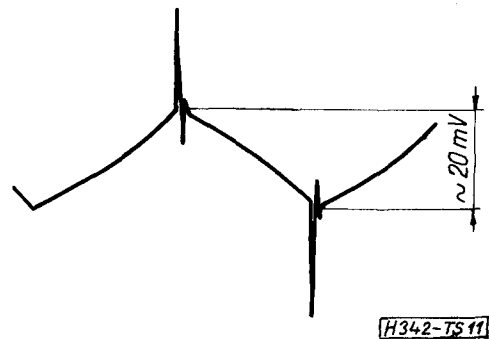


9. ábra. A derékszögű karakterisztikájú stabilizátor kapcsolási rajza

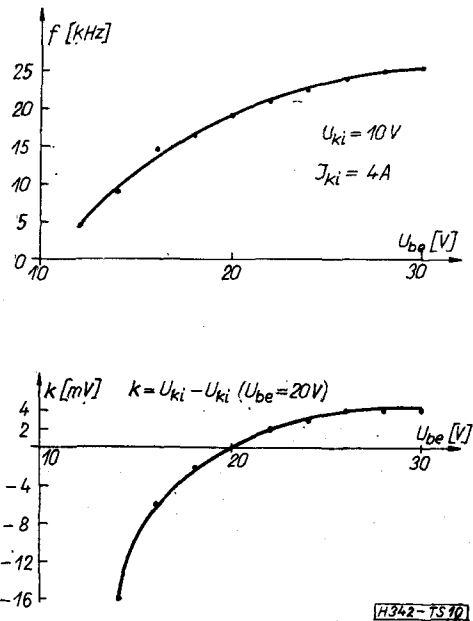
Árama átfolyik az R_{18} és R_{17} ellenállásokon, IC2 2 és 3 pontja közötti feszültséget az áramkorlátozó áramkör küszöbfeszültsége fölé emeli, aminek következtében IC2 lezár, tehát T_1 is kikapcsol. T_3 -on keresztül IC1 5 pontjára vezetett pozitív visszacsatolás az áramszabályozás önálló hiszterézisét biztosítja.

Mért adatok:

- Tápfeszültség-függés: ($\Delta U_{be} = 10 \text{ V}$): 4 mV.
- Terhelőáram-függés: ($\Delta I_{ki} = 2 \text{ A}$): 6 mV.
- Hatásfok: ($U_{be} = 25 \text{ V}$, $I_{ki} = 4 \text{ A}$): 85%.



11. ábra. Egy megépített készüléken mért kimeneti jelalak



10. ábra. Egy megépített készüléken mért jellemzők

A kimenőfeszültség és a frekvencia a bemenőfeszültség függvényében a 10., kimenőfeszültség jelalakja a 11. ábrán látható.

A kimenőfeszültség alakja (11. ábra) hasonlít a levezetethez, (4d ábra), azzal a különbséggel, hogy az átkapcsolási pillanatokban jelentős túllövések jelentkeznek. A stabilizátor kényes a szerelésre, könnyen felléphetnek másodlagos gerjedések, amelyek elrontják a stabilitást.

A nagyáramú átkapcsolások következtében a stabilizátor bizonyos mértékben befolyásolhatja a környező egyéb elektronikus áramkörök működését. Az átkapcsolási impulzusok a következő utakon juthatnak ki a stabilizátorból:

1. a kimenetén keresztül (elsősorban L szórt kapacitása miatt),
2. a bemenetén keresztül (hiszen az áramfolyás szakaszos),
3. a szórt mágneses és kapacitív csatolásokon keresztül.

Az árnyékolás és szűrés problémája elválaszthatatlan a mechanikai konstrukciótól. A mi esetünkben a rászórás nem okozott különösebb gondot, de máshol pl. híradástechnikai berendezések esetében igen komoly munkára lehet szükség a megfelelő elválasztás biztosítására.

I R O D A L O M

- [1] *Csáki, F.*: Korszerű szabályozásmélet. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1970.
- [2] *Widlar, R. J.*: Switching Regulators. Designing with Linear Integrated Circuits. Wiley, USA, 1969.
- [3] *Kitajev, V. E.—Bokunyajev, A. A.*: Kljucsevoj sztabilizator posztrojannovo naprjazsenija. Elektroszvjaz, 1968. No. 7. SZU.



Ajánlatunk:

**Korszerű
telefonkészülékek
különböző kivitelekben:**

**Központi-telepes rendszerű
telefonkészülékek**

- számtárcsával vagy anélkül
- számtárcsával és földelőgombbal
- rejtett megvilágítású számtárcsával
- optikai hívásmutatóval
- titkári-főnöki
- pénzbedobós készülékek.

**Helyi-telepes rendszerű
telefonkészülékek**

- íróasztali
- szerelői

**Házitelefonok belső
összeköttetésekre**

- magánlakásokban
- hivatalokban
- kórházakban

**Kaputelefonok az egyes
lakások és a bejárati ajtó közötti
kapcsolattartásra**

Ezen kívül

- automatikus alközpontok
- kézi kapcsolású központi- és helyi-telepes telefonközpontok
- kézi kapcsolású diszpécser-konferenciaközpontok

1945—1975

Harminc éve a világpiacon

**LENGYEL ELEKTROTECHNIKAI
KÜLKERESKEDELMI VÁLLALAT**

E L E K T R I M

Varsó, Czackiego 15/17

Lengyelország

Levél cím: 00-950 Varsó Pf 638

Távíráti cím: ELEKTRIM VARSÓ

Telefon: 26-62-71 Telex: 814 351