

# Kapcsoló üzemű stabilizátor

ETO 621.316.722.1.027.3

A hagyományos  $A$  osztályú üzemmódban működő áteresztőtranzistoros tápegységek hatásfoka igen rossz, 30–40%. Kapcsoló üzemű tápegységek esetén ez a hatásfok elérheti a 90%-ot is, ami nagyobb teljesítmények esetén igen kedvező.

Jelentős előny továbbá, hogy a kapcsoló üzemű miatt a tápegység a félvezetőeszközök paramétereinek szórására, ill. hőmérséklet okozta változására kevésbé érzékeny. Nincs szükség nagy hűtőfelületek alkalmazására és szükségtelenek a nagy kapacitású szűrő kondenzátorok is, ami jelentős ár- és méretcsökkenést jelent. Az ehhez szükséges nagy sebességű teljesítmény kapcsoló-tranzistorok és diódák azonban ma még csak külföldről szerezhetők be. Nagy teljesítményű kapcsolóeszközök használata esetén 500–700 W egyenáramú teljesítmény stabilizálható a soros elem párhuzamos kapcsolása nélkül. A kapcsoló üzemű lehetőségét nyújt a stabilizált kimenőfeszültség széles határok között történő változtatására anélkül, hogy ezzel jelentősen romlana a hatásfok. A leggyakrabban felhasználásra kerülő tápegységek szabályozásai rendszerüket tekintve két főcsoportra oszthatók:

1. A szabályozás rendszere impulzus-szélességmoduláció

2. A szabályozás rendszere impulzus-frekvencia-moduláció

A cikk egy, viszonylag nagy egyenfeszültséget előállító tápegységtípust tárgyal, továbbá ismerteti a kimenőfeszültség széles határok között történő változtatásának lehetőségét, rámutatva a megoldás egyszerűségére.

A kapcsoló üzemű tápegység működési elve egyszerű. Egy, rögzített frekvenciával végzett kapcsolási művelet periódusideje  $T = t_{\text{bek}} + t_{\text{kik}}$  és a kitöltés tényezője  $\frac{t_{\text{bek}}}{t_{\text{kik}}}$  arányos a mindenkor kimeneti terheléssel. A teljesítmény-tranzisztor – kapcsoló üzemmódban működtetett tranzisztor – integráló aluláteresztő szűrő bemenetére csatlakozik. A szűrő kimenete egyúttal a tápegység egyenáramú kimenete is. A hatásfok javulást – a hagyományos megoldáshoz képest – a kapcsolótranzisztor kapcsoló üzemből következő kis disszipáció okozza. Ideális kapcsolóeszköz esetén:

$$P_0 = P_{\text{bc}} t_{\text{bek}} / T \cdot I_0 / I_{\text{be}}$$

ahol  $T$  a periódusidő,

$$U_0 = U_{\text{be}} t_{\text{bek}} / T.$$

Nagyobb teljesítményű tápegységek alkalmazása esetén az azokban keletkező disszipáció megengedhetetlenül nagy. Pl.:

$U_{\text{be}} = 340 \text{ V}$ ,  $U_0 = 60 \text{ V}$ ,  $I_0 = 2 \text{ A}$  esetén elérheti az 560 W-ot.

A határolás miatt a kapcsolótranzisztorban csak korlátozott mértékű teljesítmény disszipálódik maximális áram- és feszültség-igénybevétel esetén is, és nem okoz gondot a keletkezett disszipációs teljesítmény hőhatása sem.

A fenti példa adataival a kapcsolótranzisztoron keletkező disszipáció értéke kb. 10 W.

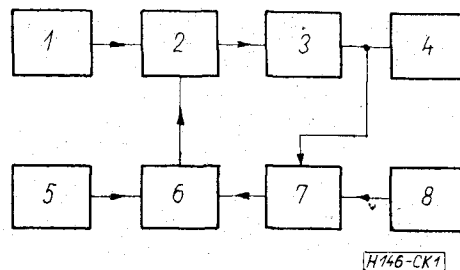
## A működési elv

A kapcsolóüzemű tápegység működési elve az 1. ábrán bemutatott blokkcséma alapján érthető meg. A soros kapcsolású kapcsolótranzisztor egy 15 kHz-es fix frekvenciájú oszcillátorral vezéreljük.

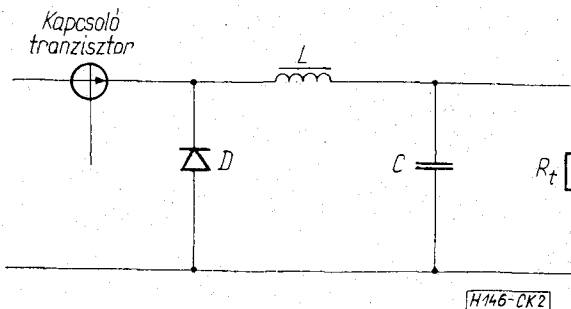
A kapcsolótranzisztor jel–szünet arányának megfelelő kimeneti egyenfeszültségű szintet referencia feszültséggel hasonlítjuk össze és a hibajellel folyamatosan változtatható kitöltési tényezőjű impulzusgenerátort hajtunk meg. Ez vezérli a meghajtó egysegen keresztül a kapcsolótranzisztor.

## Az aluláteresztő szűrő

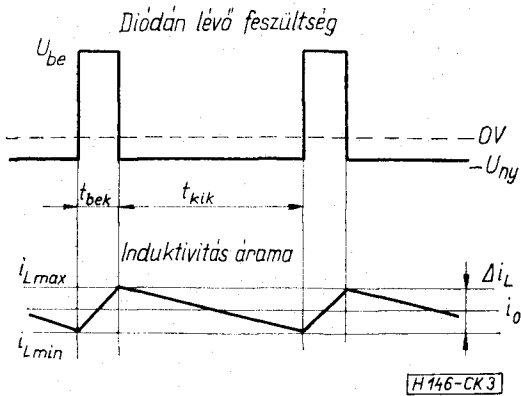
Az integráló jellegű aluláteresztő szűrő a 2. ábrán látható. Ez a bemenetére jutó négyzetpulsusokból kis hullámosságú egyenáramú kimenetet alakít ki.



1. ábra. A kapcsoló üzemű tápegység működési elve  
1 – stabilizálatlan egyenirányítói hálózati egység; 2 – soros kapcsolótranzisztor; 3 – aluláteresztő szűrő; 4 – terhelés; 5 – 15 kHz-es oszcillátor; 6 – változtatható kitöltési tényezőjű impulzus generátor; 7 – összehasonlító és erősítő egység; 8 – referencia egység



2. ábra



3. ábra

Ez a lag induktivitásból ( $L$ ), kapacitásból ( $C$ ) és kapcsoló diódából ( $D$ ) áll. A terhelés a kapacitásra csatlakozik párhuzamosan.

Ha a kapcsolótranszisztor telítésbe vezérelve vezet, annak emittere +340 V-ra van felkapcsolva, a polarítások miatt a  $D$  dióda le van zárva, és az áram az  $L$  induktivitáson folyik keresztül, töltve a  $C$  kondenzátort.

$$(U_{bc} - U_0) = L \frac{di_L}{dt}$$

$$(U_{bc} - U_0) \approx L \frac{\Delta i_L}{t_{bek}}$$

$$\Delta i_L = (U_{bc} - U_0) \frac{t_{bek}}{L}$$

A kapcsolótranszisztor lezárásának pillanatában az áram hirtelen megszakad és az így keletkező energia a tekercsben tárolódik, ill. az azt követő (a tranzisztor lezárási periódusa alatt) diódán keresztül folyó áram formájában tölti a  $C$  kapacitást. Ez az áram — a kezdeti értékhez képest ( $i_{Lmax}$ ) — csökkenő jellegű áram, amely a tranzisztor bekapcsolásának pillanatáig  $i_{Lmin}$  értékre csökken le.

$$\Delta i_L = U_0 t_{kik} / L$$

Különböző kapcsolási elrendezések lehetségesek és hogy melyiket választjuk az adott feladathoz azt az alábbi tényezőktől is függővé kell tenni:

1.  $U_0$  megkívánt polaritása
2. A felhasznált kapcsolótranszisztor típusa ( $npn$  vagy  $pnp$ )
3. A szűrő a tranzisztor emittérében vagy kollektorában van elhelyezve.

A fenti kapcsolásban szilícium  $nnp$  tranziszort alkalmaztunk és a tápegység pozitív kimenőfeszültséget szolgáltat. A felhasznált dióda gyors teljesítmény kapcsolódióda. Ennek oka az, hogy a dióda átváltási ideje határozza meg a kapcsolótranszisztor emittérében a vezetési periódus végén létrejövő feszültség-átváltási időt. A 3. ábrán látható a diódán lévő feszültség és az induktivitáson átfolyó áram jelalakja. Levezethető:

$$i_0 = i_{Lmin} + \Delta i_L / 2$$

$$U_0 = \{i_{Lmin} + \Delta i_L / 2\} \cdot R_L$$

$$\Delta i_L = U_0 t_{kik} / L = (U_{bc} - U_0) \frac{t_{kik}}{L}$$

A fentiekből meghatározható a kimeneti egyenfeszültség 15 kHz-es hullámossága. (Lásd a függelék 1. sz. pontjában.)

A  $t_{bek}$  idő, függvénye az  $U_0$  kimenőfeszültségnek és a tranzisztor határfrekvenciájának. A kimenőáram  $I_0$  értékét korlátozza az induktivitás értékének telítési karakterisztikája és a kapcsolótranszisztorra megengedett maximális áram.

A kapacitás értéke meghatározható a kimenő feszültségre maximálisan megengedett hullámosságából.

$$U_{hullám} = (t_{bek})^2 \frac{(U_{bc} - U_0)}{2LC} \quad (\text{Lásd a függelék 1. sz. pontját.})$$

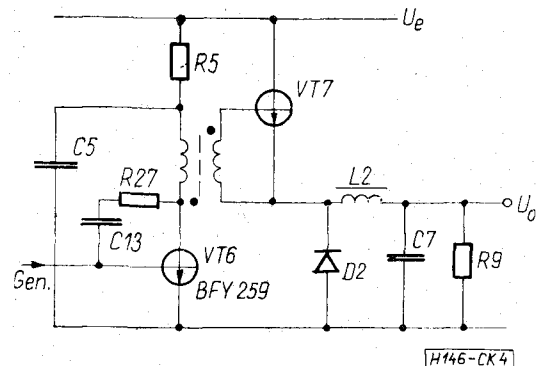
Nagyobb  $LC$  szorzathoz kisebb hullámosság tartozik. Nagyobb oszcillátor frekvenciához pedig kisebb  $LC$  értékek adódnak, ez pedig geometriailag kisebb méreteket eredményez.

### A meghajtó fokozat

Az irodalom számos helyen tárgyalta a kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorokat. Ezeknek a kimenőfeszültsége nem haladta meg a 60 V-ot, és így lehetőség nyílt a szabályozó rész és a kapcsolóegység egyenáramú csatolására.

Az ezen cikkben tárgyalt stabilizátor 340 V-os hálózatról üzemel, és így a direkt csatolás a két említett részegység között nagyon költséges lenne, mivel sok tagból álló meghajtó tranzisztorláncot igényelne, azonkívül erősen csökkentené az alkalmazott megoldás hatásfokát is.

A direkt csatolás helyett jelen esetben elválasztó transzformátor segítségével oldottuk meg a csatlakoztatást. A transzformátor primer tekercse egyik végével 6 kohmos ellenálláson keresztül csatlakozik a stabilizálatlan hálózathoz, másik végével a BF Y 259 meghajtó tranzisztorhoz. Ez a tranzisztor kis áramú és nagyfeszültségű tranzisztor. A transzformátor szekunder tekercse a teljesítmény kapcsolótranszisztor bázisa és emittere közé kapcsolódik, amint az a 4. ábrán látható. A transzformátor úgy van bekötve, hogy a meghajtó és a meghajtott tranzisztorok ellenütemben működjenek. Amikor



4. ábra

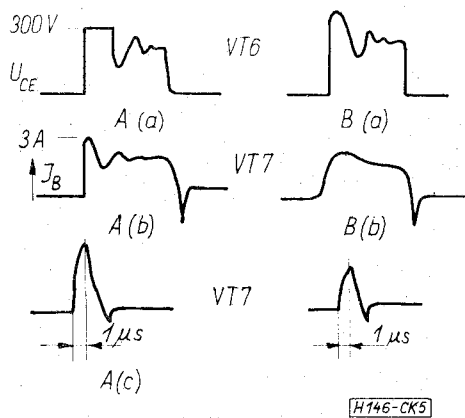
tehát a meghajtó tranzisztor vezet, a meghajtott tranzisztor le van zárva és fordítva.

A meghajtó egységet változtatható kitöltési tényezőjű négyszög-generátor vezérli. Szükséges, hogy megakadályozzuk a  $VT_6$  tranzisztor kollektorán a nagy feszültség-tülvövések kialakulását, mivel a tranzisztor maximális kollektor-emitter feszültsége 300 V. Ezt két db 150 V-os zenerdióda sorba kapcsolásával érhetjük el ( $ZD_2$  és  $ZD_3$ ), mivel ezek a kollektor feszültségben keletkező 300 V-nál nagyobb tülvövéseket levágják.

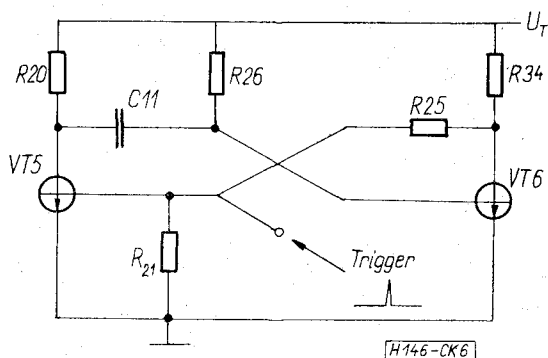
Az  $R_{27}$  és  $C_{13}$  hálózat — amely  $VT_6$  kollektora és bázisa közé csatlakozik — hivatott a kollektor feszültségben még továbbra is megmaradt hullámosságot csillapítani. Az 5. ábrán látható a kollektor hullámforma a csillapítótag beiktatása előtt (A) és után (B). Ugyanitt látható a transzformátor szekunder áramának hullámformája és a tranzisztor bázis-áramának hullámformája is. A  $C_5$  kapacitás segítségével nagyobb áramot juttatunk a meghajtott részbe. Ez a primer oldalra vonatkoztatva integrálási műveletet jelent, ami pedig a kimenő egyenfeszültség hullámosságát csökkenti.

### A változtatható kitöltési tényezőjű impulzusgenerátor

Részét képezi az előzőekben tárgyalt áramkör is. Ez az áramköri részegység biztosítja a kimeneti egyenfeszültség és az impulzusszélesség közötti szigorú arányosságot. Ezt a feladatot külső indítású speciális monostabil áramkör látja el.



5. ábra



6. ábra

A 6. ábrán látható egy hagyományos monostabil áramkör, ahol  $VT_6$  tranzisztor alaphelyzetben vezet és  $VT_5$  tranzisztor le van zárva.

A trigger-impulzus rájut a  $VT_5$  tranzisztor bázisára és azt vezetésbe viszi. Az  $R_{26}$  és  $C_{11}$  tagok határozzák meg az áramkör monostabil állapotának idejét.

$$t_{\text{bek}} \approx 0,7 \cdot R_{26} C_{11}$$

Az impulzus szélességét változtatni tudjuk  $R_{26}$  vagy  $C_{11}$  értékének változtatásával.

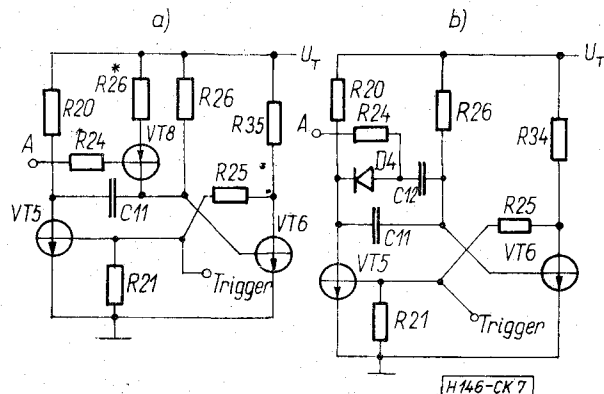
A 7. ábrán látható az impulzusszélesség változtatásának ezen két módja, ill. annak egy-egy gyakorlati megvalósítása.

A 7a ábrán látható monostabil áramkörben egy tranzisztor ( $VT_8$ ) segítségével tudjuk változtatni a kapacitás töltőáramát. Itt a tranzisztor bázisára jutó feszültség határozza meg az impulzusszélességet. Ennél a megoldásnál az időzítő kapacitás értéke a szabályozás folyamán változatlan.

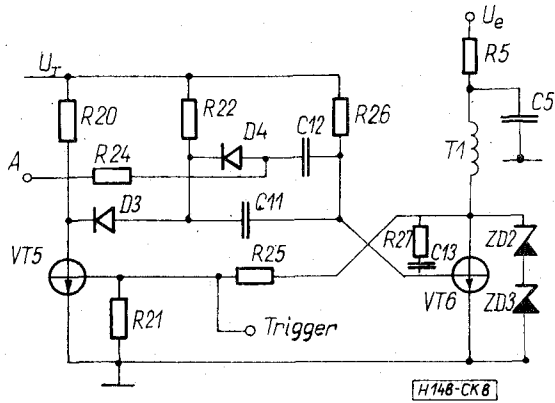
A 7b ábrán látható időállandó, ill. impulzusszélesség változtatási módszer lényege az, hogy egy változó előfeszültséggel nyitott, ill. zárt dióda ( $D_4$ ) segítségével  $C_{12}$  kiegészítő kapacitást párhuzamosan kapcsoljunk  $C_{11}$  kapacitással, és ezáltal az eredeti kisütési görbe meredekségét külső feszültséggel változtatjuk meg, aminek következménye az impulzusszélesség növekedése, ill. csökkenése.  $C_{11}$  és  $R_{26}$  határozzák meg a minimális impulzusszélességet. A kapcsolódiódát ellenálláson keresztül vezéreljük.

A szabályozó egység tápfeszültségét egyszerű zenerdiódás stabilizátor állítja elő a stabilizálatlan egyenáramú hálózatból. Ez 22 V esetén kb. 40 mA terhelést jelent az adott feladatban. A stabilizátor munkaellenállása 6 kohm. Ekkor a monostabil áramkör maximális áramfelvétele 30 mA. Ez a terhelés növelhető lenne kisebb munkaellenállás választásával, ez viszont nagyobb disszipációt okozna a zenerdiódán és munkaellenálláson. Ennek elkerülése miatt alkalmaztuk a bemutatott példán a 7b ábrán látható szabályozási megoldást.

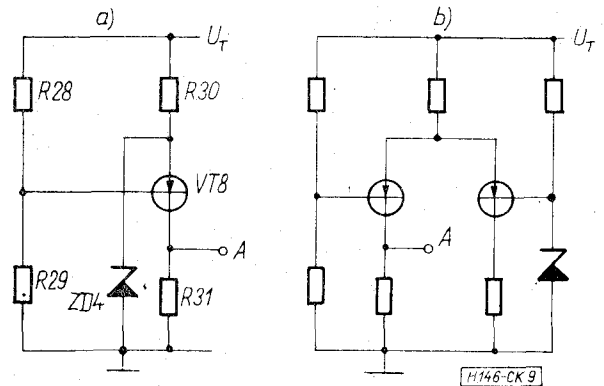
A 8. ábrán látható a meghajtó és a meghatározva, hogyha az A ponton nincs feszültség, a meghajtó impulzusszélesség minimális, és a  $VT_6$  tranzisztor kb. 1  $\mu$ s időtartamra le van zárva. A teljesítménytranzisztor lezárási ideje ennél egy kicsivel több. Az impulzusszélességet úgy tudjuk növelni, hogy



7. ábra



8. ábra



9. ábra

az A pontra pozitív feszültséget adunk a földhöz képest.

$D_3$  dióda és  $R_{22}$  ellenállás gyorsítja  $VT_5$  tranzisztor kikapcsolását úgy, hogy ezen periódusban  $C_{11}$  kapacitást – mint terhelést – leválasztják a tranzisztor kollektoráról.

A komparátor és az erősítő

Az erősítő összehasonlítja a kimenő feszültséget a referencia feszültséggel, a hibajelet felerősíti, és ezzel az impulzusegenerátor kitöltési tényezőjét vezérli.

A tervezésnél lényeges és elengedhetetlen a következő szempontok figyelembevétele:

A kapcsolótranzisztor és a vezérlő egységének bekapcsolási pillanatbeli állapota. A bekapcsolás pillanatában a kimenőfeszültség 0 V értékű és kívánatos lenne, hogy ilyenkor a monostabil áramkör által szolgáltatott impulzus-szélesség maximális legyen. Ez végzetes lenne az áteresztő tranzisztorra nézve, mivel ilyenkor a teljesítménytranzisztor kollektora maximális hálózati feszültségen, emittere pedig földön van és rajta a maximális impulzusszélesség miatt kb. 10 A áram folyik. A kettő szorzata – mint a tranzisztor átlag disszipációja – megengedhetetlenül nagy értéket tesz ki, jelen esetben kb. 500 W-ot. Ez az állapot fennállna néhány kezdeti periódus időtartamára, amikor is az impulzusegenerátor jel–szünet aránya kb. 1:1. Ez alatt a teljesítménytranzisztor tönkremehet. Ez úgy küszöbölhető ki, hogy a kezdeti időpillanatban a tápegység jel–szünet arányát olyan kis értéken tartjuk, amelyet csak meg tudunk valósítani monostabil áramkörünkkel. Egy gyakorlati érték kb.  $t_{bk} \approx 3 \mu s$ . Ezzel a megoldással biztosítottuk, hogy a kollektoráram az integrál aluláteresztő szűrőn keresztül csak lassan érje el névleges értékét. Nagy áramok esetén ez a bekapcsolási idő kb. 1/20-a legyen a teljes periódus időnek, s ezáltal az átlagos disszipáció nagysága kb. 1/10 része annak, ami 1:1 jel–szünet arány esetén a tranzisztoron fellép.

A 9. ábrán két használatos erősítő kapcsolás látható. A 9a ábrán látható erősítő egytranzisztoros kapcsolás, mely a kollektor feszültségével vezérli a monostabil áramkör kitöltési tényezőjét. Ha a tápegység kimenőfeszültsége 0 V (a földhöz képest), akkor az erősítő kimenőfeszültsége is 0 V. Ekkor az impulzusszéles-

ség értéke minimális:  $t_{bk} \approx 3 \mu s$ . Mihelyt  $U_0$  kimenőfeszültség növekedni kezd,  $U_c$  is növekszik. Az egység erősítése:  $A = \frac{U_c}{U_0}$ , amely ennél az erősítőnél közelítőleg  $\frac{R_{28}R_{31}}{R_{30}(R_{28}+R_{29})}$ .  $U_c$  növekedése folyamatos és  $U_0$ -ig tart.

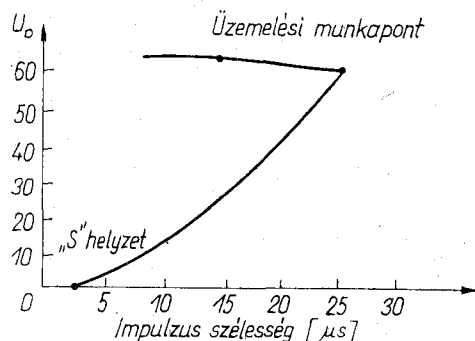
$$U_0 = (U_Z - U_{BE}) \left( \frac{R_{28} + R_{29}}{R_{29}} \right), \text{ ahol } U_Z \text{ a referencia-}$$

feszültség. Ez a helyzet akkor, amikor az emitter feszültség zenerdiódával van stabilizálva. Egy másik lehetséges megoldásban fázisfordítás történik, és itt  $U_0$  növekedése esetén  $U_c$  csökkenni fog. Ilyenkor az erősítés arányos  $h_{FE} \cdot R_{31}$ -gyel.

$$\frac{U_c}{U_0} = -h_{FE} \frac{R_{31}}{R_{28}}$$

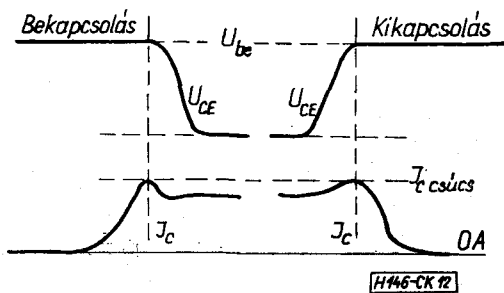
A 10. ábrán látható az összefüggés az  $U_0$  kimenőfeszültség változása és az ehhez tartozó impulzusszélesség változás között a bekapcsolási pillanattól kezdve a stabil állapot beálltáig. Ugyanitt fel van tüntetve a működtetés munkapontja is.

Az impulzusszélesség szigorúan arányosan változik az erősítő kimenőfeszültségével. A referencia-feszültség értéke:  $U_Z = 29 \text{ V}$ , és  $R_{28} = R_{29}$ . Ennek az erősítőnek hátránya van. Ha a tranzisztor lezár a szabályozás folyamán, emitterárama nem terheli  $R_{30}$  ellenállást és a hiányzó terhelő áramot most  $ZD_4$  veszi fel, amin a feszültség kissé megnő. Amennyiben nem



10. ábra

támasztunk túlságosan szigorú stabilitási követelményeket a tápegységgel szemben, úgy ez a megoldás kielégítő eredményt ad. De amennyiben ez a stabilitás nem elegendő, úgy célszerűbb a 9b ábra szerinti kapcsolási elrendezés alkalmazása. Ez tulajdonképpen differenciálerősítő kapcsolás és meg van az az előnye is a fentivel szemben, hogy kisebb a hőmérsékletváltozások miatt adódó instabilitása. Jelen cikkben szereplő tápegységben az előző kapcsolás van alkalmazva.

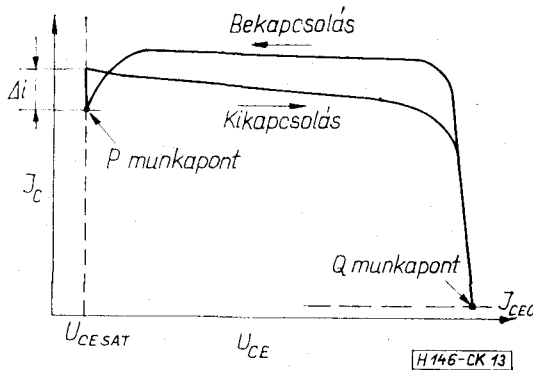


12. ábra

A kapcsoló

A 60 V 2 A-es tápegységen normál üzemmódban a különböző helyeken mérhető hullámformák láthatók a 11. ábrán. Ezek között találhatók a dióda ( $D_2$ ) és a fojtótekerces ( $L_2$ ) áramának hullámformái is. Az alkalmazott kapcsolóeszköz BUY 22 típusú tranzisztor.

A kapcsolótranzisztor áramának és feszültségének hullámformája a 12a és 12b ábrákon látható. Az ábrából jól látható az is, hogy a tranzisztor feszültsége csak azután kezd csökkenni  $U_{CE\text{sat}}$ -ig, miután kollektorárama már elérte csúcsertékét. Az áram felfutási idejének tipikus értéke kb. 450 ns, a feszültség jelforma felfutási idejének tipikus értéke 150 ns. Ezekből a kapcsolóeszköz effektív felfutási ideje — ami a tranzisztor disszipációja szempontjából lényeges —  $t_f = 150 + 450$  ns. Hasonló a helyzet kikapcsoláskor is, amikor is a kollektoráram csak akkor kezd csökkenni, ha a tranzisztor már teljesen le van zárva, azaz rajta a feszültség  $U_{CE\text{sat}}$ -tól teljes értékre növekedett meg. A tranzisztor lezárásának ideje alatt az induktivitás a benne tárolt energiából tartja fenn a kondenzátorba (és a terhelésbe) folyó áramot a  $D_2$  diódán keresztül. Itt figyelembe kell venni a diódán eső feszültséget is.



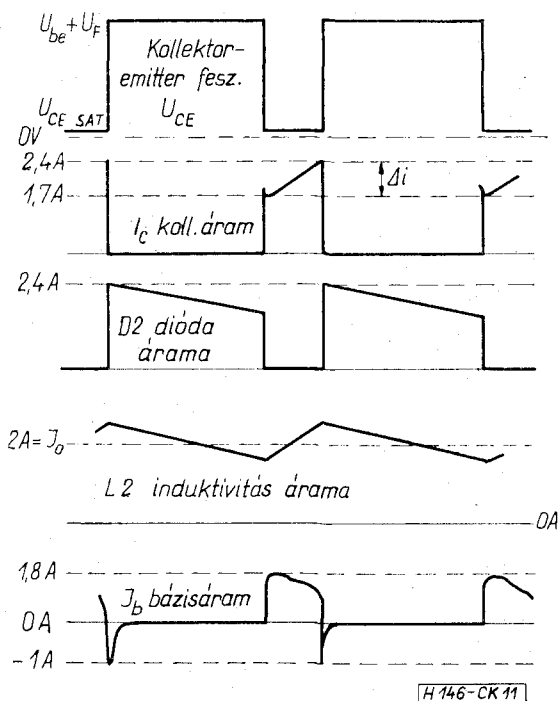
13. ábra

A tranzisztor effektív kikapcsolási ideje a feszültség hullámforma átváltási idejének (tipikus értéke 150 ns) és az áram hullámforma átváltási idejének (tipikus értéke 350 ns) összege. A be- és kikapcsolás menete a 13. ábrán látható. A bekapcsolt állapotban a kapcsolótranzisztor a P munkapontban, a lezárt állapotban a Q munkapontban tartózkodik.

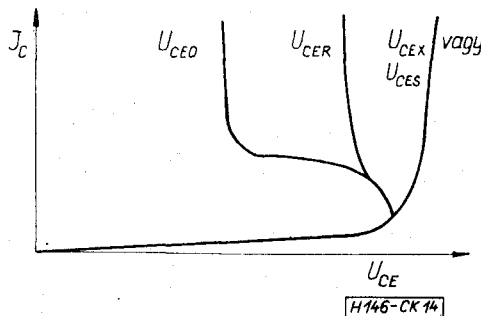
A letörési karakterisztika

Nagyfeszültségű üzemmód esetén különös gondot kell fordítani arra, hogy a tranzisztor letörési feszültségét ne lépjük túl.  $U_{CEO}$  értéke sokkal alacsonyabb, mint  $U_{CER}$ , vagy  $U_{CES}$ , amint az a 14. ábrából is látható. Lényeges, hogy a tranzisztor sohasem működhessek ebben a tartományban. Ez egyszerűen megvalósítható, ha a tranzisztor emittora és bázisa közé, valamint a tranzisztor emittoreivel sorba egy-egy megfelelő értékű ellenállást kapcsolunk. Így a tranzisztor  $U_{CER}$  mellett üzemel.

Jelen esetben ez az ellenállásérték, ami korlátozza a vezető irányú bázisáramot, 6,8 kohm, de ezt a



11. ábra



14. ábra

meghajtó transzformátor tervezésénél már figyelembe vettük.

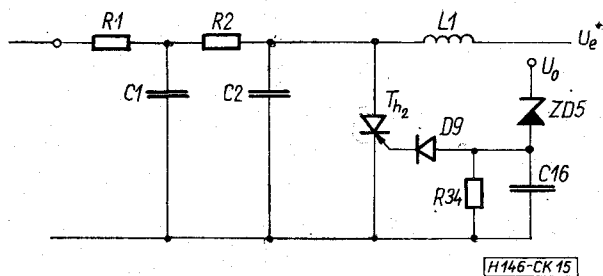
Paraméter Kollektor-emitter letörést feszültség

- $U_{CEO}$  nyitott bázis-emitter esetén mérve
- $U_{CER}$  a bázis és emitter közé ellenállást kapcsolunk és úgy mérjük
- $U_{CES}$  a bázis és emitter rövidre van zárva és úgy mérjük
- $U_{CEX}$  a bázis-emitter közé zárófeszültséget kapcsolunk és úgy mérjük

**A rövidzárvédelem**

A  $VT_7$  tranzisztor emitterében elhelyezett  $R_7$  jelű 0,5 ohmos áramkorlátozó ellenállás meggátolja a túlzott mértékű bázisáram-növekedést és csökkenti a tranzisztor kikapcsolási idejét, ezzel csökkentve a kapcsolótranzisztor disszipációját kikapcsoláskor. A legfontosabb előnye azonban ennek az ellenállásnak az, hogy nagy kollektoráramoknál, vagy a kimeneten bekövetkezett rövidzár esetén határolja a kollektoráramot. Ez az ellenállás-komplexum olyan potenciálviszonyokat hoz létre a tranzisztor emitter bázis körében, amely a bázisáramot csökkenti igyekszik, ezáltal csökkenti a kollektoráramot is.

Ha a terhelőáram túllép egy megengedett maximális értéket  $Th_1$  tyrisztor begyújt, lezárja anódjával a  $VT_4$  tranziszort és ezáltal nagyon kis kitöltési tényezőt szolgáltató helyzetbe állítja be a monostabil áramkört. Így a védő kapcsolás a 10. ábrán látható működési diagram  $S$  munkapontjába állítja be a tápegységet. Ebben a munkapontban a kollektor áram  $t_s=3 \mu s$  időtartamra  $I_s=3 A$  lehet. Ha a tápegység terhelését a normál üzemi állapotról lassan a



15. ábra

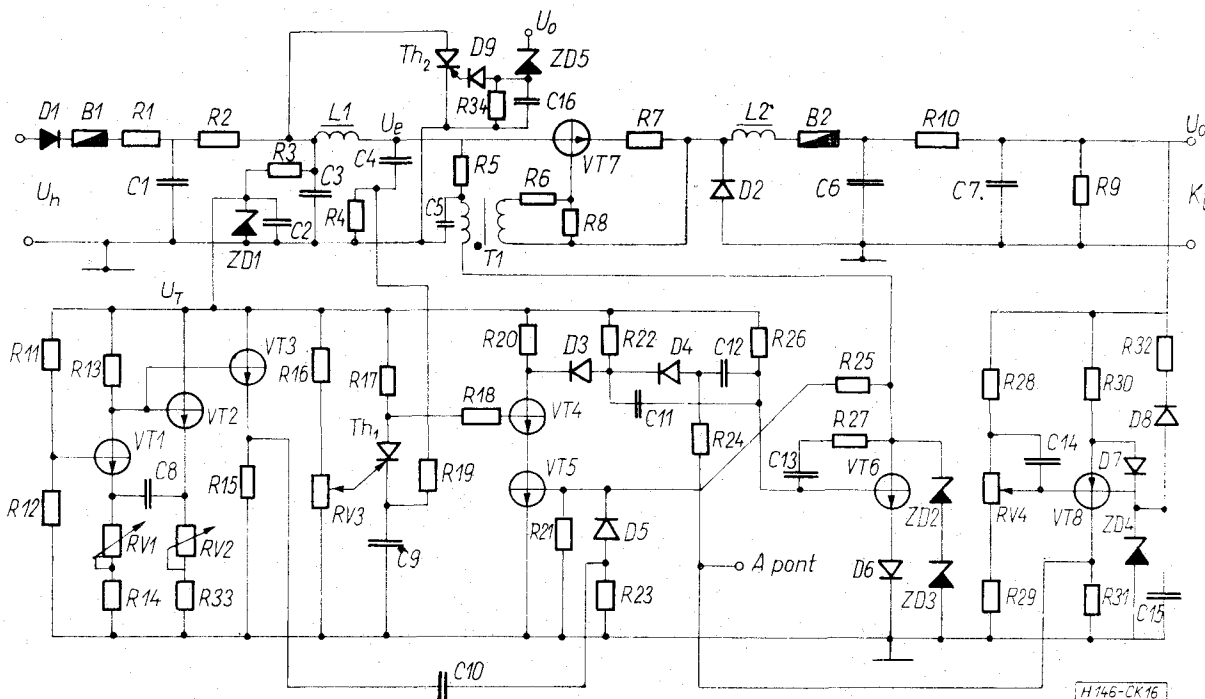
rövidzár felé növeljük, az árama nagyobb értéket vesz fel, mint az  $S$  munkapontbeli áram (visszahajló szabályozási karakterisztika).

$U_0$  értékének hirtelen és véletlenszerű növekedése (a tápegységen végzett mérés közben rövidre záródik a kapcsolótranzisztor emittere és kollektora) ellen nyújt védelmet az alábbi megoldás, amely a 15. ábrán látható.

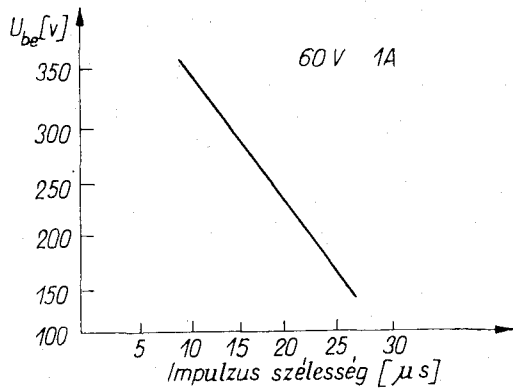
Ha  $U_0$  eléri a zenerfeszültséget ( $ZD_5$ ) a zenerdióda vezetni kezd és  $D_9$  diódán keresztül begyújtja  $Th_2$  tyrisztort, amely kiolvasztja  $B_1$  biztosítékot és így megszünteti a táplálást, megóvja a terhelést a túlfeszültség okozta tönkremeneteltől. Tartós tehelésoldali rövidzárlat ellen  $B_2$  biztosíték (2A) kiolvadása véd.

Az áramkör kapcsolási rajza

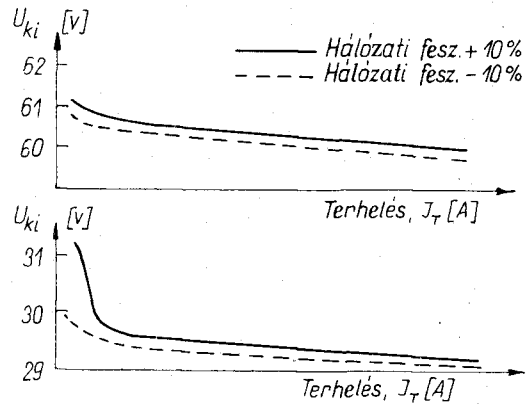
A tápegység komplett kapcsolási rajza a 16. ábrán látható. A tápegység 30 V, 60 V és 90 V-os feszültséget szolgáltat. Az alábbi táblázat tartalmazza az alkalmazott referenciafeszültségek értékeit, a beépített előterhelő ellenállásokat ( $R_9$ ) és az egyes kimenőfeszültségeket.



16. ábra



17. ábra



18. ábra

Kimenő-feszültség	$U_z$ (V)	Zenertípus	$R_9$ (ohm)
30	15	1 S 3015 A	680
60	30	1 S 3030 A	330
90	47	1 S 3047 A	1000

A 17. ábrán látható az impulzusszélesség és a bemenőfeszültség kapcsolatát ábrázoló diagram, 60 V kimenőfeszültség és 1 A terhelőáram esetén.

Az  $U_0=60$  V és 30 V közötti kimenőfeszültség tartomány beleesik a tápegység szabályozás tartományába, ha a kimenőfeszültség a terhelőáram és a hálózati feszültség értékei a megadott határokon belül változnak. (Megengedett hálózati feszültség-ingadozás  $\pm 10\%$ .)

A 18. ábrán látható a névleges hálózati feszültséghez tartozó kimenőfeszültség változás a terhelőáram változásának függvényében.

Az ábrából jól követhető, hogy kis terhelő áramoknál a szabályozás leromlik, és a stabilitás is lecsökken, a kimenőfeszültség pedig megnő. Ennek elkerülésére előterhelést alkalmaznak.

Teljes terhelés esetén  $U_0=60$  V  $I_0=2$  A  
 a 15 kHz-es hullámosság  $U_1=150$  mV  
 az 50 Hz-es hullámosság  $U_2=50$  mV.

Terheletlen állapot esetén, előterhelést alkalmazva  
 a 15 kHz-es hullámosság  $U_1=50$  mV,  
 az 50 Hz-es hullámosság  $U_2=10$  mV.

**Következtetések**

A cikkben ismertetett kapcsoló üzemű tápegység a következő mért jellemzőkkel rendelkezik:

$U_0$	$I_0$
30 V	3 A
60 V	2 A
90 V	1,5 A

A megvalósított stabilitás jobb, mint 0,5%. A kimenet maximális hullámossága teljes terhelésnél:  $U < 200$  mV.

Túlterhelés elleni védelemre és véletlen rövidzár elleni védelemre biztosítékokat alkalmazunk. A tápegység egyenáramú paraméterei könnyen kiterjeszthetők magasabb, ill. alacsonyabb feszültség- vagy áramértékek felé,

Pl. 60 V mellett 5 A-t stabilizálhatunk, ha az induktivitást úgy méreteztük, hogy 5 A esetén még ne menjen telítésbe, és a meghajtó transzformátor legyen képes nagyobb bázisárammal meghajtani a kapcsolótranszisztort ( $VT_7$ ). Ha  $U_0=90$ V, a monostabil és meghajtó áramkört újra kell tervezni.

**F ü g g e l é k**

**1. A kimenőfeszültség hullámosságának meghatározása**

A kimenőfeszültség hullámossága,  $\Delta U_0$ , függvénye az aluláteresztő szűrő induktitásának és a kapacitásának.  $\Delta U_0$  értékét az alábbiak szerint lehet meghatározni:

$$U_{be} - U_0 = L \frac{di}{dt}$$

Az induktív áram változása:

$$\Delta i = (U_{be} - U_0) \frac{t}{L}$$

$$C \frac{dU_0}{dt} = (U_{be} - U_0) \frac{t}{L}$$

ahonnan

$$C \int_0^t \frac{dU_0}{dt} = (U_{be} - U_0) \frac{t}{L} dt$$

$$CdU_0 = (U_{be} - U_0) \frac{t^2}{2L}$$

$$\Delta U_0 = (U_{be} - U_0) \frac{t^2}{2LC}$$

ha az induktitás ohmos ellenállását annak reaktív értéke mellett elhanyagoljuk. A kifejezésben szereplő  $t$  idő, a kapcsolótranszisztor ( $VT_7$ ) bekapcsolási ideje.

**2. A soros kapcsolótranszisztor teljesítmény disszipációjának meghatározása**

A tranzisztor vezetési periódusa alatt ( $t_{bek}$ ) a teljesítmény disszipáció értéke:

$$P_1 \cong I_{cköz} U_{CESAT} \frac{t_{bek}}{T}$$

A tranzisztor kikapcsolási ( $t_{kik}$ ) idejéhez tartozó teljesítmény disszipáció:

$$P_2 \cong I_{CBO} U_{be} \frac{t_{kik}}{T}$$

A tranzisztoron a lezárt állapotból a vezető állapotba történő átváltáskor keletkező teljesítmény disszipáció értéke:

$$P_3 \cong I_{C_{csucs}} U_{be} (t_1 + t_2) \frac{1}{2T}$$

ahol  $t_1$  a tranzisztoron a feszültség ugrás ideje,  
 $t_2$  a tranzisztoron az áram ugrás ideje.

A tranzisztoron a vezető állapotból a lezárt állapotba történő átváltáskor keletkező disszipáció értéke:

$$P_4 \cong I_{C_{csucs}} U_{be} (t_3 + t_4) \frac{1}{2T}$$

ahol  $t_3$  a tranzisztoron a feszültség ugrás ideje,  
 $t_4$  a tranzisztoron az áram ugrás ideje.

A tranzisztor teljes disszipációja az alábbiakban megadott áram- és időértékekkel:

$$P = P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = 0,6 + 2,56 + 3,6 + 3 = 9,8 \text{ W}$$

A fenti példa adatai:  $T = 64 \mu\text{s}$   $U_{CESAT} = 1,5 \text{ V}$

$$\begin{aligned} t_{bek} &= 14 \mu\text{s} & t_3 &= 150 \text{ ns} & I_c &= 2 \text{ A} \\ t_{kik} &= 50 \mu\text{s} & t_4 &= 350 \text{ ns} & I_{C_{csucs}} &= 2,3 \text{ A} \\ t_1 &= 150 \text{ ns} & U_{bc} &= 340 \text{ V} \\ t_2 &= 450 \text{ ns} & U_{ki} &= 60 \text{ V} \end{aligned}$$

### Gyakorlati tapasztalatok

A nagy áramú tápegységen bemérés során szerzett tapasztalatok közül a legfontosabbak a következők:

A tápegység rendkívül kényes a helyes földelési rendszer megválasztására. Célszerű a földvezetékeket egyetlen pontból elágaztatni, így a nagy áramimpulzusok miatt keletkező zavarok jelentősen csökkenthetők.

A kapcsoló teljesítménytranzisztor emittére és az induktivitás, valamint az ezekhez csatlakozó dióda-vezetékek rövid és vastag huzalokból készítenők, mivel az ezen vezetékekben folyó nagy áramimpulzusok miatt ezen vezetékek erősen sugároznak.

A zavar főleg akkor keletkezik, amikor a  $VT_7$  teljesítménytranzisztor lezárt állapotból vezetési állapotba kerül, és ekkor a nyitott tranzisztor — melynek emittére ekkor az egyenáramú hálózat potenciálján van — egy még átkapcsolás alatt álló diódát ( $D_2$ ) „lát” maga előtt, amely még nem zárt le, és ezért közel „rövidzárként” viselkedik az átkapcsolás periódusának hátralevő szakaszában. Az ekkor folyó áramot  $VT_7$  tranzisztor, az  $R_7$  korlátozó ellenállás és a  $D_2$  dióda vezető irányú ellenállásai határozzák meg. Ezen átváltási idő alatti nagy áram jelentős disszipációt okoz, ami a kapcsolófrekvencia növelésével nő. Ezért lényeges a rövid átváltási idejű ( $t_{at} \approx 0,3 + 0,4 \mu\text{s}$ ) teljesítménydióda használata.

Az  $R_7$  értékét kompromisszumosan lehet csak megválasztani, mivel ennek nagy értékűre való választása esetén a rajta keletkező disszipáció is megnő, ami viszont a hatásfokot rontja.

### Anyagjegyzék

#### Kondenzátorok

$C_1 - 200 \mu\text{F}$	$C_9 - 100 \text{ nF}$
$C_2 - 25 \mu\text{F}$	$C_{10} - 470 \text{ pF}$
$C_3 - 100 \mu\text{F}$	$C_{11} - 1 \text{ nF}$
$C_4 - 2,2 \mu\text{F}$	$C_{12} - 0,05 \mu\text{F}$
$C_5 - 0,1 \mu\text{F}$	$C_{13} - 1 \text{ nF}$
$C_6 - 2,2 \mu\text{F}$	$C_{14} - 4 \mu\text{F}$
$C_7 - 250 \mu\text{F}$	$C_{15} - 12 \mu\text{F}$
$C_8 - 10 \text{ nF}$	$C_{15} - 50 \mu\text{F}$

#### Tirisztorok

$Th_1 - \text{TIC 44}$
$Th_2 - 2 \text{ N 1777}$

#### Induktivitások

$L_1 - 1 \text{ mH}$
$L_2 - 6 \text{ mH}$
telítési határ $I_0 \approx 3 \text{ A}$

#### Potencióméterek

$RV_1 - 5 \text{ kohm}$
$RV_2 - 5 \text{ kohm}$
$RV_3 - 1 \text{ kohm}$
$RV_4 - 1 \text{ kohm}$

#### Biztosítékok

$B_1: 2 \text{ A}$
$B_2: \text{ kívánság szerinti}$

#### Ellenállások

$R_1 - 6 \text{ ohm } 10 \text{ W}$	$R_{19} - 27 \text{ ohm}$
$R_2 - 10 \text{ ohm } 10 \text{ W}$	$R_{20} - 8,2 \text{ kohm}$
$R_3 - 6 \text{ kohm } 10 \text{ W}$	$R_{21} - 4,7 \text{ kohm}$
$R_4 - 0,5 \text{ ohm } 5 \text{ W}$	$R_{22} - 3,3 \text{ kohm}$
$R_5 - 6 \text{ kohm } 15 \text{ W}$	$R_{23} - 150 \text{ kohm}$
$R_6 - 1 \text{ ohm } 5 \text{ W}$	$R_{24} - 4,7 \text{ kohm}$
$R_7 - 0,5 \text{ ohm } 5 \text{ W}$	$R_{25} - 390 \text{ ohm}$
$R_8 - 6,8 \text{ ohm } 5 \text{ W}$	$R_{26} - 3,9 \text{ kohm}$
$R_{91} - 330 \text{ ohm } (30 \text{ V})$	$R_{27} - 12 \text{ kohm}$
$R_{92} - 680 \text{ ohm } (60 \text{ V})$	$R_{28} - 2,2 \text{ kohm}$
$R_{93} - 1 \text{ kohm } 10 \text{ W } (90 \text{ V})$	$R_{29} - 2,2 \text{ kohm}$
$R_{10} - 2 \text{ ohm } 5 \text{ W}$	$R_{30} - 3,3 \text{ kohm}$
$R_{11} - 2,7 \text{ kohm}$	$R_{31} - 12 \text{ kohm}$
$R_{12} - 2,7 \text{ kohm}$	$R_{32} - 27 \text{ ohm}$
$R_{18} - 1,8 \text{ kohm}$	$R_{33} - 1 \text{ kohm}$
$R_{14} - 1 \text{ kohm}$	$R_{34} - 47 \text{ ohm}$
$R_{15} - 8,2 \text{ kohm}$	
$R_{16} - 12 \text{ kohm}$	
$R_{17} - 8,2 \text{ kohm}$	
$R_{18} - 1,2 \text{ kohm}$	

#### Tranzisztorok

$VT_1 - \text{BC } 182 \text{ L}$
$VT_2 - \text{BC } 182 \text{ L}$
$VT_3 - \text{BC } 182 \text{ L}$
$VT_4 - \text{BC } 182 \text{ L}$
$VT_5 - \text{BC } 182 \text{ L}$
$VT_6 - \text{BF } 259$
$VT_7 - \text{BUY } 22$
$VT_8 - 2 \text{ N } 3702$

#### Diódák

$D_1 - 1 \text{ N } 4006$
$D_2 - 1 \text{ N } 3883$
$D_3 - 1 \text{ S } 44$
$D_4 - 1 \text{ S } 44$
$D_5 - 1 \text{ S } 44$
$D_6 - 1 \text{ S } 921$
$D_7 - 1 \text{ S } 44$
$D_8 - 1 \text{ S } 111$
$D_9 - 1 \text{ S } 44$

#### Zenerdiódák

$ZD_1 - 1 \text{ S } 3022 \text{ A}$
$ZD_2 - 1 \text{ S } 3150 \text{ A}$
$ZD_3 - 1 \text{ S } 3150 \text{ A}$
$ZD_{41} - 1 \text{ S } 3015 \text{ A } (30 \text{ V})$
$ZD_{42} - 1 \text{ S } 3030 \text{ A } (60 \text{ V})$
$ZD_{43} - 1 \text{ S } 3047 \text{ A } (90 \text{ V})$
$ZD_{51} - 1 \text{ S } 3030 \text{ A } (30 \text{ V})$
$ZD_{52} - 1 \text{ S } 3062 \text{ A } (60 \text{ V})$
$ZD_{53} - 1 \text{ S } 3091 \text{ A } (90 \text{ V})$

### I R O D A L O M

[1] K. Rupra: Switching mode power supplies. Electronic Components, 1971.  
[2] Seymour Levine: Switching power supply regulators for greater efficiency. Electronic Design 1964,