

### 3.10. Tápegységek

Az elektronikus berendezések (így a rádiók) működtetéséhez egy vagy több *stabil* tápfeszültség szükséges. A *stabil* tápfeszültség időben nem változó egyenfeszültség, melynek értéke független a tápfeszültséget terhelő áram nagyságától, és a tápegység bemenő (hálózati) feszültségének változásától.

#### 3.10.1. Telepes üzem

Hordozható berendezések esetében a kapcsolást úgy tervezik meg, hogy az csak egy (esetleg két) tápfeszültséget igényeljen, és ezt a tápfeszültséget telep vagy akkumulátor alkalmazásával biztosítják.

A telep (akkumulátor) által szolgáltatott egyenfeszültség nem tökéletesen elégíti ki a stabil tápfeszültségre vonatkozó követelményeket: a raktározás illetve a használat során folyamatosan csökken a telep üresjárási (terhelés nélküli) feszültsége, ugyanekkor viszont növekszik a belső ellenállása, tehát a kapocsfeszültség a terhelő áram függvényében jelentősen változhat.

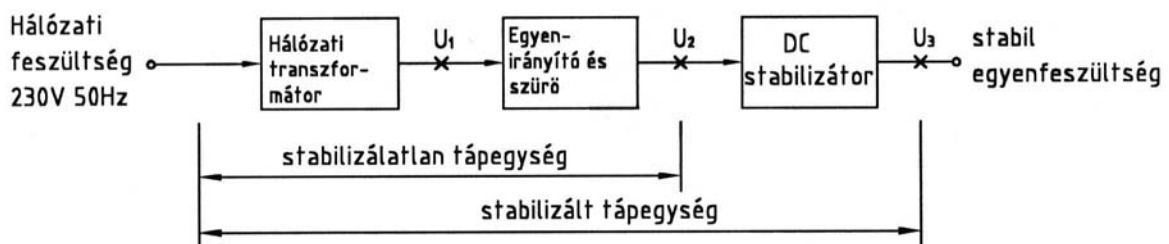
Ezért a telepes üzemre szánt berendezéseket úgy méretezik, hogy működésüket a telepfeszültség csekély (és a telep kimerülése ütemében folyamatos, nem gyors) csökkenése ne, vagy csak jelentéktelen mértékben befolyásolja.

A telep belső ellenállásának növekedéséből származó problémákat (a kapocsfeszültség gyors változása a terhelő áram függvényében) pedig úgy küszöbölik ki, hogy a teleppel olyan nagy kapacitású kondenzátort kapcsolnak párhuzamosan, amelynek reaktanciája a legkisebb működési frekvencián is kellően kicsi ahhoz, hogy váltakozóáramú szempontból rövidzárnak lehessen tekinteni. Ekkor rövid idejű, nagy áramfelvétel esetén a kondenzátor tartja a tápfeszültséget közel állandó szinten.

Mint azt a 3.2. részben már megjegyeztük, a kimerült telepekben az elektrolit idővel elmarhatja a telep burkolatát, és kifolyhat, ezzel tönkretéve az elektronikus berendezést. Bár a korszerű elemeket, telepeket védik az elektrolit elfolyása ellen, a kimerült, vagy a hosszú időre használaton kívülre helyezett berendezések jó telepeit is célszerű a berendezésből eltávolítani.

#### 3.10.2. Hálózati tápegységek

A stabil üzemű berendezések tápfeszültségét a hálózati feszültségből a *hálózati tápegység* állítja elő (1.ábra).



1. ábra  
Hálózati tápegység tömbvázlata

A *hálózati transzformátor* feladata a hálózati feszültségből előállítani a tápegység működéséhez szükséges váltakozófeszültség(ek)et.

Az *egyenirányító és szűrő* fokozat a hálózati transzformátor által szolgáltatott váltakozófeszültséget egyenirányítva *lűktető (szűrt) egyenfeszültséget* szolgáltat.

A *DC stabilizátor* a lűktető (szűrt) egyenfeszültségből stabil egyenfeszültséget állít elő.

### Hálózati transzformátor

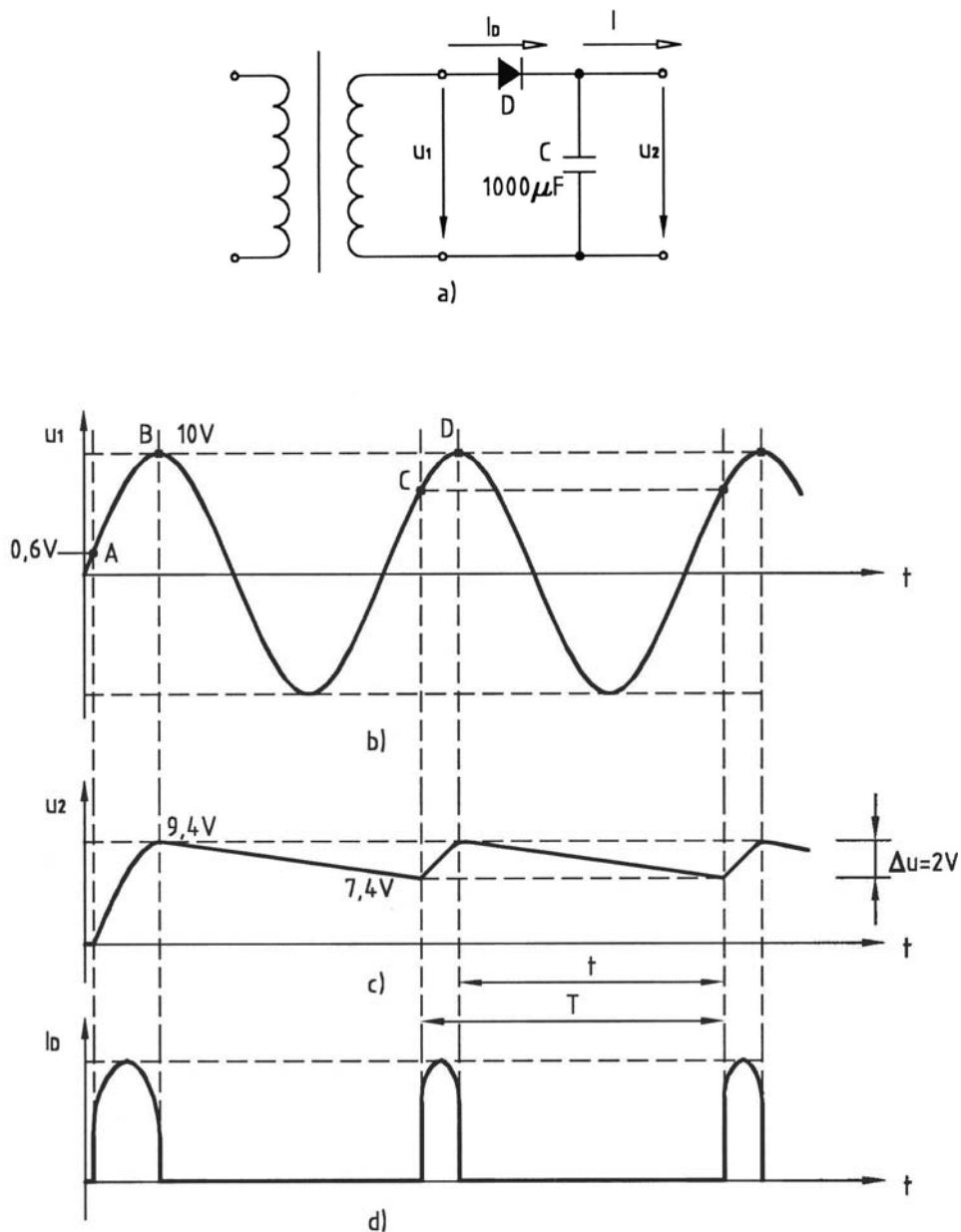
Abban az esetben, ha a berendezéshez több, különböző stabil tápfeszültség szükséges, a hálózati transzformátort több szekunder tekercssel és/vagy egy szekunder tekercset több, különböző feszültséget szolgáltatató kivezetéssel készítik el.

Figyelembe kell venni, hogy a hálózati transzformátor (a vasmag típusától és a felépítésétől függő mértékben) mágneselesen hálózati zavarjelet sugároz ki, ezért a hálózati transzformátort távol kell elhelyezni azokról az áramköri fokozatoktól, amelyek kis jelszinten működnek, és amelyek működését ez a kisugárzott jel zavarhatja. Olyan berendezésekben, amelyek kifejezetten kis szintű jeleket dolgoznak fel (pl. hangfrekvenciás előerősítők) a hálózati transzformátort teljesen zárt, légrés nélküli, ezért minimális kisugárzású *toroid* vasmagra készítik.

### Egyenirányítók

#### Egyutas egyenirányító

Az egyutas egyenirányító kapcsolását és jelalakjait a 2. ábra mutatja.



2. ábra  
Egyutas egyenirányító

A kapcsolási rajz a 2.a. ábrán látható. A hálózati transzformátor szekunder tekercséről az egyenirányító fokozat bemenetére  $u_1$  váltakozófeszültség érkezik, ennek csúcserője legyen példánkban 10V (2.b.ábra). Tételezzük fel, hogy a bekapcsolás pillanatában C kondenzátor töltetlen, azaz kapcsolófeszültsége  $u_2 = 0$  V (2.c.ábra). Legyen a terhelés által felvett áram  $I=0,1$ A.

A bekapcsoláskor  $u_1$  pillanatértéke 0V és C feszültsége is  $u_2 = 0$  V. D szilíciumdióda akkor nyit ki, amikor anódja kb. 0,6V-al pozitívabb a katódjánál (a továbbiakban az egyszerűség kedvéért a szilíciumdióda nyitófeszültségét 0,6V-nak tekintjük). Pillanatnyilag azonban mind az anód- mind a katód feszültség értéke 0, ezért a dióda zárva van.

A bemenetre kapcsolt  $u_1$  feszültség a szinuszfüggvénynek megfelelően folyamatosan növekszik. Amikor  $u_1$  eléri a 0,6V értéket (**A** pont), D dióda kinyit. A diódán 0,6V feszültség esik, és katód feszültsége (0,6V eltéréssel) követi az anódfeszültséget. Amikor  $u_1$  feszültség eléri a 10V csúcserőjét (**B** pont),  $u_2 = 10V - 0,6V = 9,4V$ , erre a feszültségre töltődik fel C kondenzátor. Ezt követően  $u_1$  csökkenni kezd. Mivel C kondenzátor e pillanatban még 9,4V feszültségre van feltöltve, D-re már nem jut 0,6V nyitófeszültség, ezért a dióda lezár. Ha nem folyna I terhelő áram, a kondenzátor töltése, és ezért feszültsége is változatlan maradna. I áram azonban C kondenzátor töltését csökkenti, ezért C feszültsége ( $u_2$ ) folyamatosan csökken. Ez a folyamat addig tart, ameddig a szinuszos  $u_1$  feszültség, azaz a dióda anódfeszültsége nem haladja meg 0,6V-al  $u_2$  pillanatértékét (**C** pont). Ekkor ugyanis D ismét kinyit, és a D-n átfolyó áram (2.d.ábra) pótolja C kondenzátor **B** és **C** időpont között elvesztett töltését. **D** pontban a kondenzátor  $u_2$  feszültsége ismét 9,4V, és ezután a folyamat periódusonként ismétlődik.

Határozzuk most meg, hogy milyen értékre csökken kisülés közben C feszültsége. A számítás egyszerűsítése céljából *tételezzük fel, hogy C töltődése igen rövid ideig tart*. Ekkor a kondenzátor kisülési ideje közelítőleg azonos a periódusidővel (a 2.c.ábrán  $t \cong T$ ).

C kondenzátor a kisülés alatt

$$\Delta Q = I t \cong I T$$

töltést veszít. A töltésvesztés következtében kapcsolófeszültsége

$$\Delta U_2 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I \cdot T}{C}$$

értékkel csökken. Behelyettesítve a konkrét értékeket:  $I=0,1$ A,  $C=1000\mu$ F,  $T=20$  ms (ez a hálózati 50 Hz-es frekvenciából számított periódusidő)

$$\Delta U_2 = \frac{I \cdot T}{C} = \frac{0,1 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{1000 \cdot 10^{-6}} = 2V$$

azaz a kondenzátor feszültsége (az adott feltételezéssel) 2V-ot csökken, tehát ha csúcserője **B** időpontban 9,4 V, akkor minimális értéke **C** időpontban 7,4 V lesz.

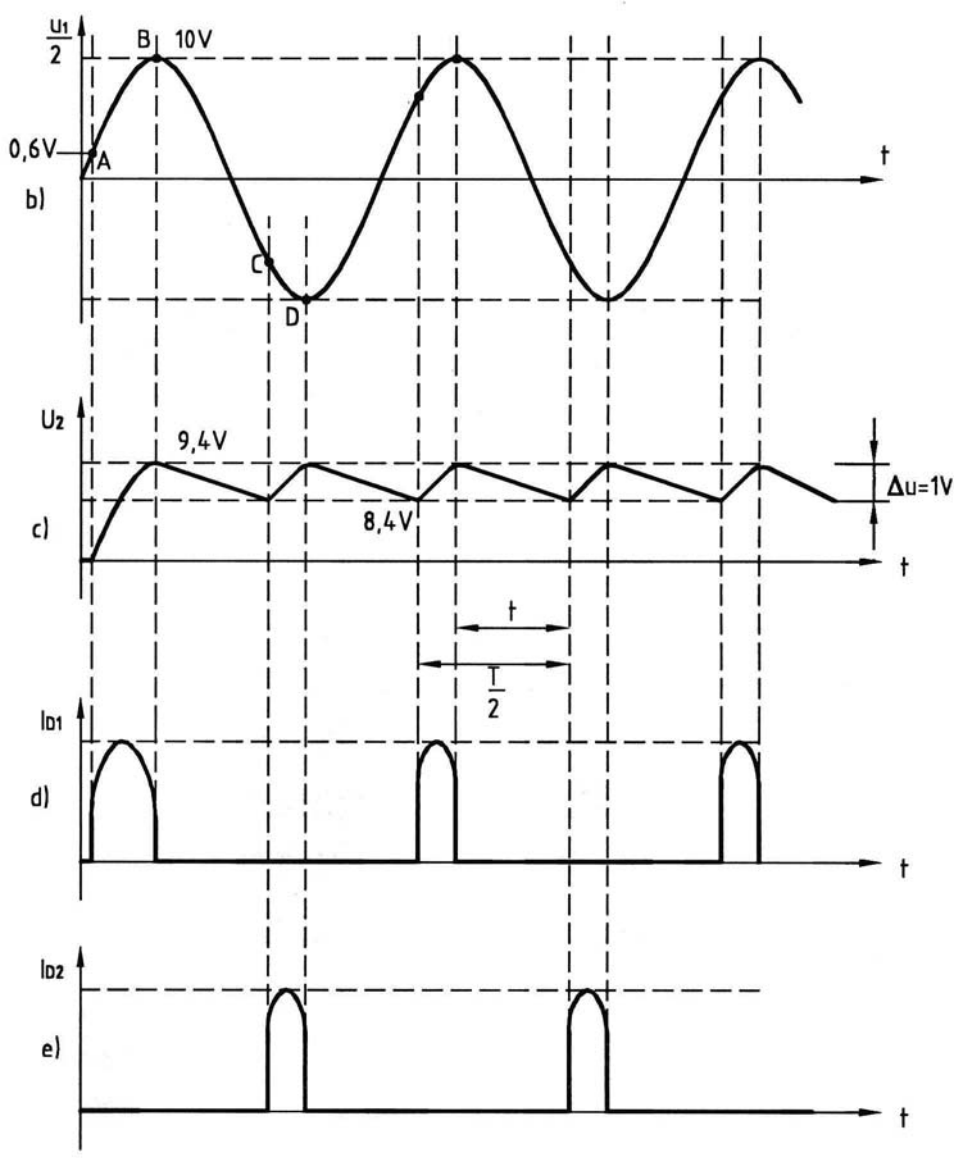
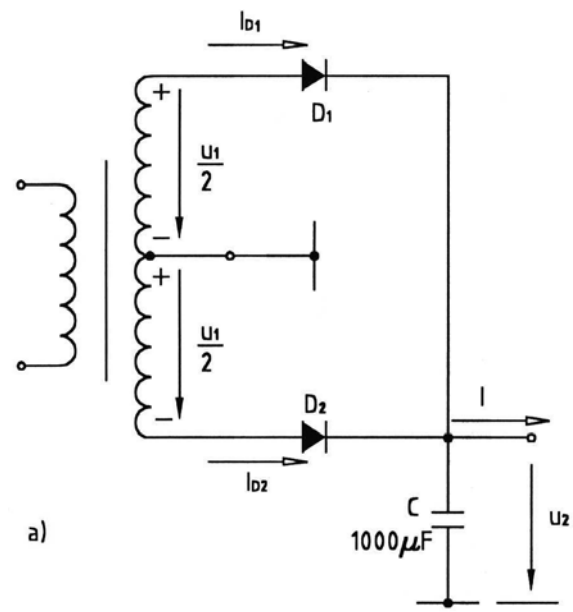
Az egyenirányító annál jobb ( $\Delta U_2$  „bűgőfeszültség” annál kisebb), minél kisebb az egyenirányítót terhelő áram és minél nagyobb C szűrőkondenzátor kapacitása.

Megjegyzés: A tápegység C szűrőkondenzátorát szokás *puffer kondenzátornak* is nevezni.

### Kétutas egyenirányító

#### Kétutas egyenirányító két szekunder tekercsfeles transzformátorral

Az egyutas egyenirányító a bemenetén megjelenő szinusznak csak egyik (a 2.ábrán bemutatott kapcsolásban a pozitív) félperiódusát egyenirányítja. A 3.a ábrán bemutatott kapcsolás mindkét félperiódust hasznosítja.



3. ábra  
Kétutas egyenirányító

A hálózati transzformátor szekunder tekercse két, egyforma menetszámú és ezért egyforma feszültséget leadó tekercsfélre van osztva. A középkivezetés földelve van. Ha a teljes szekunder feszültség  $u_1$ , akkor mindkét tekercsfélén a földhöz képest egymással ellentétes polaritású,  $u_1/2$  nagyságú feszültség mérhető. Legyen a példában  $u_1/2$  csúcserőértéke 10V, az egyenirányítót terhelő áram 0,1A és  $C=1000\mu\text{F}$ .

A vizsgálat kezdetekor C nincs feltöltve,  $u_2=0$  (3.b ábra). Amikor  $u_1/2$  a szinuszfüggvény szerint növekedni kezd és eléri  $D_1$  szilíciumdióda 0,6V nyitófeszültségét (3.a ábra **A** pontja),  $D_1$  kinyit, és  $u_2$  (a diódán eső 0,6V-os nyitófeszültséggel csökkentve) követi  $u_1/2$ -t. Annak csúcserőértékénél (**B** pont)  $u_2=9,4\text{V}$  ( $=10\text{V}-0,6\text{V}$ ). Amikor a bemenő feszültség csökkenni kezd,  $D_1$  lezár.) I áram hatására C töltése és így feszültsége folyamatosan csökken. (Ebben a félperiódusban  $D_2$  zárva van, mert anódfeszültsége a földhöz képest negatív.)

Amikor  $u_1/2$  előjelet vált,  $D_1$  dióda az anódjára adott negatív feszültség miatt zárva van, viszont  $D_2$  dióda nyithat meg akkor, amikor  $-u_1/2$  pillanatértéke  $D_2$  nyitófeszültségével, 0,6V-al meghaladja  $u_2$  pillanatértékét (**C** pont).  $D_2$  árama pótolja C töltésvesztését, és  $u_2$  feszültség **D** pontban eléri a 9,4V-ot.

A továbbiakban félperiódusonként felváltva  $D_1$  és  $D_2$  dióda nyithat ki egy rövid időre, áramukat a 3.d és 3.e ábra mutatja.

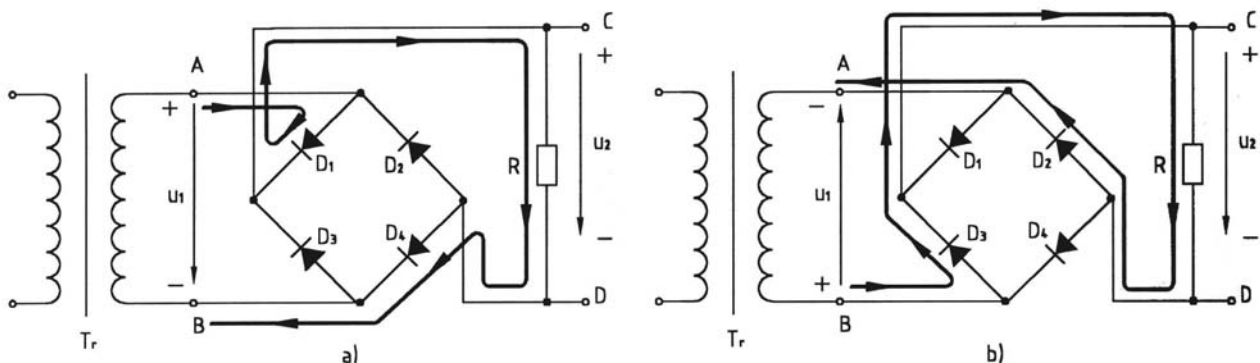
Ha az egyutas egyenirányító számpéldájához hasonlóan most *is feltételezzük, hogy C töltődési ideje elhanyagolhatóan rövid kisülési idejéhez képest*, azt mondhatjuk, hogy (a 3.c ábra jelölése szerint)  $t \cong T/2$ . Így

$$\Delta U_2 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I \cdot \frac{T}{2}}{C} = \frac{0,1 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{1000 \cdot 10^{-6}} = 1\text{V}$$

azaz ugyanakkora szűrőkapacitással kétutas egyenirányítás esetén a „búgófeszültség” fele akkora, mint az egyutas egyenirányításnál adódó.

#### Kétutas egyenirányító Graetz-híd

Kétutas (mindkét félperiódus jelét felhasználó) egyenirányítás akkor is megoldható, ha a hálózati transzformátornak csak egy, középleágazás nélküli szekunder tekercse van (4.ábra).



4. ábra  
Hálózati egyenirányító Graetz-híddal

A Graetz-híd négy, egyforma diódát ( $D_1 - D_4$ ) tartalmaz. Az ábrán a híd működését szemléltjük.

A 4.a. ábra szerinti félperiódusban a transzformátor szekunderének **A** pontja a pozitívabb. Ekkor a következő úton folyhat áram: Tr szekunder **A** pontja –  $D_1$  dióda – R ellenállás –  $D_4$  dióda – Tr szekunder **B** pontja. Az áram R ellenálláson az ábrán bejelölt irányban folyik, R ellenállás **C** pontja a pozitívabb.

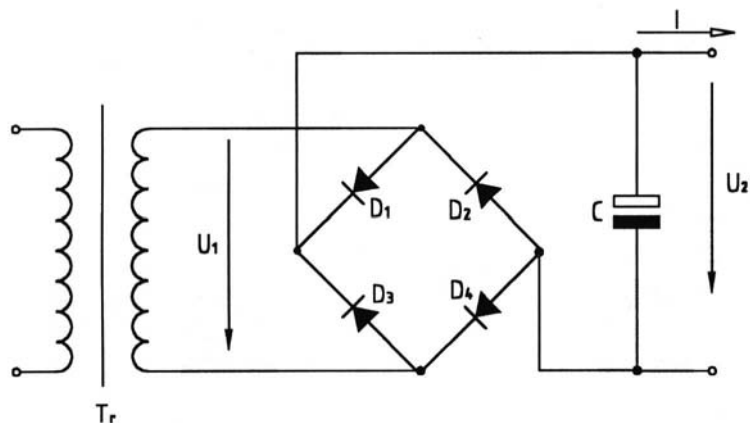
A 4.b. ábra által szemléltetett félperiódusban a transzformátor szekunder tekercsének **B** pontja a pozitívabb. Ilyenkor az áram útja: Tr szekunder **B** pontja –  $D_3$  dióda – R ellenállás –  $D_2$  dióda – Tr szekunder

A pontja. R ellenálláson – mint az ábrán látható – most sem változott az áram iránya, ezért ebben a félperiódusban is az ellenállás C pontja a pozitívabb.

R ellenálláson mindkét félperiódusban azonos irányú feszültség keletkezik, tehát a híd egyenirányít.

Graetz-hidas kétutas hálózati egyenirányítót mutat az 5. ábra kapcsolása.

A kapcsolat jelalakjai, a bűgőfeszültség számítása ugyanaz, mint a 3. ábrán bemutatott kétutas egyenirányító esetében, azzal az eltéréssel, hogy jelen esetben mindkét félperiódusban 2 nyitott diódán halad át az áram, ezért a kimenő  $u_2$  feszültség csúcserőve a bemenő  $u_1$  feszültség csúcserőveknél nem egy, hanem két dióda nyitófeszültséggel (példánkban 1,2V) alacsonyabb.



5. ábra  
Hálózati egyenirányító Graetz-híddal

### **Az egyenirányító diódák és a transzformátor terhelése**

Az egy- és kétutas egyenirányítók működésében figyelmet érdemel, hogy egy-egy dióda csak igen rövid ideig van nyitva, és ez alatt az idő alatt kell pótolnia a szűrőkondenzátor viszonylag hosszú idő alatt elvesztett töltését. Ez azt jelenti, hogy a dióda nyitásának rövid ideje alatt sokszorosan nagyobb áram folyik rajta (és a hálózati transzformátor tekercsén), mint amekkora I terhelő áramot az egyenirányító fokozat folyamatosan lead.

Mindezt a hálózati transzformátor és az egyenirányító dióda kiválasztásánál figyelembe kell venni. Ehhez a diódák katalógus adatlapján megadják azt a maximális áramot, amelyet a dióda ismétlődő terhelés esetén rövid időre képes szolgáltatni, és azt is, amelyet nem ismétlődő terhelés esetén rövid ideig képes elviselni (pl. a tápegység első bekapcsolásakor, amikor a szűrőkondenzátor még nincs feltöltve).

Pl. az 1N4001 diódára ( $T_{\text{környezeti}} < 40\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $f > 15\text{ Hz}$ )

$I_{\text{FAV}} = 1\text{ A}$  (átlagos nyitóáram)

$I_{\text{FRM}} = 10\text{ A}$  (ismétlődő maximális nyitóirányú áram)

$I_{\text{FSM}} = 50\text{ A}$  (nem ismétlődő maximális áram max. 1 s-ig).

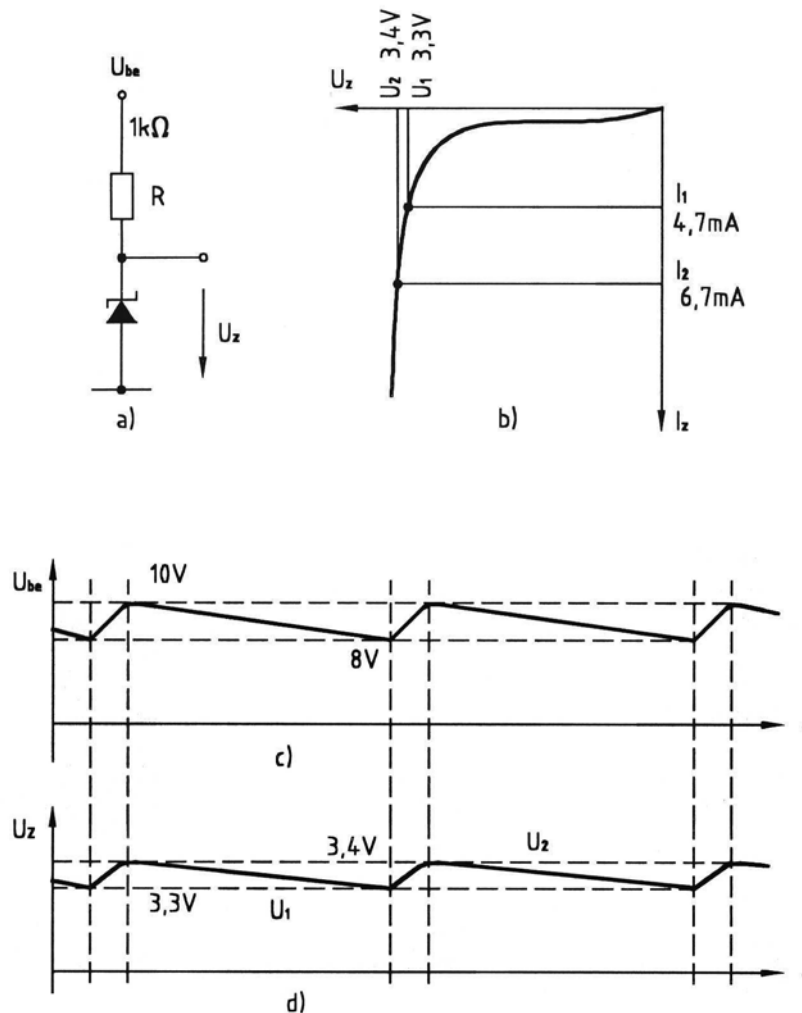
### **3.10.3. A Zener-dióda, mint stabilizátor**

A hálózati egyenirányító kimenetén – mint a 3.10.2.pont jelalakjaiból láthattuk – nem tökéletes egyenfeszültség jelenik meg, hanem az egyenfeszültség periódikusan változik két érték között. Ennek oka, hogy a szinuszos meghajtó jel csúcserőveknél az akkor nyitott dióda (vagy Graetz-hídnál: diódák) a szűrőkondenzátort feltölti(k), majd a megfelelő dióda(k) következő megnyitásáig a kondenzátor a terhelésen keresztül kisül, eközben pedig a feszültsége csökken.

Az ilyen, „szűrt egyenirányított feszültség” alkalmatlan az elektronikus berendezések többségének táplálására. Pl. egy földelt emitteres erősítő kimenő feszültsége ugyanúgy változik, mint a tápfeszültsége ( $U_c = U_t - I_c R_c$ ), azaz a kimenő jelben egy 50 Hz-es (kétutas egyenirányításnál 100 Hz-es) zavarjelkomponens lenne jelen. Hangerősítő esetén ez mint 50 Hz-es illetve 100 Hz-es bűgás lenne hallható (innen a „bűgőfeszültség” megnevezés is).

Ezért szükséges az 1. ábra szerinti tömbvázlatban a DC (egyenfeszültségű) stabilizátor áramkör. Ennek feladata az egyenirányító kimenetén megjelenő szűrt egyenfeszültségből stabil egyenfeszültséget biztosítani.

A legegyszerűbb kapcsolás (és szinte minden más, bonyolultabb feszültségstabilizátor kapcsolás alapja) a Zener-diódás feszültségstabilizátor (6. ábra).



6. ábra  
Feszültségstabilizálás Zener-diódával

A 6.a. ábrán látható kapcsolás bemenetére az egyenirányító kimenetén megjelenő  $U_{be}$  szűrt egyenfeszültséget kapcsoljuk (6.c. ábra  $U_{be}$ ). Példánkban legyen  $U_{be\ max}=10V$  ill.  $U_{be\ min}=8V$ . A Zener-dióda legyen 3,3V-os, azaz rajta záró irányban 3,3V körüli feszültség esik (ld. a 6.b. ábra szerinti karakterisztikát).

Amikor a bemenő feszültség értéke 10V, a 3,3V-os Zener-diódára kb.3,3V, R ellenállásra ezért 6,7V feszültség jut. Az 1 kΩ-os R ellenálláson ennek hatására

$$I = \frac{U}{R} = \frac{6,7V}{1k\Omega} = 6,7mA$$

áram folyik, és ugyanez az áram folyik a vele soros D diódán is. A 6.b. ábra karakterisztikájából leolvasható, hogy 6,7 mA áramnál a diódán pontosan 3,4V feszültség esik. (Természetesen ez azt is jelenti, hogy az ellenállásra nem 6,7V hanem 6,6V jut, és az áram sem 6,7 mA hanem 6,6 mA, de ez az eltérés nem számottevő a feltételezéshez képest.)

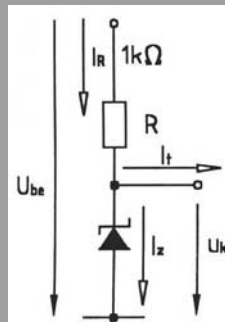
Amikor a bemenő feszültség pillanatértéke 8V, - feltételezve, hogy a diódán továbbra is kb. 3,3V feszültség esik – az ellenállásra 4,4V feszültség jut, és ennek hatására

$$I = \frac{U}{R} = \frac{4,7V}{1k\Omega} = 4,7mA$$

áram folyik R-en és D-n is. A 6.b. ábra karakterisztikája szerint ennél az áramnál a diódán 3,3V feszültség esik.

**Az áramkör azért stabilizátor, mert a bemenő feszültség 2V-os változására a kimenő feszültség csak 0,1V-ot változik.** A stabilizálás annál jobb, minél kisebb a kimenő feszültség változása azonos bemenő feszültség változás esetén.

Vizsgáljuk most meg azt, mi történik, ha a 6.a. ábra áramkörének  $U_{ki}$  kimenetét  $I_t$  árammal terheljük (7.ábra).



7.ábra  
Zener-diódás terhelte stabilizátor

Ekkor Kirchhoff csomóponti törvénye szerint

$$I_Z = I_R - I_t$$

tehát a Zener-dióda  $I_Z$  árama annyival csökken, amennyi a terhelő áram.  $I_Z$  áram csökkenése a kimenő  $U_{ki}$  feszültség kismértékű csökkenését okozza (ld. A 6.b. ábrát), ha pedig  $I_t$  eléri  $I_R$  értékét, a Zener-diódán nem folyik áram, ezért az többé nem stabilizál, és a kimenő feszültség

$$U_{ki} = U_{be} - I_R R$$

szerint alakul.

A stabilizátor működéséhez tehát az szükséges, hogy a Zener-dióda árama ne csökkenjen 0-ra (sőt, árama legalább akkora legyen, hogy munkapontja a 6.b. ábra szerinti karakterisztika egyenes szakaszára essen).

Ahhoz, hogy nagyobb terhelő áramot vehessünk le a stabilizátorról, a Zener-diódán nagyobb nyugalmi áramot kellene beállítani, ez azonban azt jelentené, hogy a Zener-diódán disszipálódó  $P=U_Z I_Z$  teljesítmény is nagyobb lenne. A 7.ábra szerinti kapcsolásban a diódán akkor disszipálódik a legnagyobb teljesítmény, ha nincs terhelő áram. Ezért az ilyen stabilizátor nagyon rossz hatásfokú lenne.

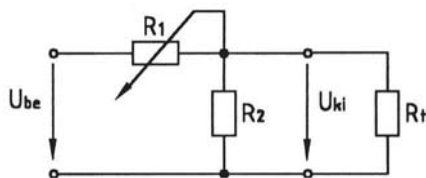
A ténylegesen alkalmazott stabilizátorokban a Zener-dióda kis munkaponti árammal üzemel, és  $U_Z$  feszültsége csak referenciaként szolgál az áramkör további fokozatainak, melyek a nagy árammal terhelhető egyenfeszültséget szolgáltatják.

### 3.10.4. Lineáris stabilizátorok

A lineáris stabilizátorok lineáris áramkörök, melyek két fő típusa a soros (áteresztő tranzistoros) és a párhuzamos (sönt) stabilizátor.

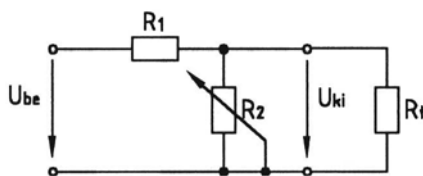
Az 8. ábra szerinti kapcsolásban  $U_{be}$  bemenő feszültséget az  $R_1$  és  $R_2$  X  $R_1$  ellenállásból álló feszültségosztó leosztja. A soros stabilizátorban (a terhelés szempontjából soros)  $R_1$  ellenállás elektronikus változtatásával állítható be, hogy (a bemenő feszültség és a terhelő ellenállás változásai ellenére) a kimenő feszültség állandó maradjon.





8. ábra  
Soros stabilizátor elve

A 9. ábrán bemutatott párhuzamos stabilizátor kapcsolásban a bemenő feszültséget szintén az  $R_1$  és  $R_2 \times R_t$  ellenállásból álló feszültségosztó osztja le, de itt (a terheléssel párhuzamos)  $R_2$  ellenállás elektronikus változtatásával állítjuk be a kimenő feszültséget állandó értékre.



9. ábra  
Párhuzamos stabilizátor elve

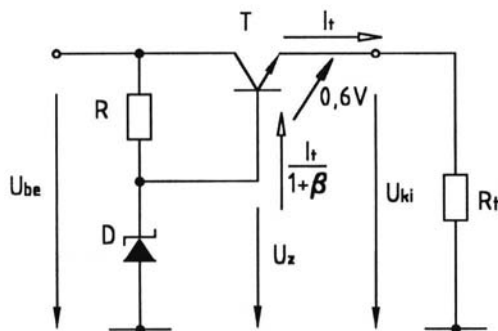
A párhuzamos stabilizátorra példa a 3.10.3. pontban bemutatott Zener-diódás stabilizátor alapkapcsolás, ahol a párhuzamos szabályozó elem maga a Zener-dióda, amely az átfolyó áram függvényében változtatja saját ellenállását úgy, hogy rajta a karakterisztikája szerinti, közel állandó feszültség essen.

### **Soros (áteresztő tranzisztoros) stabilizátor**

A félvezetős soros stabilizátorban a beavatkozó szabályozóelem (az 8. ábrán a változtatható ellenállású  $R_1$ ) egy tranzisztor, amelynek „ellenállását” - a tranzisztort jobban vagy kevésbé „kinyitva” - a bázisáramával lehet változtatni. Az ilyen rendszerű soros stabilizátort *áteresztő tranzisztoros stabilizátornak* nevezik.

### **Emitterkövetős áteresztő tranzisztoros stabilizátor**

A legegyszerűbb áteresztő tranzisztoros feszültségstabilizátor kapcsolást a 10. ábra mutatja.



10. ábra  
Emitterkövetős áteresztő tranzisztoros stabilizátor

T szilícium tranzisztor kollektora  $U_{be}$  bemenő feszültségre csatlakozik, emitterén jelenik meg az  $U_{ki}$  kimenő feszültség. A tranzisztor bázisa a 3.10.3 pontban megismert Zener-diódás stabilizátor kimenetével

van összekötve. D Zener-dióda R ellenálláson keresztül kap áramot, és rajta (munkaponti áramától függően) közel a névleges  $U_Z$  feszültség esik.

T bázisa tehát  $U_Z$  potenciálon van, emitterét pedig  $R_t$  terhelő ellenállás a földpotenciál felé igyekszik húzni, így a tranzisztor bázis-emitter diódája nyitó irányú feszültséget kap. A tranzisztor kinyit, emitterén  $I_t$  terhelő áram folyik. A nyitott bázis-emitter diódán kb. 0,6 V feszültség esik, ezért a tranzisztor emitterén a feszültség

$$U_{ki} \cong U_Z - 0,6V$$

képlet szerint alakul. Ha  $R_t$  ellenálláson valamilyen okból ennél kisebb  $U_{ki}$  feszültség esne, a tranzisztor bázis-emitter feszültsége nőne, a tranzisztor jobban kinyitna és ennek eredményeként  $U_{ki}$  is növekedne. Ha a terhelő ellenálláson valamilyen okból nagyobb  $U_{ki}$  esne, az áteresztő tranzisztor bázis-emitter feszültsége csökkenne, ezért a tranzisztor nagyobb ellenállást tanúsítana kollektora-emittere között, emitterárama csökkenne és így  $U_{ki}$  is csökkenne a képletben megadott értékig.

A kapcsolás tehát emitterkövetőként működik, az emitter feszültsége (a 0,6V bázis-emitter nyitófeszültség eltéréssel) követi a Zener-diódás söntstabilizátor által szolgáltatott referenciasfeszültséget.

Ha T tranzisztor áramerősítési tényezője  $\beta = B$ , és az emitteráram  $I_t$ , a bázisáram

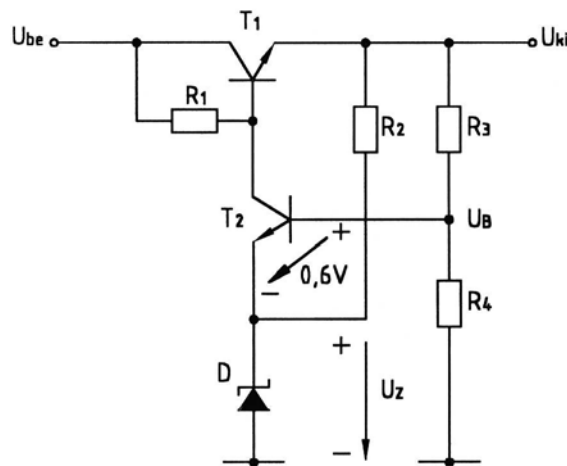
$$I_B = \frac{I_E}{1+\beta} = \frac{I_t}{1+\beta}$$

azaz a Zener-diódás stabilizátort a terhelő áramnak csak  $1+\beta$ -ad része terheli. Ha pl.  $\beta=200$  és  $I_t = 1A$ , az áteresztő tranzisztor bázisárama csak 5 mA, tehát a Zener-dióda munkaponti árama is kellően csekély lehet.

Az igen egyszerű stabilizátor kapcsolás kimenő feszültségét D Zener-dióda névleges feszültségének megválasztásával lehet beállítani, a kimenő feszültség nem szabályozható folyamatosan.

### Szabályozható feszültségű áteresztő tranzisztoros stabilizátor

Szabályozható kimenő feszültségű stabilizátor elvét tanulmányozhatjuk a 11. ábrán (a gyakorlati kapcsolást a 12. ábra mutatja). A számításnál azt tételezzük fel, hogy  $T_1$  és  $T_2$  szilíciumtranzisztorok, ezért a nyitott tranzisztor bázis-emitter feszültsége kb. 0,6V.



11. ábra  
Áteresztő tranzisztoros stabilizátor

A kapcsolás  $U_Z$  referencia feszültségét  $R_2$  ellenállásból és D Zener-diódából álló (söntstabilizátor) áramkör állítja elő.  $R_2$  ellenállás azért csatlakozik a stabil  $U_{ki}$  kimenő, és nem  $U_{be}$  bemenő feszültségre, mert így a Zener-dióda munkaponti árama nem függ a bemenő feszültség változásaitól, és ezért  $U_Z$  feszültség is nagyobb stabilitású.

$T_2$  emittére erre a referencia feszültségre kapcsolódik.  $T_2$  akkor nyit ki, amikor bázisfeszültsége kb. 0,6V-al meghaladja az emitterfeszültséget:

$$U_{B2} = U_Z + 0,6V$$

A bázisfeszültséget  $R_3 - R_4$  bázisosztó állítja elő. Ha  $T_2$  bázisárama elhanyagolható az osztó áramához képest, akkor

$$U_{B2} = U_{ki} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

A fenti két egyenlet összevetésével

$$U_Z + 0,6V = U_{ki} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

ebből  $U_{ki}$  kifejezhető:

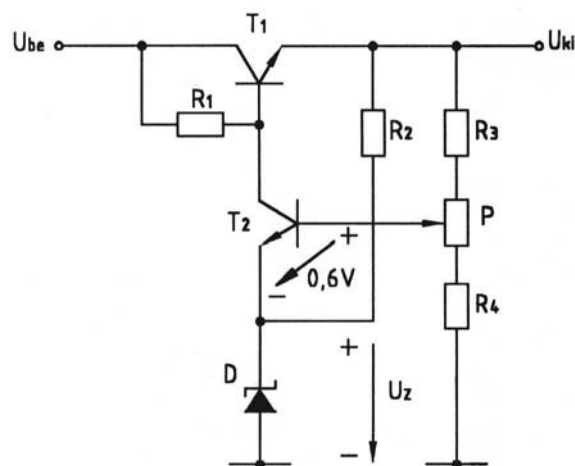
$$U_{ki} = (U_Z + 0,6V) \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

A bekapcsolás pillanatában  $T_1$  áteresztő tranzisztor bázis-emitter diódája  $R_1$  ellenálláson keresztül nyitó irányú feszültséget kap, melynek hatására a tranzisztor kinyit, emittérén áram indul meg. Ennek következtében  $U_{ki}$  feszültség addig növekszik, amíg el nem éri a fenti számítás szerinti értéket. Ekkor  $T_2$  tranzisztor kinyit, kollektorárama átfolyik  $R_1$  ellenálláson, azon feszültséget ejt, és  $T_1$  bázisfeszültsége olyan értékre áll be, hogy abból  $T_1$  kb. 0,6V-os bázis-emitter feszültségét kivonva, a kiszámított kimenő feszültség adódjon.

Ha a kimenő feszültség valamilyen okból ezt az értéket meghaladná, növekedne a feszültségosztó által leosztott  $U_B$  feszültség is, ezért nőne  $T_2$  bázis-emitter feszültsége,  $T_2$  jobban kinyitna azaz „ellenállása” lecsökkenne, nagyobb áram folyna kollektorán, amely  $R_1$ -en nagyobb feszültséget ejtene. Így  $T_1$  bázisfeszültsége és ezzel együtt a kimenő feszültség csökkenne.

Hasonló módon növeli vissza a kimenő feszültséget a kiszámított értékre a stabilizátor, ha az valamiért (pl. a terhelés megnövekedése miatt) csökkenne. Ekkor ugyanis  $T_2$  bázisfeszültsége – melyet a kimenő feszültségből  $R_3$  és  $R_4$  állít elő – is csökken,  $T_2$  kollektorárama csökken, ezért  $R_1$ -en kisebb feszültség esik,  $T_1$  bázisfeszültsége és így emitterfeszültsége,  $U_{ki}$  nő.

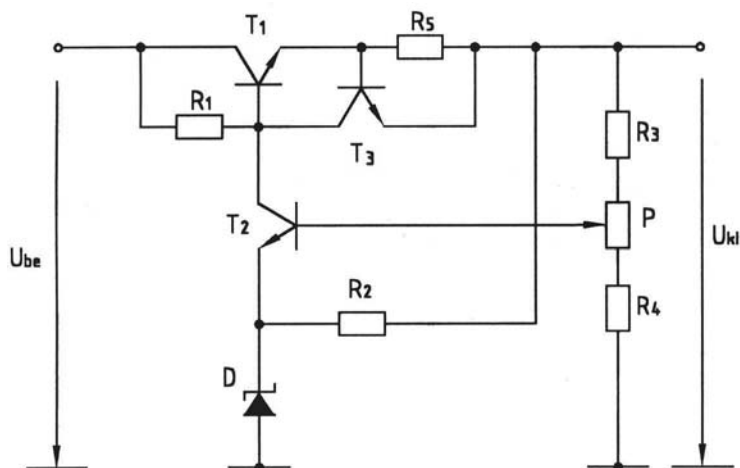
A kimenő feszültséget  $U_Z$  valamint  $R_3/R_4$  feszültségosztó határozza meg. Ha  $R_3$  és  $R_4$  nem állandó értékű ellenállás, hanem a 12. ábra szerint a feszültségosztást beállíthatóvá tesszük,  $P$  állításával a kimenő feszültség (az  $R_3$ ,  $R_4$ , és  $P$  által meghatározott határok között) folyamatosan változtatható.



12. ábra

### Változtatható kimenő feszültségű áteresztő tranzisztoros stabilizátor

A stabilizátor működési mechanizmusából következik, hogy ha a kimenetet rövidre zárják, és ott a feszültség 0-ra csökken, az áteresztő tranziszzor teljesen kinyit hogy növelje a kimenő feszültséget, és a rövidzárlati áramtól azonnal tönkremegy. Az áteresztő tranziszzor védelme céljából szokás a stabilizátorba túláramvédő áramkört beépíteni (13.ábra).



13. ábra  
Áteresztő tranzisztoros stabilizátor túláramvédelemmel

A kimenő áram átfolyik a kimenettel sorba kapcsolt  $R_s$  sőtellenálláson, és feszültséget ejt rajta. Ha ez a feszültség eléri  $T_3$  tranzisztor bázis-emitter nyitófeszültségét (szilícium tranzisztornál kb. 0,6V),  $T_3$  nyit, és  $T_1$  bázisfeszültségét a kimenő feszültség felé húzza, tehát csökkenti, ezzel csökkentve a kimenő feszültséget. Így a kimenő feszültség olyan értékre áll be, amely mellett a terhelő áram kb. 0,6V feszültséget ejt  $R_s$  ellenálláson, azaz a kapcsolás nem engedi a kimenő áramot

$$I_{ki\max} = \frac{0,6V}{R_s}$$

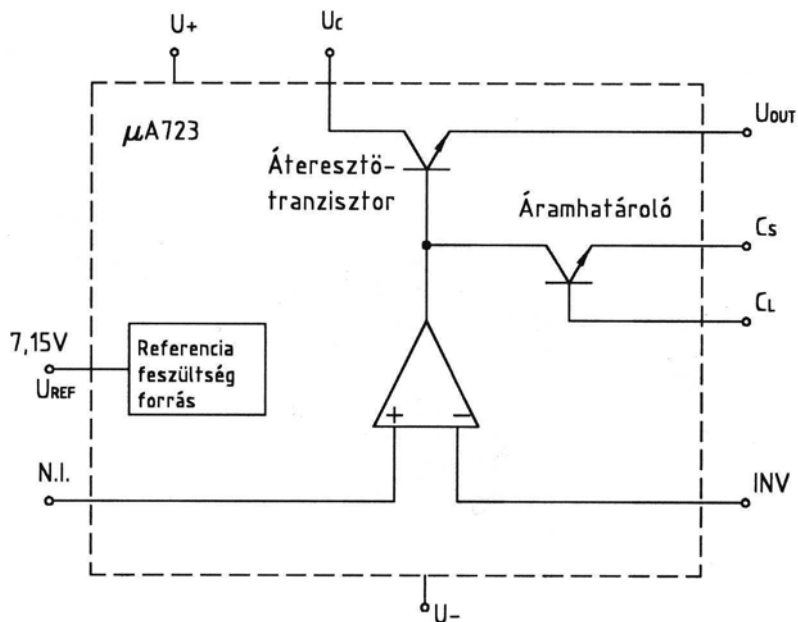
érték fölé nőni. Így  $T_1$  tranzisztor megvédhető a túláram okozta tönkremeneteltől, azonban ha kimenetre rövidzár kerül, a teljes bemenő feszültség az áteresztő tranzisztor kollektora-emittere közé kapcsolódik, és a tranzisztoron

$$P_{\max} = U_{be} I_{ki\max}$$

teljesítmény disszipálódik.  $T_1$ -et tehát erre a maximális teljesítményre kell méretezni.

### **Integrált áramkörös feszültségstabilizátorok**

A  $\mu A723$  planártechnológiával készült monolit integrált áramkör egy tokban tartalmazza a soros stabilizátor valamennyi elemét: a nagy pontosságú, hőmérsékletkiegyenlített *referenciafeszültségforrást*, a *hibajelerősítőt*, az *áteresztő tranzisztor*t, és a *túláramvédelem* tranzisztorát (14. ábra).



14. ábra

μA723 integrált stabilizátor tömbvázlata

Ha a stabilizálandó feszültségről felvett áram nagyobb, mint 150 mA, akkor az IC-be épített áteresztő tranzisztort külső, megfelelő áramerhelhetőségű áteresztő tranziszttal kell kiegészíteni.

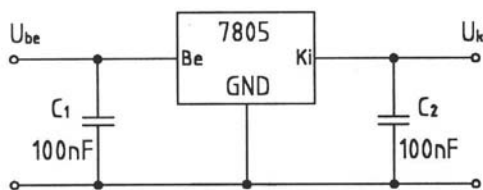
A μA723-al különböző kimenő feszültségtartományokban és áramerhelésre építhetők kapcsolások, melyeket pl. az IC katalógus adatlapja ismertet. (Terjedelmi okokból itt nincs lehetőség e kapcsolások ismertetésére.)

#### Fix feszültségű stabilizátorok

Ha a stabil feszültség értéke előre meghatározott, a stabilizátor minden eleme (beleértve a nagy áramú áteresztő tranzisztort is) elhelyezhető egy integrált áramköri tokban. Az ilyen stabilizátor IC-k csak három kivezetéssel rendelkeznek: földelés, be- és kimenő feszültség. Magát az IC-t a teljesítménytranszisztoroknál megszokott módon tokozzák, ez lehetővé teszi, hogy a megfelelő hűtés érdekében az IC-t hűtőbordára szereljék.

Ilyen fix feszültségű stabilizátorok pl a μA78.. és a μA79.. sorozat elemei. A μA78.. sorozat pozitív, a μA79.. sorozat negatív feszültségű stabilizátorokat tartalmaz. Az első két számot követő két szám a stabilizált egyenfeszültséget jelenti: pl. 7812 = 12V pozitív stabilizátor, 7905 = 5V negatív stabilizátor.

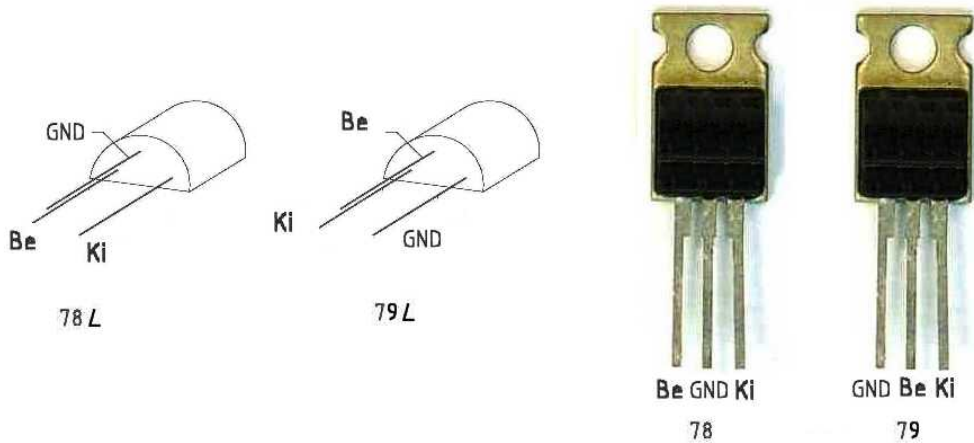
Az alapszéria 1A stabil egyenáramot képes szolgáltatni. A stabilizátor működtetéséhez mindössze két külső áramköri elem szükséges: két kb. 100 nF-os kondenzátor a föld és a bemenet ill. a föld és a kimenet közé, a gerjedések megakadályozása céljából (15. ábra). Ezeket a kondenzátorokat az IC kivezetéséhez minél közelebb kell elhelyezni.



15. ábra

Fix feszültségű stabilizátor áramköre (+5V kimenő feszültséggel)

A stabilizátor széria elemeit gyártják kisebb és nagyobb áram leadására is. A kisáramú széria típusjele: 78L.. (79L..), tokozása a kisteljesítményű tranzisztorokkal azonos. Vigyázzunk, a pozitív és negatív széria kivezetéseinek bekötése nem azonos! A 16. ábra mutatja a kivezetések bekötését (bal oldalt 78L.. pozitív és 79L... negatív kisáramú széria, jobb oldalt 78.. pozitív és 79.. negatív széria bekötése látható). A stabilizátorok pontos adatait a gyártók katalógusából ismerhetjük meg.



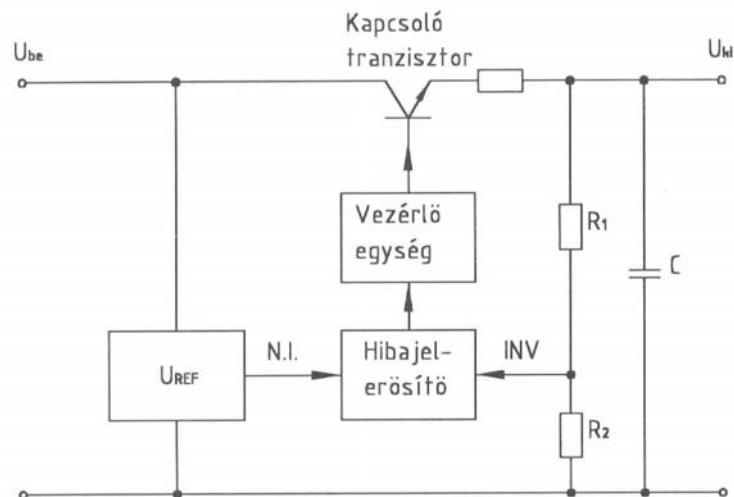
16. ábra

### 3.10.5 Kapcsoló üzemű stabilizátorok

A lineáris stabilizátorok áteresztő (vagy sönt) tranzisztora mint változtatható ellenállás működik. A tranzisztoron eső feszültség és az átfolyó áram szorzata megadja azt a teljesítményt, ami a tranzisztoron hővé alakul, azaz amit a tranzisztor eldisszipál. Ez a veszteségi teljesítmény lerontja a lineáris stabilizátor hatásfokát, és már csak a szükséges hűtés miatt is növeli a stabilizátor méretét és súlyát. Szintén növeli a méreteket és a súlyt a tápegység hálózati transzformátora. A hálózati (50-60 Hz-es) frekvenciára ugyanis nagy méretű vasmagok és nagy menetszámú tekercsek szükségesek.

A veszteségi teljesítmény, a méretek és a súly egyaránt csökkenthetők a *kapcsoló üzemű tápegységek* alkalmazásával. Ezekben a tápegységekben a tranzisztor nem lineáris, hanem *kapcsolóelemként* működik, azaz vagy teljesen zárva van, vagy teljesen nyitva. A zárt tranzisztoron áram nem folyik, a teljesen nyitott tranzisztoron viszont csak nagyon kis feszültség esik, ezért a tranzisztoron disszipálódó  $P_d=UI$  teljesítmény mindkét üzemállapotban minimális. Összességében tehát kis méretű és jó hatásfokú tápegységhez juthatunk. A kapcsolóüzemű tápegység hátránya viszont, hogy a kapcsoláskor nagy harmonikustartalmú négyzögjel keletkezik, amely (nem megfelelő árnyékolás esetén) nagyfrekvenciás zavarokat okozhat.

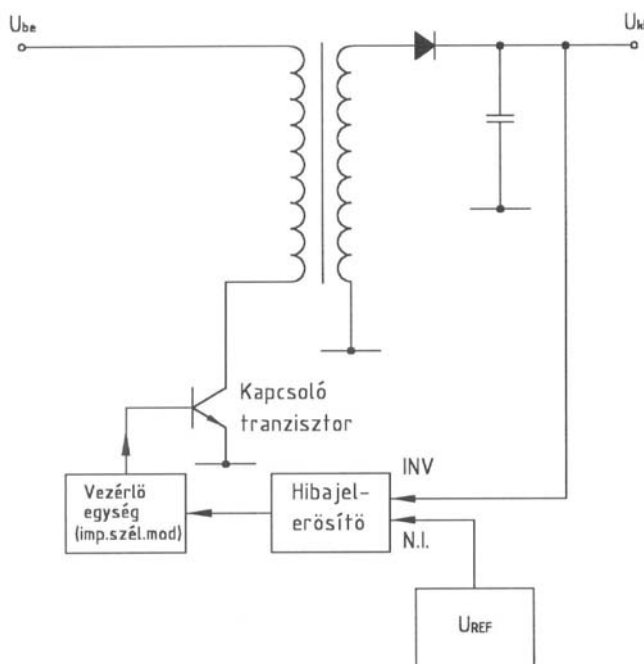
A kapcsoló üzemű stabilizátorok egyszerűbb megoldásánál (17. ábra) a tranzisztor bekapcsolt állapotában egy kondenzátort tölt. Amikor a kondenzátor feszültsége egy megadott  $U_{ki1}$  értéket elér, az elektronika a tranziszort kikapcsolja. A terhelés hatására a kondenzátor feszültsége csökken. Amikor ez a feszültség egy másik megadott  $U_{ki2}$  határértéket elér, az elektronika ismét bekapcsolja a tranziszort, és ismét töltődés kezdődik. A kimenő feszültséget a tranzisztor be/kikapcsolt állapotának aránya, a kitöltési tényező határozza meg. A kimenő feszültség értéke a kapcsolási frekvencia ütemében  $U_{ki1}$  és  $U_{ki2}$  érték között változik. A vezérlő elektronika feladata, hogy e két feszültség különbségét elfogadható kis értéken tartsa.



17. ábra

Kondenzátor töltésű kapcsoló üzemű tápegység

A bonyolultabb megoldás a *transzformátoros* kapcsoló üzemű tápegység, amelynél a kapcsoló tranzisztor viszonylag nagy (20 kHz fölötti) frekvenciával egy transzformátor primer tekercsét kapcsolja a bemeneti egyenfeszültségre (18.ábra).



18. ábra  
Transzformátoros kapcsoló üzemű tápegység

A szekunder tekercs(ek)ben indukálódott feszültséget egyenirányítva, szűrve adódik (adódnak) a stabil kimenő feszültség(ek). A vezérlő elektronika figyeli valamelyik stabil feszültség értékét, és a kapcsoló tranzisztor vezérlő jelének *kitöltési tényezőjét* szabályozza. A kitöltési tényezővel változik a primer tekercs átlagos árama, ezzel együtt a vasmag előmágnesezettsége, és így a szekunder tekercsben indukált feszültség is.

A 20 kHz fölötti kapcsolási frekvencia miatt igen kis méretű, súlyú, és veszteségű porvas transzformátorok alkalmazhatók, valamint a stabil feszültségek szűrésére is csak kis méretű, kis kapacitású kondenzátorok szükségesek. (Megjegyzendő viszont, hogy a kapcsoló üzemű tápegységekben a lökésszerű igénybevétel miatt egyes pozíciókban csak speciális kondenzátorok alkalmazhatók.)