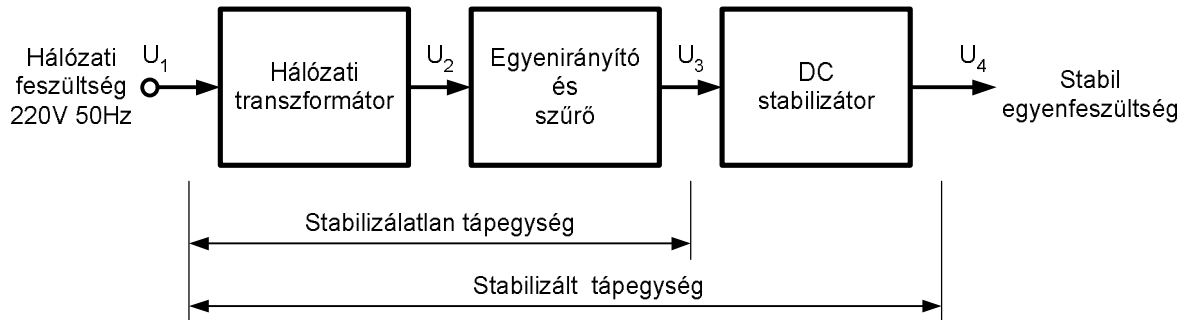


7. Tápegységek

A tápegységek az elektronikus berendezések megfelelő működéséhez szükséges elektromos energiát biztosítják. Felépítésüket és jellemzőiket a táplálandó berendezés igényei határozzák meg. A legtöbb elektronikus készülék egyenfeszültségű tápáramellátást igényel, amelyet nagyobb teljesítmények esetén nem célszerű akumulátorok vagy elemek felhasználásával megoldani. Ezekben az esetekben az egyenfeszültséget a hálózati feszültség megfelelő transzformálásával és egyenirányításával állítjuk elő (stabilizálatlan tápegység). Az elektromos készülékek jelentős része viszont csak akkor működik megfelelően, ha a tápfeszültségük, vagy a tápáramuk állandó. Ilyenkor a stabilizálatlan tápegység kimenetére egy stabilizátor áramkört csatlakoztatunk és stabil tápegységről beszélünk (7.1 ábra).



7.1 ábra Stabilizált tápegység elvi felépítése

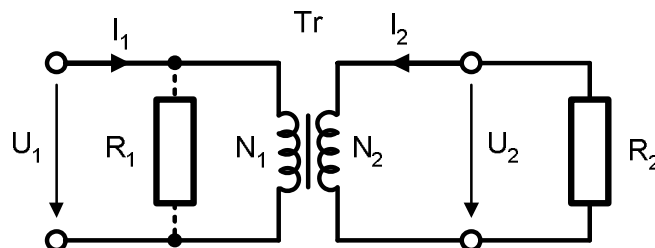
7.1 Stabilizálatlan tápegység

A tápegységek tehát a következő részegységekből állanak:

- Hálózati transzformátor: a hálózati feszültséget az egyenirányító számára elfogadható értékre változtatja
- Hálózati egyenirányító: a bemenetre kapcsolt váltakozó feszültséget egyenirányítja
- Hálózati szűrő áramkör: feladata az egyenirányított feszültség ingadozásainak csökkentése és a váltakozó áramú összetevők kiszűrése
- Hálózati stabilizátor: feladata a kimeneti feszültség vagy áram stabilizálása

A hálózati transzformátor

A transzformátor feladata, hogy a szekunder tekercsen olyan feszültség szintet hozzon létre, amely egyenirányítás és szűrés után optimális a feszültségstabilizáló fokozat táplálására. Ugyanakkor a hálózati transzformátor végzi a kimenet elválasztását is a bemenettől (7.2 ábra).



7.2 ábra Transzformátor R₂ lezáró ellenállással

Ideális transzformátor esetén a menetszámáttételre (a) érvényes a következő összefüggés:

$$a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2}$$

Ideális transzformátor esetén a bemeneti P₁ és a kimeneti P₂ teljesítmény megegyezik, tehát:

$$P_1 = P_2 \quad U_1 \cdot I_1 = U_2 \cdot I_2 \quad a = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1}$$

A bemeneti impedancia:

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{a \cdot U_1}{\frac{I_2}{a}} = a^2 \cdot \frac{U_2}{I_2} = a^2 \cdot Z_2$$

Figyelembe véve, hogy: $Z_1 = R_1$ és $Z_2 = R_2$, kapjuk:

$$R_1 = a^2 \cdot R_2$$

Megállapítható tehát, hogy a transzformátor, feszültség és áram mellett, impedanciát is transzformál. A transzformátor, a kimenetére (szekunderre) kapcsolt terhelést az áttétel négyzetével arányosan transzformálja át a bemenetére (primerre).

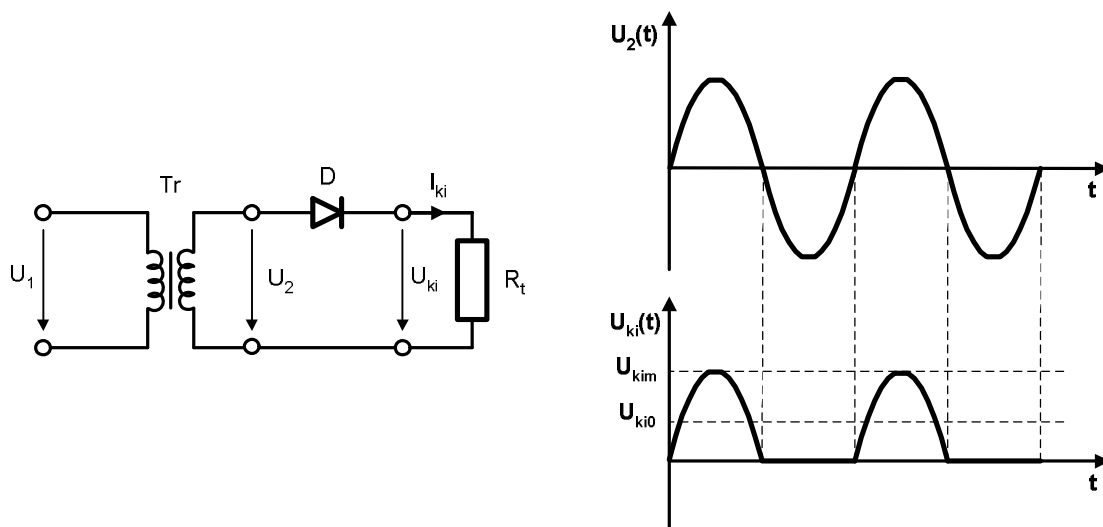
A valóságos transzformátorok veszteségesnek tekinthetők, tehát hatásfokuk egynél kisebb.

A hálózati egyenirányítók

A hálózati egyenirányító, a hálózati transzformátor által megfelelő értékűre transzformált szinuszos váltakozó feszültséget egyenfeszültséggé alakítja. Az egyenirányító kimenetén kapott egyenfeszültség amplitúdója nem állandó, ezért felbontható egyen és váltakozó feszültségű összetevőkre. A váltakozó feszültségű összetevőt bűgőfeszültségnek nevezzük, jelenléte nem kívánatos ezért el kell távolítani.

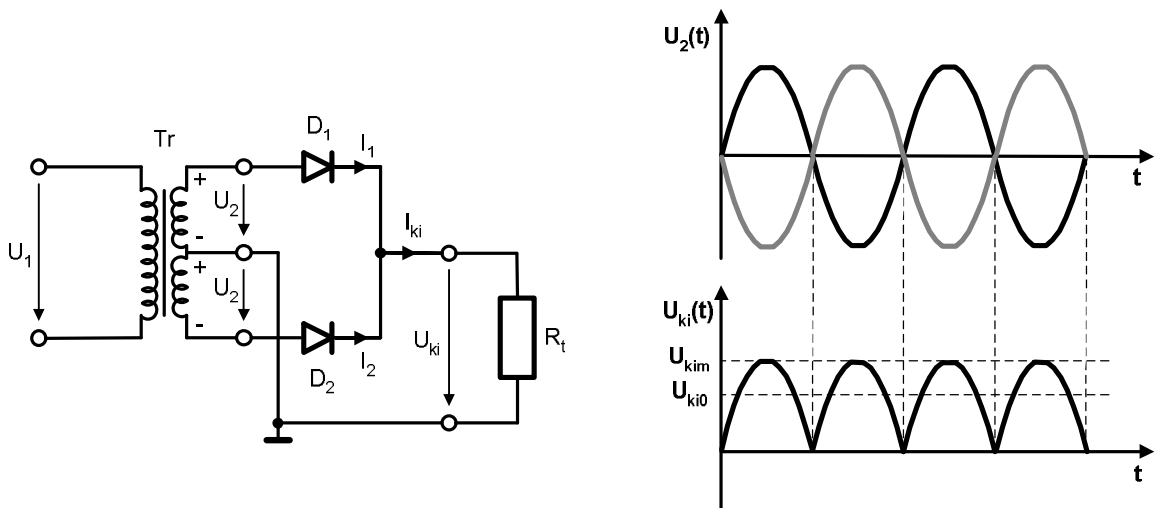
A legegyszerűbb egyenirányító kapcsolás az egyutas kapcsolás (7.3 ábra). A D dióda az U_2 szekunder feszültség pozitív félperiódusaiban nyitóirányú feszültséget kap és ennek megfelelően a váltakozó feszültség pozitív félhullámain átengedi. A negatív félperiódusokban a dióda záróirányú

feszültséget kap és lezár. Az egyenirányított feszültség átlagértéke: $U_{ki0} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 \approx 0,45 \cdot U_2$



7.3 ábra Egyutas egyenirányító

A kétutas egyenirányítók kevésbé hullámos egyenfeszültséget állítanak elő, mivel a szinuszos váltakozó feszültség mindkét félperiódusát hasznosítják. A 7.4 ábrán egy középkivezetéses (szimmetrikus transzformátoros) egyenirányító kapcsolása és villamos jellemzőinek időfüggvényei láthatók. A megoldás elnevezése onnan ered, hogy a transzformátor szekunder feszültségét közepén való megcsapolással két egyenlő U_2 feszültségre osztjuk.

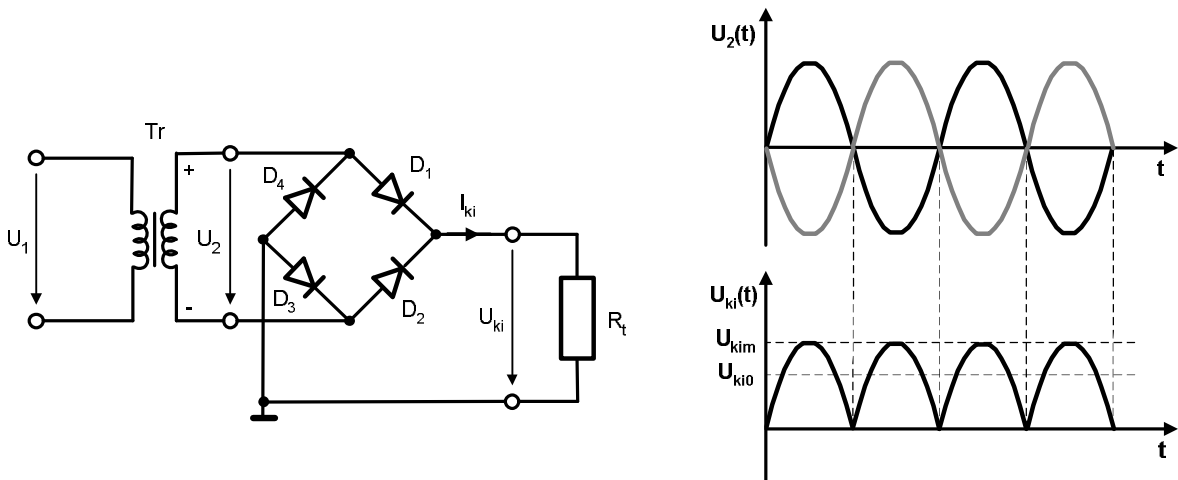


7.4 ábra Középkivezetésű kétutas egyenirányító

A szekunder feszültség pozitív félperiódusaiban a D_1 dióda nyitóirányú feszültséget kap és rajta I_1 áram folyik, ugyanekkor a D_2 diódát az alsó tekercs záróirányban feszíti elő, tehát nem vezet. A szekunder feszültség negatív félperiódusaiban a D_2 dióda kap nyitóirányú feszültséget és rajta az I_2 áram folyik, mialatt a D_1 dióda záróirányú feszültséget kap és lezár. Az áramkör kimenetén, vagyis az R_t ellenálláson az I_1 és I_2 áramok eredője fog megjelenni. Az egyenirányított feszültség

átlagértéke kétszerese az egyutas egyenirányítóénak:
$$U_{ki0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2$$

A hídkapcsolású egyenirányító áramkör nem igényel különleges felépítésű transzformátort, azonban a szükséges egyenirányító diódák száma megduplázódik. Kapcsolása és jellemző hullámformái a 7.5 ábrán láthatók.

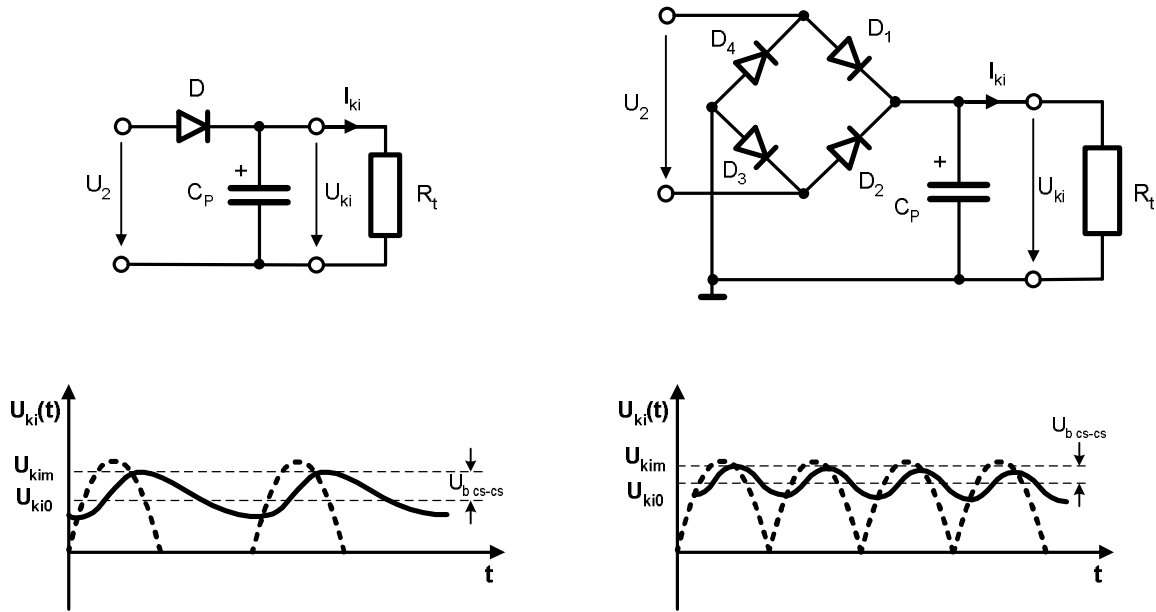


7.5 ábra Hídkapcsolású (Graetz) egyenirányító

A transzformátor U_2 szekunder feszültségének pozitív félperiódusaiban a D_1 és D_3 dióda nyitóirányú feszültséget kap és a diódákon az I_1 áram folyik. Negatív félperiódusokban a D_2 és D_4 dióda vezet, létrehozva az I_2 áramot. Az R_t terhelőellenálláson az I_1 és I_2 áramok eredője fog megjelenni. Az egyenirányított feszültség átlagértéke megegyezik a középkivezetésű egyenirányítóéval.

A hálózati szűrőkörök

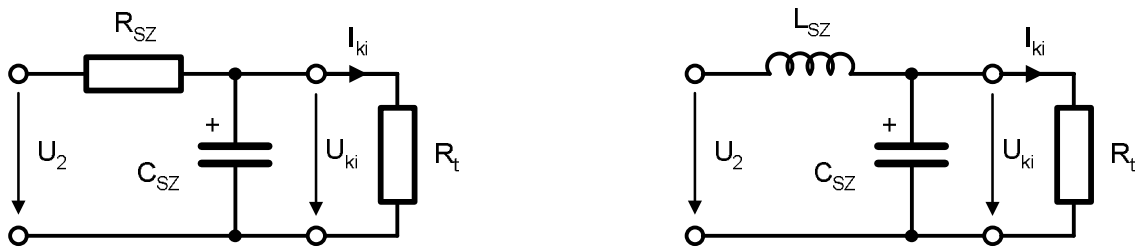
A bűgőfeszültséget nagymértékben csökkenthetjük pufferkondenzátor és RC illetve LC szűrők alkalmazásával. A pufferkondenzátor tulajdonképpen egy nagy kapacitású elektrolitkondenzátor, amelyet az egyenirányító kimenetével párhuzamosan kapcsolunk. A pufferkondenzátor hatását az egyutas és kétutas egyenirányító kapcsolások esetén a 7.6 ábra szemlélteti.



7.6 ábra Egyenirányító kapcsolások pufferkondenzátorral

A kimeneti feszültség hullámalakja a kondenzátor töltési és kisülési folyamatainak az eredménye. Növekvő terhelőáram esetén a kimeneti feszültség átlagértéke csökken és a bűgófeszültség nő. A bűgófeszültség értéke (csúcstól csúcsig) egyutas egyenirányítóknál $U_{b_cs-cs} \approx \frac{I_{ki}}{f \cdot C_p}$ és hídkapcsolású egyenirányítóknál $U_{b_cs-cs} \approx \frac{I_{ki}}{2 \cdot f \cdot C_p}$, ha f a hálózati feszültség frekvenciája.

A pufferkondenzátoros megoldás csak kis terhelőáramok esetén nyújt kielégítő eredményt. Nagyobb áramok esetén a bűgófeszültség csökkenthető szűréssel. Az erre alkalmas szűrőáramkör egy olyan feszültségosztó, amely az egyenáramú összetevőt kismértékben, a váltakozó áramú összetevőt nagymértékben kell leosztania (7.7 ábra).



7.7 ábra RC és LC hálózati szűrő kapcsolása

A megfelelő minőségű szűrés akkor biztosítható, ha $R_t \gg X_{C_{SZ}}$ és $R_{SZ} \gg X_{C_{SZ}}$ illetve $R_t \gg X_{C_{SZ}}$ és $L_{SZ} \gg X_{C_{SZ}}$. Mivel az R_{SZ} ellenálláson a terhelőárammal arányos feszültségesés jön létre, ez a szűrőkapcsolás (RC) csak kis értékű terhelőáramok esetén alkalmazható.

A hálózati stabilizátorok

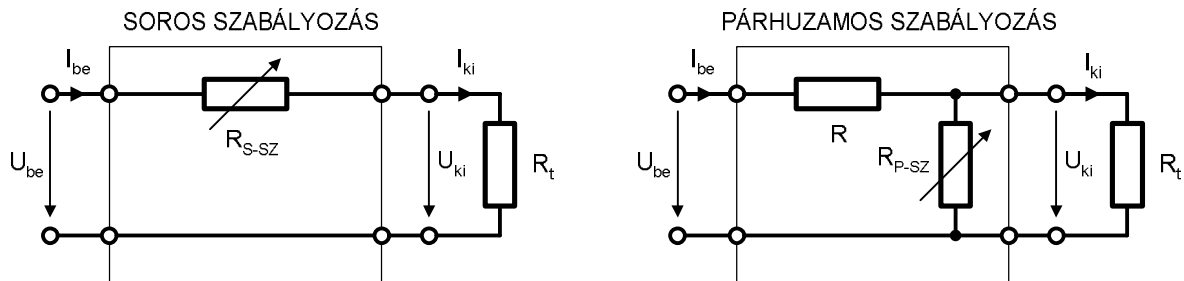
A stabilizátorok olyan négy-pólusoknak tekinthetők, amelyek valamelyik kimeneti villamos jellemzője - a bemeneti feszültségtől, a terhelőáram értékétől és a környezeti hőmérséklettől nagymértékben függetlenül - állandó. Annak függvényében, hogy a kimeneti feszültség vagy áram értékét próbáljuk állandó értéken tartani, megkülönböztetünk:

- feszültségstabilizátorokat
- áramstabilizátorokat

7.2 Feszültségstabilizátorok

A feszültségstabilizátorok olyan áramkörök, amelyek feladata, hogy egy fogyasztó feszültségét állandó értéken tartsák, a tápfeszültség, a terhelés és a környezeti hőmérséklet változása esetén. A feszültségstabilizálás megoldására két stabilizálási elvet használunk (7.8 ábra):

- soros stabilizálás: a szabályozóelem a terheléssel sorosan van kapcsolva. A szabályozóelem úgy viselkedik mint egy vezérelt változtatható ellenállás, amelynek csökkenése a kimeneti feszültség növekedését eredményezi. A terhelőáram növekedése vagy a bemeneti feszültség csökkenése esetén a szabályozóelem ellenállása úgy csökken, hogy a kimeneti feszültség ne változzon. Fordított esetben, amikor a terhelőáram csökken, vagy a bemeneti feszültség növekszik, a kimeneti feszültség állandó marad, mert a szabályozóelem ellenállásán nagyobb feszültség esik, mert értéke megnő.
- párhuzamos stabilizálás: a szabályozóelem a terheléssel párhuzamosan van kapcsolva. A szabályozóelem ellenállásának változásával azonos irányban változik a kimeneti feszültség is. Pl. ha nő a terhelőáram, vagy csökken a bemeneti feszültség, a szabályozóelem ellenállásának növekedése révén a kimeneti feszültség állandó marad.



7.8 ábra Feszültségstabilizálási elvek

A soros stabilizálás bonyolultabb kapcsolásokhoz vezet, de jobb stabilizálást és nagyobb határfokot biztosít. A párhuzamos stabilizátorok egyszerűbbek és kimeneti rövidzár esetén nem mennek tönkre.

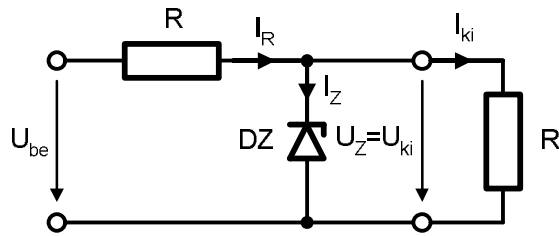
A feszültségstabilizátorok minőségi jellemzésére a következő adatokat használjuk:

- Bemeneti feszültségtabilitási tényező: $Q_{S_{U_{be}}} = \frac{(\Delta U_{ki} / U_{ki}) \cdot 100}{\Delta U_{be}}$ [%/V]
- Terhelőáram stabilitási tényező: $Q_{S_{I_{ki}}} = \frac{U_{\bar{u}} - U_{t \min}}{U_{t \min}} \cdot 100$ [%]

Elemi feszültségstabilizátorok

Bármely feszültségstabilizátor működéséhez szükség van referenciafeszültségre, mivel csak így lehetséges a kimeneti feszültséggel való összehasonlítás. Az elemi feszültségstabilizátorok a legegyszerűbb feszültségstabilizálásra alkalmas kapcsolások, amelyek referenciafeszültségként is használhatók. Ezekben a párhuzamos elvű stabilizátorokban olyan félvezető diódákat alkalmazunk, amelyek dinamikus ellenállása a működési tartományukban kicsi.

Kis feszültségek stabilizálására alkalmas a nyitóirányban előfeszített dióda, vagy a bipoláris tranzisztor bázis-emitter átmenete. Nagyobb feszültségek stabilizálására alkalmas a Zener diódás stabilizátor (7.9 ábra).

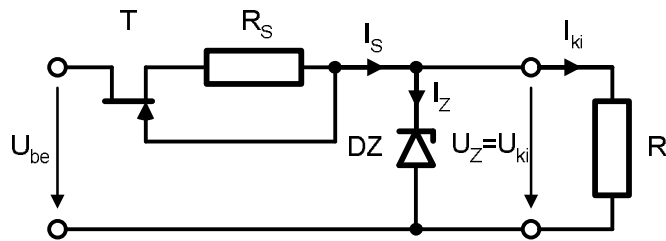


7.9 ábra Zener diódás elemi stabilizátor

Az elemi stabilizátorok elvi méretezése az R munkapont beállító ellenállás megfelelő megválasztásából áll. A munkapont beállítás megfelelő, ha a stabilizálóelem munkapontja a bemeneti feszültség és a terhelőáram szélsőséges értékeinél is a működési tartományban marad. A stabilitás jóságát a bemeneti feszültségváltozás elnyomási tényezőjével jellemezhetjük:

$$S = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta U_Z} = 1 + \frac{R}{r_z \times R_t} \approx \frac{R}{r_z + R_t}, \quad \text{ahol } r_z \text{ a dinamikus Zener ellenállás.}$$

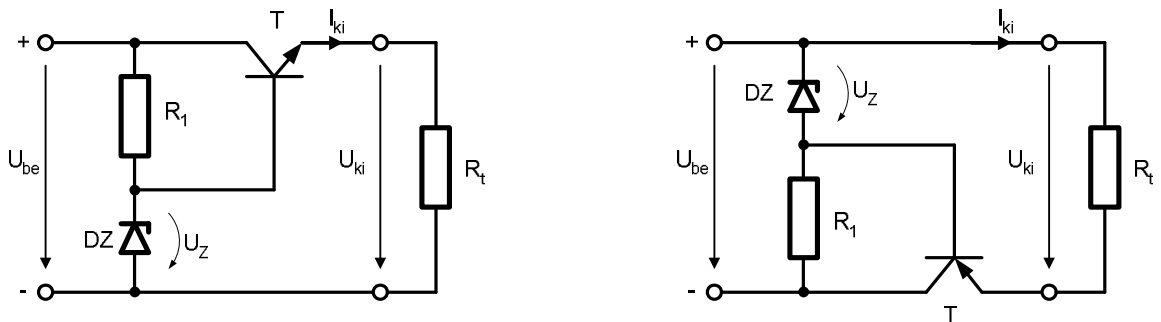
Megállapítható, hogy a stabilitás jóságának növelése érdekében a még megengedhető legnagyobb értékű R előtétellenállást célszerű alkalmazni. Az elnyomási tényező jelentősen javul, ha az R ellenállást egy áramgenerátorral helyettesítjük (7.10 ábra). Látható, hogy a Zener diódán és a terhelésen átfolyó áramok összege megegyezik a JFET beállított csatornaáramával.



7.10 ábra Zener diódás elemi stabilizátor áramgenerátorral

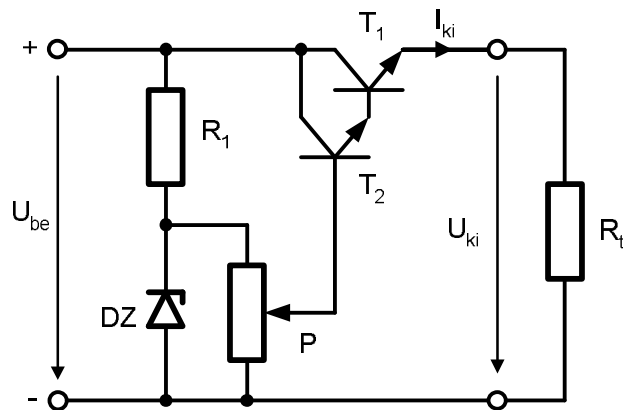
Soros feszültségstabilizátorok

A legegyszerűbb soros áteresztőtranzisztoros feszültségstabilizátor kapcsolását a 7.11 ábra szemlélteti, npn és pnp tranzisztoros kivitelben. A kapcsolat egy emitterkövető alkapcsolásnak felel meg, amelynek az egyik munkapontbeállító eleme egy Zener dióda, az emitterellenállás szerepét pedig az R_t terhelő ellenállás tölti be. Mivel a terhelőáram azonos az emitterárammal, megváltozása a bázisáram és a bázis-emitter feszültség megváltozását okozza. A bázisáram megváltozása változtatja az elemi stabilizátor terhelőáramát, a bázis-emitter feszültség megváltozása pedig a tranzisztor áteresztőképességét befolyásolja. A két jelenség a kimeneti feszültség változását eredményezi.



7.11 ábra Soros emitterkövetős feszültségstabilizálás

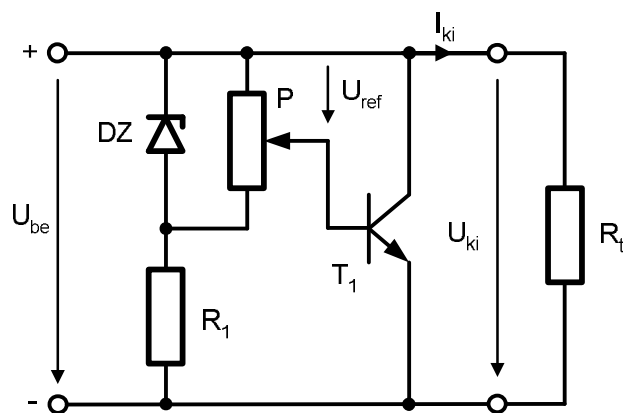
Az elemi stabilizátor terhelőáramának változása elhanyagolhatóvá válik, Darlington kapcsolású tranzisztorok alkalmazásával (7.12 ábra). A Zener dióddal párhuzamosan kapcsolt P potencióméter szabályozható bázisfeszültséget biztosít a T1 tranzisztor számára.



7.12 ábra Feszültségstabilizátor Darlington tranzisztorokkal

Párhuzamos feszültségstabilizátorok

Párhuzamos áteresztőtranzisztoros stabilizátor kapcsolását szemlélteti a 7.13 ábra, változtatható kimeneti feszültséggel. Nagy terhelőáram esetén célszerű Darlington tranzisztorok alkalmazása, amelyek megnövelik a maximális terhelőáram nagyságát.

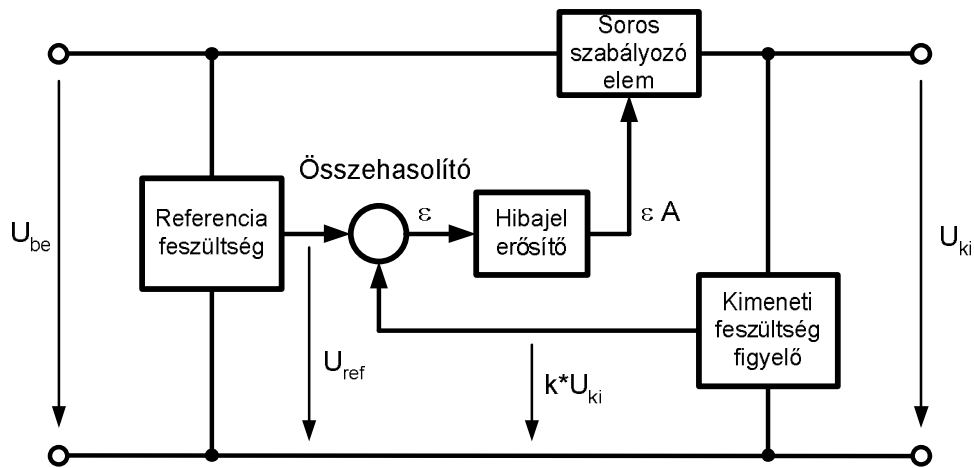


7.13 ábra Párhuzamos feszültségstabilizátor

Visszacsatolt feszültségstabilizátorok

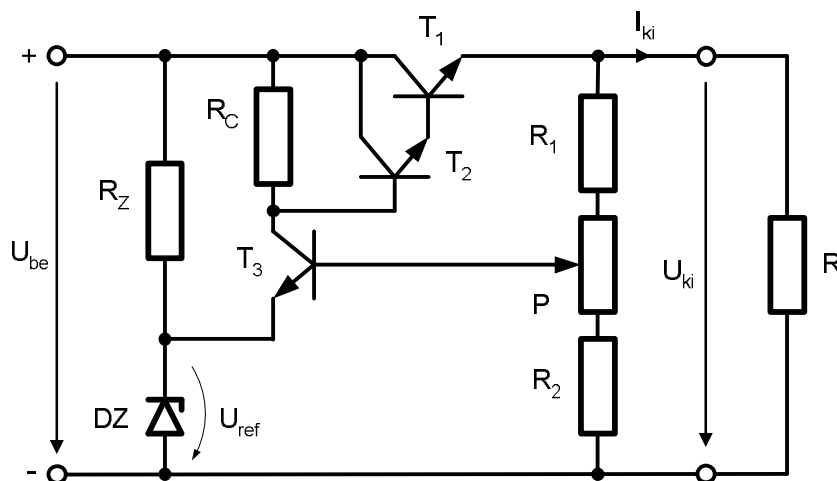
Az előzőekben ismertetett feszültségstabilizátorok kimeneti feszültségének megváltozása esetén nincs mód a megváltozás érzékelésére és a szükséges korrekció biztosítására. A visszacsatolt feszültségstabilizátor automata szabályozórendszernek tekinthető, amelynél a szabályozott jellemzőt (kimeneti feszültséget) folyamatosan figyeljük, egy másik jellel (a referencia feszültséggel) összehasonlítjuk, és ennek az összehasonlításnak az eredményétől függően a szabályozóelem áteresztőképességét befolyásoljuk.

A visszacsatolt stabilizátor elvi felépítését a 7.14 ábra szemlélteti. A kimeneti feszültség egy része és a referencia feszültség különbsége az ε hibajel, amely megfelelő erősítés után vezérli a soros szabályozóelemet, olyan módon, hogy a kimeneti feszültség az eredeti érték felé közeledjen.



7.14 ábra Visszacsatolt soros feszültségstabilizátor elvi felépítése

Egyszerű visszacsatolt feszültségstabilizátor kapcsolását mutatja a 7.15 ábra. A referenciafeszültséget Zener diódás elemi stabilizátor állítja elő. Az R_1 , P és R_2 elemekből álló feszültségosztó a kimeneti feszültséggel arányos visszacsatoló feszültséget állítja elő.

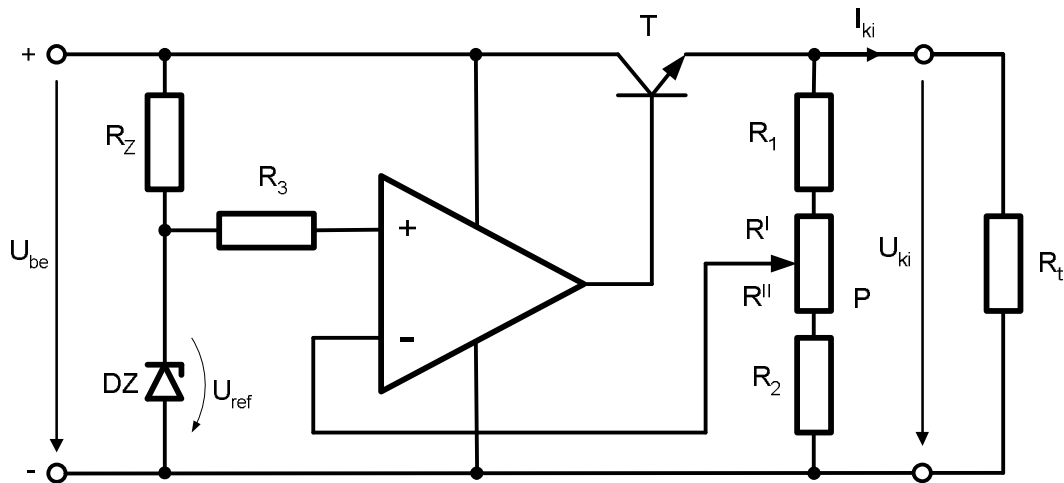


7.15 ábra Visszacsatolt soros feszültségstabilizátor kapcsolása

Ha a kimeneti feszültség pl. csökken a növekvő terhelőáram miatt, a visszacsatolt feszültség is arányosan csökken. Mivel a T_3 tranzisztor emitterfeszültsége állandó, a csökkenő bázisfeszültség csökkenti a bázisáramot, tehát a kollektoráramot is. Ennek következtében a T_3 kollektorpotenciálja megnő és a nagyobb vezérlőfeszültség hatására a T_1 tranzisztor jobban nyit, tehát a kimeneti feszültség nő.

Feszültségstabilizálás műveleti erősítővel

A műveleti erősítők felhasználásával megvalósított feszültségstabilizátorok igen elterjedtek a jó jellemzők miatt. A műveleti erősítők ezekben az áramkörökben referenciafeszültség forrásként, vagy hibajel erősítőként működnek. A 7.16 ábra műveleti erősítésű soros feszültségstabilizátor kapcsolási rajzát mutatja be.



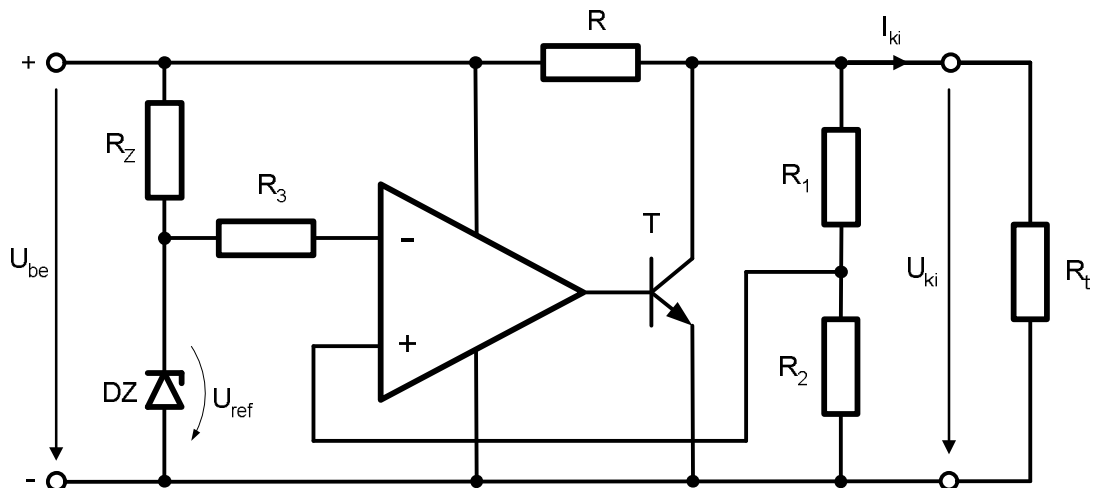
7.16 ábra Soros feszültségstabilizálás műveleti erősítővel

Az invertáló kapcsolásban működő műveleti erősítő nem inveráló bemenetére a Zener dióda stabilizált feszültsége van kapcsolva. Az invertáló bemenetre csatlakozik a visszacsatoló feszültség, amelyet az R_1 , P és R_2 ellenállásokból álló feszültségosztó biztosít. A műveleti erősítő végzi a feszültségek összehasonlítását, a hibajel erősítését és a T tranzisztor megfelelő vezérlését. A kimeneti stabilizált feszültség:

$$U_{ki} = \left(1 + \frac{R'' + R_2}{R' + R_1}\right) \cdot U_Z$$

A maximális terhelőáram Darlington tranzisztorok alkalmazásával növelhető.

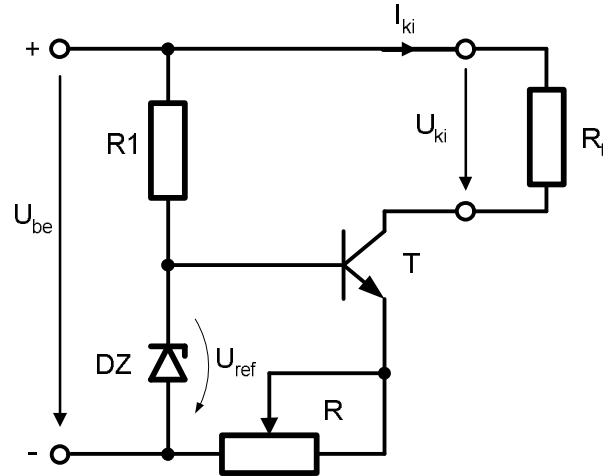
A 7.17 ábrán egy műveleti erősítő párhuzamos feszültségstabilizátor látható. A nem invertáló kapcsolásban működő műveleti erősítő inveráló bemenetére a Zener dióda stabilizált feszültsége van kapcsolva. A nem invertáló bemenetre csatlakozik a visszacsatoló feszültség, amelyet az R_1 , és R_2 ellenállásokból álló feszültségosztó biztosít. A műveleti erősítő végzi a feszültségek összehasonlítását, a hibajel erősítését és a T tranzisztor megfelelő vezérlését. Ha a kimeneti feszültség pl. csökken a bemeneti feszültség csökkenése, vagy a növekvő terhelőáram miatt, a visszacsatolt feszültség is arányosan csökken. Mivel az invertáló bemenet feszültsége állandó, a műveleti erősítő kimenetén csökken a feszültség, ugyanúgy a tranzisztor bázispolarizációja. Ennek következtében csökken a tranzisztor kollektorárama, ami azt jelenti, hogy megnő a tranzisztor kollektor-emitter r_{CE} ellenállása. Mivel r_{CE} az R_1 soros ellenállással feszültségosztót alkot, az r_{CE} növekedése kompenzálja a kimeneti feszültség csökkenését, és a kimeneti feszültség állandó értéken marad.



7.17 ábra Párhuzamos feszültségstabilizálás műveleti erősítővel

7.3 Áramstabilizátorok

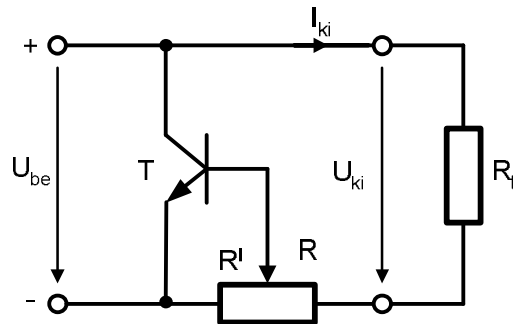
Az áramstabilizátorok olyan áramkörök, amelyek feladata, hogy egy adott terhelésen átfolyó áramot állandó értéken tartsák, a tápfeszültség, a terhelés és a környezeti hőmérséklet változása esetén. Az áramstabilizátorok hasonlóan a feszültségstabilizátorokhoz, kivitelezhetők soros és párhuzamos elvű változatban az áteresztőelem elhelyezésének függvényében. A 7.18 ábra egy soros áramstabilizátor kapcsolását szemlélteti. A megfelelő működéshez áramgenerátoros meghajtás szükséges, amit a bemenettel sorba kötött R ellenállással valósíthatunk meg.



7.18 ábra Soros áramstabilizátor

A T tranzisztor bázis-emitter átmenetét a Zener diódával biztosított referenciafeszültség és az U_R feszültség különbsége vezérli. A vezérlő különbségi jel a tranzisztor munkapontját mindig úgy állítja be, hogy a terhelésen átfolyó áram állandó értékű legyen. Ha pl. a terhelő ellenállás csökken, a kimeneti áram növekvő tendenciát mutat, ennek hatására nő az U_R feszültség és csökken a tranzisztor nyitófeszültsége mindaddig, amíg a kimeneti áram az eredeti értékre áll vissza. Az R változtatható ellenállással állítható be a kimeneti áram értéke.

A 7.19 ábra párhuzamos áramstabilizátor kapcsolását szemlélteti. A T tranzisztor kollektor-emitter ellenállása párhuzamosan csatlakozik az R_t terhelésre. Munkapontját és a rajta átfolyó I_c áramot az R potenciométer állítja be a kívánt értékre. Ha a terhelő ellenállás csökken, a növekvő terhelőáram hatására nő az R' ellenálláson fellépő feszültségesés, és a tranzisztor nagyobb árammal vezet. Ez az áramnövekedés a kimeneti áramot csökkenti és az eredetileg beállított kimeneti áramérték visszaáll.



7.19 ábra Párhuzamos áramstabilizátor

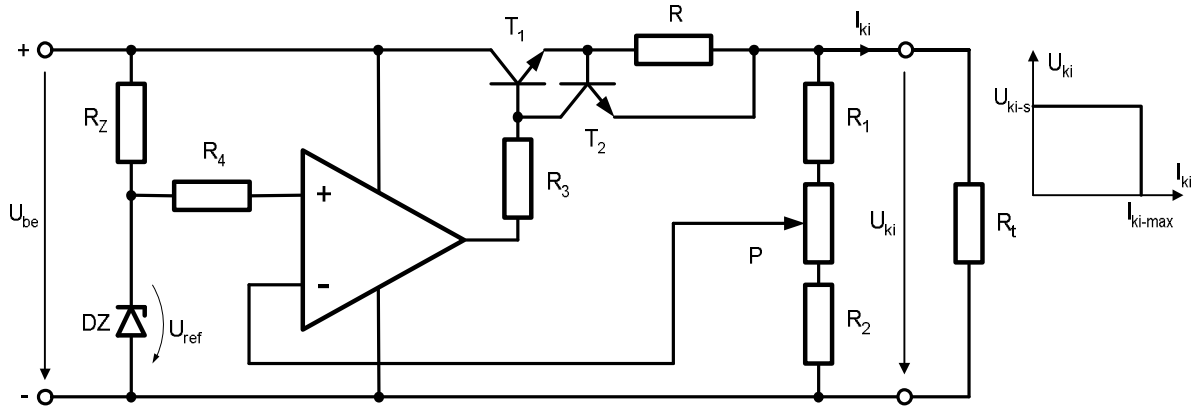
7.4 A stabilizátorok védelme

A soros stabilizátorok működése során véletlenszerűen fellépő túlterhelés vagy rövidzárlat általában az áramkör meghibásodásához vezet. Ennek megakadályozására a stabilizátorokat

túláramvédelemmel vagy rövidzárvédelemmel látjuk el. A védelem nagyon gyors működést kíván. A gyakorlatban kétféle túláramvédelmi megoldást alkalmazunk:

- áramkorlátozó túláramvédelem
- visszahajló határolási karakterisztikájú túláramvédelem

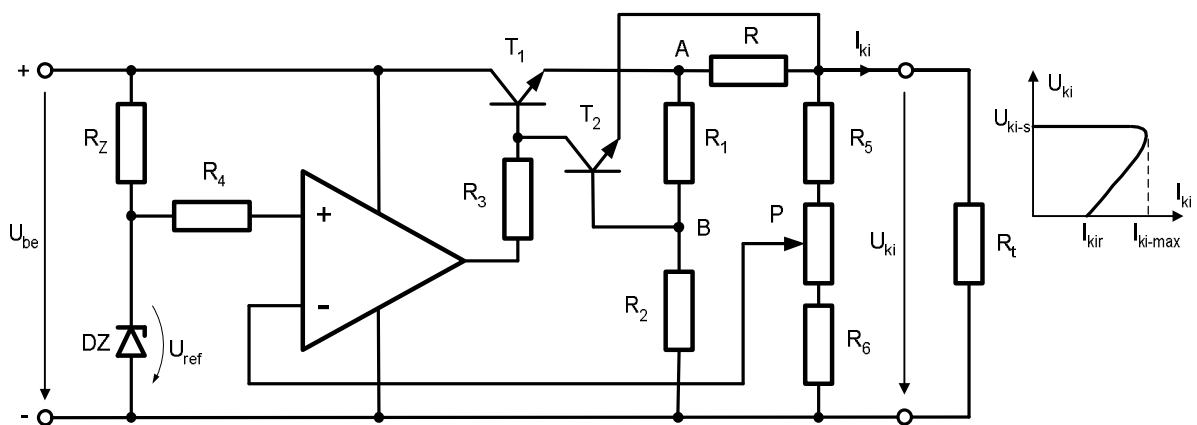
Áramkorlátozó túláramvédelem esetén, ha a terhelőáram elér egy beállított maximális értéket, egy áramkör nem engedi tovább növekedni. A kimeneti feszültség csak a kimeneti rövidzár esetén csökken nullára. A kimeneti stabilizált feszültség ismét megjelenik, amennyiben a terhelőáram a maximális érték alá csökken. Az áramkorlátozó túláramvédelem egy lehetséges megoldását a 7.20 ábra szemlélteti.



7.20 ábra Stabilizátorok áramkorlátozó túláramvédelme

Abban az esetben ha a terhelőáram eléri a maximális értéket, a feszültségesés az R ellenálláson eléri az $U_{BE} = R \cdot I_{ki\ max} \approx 0,6V$ kritikus értéket, amelynél a T_2 tranzisztor vezetni kezd. A nyitott tranzisztor kis értékű kollektor-emitter ellenállása rövidre zárja a T_1 tranzisztor bázis-emitter átmenetét, ezért T_1 a zárás felé, a kimeneti feszültség pedig nullához közelít.

A fenti megoldás esetén a veszteségi teljesítmény rövidzár esetén sokkal nagyobb mint normális működésnél. A veszteségi teljesítmény csökkenthető, ha a csökkenő kimeneti feszültség esetén az áramkorlátot egy I_{kir} értékre csökkentjük. Ezen az elven visszahajló határolási karakterisztikájú túláramvédelem jön létre, amint a 7.21 ábra szemlélteti.



7.21 ábra Stabilizátorok visszahajló karakterisztikájú túláramvédelme

Rövidzár esetén a T_2 tranzisztor kinyit, bizonyos mértékben lesöntöli a T_1 áteresztőtranzisztort, csökkentve a bázisáramát. Felírhatók a következő összefüggések:

$$U_A = U_{ki} + I_{ki} \cdot R \quad U_B = U_A \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = (U_{ki} + I_{ki} \cdot R) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

A T_2 tranzisztor bázis-emitter feszültsége:

$$U_{BE2} = U_B - U_{ki} = \frac{R_2 \cdot R}{R_1 + R_2} \cdot I_{ki} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{ki}$$

Feltételezve, hogy $U_{BE2} = 0,6 \cdot V$, kifejezhető a stabilizátor maximális kimeneti árama:

$$I_{ki \max} = \frac{R_1}{R_2 \cdot R} \cdot U_{ki} + \frac{R_1 + R_2}{R_2 \cdot R} \cdot 0,6$$

Ha $U_{ki} = 0$, megkapjuk a rövidzárási kimeneti áram értékét:

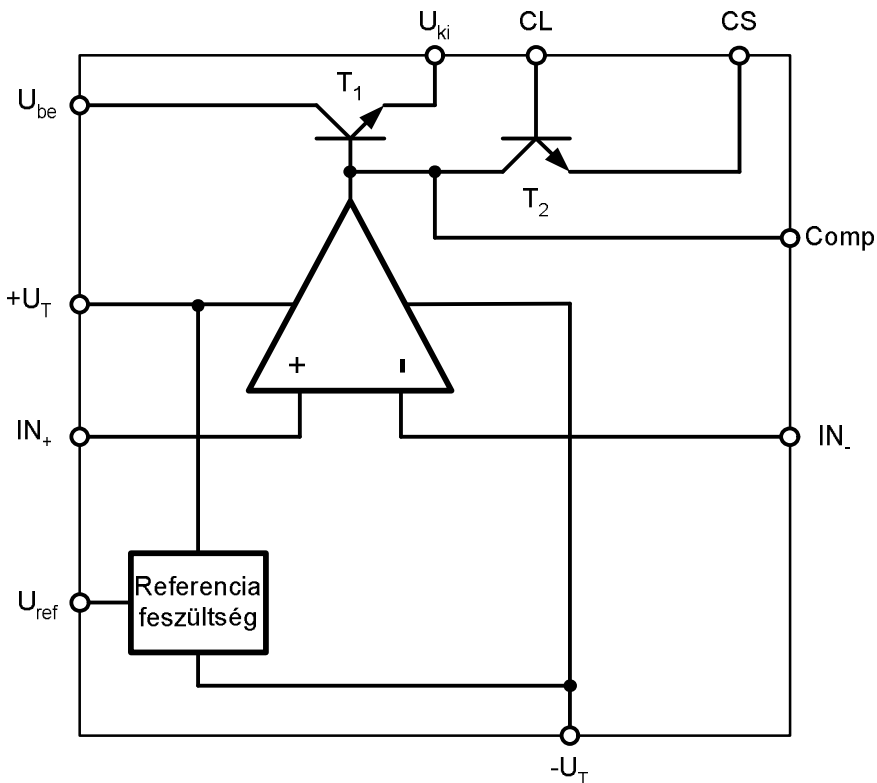
$$I_{kir} = \frac{R_1 + R_2}{R_2 \cdot R} \cdot 0,6$$

A két áram összefüggését összehasonlítva megállapítható, hogy $I_{kir} < I_{ki \max}$, tehát a kimeneti karakterisztika visszahajló formájú. Ha a stabilizátor túlterhelése megszűnik, helyreáll az eredeti állapot.

7.5 Integrált áramkörös lineáris feszültségstabilizátorok

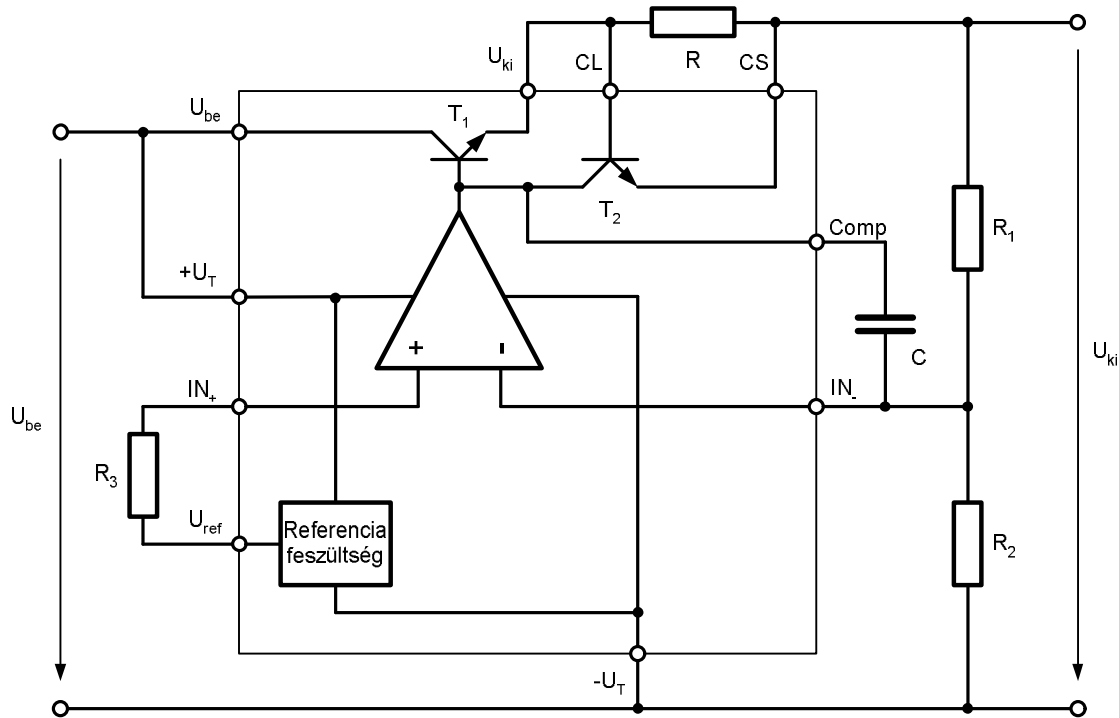
Az integrált monolitikus feszültségstabilizátorok visszacsatolással és soros szabályozóelemmel rendelkező feszültségstabilizátoroknak tekinthetők. Belső áramköri kapcsolásuk elvileg megegyezik a diszkrét elemekkel felépített változatokéval. A különbség csak a különleges kapcsolástechnikai megoldásokból áll, amelyek az integrált áramkörös technológiával könnyen, olcsón kivitelezhetők, magasabb minőségi jellemzőkkel.

Az első generációs integrált feszültségstabilizáló áramkörök jellegzetessége, hogy minden belső áramköri egység bemenete és kimenete a felhasználó számára hozzáférhető (ki van vezetve az integrált áramkör csatlakozásaihoz). Jellegzetes, sokoldalúan felhasználható alaptípusnak tekinthető az A723 integrált stabilizáló áramkör (7.22 ábra). Az áramkör belső egységeinek kivezetése nagyon széles alkalmazási lehetőséget biztosít a felhasználó számára.



7.22 ábra Az A723 integrált feszültségstabilizátor elvi felépítése

A 7.23 ábrán látható egyszerű kapcsolás a referenciafeszültségnél nagyobb stabilizált és rövidzárvédett kimeneti feszültségek elérését teszi lehetővé.

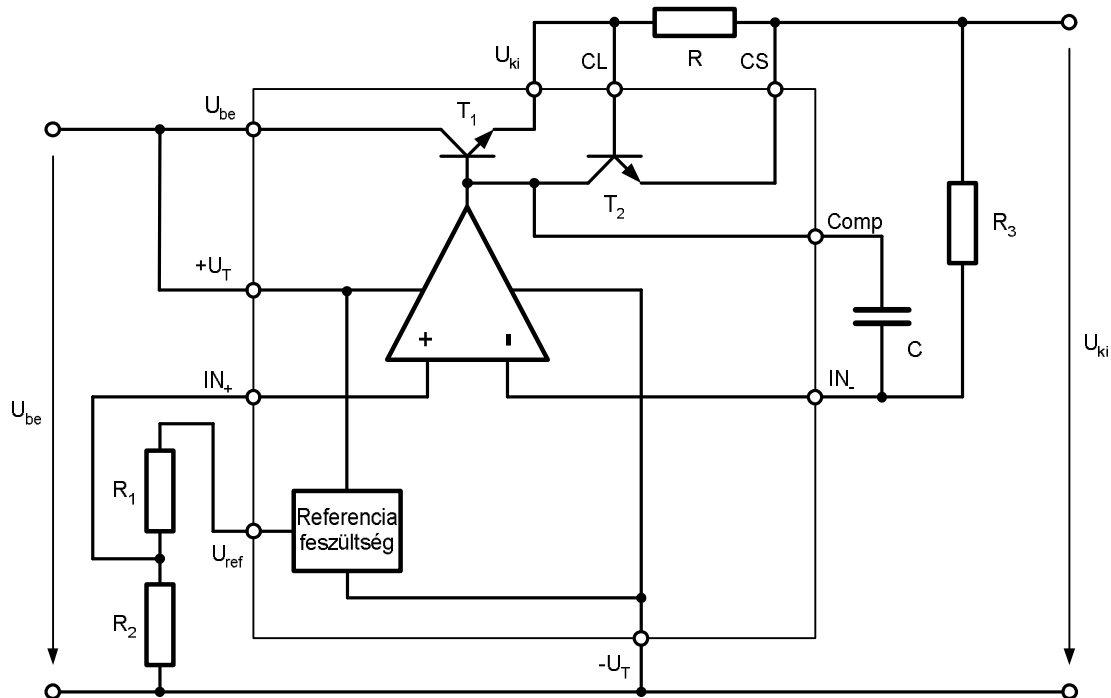


7.23 ábra Feszültségstabilizátor, ha $U_{ki} > U_{ref}$

A Comp és az IN- kivezetések közé 5-20 nF értékű kondenzátort csatlakoztatunk, ami a hibajel erősítő begerjedését akadályozza meg. Az R ellenállás nem védi a stabilizátort, csak áramkorlátozó túláramvédelmet biztosít. Az ellenállások értékei:

$$R = \frac{U_{BE}}{I_{ki \max}} \quad \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{U_{ki}}{U_{ref}} \quad R_3 = R_1 \times R_2$$

A 7.24 ábrán látható kapcsolás a referenciafeszültségnél kisebb stabilizált és rövidzárvédett kimeneti feszültségek elérését teszi lehetővé.

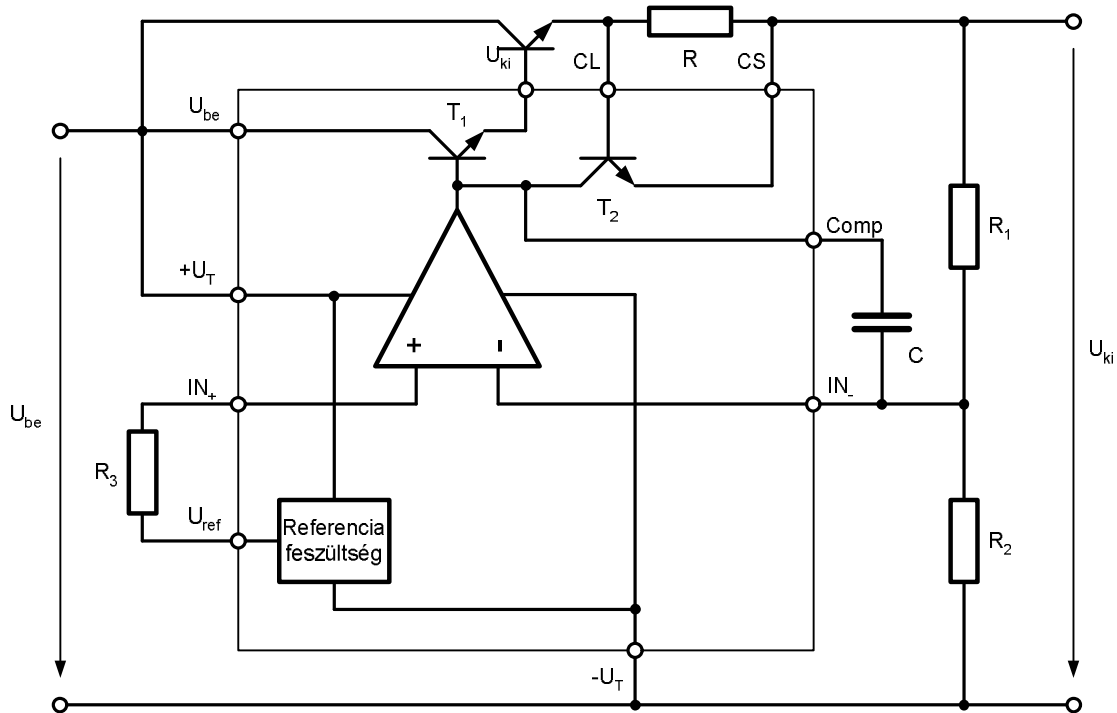


7.24 ábra Feszültségstabilizátor, ha $U_{ki} < U_{ref}$

Az ellenállások értékei:

$$R = \frac{U_{BE}}{I_{ki \max}} \quad \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{U_{ki}}{U_{ref}} \quad R_3 = R_1 \times R_2$$

Végül, a 7.25 ábra külső teljesítménytranszisztoros nagy terhelhetőségű feszültségstabilizátor kapcsolását szemlélteti.

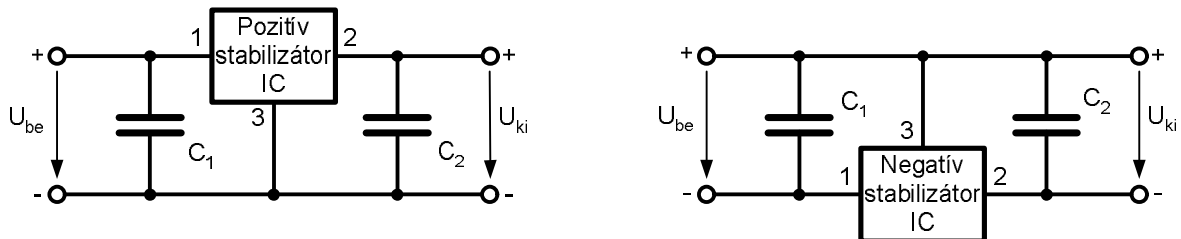


7.25 ábra Feszültségstabilizátor megnövelt kimeneti árammal

A második generációs lineáris integrált stabilizátorok az előző típusokhoz viszonyítva több előnyös tulajdonsággal rendelkeznek:

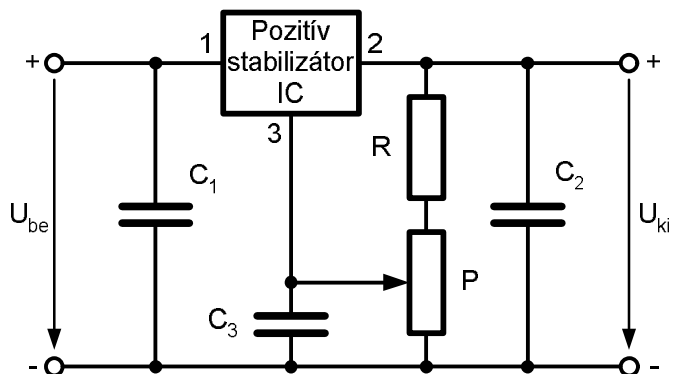
- beépített túláramvédelem
- beépített túlmelegedés elleni védelem
- beépített frekvenciakompenzálás
- külső elemek minimalizálása
- nagy maximális terhelőáram
- három kivezetéses tokozás: fix kimeneti feszültség

A háromkivezetéses integrált feszültségstabilizátorok jellemző áramköri alkalmazása a 7.26 ábrán látható.



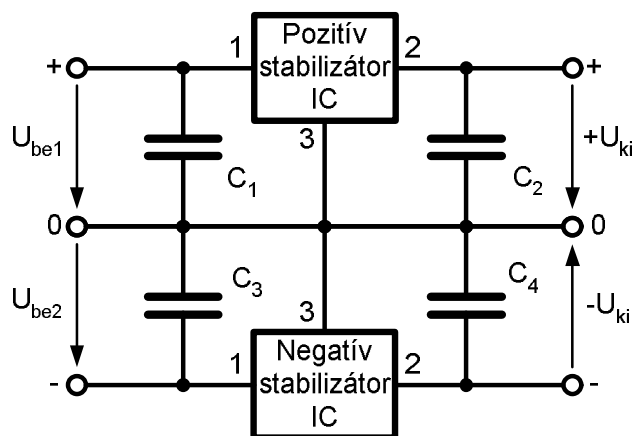
7.26 ábra Háromkivezetéses integrált feszültségstabilizátor alapkapsolása

A fix kimeneti feszültségű stabilizátorok felhasználásával változtatható kimeneti feszültségű stabilizátor is készíthető, ha a kimenet és bemenet számára közös kivezetés potenciálját megemeljük (7.27 ábra). Amilyen mértékben megemeljük a közös pont potenciálját a nullpotenciálhoz képest, ennek megfelelően növekszik a kimeneti feszültség is. $U_{ki} = U_N + U_P$



7.27 ábra Változtatható kimeneti feszültségű stabilizátor

Végül, a 7.28 ábra kettős stabilizált feszültségforrás kapcsolását szemlélteti fix kimeneti feszültségű integrált stabilizátorok felhasználásával.



7.28 ábra Kettős, stabilizált feszültségforrás

A háromkivezetésű integrált feszültségstabilizátorok jellegzetes alaptípusai a 7800-as és 317-es pozitív feszültségszabályozó család, illetve a 7900-as és 337-es negatív feszültségszabályozó család. Például: 7805 = +5V-os stabilizátor, 7912 = -12V-os stabilizátor

7.6 Kapcsolóüzemű tápegységek

A lineáris stabilizátorok áteresztő 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 veszteségi teljesítmény, a méretek és a súly egyaránt csökkenthetők a kapcsoló üzemű tápegységek alkalmazásával. Ezekben a tápegységekben a tranzisztor nem lineáris, hanem kapcsolóelemtként 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 $P_d = U \cdot I$ teljesítmény mindkét üzemmállapotban minimális (az elérhető hatásfok 90% felett van).

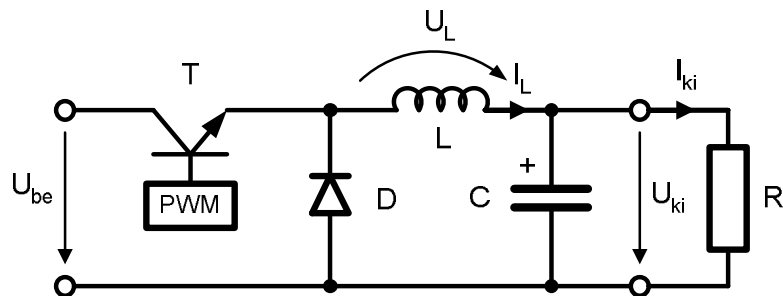
A kapcsolóüzemű tápegységek előnyei: jó hatásfok, kis méretek, nagyobb üzembiztonság, hosszabb élettartam, nagy bemeneti feszültségváltozás tűrése, csökkenő vagy növelő feszültségszabályozás, kisméretű pufferkondenzátor használata, a transzformátor kiváltása, vagy kisméretű transzformátorok használata.

A kapcsolóüzemű tápegységek hátránya viszont, hogy a kapcsoláskor nagy harmonikustartalmú négyzögjel keletkezik, amely (nem megfelelő árnyékolás esetén) nagyfrekvenciás zavarokat okozhat, ugyanakkor a kimeneti feszültségben a kapcsolási frekvenciával azonos frekvenciájú és a felharmonikus feszültség összetevők is. Megfelelően magas kapcsolási frekvencia és megfelelő árnyékolás alkalmazása hatékonyan csökkenti ezeket a zavaró hatásokat.

A kapcsolóüzemű tápegységek alapelve az induktív energiátárolás, amit egy kapcsolókonverter periodikusan átalakít villamos energiából mágneses energiába és fordítva.

Feszültségcsökkentő (buck) konverter

A feszültségcsökkentő konverterek kimeneti feszültsége kisebb mint a bemeneti feszültség. A 7.29 ábra a konverter elvi kapcsolását szemlélteti.



7.29 ábra Feszültségcsökkentő konverter elvi kapcsolása

Az LC szűrő feladata, hogy elektromos energiát tároljon, amíg a T teljesítménykapcsoló tranzisztor zár és a tárolt energiát aza R_t terhelésnek átadja, miközben a teljesítménykapcsoló nyit. Amikor a T tranzisztorot bekapcsoljuk, a teljes U_{be} bemeneti feszültség az LC szűrőn keresztül az R_t terhelésre kerül. Ebben az esetben a bemeneti áram elkezdi növekedni és így az L tekercsben felhalmozott energia is nő. Amikor a tranzisztor lezár, a tekercs önindukciója révén a D dióda nyitóirányú előfeszítést kap. Ezen a diódán keresztül az L induktivitásban lévő energiaáram szabad utat kap a C kondenzátor és az R_t terhelés felé. Az induktivitásban az áram csökkenő tendenciájú, de a kimeneti áramhoz a C kondenzátorban tárolt energia is hozzájárul. Innentől kezdődően a kapcsolási folyamat periodikusan ismétlődik. Megfigyelhető, hogy állandósult állapotban az L tekercsben az áram jelenléte folyamatos, értéke soha nem csökken le nullára.

Ha a tranzisztor vezet (t_{be}), a tekercsen mérhető feszültségre felírható:

$$U_L = U_{be} - U_{ki} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{be}} = L \cdot \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{be}}$$

Ha a tranzisztor nem vezet (t_{ki}), a tekercsen mérhető feszültség:

$$U_L = -U_{ki} = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{ki}} = -L \cdot \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{ki}}$$

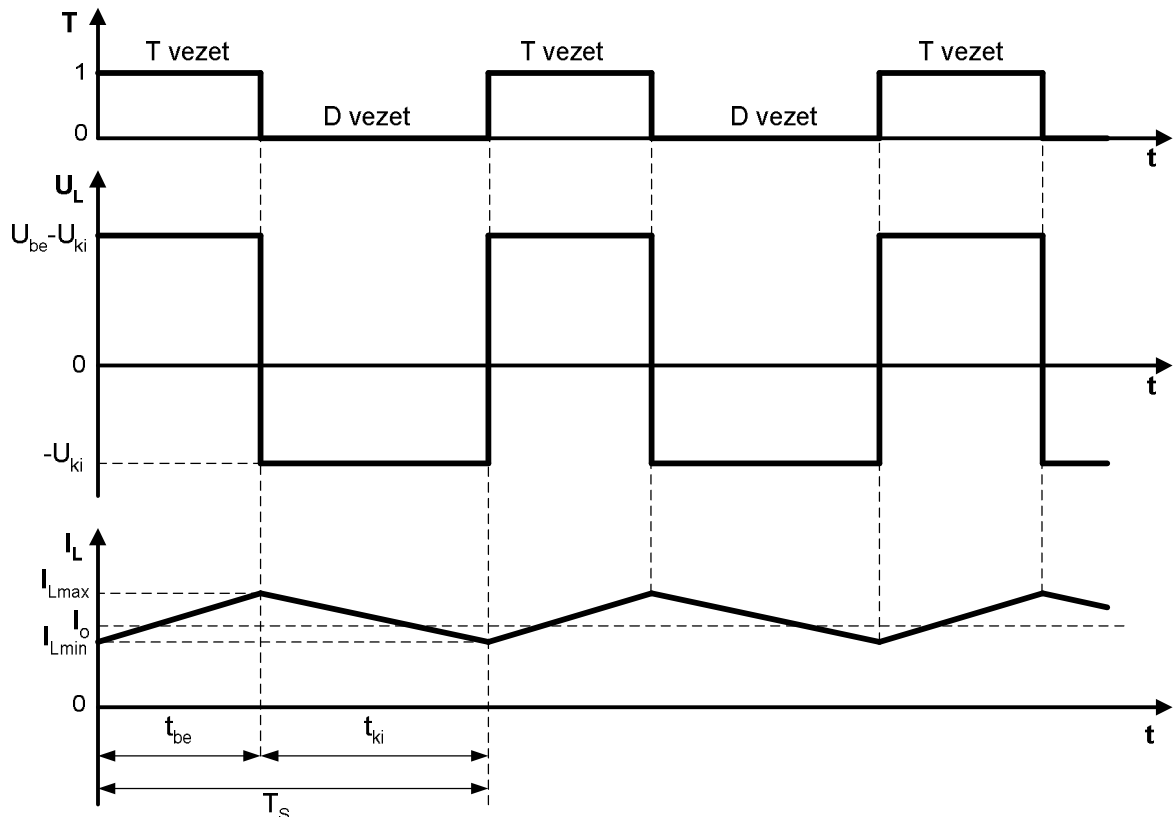
Az állandósult állapotot feltételezve, az áramváltozás értéke a tekercsen nulla (amennyi a növekedés, annyi a csökkenés is), tehát:

$$(U_{be} - U_{ki}) \cdot t_{be} = U_{ki} \cdot t_{ki}$$

következik:

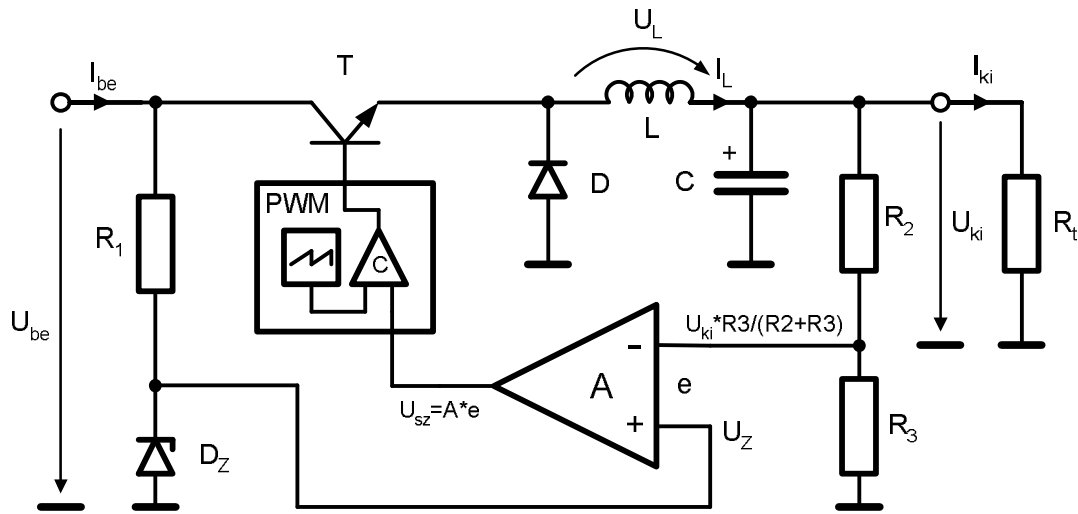
$$U_{ki} = D \cdot U_{be}, \quad \text{ahol: } D = \frac{t_{be}}{t_{be} + t_{ki}} \quad \text{a kitöltési tényező.}$$

Megfigyelhető, hogy folytonos üzemmódban a kimeneti U_{ki} feszültség nem függ a terhelő áram nagyságától. A tekercsben az áramalak egyforma, különböző I_o kimeneti áramoknál, feltételezve, hogy a bemeneti feszültség és a kitöltési tényező nem változik (7.30 ábra). Az I_L áramalak párhuzamosan eltolódik a terhelés függvényében. Ha a terhelés nő, felfele tolik, ha csökken, akkor lefele.



7.30 ábra Feszültségcsökkentő konverter időfüggvényei

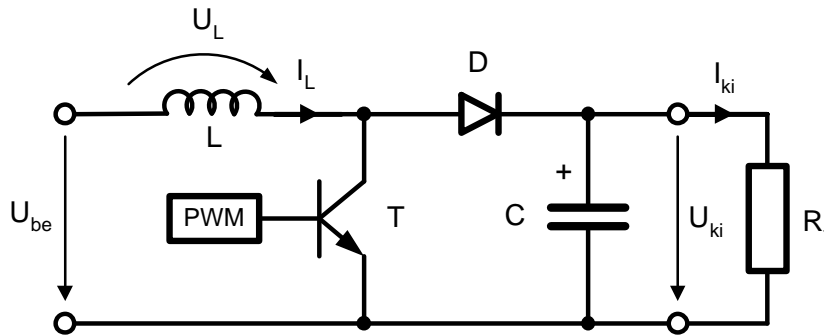
A 7.31 ábrán a feszültségcsökkentő kapcsolóüzemű stabilizátor tömbvázlata látható. A kapcsolójel előállítását két modul végzi: a referenciafeszültséggel ellátott szabályozó és az impulzusszélesség modulátor. A kimeneti feszültség csökkenése esetén, a kimeneti impulzussorozat kitöltési tényezője, tehát a kapcsoló vezetése ideje növekszik, ellenkező esetben csökken.



7.31 ábra Feszültségcsökkentő kapcsolóüzemű stabilizátor tömbvázlata

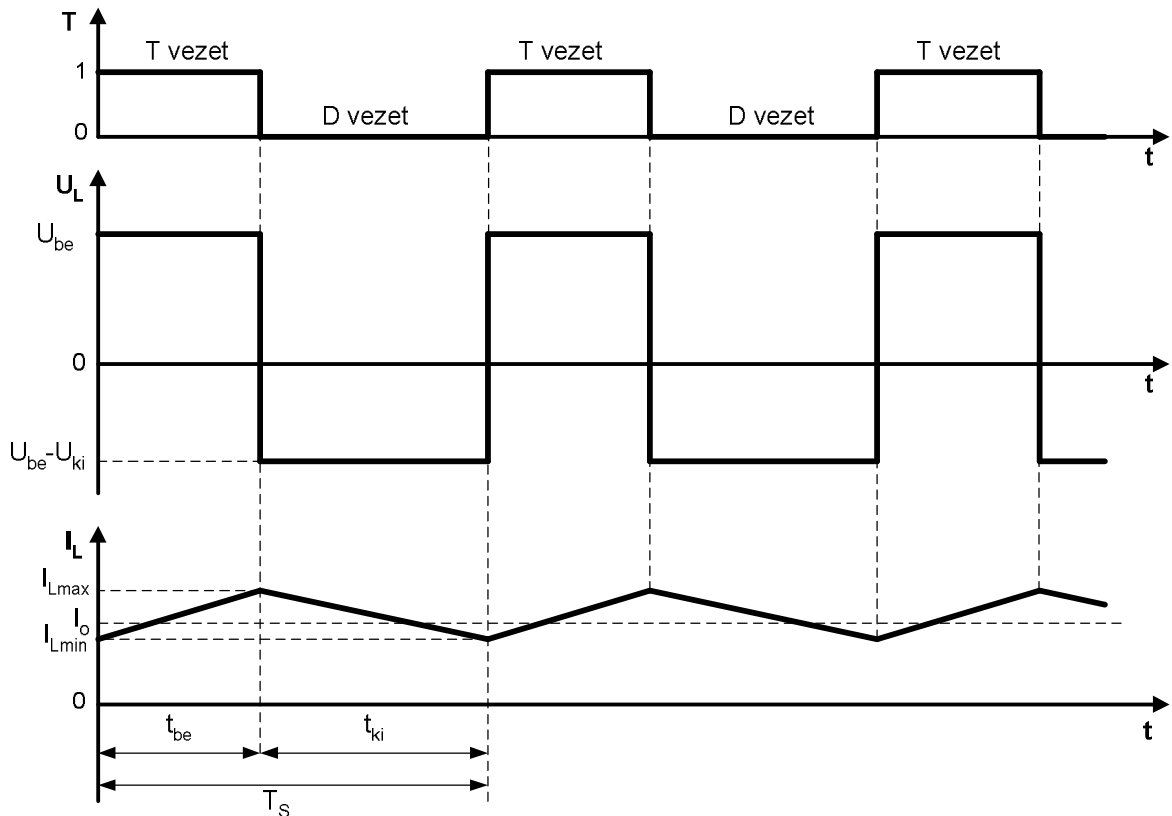
Feszültségnövelő (boost) konverter

A feszültségnövelő konverterek kimeneti feszültsége nagyobb mint a bemeneti feszültség. A 7.32 ábra a konverter elvi kapcsolását szemlélteti. A feszültségnövelő konverter ugyanazt a három eszközt (L, C, D) tartalmazza, mint a buck konverter, csak más elrendezésben.



7.32 ábra Feszültségnövelő konverter elvi kapcsolása

A T tranzisztor periodikusan kapcsolja az L tekercset az U_{be} bemeneti feszültségre. A bekapcsolási idő (t_{be}) alatt a bemeneti áram rohamosan növekszik, az L induktivitás tárolja a bemeneti energia egy részét. Ebben az intervallumban a D dióda fordított polaritású előfeszítést kap, tehát nem vezet. A kimeneti U_{ki} feszültséget és az ehhez tartozó kimeneti I_o áramot a C kondenzátor szolgáltatja. Amikor a tranzisztor zár (t_{ki}), az L tekercs önindukciós feszültsége kinyitja a D diódát (a tekercs árama nem szűnhet meg ugrásszerűen). A tekercsen ekkor a kimeneti áramnak és a kondenzátor töltőáramának összege mérhető. A konverter jellegzetes feszültség és áramalakjait a 7.33 ábra adja meg.



7.33 ábra Feszültségnövelő konverter időfüggvényei

Ha a tranzisztor vezet (t_{be}), a tekercsen mérhető feszültségre felírhatjuk a következő egyenletet:

$$U_L = U_{be} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{be}} = L \cdot \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{be}}$$

Amikor a tranzisztor nem vezet (t_{ki}), a tekercsen mérhető feszültségre felírhatjuk:

$$U_L = -U_{ki} + U_{be} = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{ki}} = -L \cdot \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{ki}}$$

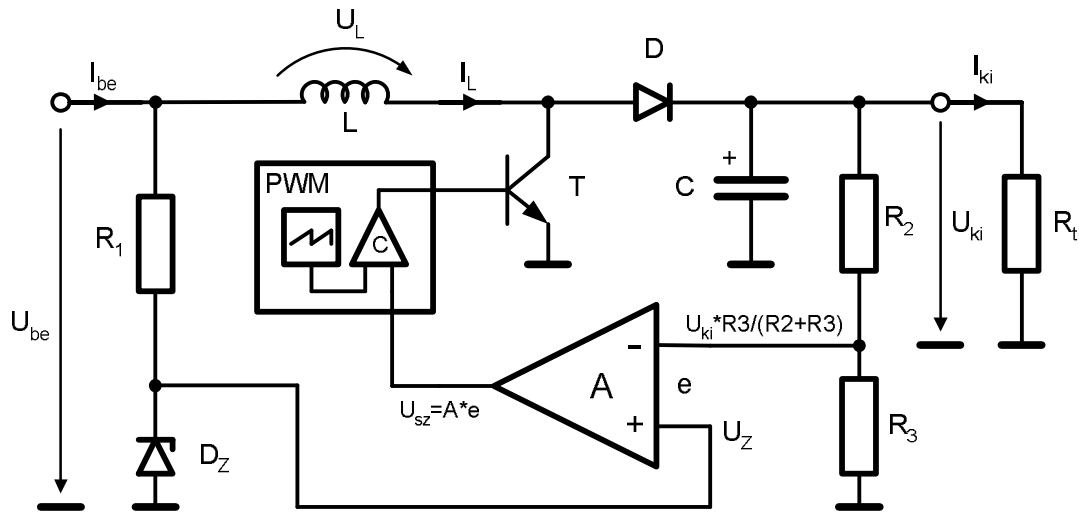
Az állandósult állapotot feltételezve, az áramváltozás értéke a tekercsen nulla (amennyi a növekedés, annyi a csökkenés is), tehát:

$$U_{be} \cdot t_{be} = (U_{ki} - U_{be}) \cdot t_{ki}$$

következik:

$$U_{ki} = \frac{1}{1-D} \cdot U_{be}, \quad \text{ahol: } D = \frac{t_{be}}{t_{be} + t_{ki}} \quad \text{a kitöltési tényező.}$$

Megfigyelhető, hogy folytonos üzemmódban a kimeneti U_{ki} feszültség nem függ a terhelő áram nagyságától. A tekercsben az áramalak egyforma, különböző I_o kimeneti áramoknál, feltételezve, hogy a bemeneti feszültség és a kitöltési tényező nem változik. Az I_L áramalak párhuzamosan eltolódik a terhelés függvényében. Ha a terhelés nő, felfele toódik, ha csökken, akkor lefele.

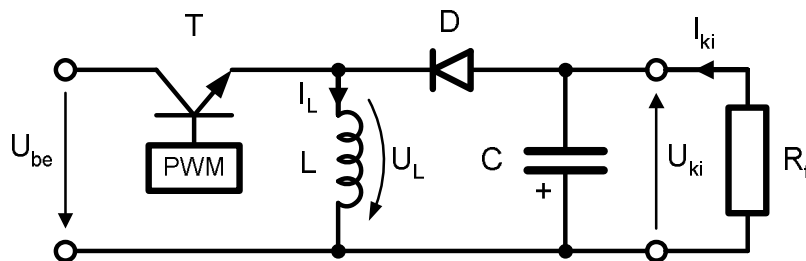


7.34 ábra Feszültségnövelő kapcsolóüzemű stabilizátor tömbvázlata

A 7.34 ábrán a feszültségcsökkentő kapcsolóüzemű stabilizátor tömbvázlata látható. A kapcsolójel előállítását két modul végzi: a referenciafeszültséggel ellátott szabályozó és az impulzusszélesség modulátor. A kimeneti feszültség csökkenése esetén, a kimeneti impulzussorozat kitöltési tényezője, tehát a kapcsoló vezetése ideje növekszik, ellenkező esetben csökken.

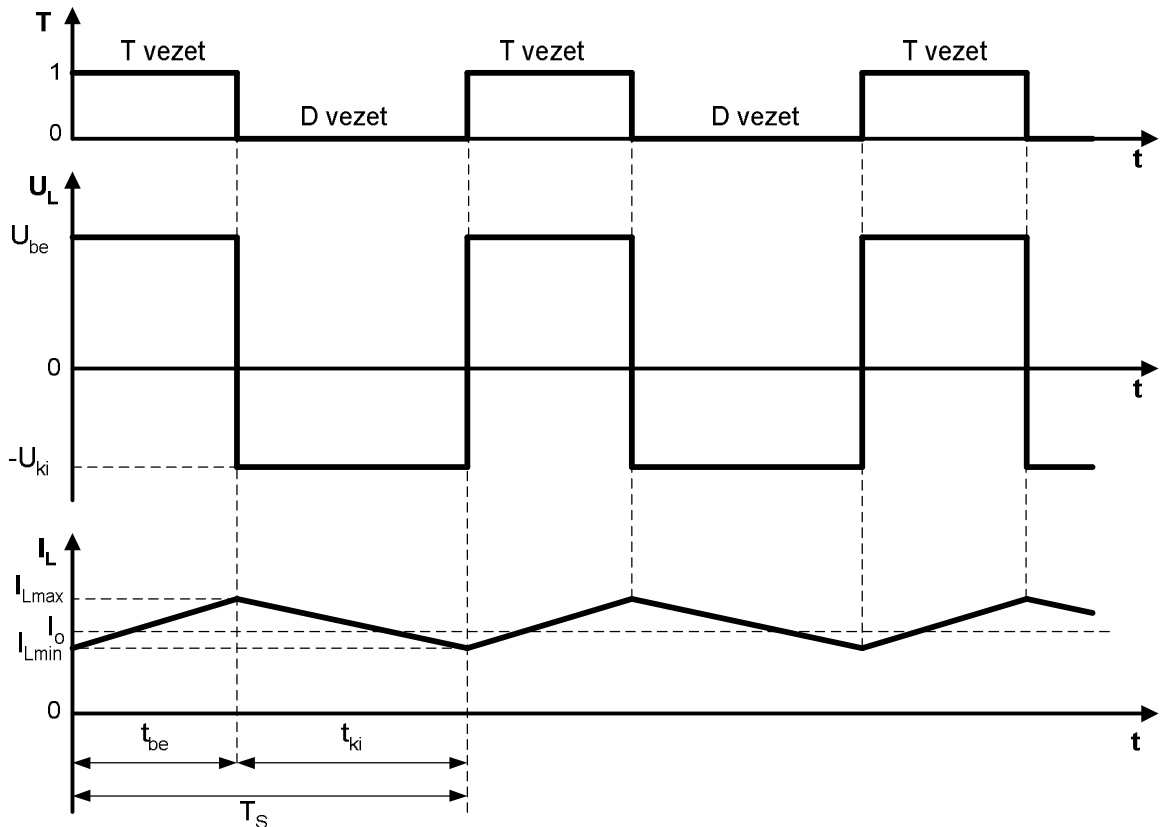
Polaritásváltó (buck-boost) konverter

A polaritásváltó konverter a bemeneti feszültséghez képest megfordítja a kimeneti feszültség előjelét, azaz polaritást vált. A kimeneti feszültség a kitöltési tényezőtől függően lehet nagyobb is és kisebb is, mint a bemeneti feszültség. A 7.35 ábra a konverter elvi kapcsolását szemlélteti. Ebben az esetben is a konverter ugyanazt a három eszközt (L, C, D) tartalmazza, csak más elrendezésben.



7.35 ábra Polaritásváltó konverter elvi kapcsolása

A T tranzisztor periodikusan kapcsolja az U_{be} tápfeszültségre az L induktivitást. Ha a tranzisztor vezet (t_{be}), a bemenetről abszorválta energia a tekercsben tárolódik. A D dióda polarizációja záróirányú, a kimeneti I_o áramot a C kondenzátorban felhalmozott energia szolgáltatja. Ha a tranzisztor lezár, a tekercs önindukciója révén keletkező feszültség kinyitja a D diódát. A tekercsben felhalmozódott energiából kerül a kimenetre és a kondenzátor is visszakapja az előző ütemben elvesztett töltésmennyiségét. A kimeneti feszültség polarizációja ellentétes a bemeneti feszültséghez képest. A konverter jellegzetes feszültség és áramalakjait a 7.36 ábra adja meg.



7.36 ábra Polaritásváltó konverter időfüggvényei

Ha a tranzisztor vezet (t_{be}), a tekercsen mérhető feszültségre felírhatjuk a következő egyenletet:

$$U_L = U_{be} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{be}} = L \cdot \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{be}}$$

Amikor a tranzisztor nem vezet (t_{ki}), a tekercsen mérhető feszültségre felírhatjuk:

$$U_L = -U_{ki} = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{ki}} = -L \cdot \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{ki}}$$

Az állandósult állapotot feltételezve, az áramváltozás értéke a tekercsen nulla (amennyi a növekedés, annyi a csökkenés is), tehát:

$$U_{be} \cdot t_{be} = U_{ki} \cdot t_{ki}$$

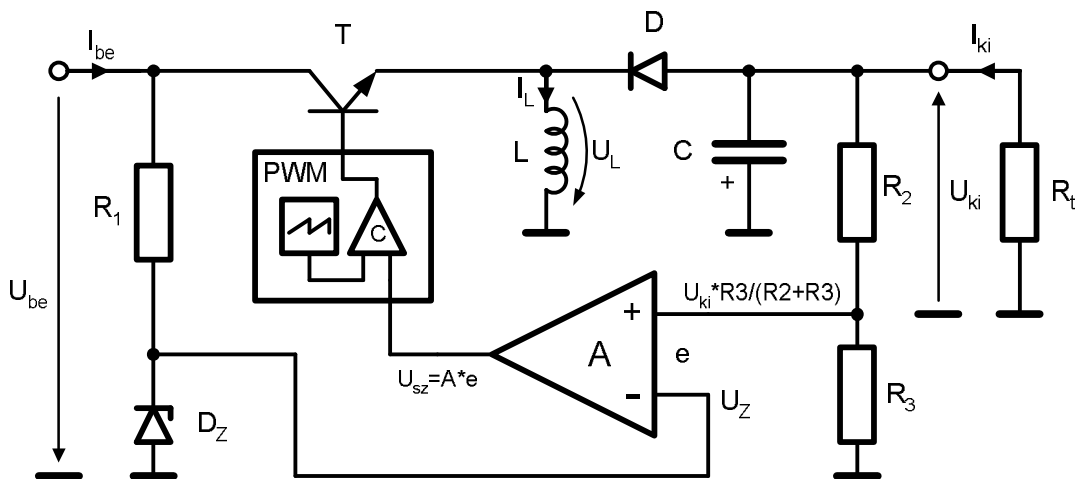
következik:

$$U_{ki} = \frac{D}{1-D} \cdot U_{be}, \quad \text{ahol: } D = \frac{t_{be}}{t_{be} + t_{ki}} \quad \text{a kitöltési tényező.}$$

Ha $D > 0,5$ akkor $U_{ki} > U_{be}$, ha $D = 0,5$ akkor $U_{ki} = U_{be}$, ha $D < 0,5$ akkor $U_{ki} < U_{be}$.

Következik, hogy folytonos üzemmódban a kimeneti U_{ki} feszültség nem függ a terhelő áram nagyságától. A tekercsben az áramalak egyforma, különböző I_o kimeneti áramoknál, feltételezve, hogy a bemeneti feszültség és a kitöltési tényező nem változik. Az I_L áramalak párhuzamosan eltolódik a terhelés függvényében. Ha a terhelés nő, felfele tolódik, ha csökken, akkor lefele.

A 7.37 ábrán a polaritásváltó kapcsolóüzemű stabilizátor tömbvázlata látható. A kapcsolójel előállítását két modul végzi: a referencifeszültséggel ellátott szabályozó és az impulzusszélesség modulátor.

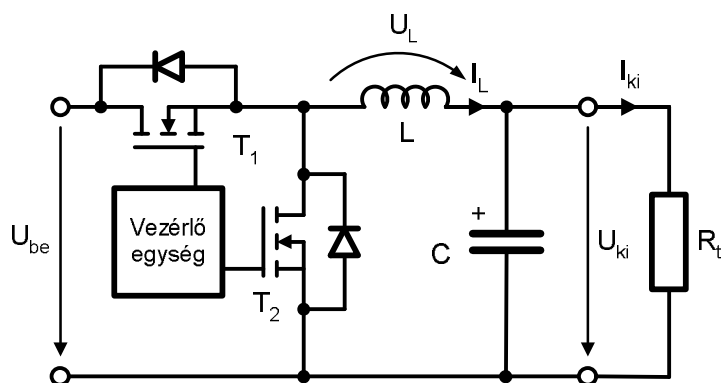


7.37 ábra Feszültségnövelő kapcsolóüzemű stabilizátor tömbvázlata

7.7 Integrált áramkörös kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok

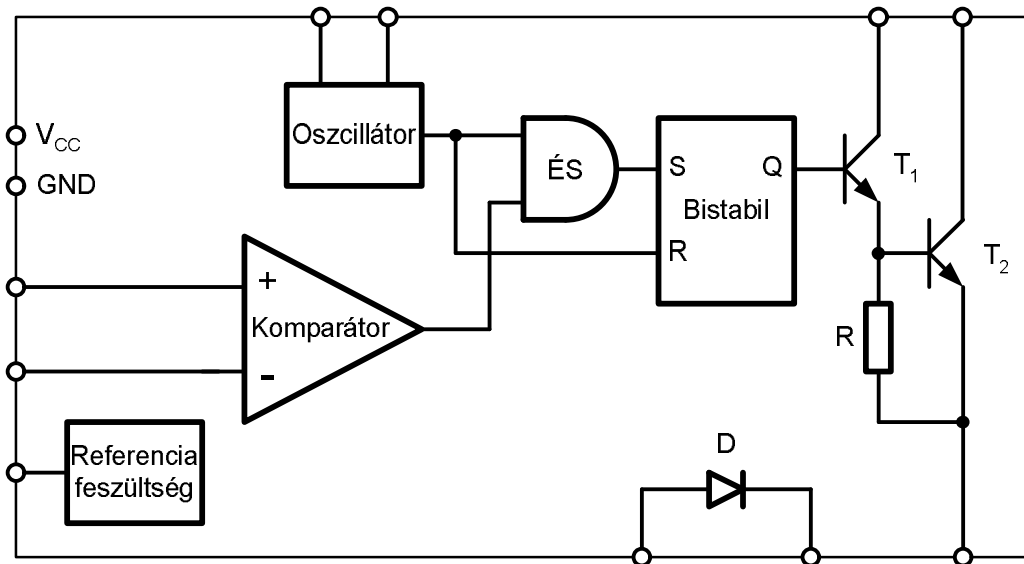
A kapcsolóüzemű tápegységek alapvetően megváltoztatták felfogásunkat egy tápegységről. Ma a naponta alkalmazott tápegységek több mint 99,99%-a kapcsolóüzemű tápegység. Analóg tápegységek szinte csak hobby szinten kerülnek be egy-egy kapcsolásba. Jellemző példa, hogy egy 1000 VA-es transzformátorral ellátott tápegységben csak a transzformátor tömege nagyobb mint 12 kg és hatásfoka 35-40%-os, az ugyanolyan teljesítményű transzformátoros kapcsolóüzemű tápegység tömege alig 0,3kg és hatásfoka elérheti a 98%-ot is. A mai mikrokontrolleres rendszerek mind kisebb feszültséggel üzemelnek. Az 1995-ös évre még jellemző 5 V_{DC} feszültség helyett a 2010-es évek végére a 3,3 V-os, ma (2011) már a 2,4 V-os tápfeszültségű rendszerek kerültek forgalomba. Piacra dobás előtt állnak az 1,8V tápfeszültséget igénylő rendszerek. Mai tudásunk és a ma alkalmazott technológiák szerint a minimális feszültség határa, amellyel e rendszerek még működhetnek: 1,2V.

Ilyen alacsony kimenő feszültségű konvertereknél nagy hátrány a kimenő körben levő dióda. Jó megoldás ennek kiküszöbölésére a Schottky diódák alkalmazása, amelyeknél a nyitóirányú feszültségesés kb. fele a hagyományos diódáénak. Integrált áramköri technológiák esetén alacsony vezetőellenállású MOSFET tranzisztorokkal helyettesítjük e diódákat, de még a kapcsoló tranzisztorokat is. A 7.38 ábrán látható, hogy a tranzisztorok felváltva kapnak nyitóirányú vezérlést. Ezeket a konvertereket szinkron konvertereknek nevezzük.



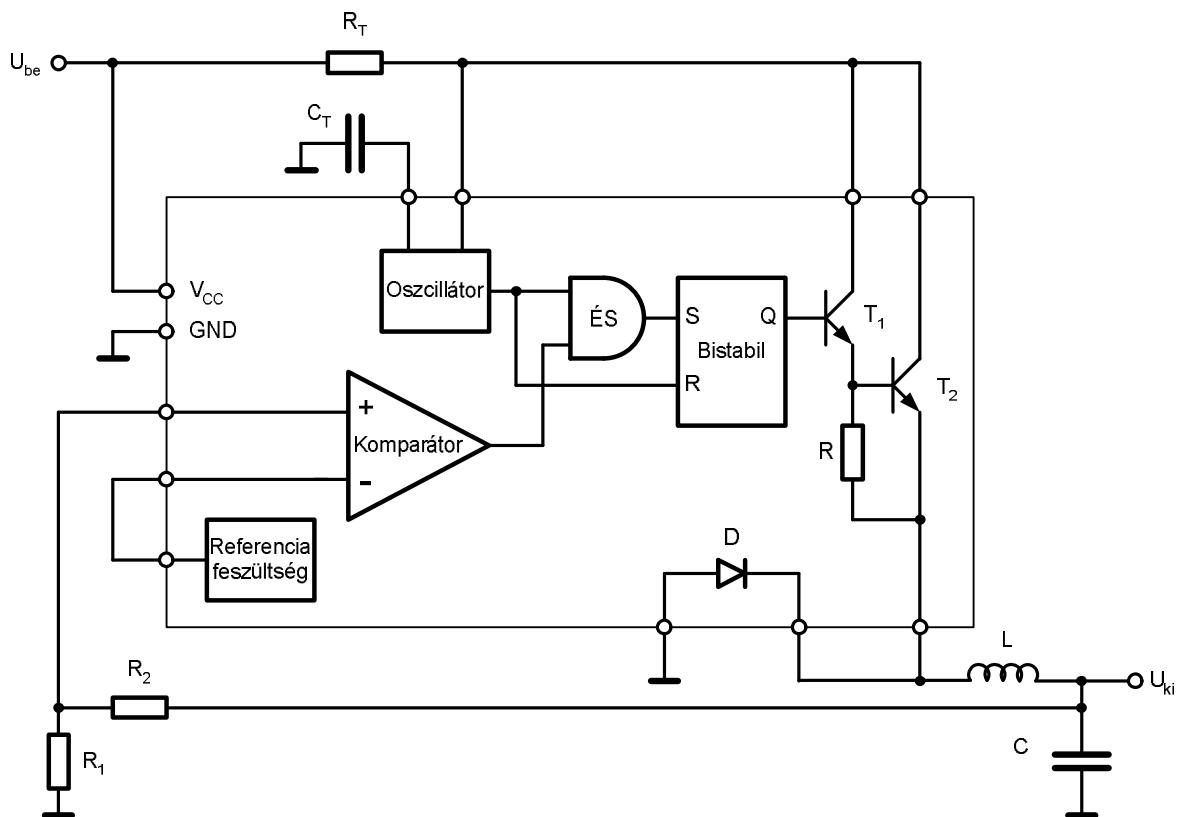
7.38 ábra Szinkron konverter kapcsolás MOSFET kapcsolókkal

A7.39 ábrán egy klasszikus integrált kapcsolóüzemű tápegység tömbvázlata látható. Az áramkör tartalmazza az előzőekben leírt áramköri elemek egy részét, a többi elemet kívülről kell az integrált áramkörhöz kapcsolni.



7.39 ábra A 78S40 típusú integrált kapcsolóüzemű stabilizátor tömbvázlata

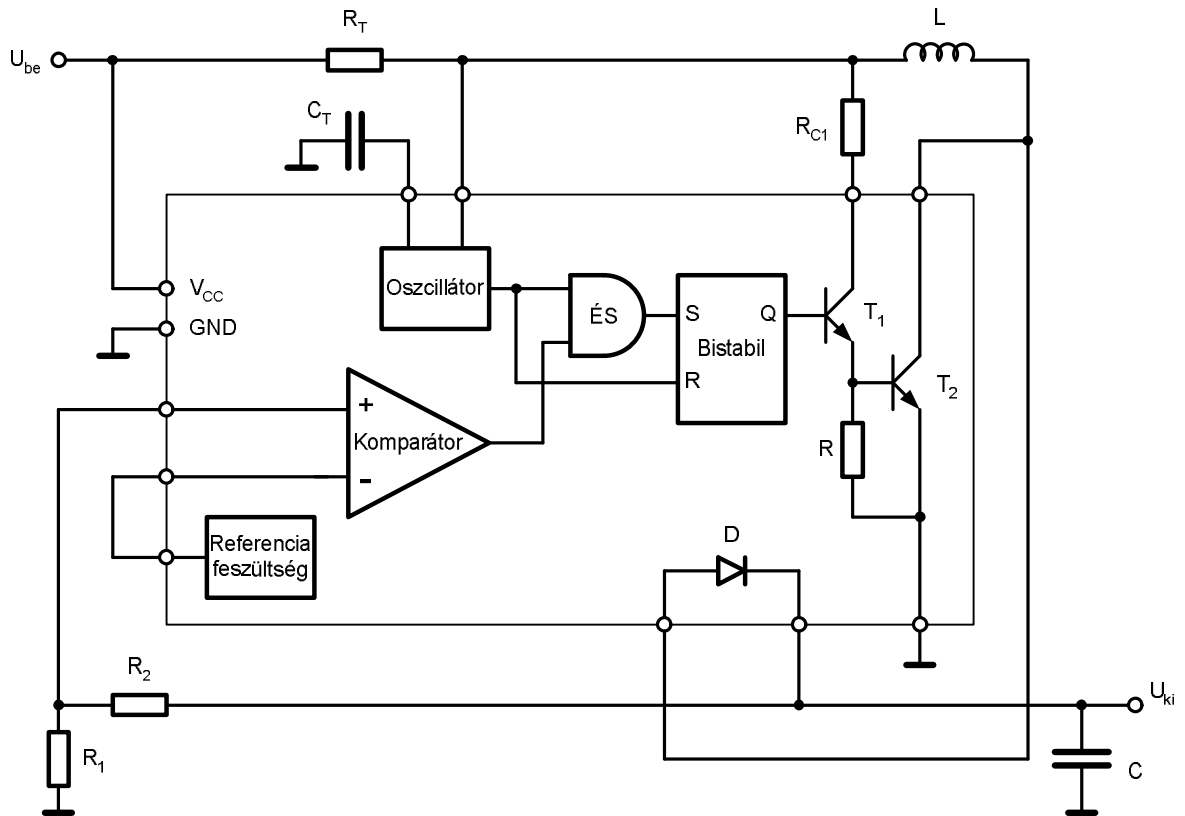
A 7.40 ábrán egy feszültségcsökkentő stabilizátor elrendezés látható a 78S40 áramkör felhasználásával, a 7.41 ábra pedig egy feszültségnövelő stabilizátor elrendezését szemlélteti ugyanazzal az integrált áramkörrel.



7.40 ábra Feszültségcsökkentő stabilizátor 78S40 integrált áramkörrel

A C_T kondenzátor az oszcillátor frekvenciáját és az impulzusok szélességét állítja be, tehát a tranzistorok kapcsolóidejét is. A terhelőáram változásával változik az R_T ellenálláson eső feszültség nagysága és vele együtt az oszcillátor kitöltési tényezője is. Az R_1 , R_2 ellenállásosztó visszacsatol a komparátor bemenetére a kimeneti feszültséggel arányos feszültséget. A referencia

feszültség meghatározza, hogy a visszacsatolt feszültség függvényében a logikai kapu engedélyezi vagy nem a tranzisztorok vezérlését.



7.41 ábra Feszültségnövelő stabilizátor 78S40 integrált áramkörrel