



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

Feszültségszabályozók

Takács Gábor

Elektronikus Eszközök Tanszéke (BME)

2015.03.23

Tartalom

- 1 Feszültségszabályozók felépítése
- 2 Beépített védelmek
- 3 Extra szolgáltatások
- 4 Alkalmazási példák
- 5 Tokok és hűtésük

Bevezetés

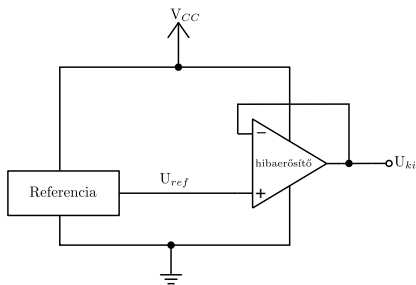
- A legtöbb elektronikai alkalmazásban szükség van egy **pontosan tartott tápfeszültségre**.
- Különösképp igaz ez
 - analóg funkciókat megvalósító áramköröknél,
 - elemesen táplált áramköröknél.
- Két alapvetően eltérő működésen alapuló típusuk van:
 - lineáris, áteresztő szabályozók,
 - kapcsoló üzemű szabályozók.
- Ebben az előadásban az egyszerű, **lineáris, áteresztő szabályozókról és alkalmazásukról** lesz szó.

Felépítésük

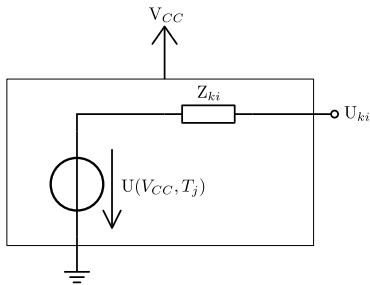
A feszültségszabályozó blokkvázlata

■ A feszültségszabályozók két alkotóeleme:

- **feszültségreferencia:** pontos feszültségértéket ad, de nem terhelhető,
- **hibaerősítő:** egy erősítő, ami szabályozóként működik és előállítja a szükséges tápáramot.



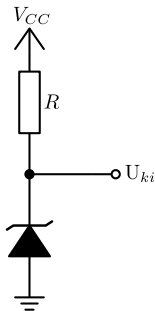
A feszültségszabályozó blokkvázlata



A feszültségszabályozó nagyjelű modellje

A feszültségreferencia I. – Zener referencia

- A legegyszerűbb feszültségreferencia egy **Zener-diódát** és egy munkapont-beállító ellenállást tartalmaz.
- A dióda **Zener-feszültsége**: U_Z , a soros ellenállása: Z_Z .



Zener-diódás
feszültségreferencia

A kimeneti feszültség:

$$U_{ki} = U_Z + I_Z \cdot Z_Z = U_Z + \left(\frac{V_{CC} - U_Z}{R + Z_Z} \right) \cdot Z_Z$$

Itt a Zener-dióda nagyjelű helyettesítőképét használjuk, ami egy U_Z ideális feszültségforrásból és egy Z_Z soros ellenállásból áll.

A feszültségreferencia II. – Állandó áramú Zener referencia

- A Zener dióda kimeneti ellenállása (Z_Z) miatti **terhelésfüggő ingadozás kiküszöbölhető**, ha a diódát **állandó árammal** hajtjuk meg.

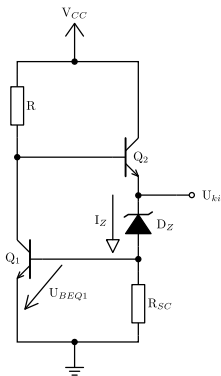
A dióda árama:

$$I_Z = \frac{U_{BEQ1}}{R_{SC}}$$

A kimeneti feszültség:

$$U_{ki} = V_Z + U_{BEQ1} = V_{BZ} + I_Z Z_Z + U_{BEQ1}$$

ahol I_Z a fenti összefüggéssel adott és kb. független a terhelés mértékétől.



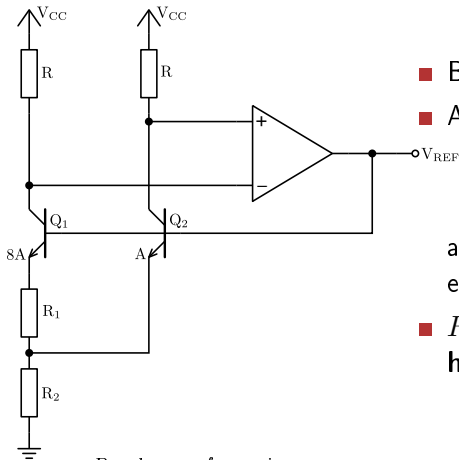
Zener-diódás
feszültségreferencia II.

További előnyök:

- jó tápfüggetlenség,**
- a Zener dióda $2.2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ -os és a Q1 tranzisztor $-2.2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ -os **hőmérsékleti együtthatói kiegyenlítik egymást.**

A feszültségreferencia III. – Bandgap referencia I.

- A Zener-diódás referencia hátránya: magas tápfeszültséget igényel ($\geq 9\text{ V}$).



- Bob Widlar, Paul Brokaw találták ki.

- A kimenet:

$$V_{\text{REF}} \sim 1.244\text{ V}$$

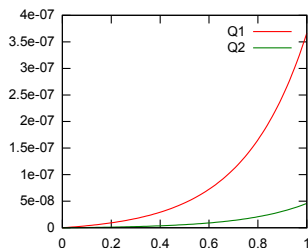
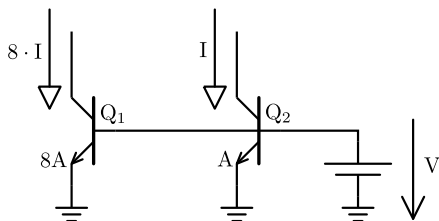
ami kb. a tiltott sáv szélessége 0 K-en.

- R_1 és R_2 megfelelő megválasztásával a hőfüggés megszüntethető.

Bandgap referencia

A feszültségreferencia III. – Bandgap referencia II.

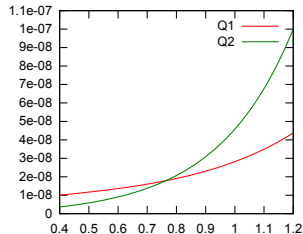
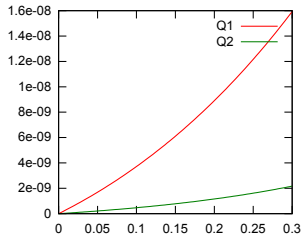
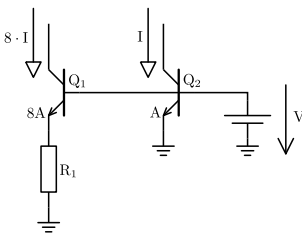
A bandgap referencia alapja:



- A Q_1 tranzisztor emitterének területe a Q_2 -ének nyolcszorosa.
- **Azonos vezérlés** ($V_{be1} = V_{be2}$) esetén Q_1 árama is nyolcszoros.

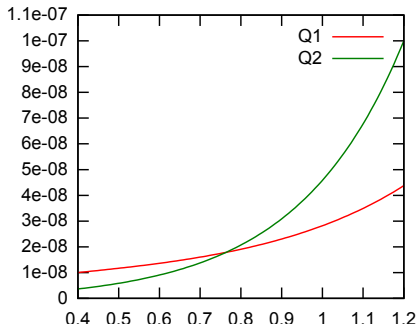
A feszültségreferencia III. – Bandgap referencia III.

Negatív áramvisszacsatolást alkalmazva a 8-szoros ágban:



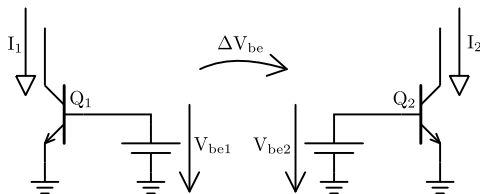
- Kis áramoknál (ahol az R_1 -en eső feszültség elhanyagolható) a karakterisztika változatlan.
- Ahol az R_1 -en eső feszültség már jelentősen csökkenti V_{be1} -et, Q_1 árama lassabban nő.
- Így a két karakterisztika metszi egymást – van egy nullától különböző pont, ahol azonos vezérlésnél azonos a két áram.

A feszültségreferencia III. – Bandgap referencia IV.



- A két tranzisztort úgy vezéreljük, hogy azonos legyen a kollektor-áramuk.
- A bandgap referencia kimenete: a nyitófeszültségük különbsége (ΔV_{be}).
- Kérdés, hogy ez az érték mekkora és milyen a hőmérsékletfüggése.

A feszültségreferencia III. – Bandgap referencia V.



$$I_C = I_s \cdot e^{\frac{V_{be}}{V_T}} = I_s \cdot e^{\frac{q \cdot V_{be}}{kT}}$$

- Két azonos tranzisztor esetén a **nyitófeszültségek és áramok közötti összefüggés:**

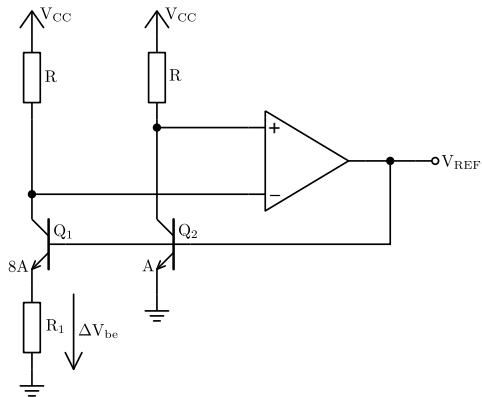
$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{e^{\frac{q \cdot V_{be2}}{kT}}}{e^{\frac{q \cdot V_{be1}}{kT}}} = e^{\frac{q(V_{be2} - V_{be1})}{kT}}$$

$$\ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{q}{kT} (V_{be2} - V_{be1}) \rightarrow$$

$$\Delta V_{be} = \frac{kT}{q} \cdot \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$$

A feszültségreferencia III. – Bandgap referencia VI.

A műveleti erősítő a **karakterisztikák metszéspontjában** tartja a két tranzisztort:



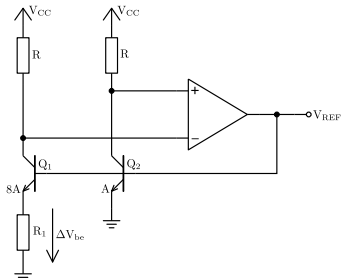
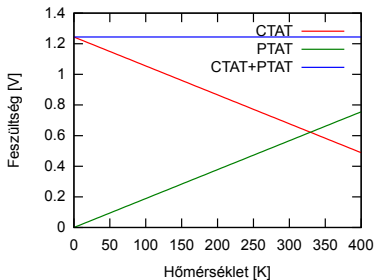
Azonos vezérlés esetén a tranzisztorok áramának aránya 8:1, ezért:

$$\Delta V_{be} = \frac{kT}{q} \cdot \ln \frac{8}{1}$$

Az R₁-en eső feszültség kizárólag a hőmérséklettől függ – azzal egyenesen arányos.

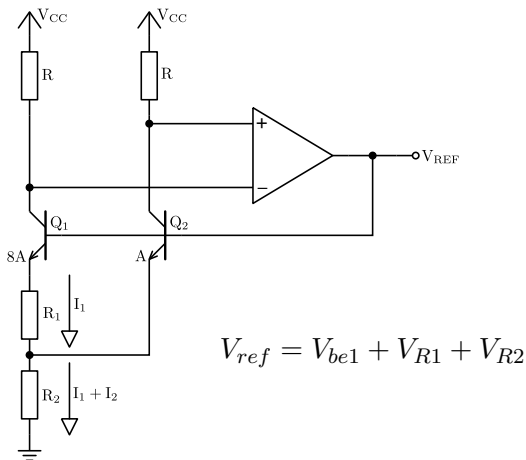
A feszültségreferencia III. – Bandgap referencia VII.

- **Hőmérséklet-független viselkedés:** két fordítottan függő mennyiség arányos összegzéséből: $V_{ref} = V_{be1} + V_{R1}$
- Az R_1 -en eső feszültség egyenesen arányos – **PTAT: Proportional to Absolute Temperature**.
- A pn-átmenet nyitófeszültsége fordítottan arányos ($\sim -2\text{ mV}/^\circ\text{C}$) – **CTAT: Complementary to Absolute Temperature**.
- 0 K-en: $V_{be} = V_g$ (a tiltott sáv szélessége) és $I_c = 0$. Így, ha a két meredekség egymás ellentettje, akkor $V_{be1} + V_{R1} = V_g$.



A feszültségreferencia III. – Bandgap referencia VIII.

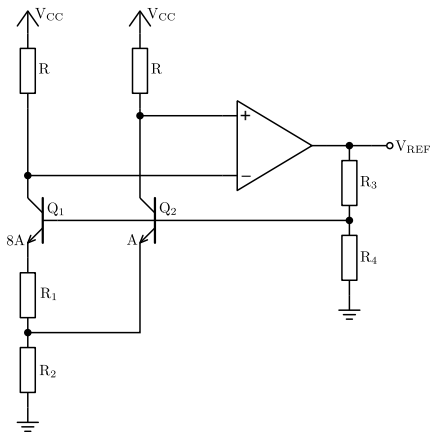
A PTAT mennyiség felerősíthető az alábbi kapcsolással:



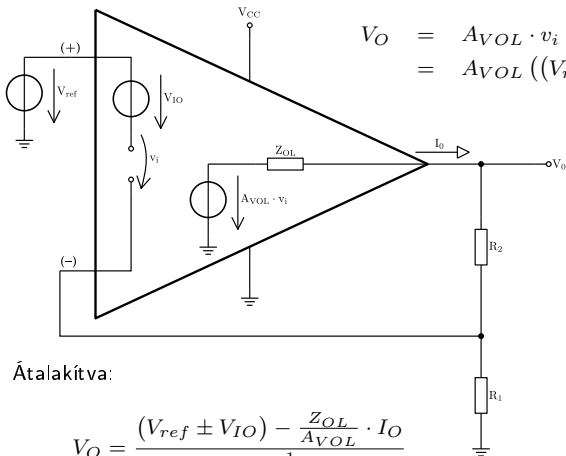
Mivel a szabályozókör miatt: $I_1 = I_2$, így $V_{R2} = 2 \cdot V_{R1}$.

A feszültségreferencia III. – Bandgap referencia IX.

- A **PTAT meredekségét** R_1 és R_2 értékével lehet beállítani.
- Ha a kimeneten V_g -nél nagyobb értékre van szükség, akkor nem-invertáló kapcsolást alkalmazhatunk:



A hibaerősítő modellje



- A_{VOL} : nyílthurkú erősítés
- V_{IO} : bemeneti offset
- Z_{OL} : nyílt hurkú kimeneti impedancia
- β : visszacsatolási erősítés

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

- I_O : kimeneti áram
- V_O : kimeneti feszültség

Átalakítva:

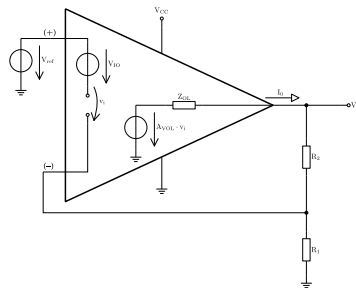
$$V_O = \frac{(V_{ref} \pm V_{IO}) - \frac{Z_{OL}}{A_{VOL}} \cdot I_O}{\beta + \frac{1}{A_{VOL}}}$$

Ha $A_{VOL} = \infty \rightarrow V_O = \frac{1}{\beta} (V_{ref} \pm V_{IO})$, vagyis a nem-invertáló erősítő alapképletét kapjuk.

Hibamodellek I. – Áttekintés

Stabil referenciát és véges A_{VOL} -t feltételezve, a **kimeneti feszültség hibájának okai**:

- 1 a bemeneti offset hőfüggése
- 2 a tápfeszültségre való érzékenység
- 3 az erősítő kimeneti impedanciája



Hibamodellek II. – Az ofszet hőfüggése

- Az **ofszet oka**: a bemeneti tranzisztorpár **illesztési hibája** – minél pontosabb az illesztés, annál kisebb.
- Egy **adott hőmérsékleten az ofszet eltüntethető** V_{ref} vagy β beállításával.
- Az **ofszet hőfüggése** jellemzően: $\pm 5 - 15 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.
- A referenciafeszültség erősítésével az ofszet is felerősödik: **ajánlott** $\beta \simeq 1$ **választás**.

Hibamodellek III. – A tápérzékenység I.

- A tápfeszültségtől való függést általában két paraméterrel jellemzik:
 - 1 **PSRR – power supply rejection ratio** – tápfeszültség elnyomási tényező
 - 2 **CMRR – common mode rejection ratio** – közösmódusú elnyomási tényező
- A PSRR jó minőségű áramgenerátorok segítségével olyan nagy értékű lehet, hogy nem kell figyelembe venni.
- A tápfeszültség változása azonban **megjelenhet közös módusban a bemeneten.**

Hibamodellek IV. – A tápérzékenység II.

A közös módusú bemeneti feszültség definíciója:

$$V_{CM} = \frac{V_+ + V_-}{2} - \frac{V_{CC} - V_{DD}}{2}$$

- V_+ ill. V_- az erősítő két bemenetén a potenciál,
- V_{CC} ill. V_{DD} a pozitív illetve negatív tápfeszültség.

Látható, hogy megjelenik a képletben a tápfeszültség értéke.

Hibamodellek V. – A tápérzékenység III.

A bemeneti offsetet elhanyagolva, a **közös módusú elnyomás hatása a kimenetre:**

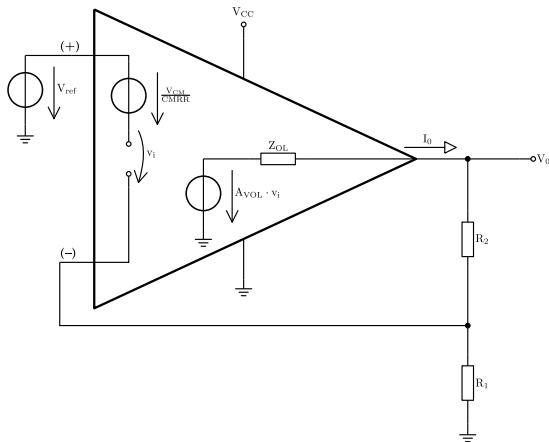
$$V_O = A_{VOL} \cdot v_i = A_{VOL} \left(V_{ref} - \frac{V_{CM}}{CMRR} - \beta V_O \right) = \frac{V_{ref} - \frac{V_{CM}}{CMRR}}{\beta + \frac{1}{A_{VOL}}}$$

Ha $V_{DD} = 0$:

$$V_{CM} = V_{ref} - \frac{V_{CC}}{2}$$

A tápérzékenység csökkenthető, ha

- A_{VOL} értéke nagy,
- $CMRR$ értéke nagy,
- $\beta \simeq 1$.



Hibamodellek VI. – A kimeneti impedancia

A kimeneti impedancia értéke:

$$Z_O = \frac{\Delta V_O}{\Delta I_O} = \frac{Z_{OL}}{\beta A_{VOL}}$$

Ezt az értéket kell minimalizálni:

- kicsi Z_{OL}
 - egy impedancia-transzformációval
 - emitterkövető
 - nem-invertáló erősítő után elhelyezett követőerősítő fokozat
- nagy A_{VOL}

A feszültségszabályozók típusai

Dropout voltage:

- Mekkora az a feszültség, amelynek minimálisan meg kell lennie a bemeneti, szabályozatlan és a kimeneti, szabályozott feszültség között, ahhoz, hogy a szabályozás megfelelően működjön (**dropout voltage**):
 - Standard szabályozók – $V_{do} \simeq 1,7 - 2,5 \text{ V}$
 - LDO (Low Dropout) szabályozók – $V_{do} \simeq 0,1 - 0,7 \text{ V}$
 - Kvázi-LDO szabályozók – $V_{do} \simeq 0,9 - 1,5 \text{ V}$
- Sok gyártó az LDO-t **Very LDO**-nak hívja, és a kvázi-LDO-t nevezi LDO-nak – érdemes megnézni az adatlapot.

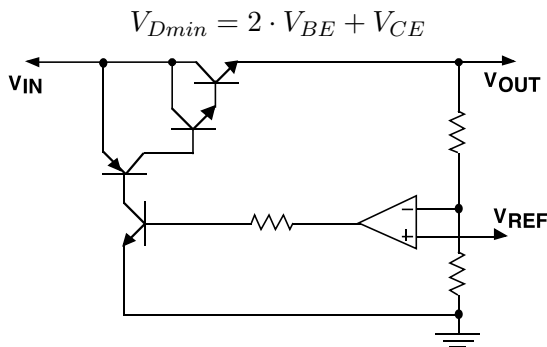
Fontos paramétereik

A feszültségszabályozók legfontosabb paraméterei:

- **kimeneti feszültség és tűrése,**
- **maximális kimenő áram és a rövidzárási áram,**
- **a dropout voltage,**
- **a bemeneti feszültség-ingadozás elnyomása (line regulation),**
- **a terhelőáram okozta ingadozások elnyomása (load regulation),**
- **a földfelé elfolyó áram (ground pin current).**

A standard NPN Darlingtonos feszültszabályozó I.

- A Darlington fokozat az öt vezérlő PNP tranzisztorral alkotja az át-eresztő kapcsolást, amelyen átfolyik a teljes tápáram.
- Ezeknek a tranzisztoroknak a teljes működés során nyitva kell maradniuk, ezért a minimális feszültségesés:

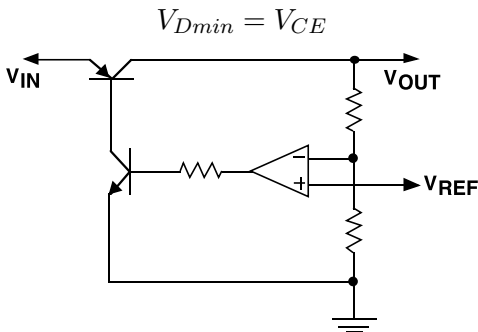


A standard NPN Darlingtonos feszültségszabályozó II.

- Figyelembe véve az általában előírt $-50^{\circ} - 150^{\circ}\text{C}$ -os működési tartomány, az előírt, tartandó minimális feszültség: $2,5 - 3\text{ V}$ körül szokott lenni.
- A tényleges határérték (a dropout voltage) általában $1,5 - 2,2\text{ V}$.
- A földfelé elfolyó árama ennek a típusnak a legkisebb: a tápáram osztva az áteresztő kapcsolás erősítésével, ami itt akár 300-nál is több lehet.

LDO I.

- A kisebb dropout voltage egyszerűbb áteresztő kapcsolással valósítható meg.
- Ennek következménye a nagyobb föld felé folyó áram és általában kisebb áramterhelhetőség.
- A minimális feszültségesés:

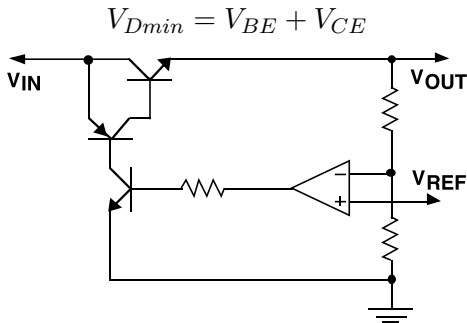


LDO II.

- Az alacsony dropout különösen elemes alkalmazásoknál előnyös.
- A hatásfok is így a legnagyobb.
- A föld felé elfolyó áram nagy, mert csak egy PNP tranzisztor erősítésével osztódik a tápáram. Például az LM2940-es, 1 A-es LDO-nál legnagyobb áramterhelésnél 45 mA ez az érték.

Kvázi-LDO

- Az áteresztő kapcsolás a standard és az LDO közötti átmenet.
- Minden paramétere a két másik típus között helyezkedik el.
- A minimális feszültségesés:



A típusok összehasonlítása

■ Standard:

- nagy áramterhelhetőségű ($\sim 10\text{ A}$),
- kis föld felé elfolyó áram ($\sim 10\text{ mA}$),
- nagy dropout voltage ($\sim 1,7 - 2,2\text{ V}$).
- Felhasználása: AC-val táplált áramkörökben, mert olcsó, nagyáramú és a dropout általában ott nem gond.

■ LDO:

- kisebb áramterhelhetőség ($\sim 1\text{ A}$),
- nagyobb föld felé elfolyó áram ($\sim 20 - 40\text{ mA}$),
- kis dropout ($\sim 0,1 - 0,7\text{ V}$),
- Felhasználása: elsősorban elemes alkalmazásoknál, mert kisebb névleges feszültségű cella kell és mert a kicsi bemeneti-kimeneti feszültségkülönbség miatti kis disszipáció az ilyen alkalmazásoknál előnyösebb fogasztást eredményez a nagyobb föld felé elfolyó áram ellenére is.

Választási szempontok

- **Maximális terhelő áram:** bizonyos típusoknál ez egy konkrét érték, néhol pedig függ a kimeneti és bemeneti feszültség közti különbségtől (ok ld. később).
- **Bemeneti forrás (AC/elem):** elem esetén biztosan az LDO előnyösebb, de a mai LDO-k extra szolgáltatásai (ld. később) miatt más esetekben is érdemes megfontolni.
- **Kimeneti feszültség pontossága:** tipikus érték az 5 %, de már a 2 % sem ritka.
- **Nyugalmi áram:** a fogyasztás abban a helyzetben, amikor nem kell tápáramot szolgáltatni – lekapcsolhatóság. Modern LDO-kban ez az érték akár 75 – 150 μA is lehet.

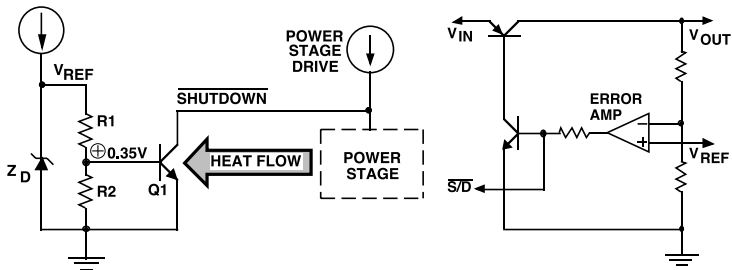
Védelmek

A feszültségszabályzóba beépített védelmek

- Az alábbi védelmeket szokták beépíteni:
 - túláramvédelem,
 - termikus védelem.
- Ez három vezérlési hurkot jelent, amelyeknek adott a precedenciája:
 - 1 termikus védelem (hőmérséklet/disszipáció szabályozás)
 - 2 túláramvédelem (terhelőáram szabályozás)
 - 3 feszültségszabályozás
- A stabil kimeneti feszültség csak a 3. állapotban teljesül.
- Ha a termikus védelem van érvényben, akkor a specifikáció semmilyen pontja sem teljesül.

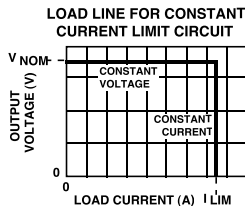
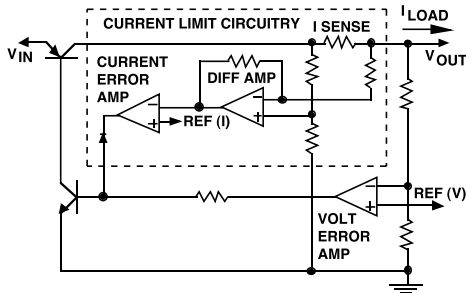
A termikus védelem

- A Q1 tranzisztor az áteresztő kapcsoláshoz közel helyezkedik el a szoros termikus csatolás érdekében.
- A tranzisztor nyitófeszültsége a megengedhető legnagyobb hőmérsékleten (kb. 160°C) $0,35\text{ V}$
(a pn-átmenet nyitófeszültségének hőfüggése: $\sim -2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$).



Túláramvédelem I. – Konstans áramvédelem

- Onnantól, hogy a maximális áramértéket eléri a terhelés, a kimeneten az áram konstans marad, a feszültség esik.
- Ha lecsökken az áramterhelés, az áramkör visszaáll feszültség szabályozó üzemmódba.
- A feszültségesés lineárisan függ a terhelő ellenállás változásától.

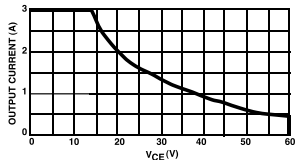
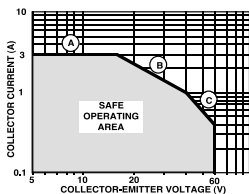


Túláramvédelem II. – Visszahajló áramkarakterisztika I.

- Maximális kimenő áramnál a kimeneti tranzisztor disszipációs terhelése:

$$P_d = I_{ki\ max}(U_{be} - U_{ki})$$

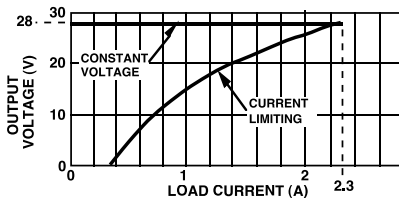
- Rövidzár esetén ennél sokkal nagyobb lehet, hiszen olyankor a teljes bemeneti feszültség az áteresztő kapcsoláson esik.
- Másrészt a tranzisztor korlátai is olyanok, hogy a maximális áram és maximális feszültségek alatt is bekövetkezhet termikus károsodás:
 - (A) áramkiszorítás miatti hőmegfutási korlát
 - (B) maximális kapcsolható teljesítmény
 - (C) másodlagos letörés (anyagi inhomogenitások) miatti korlát



SOA CURVE RE-DRAWN WITH LINEAR SCALES

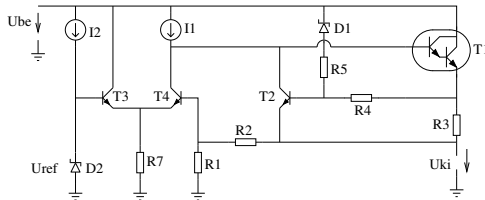
Túláramvédelem II. – Visszahajló áramkarakterisztika II.

- Az alábbi, ún. **visszahajló áramkarakterisztikát** valósítják meg.
- Így, ha rövidzárat kapcsolunk a szabályozóra, akkor nem csak az árama, hanem a feszültsége is visszaesik, így a disszipált teljesítmény lényegesen lecsökken.
- Ez azt jelenti, hogy már az áramkorlátozó működési szakaszban sem számíthatunk szabályozottan konstans kimeneti mennyiségre, cserébe az áramkörünk védelme erősebb.



Túláramvédelem III. – A 78xx túláramvédelme

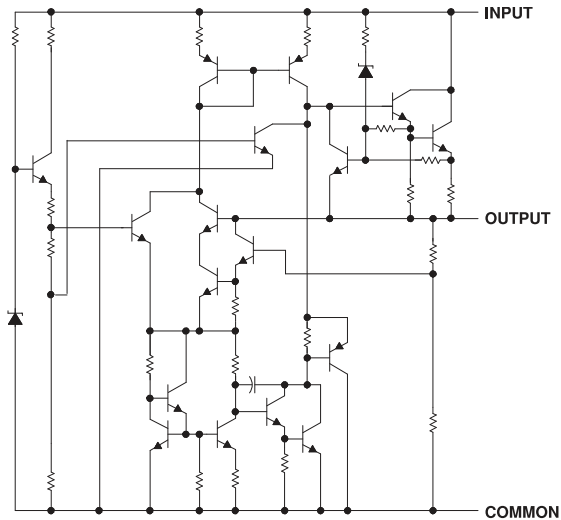
- Az R_3 érzékelő ellenállás segítségével a kimeneti áramot a T_2 tranzisztor figyeli, és kinyit, ha annak értéke eléri a határértéket (amikor az R_3 -on eső feszültség eléri T_2 nyitófeszültségét).
- Ha az áteresztő Darlington-kapcsoláson eső feszültség eléri a D_1 Zener-dióda által meghatározott értéket, akkor a $D_1 - R_5$ ág kinyit, és bázisáramot szolgáltat a T_2 tranzisztornak akkor is, ha az R_3 -on átfolyó áram a normál tartományban van.
- Így valósul meg a visszahajló áramkarakterisztika.



Stabilizáló kondenzátorok

- A feszültségszabályzóban gyors szabályzókörök működnek, amelyeknél a frekvenciakompenzálás nagyon fontos annak érdekében, hogy az oszcillációt elkerüljük.
- Mind a bemeneten, mind a kimeneten stabilizáló kondenzátorokat (pl. 100 nF) szoktak előírni.

A TI μ A7800-as sorozatának kapcsolási rajza



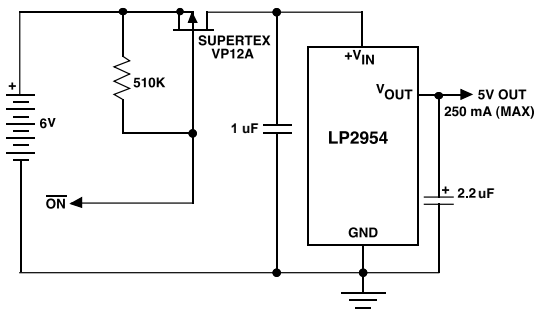
Extrák

Az LDO-k speciális szolgáltatásai, funkciói

- **Lekapcsolás:** egy logikai bemenet segítségével lekapcsolható a szabályozó (pl. egy mikrokontrolleres áramkörben).
- **Tranziens-védelem:** különösen a járműelektronikában fontos a bemeneti tápvonalon megjelenő nagy tranziensek elleni védelem – ilyenkor az LDO lekapcsol, míg a feszültség újból a biztonságos intervallumba nem kerül.
- **Fordított polaritás elleni védelem:** elemes alkalmazásoknál előnyös, ahol a felhasználó behelyezheti fordítva az elemet.
- **Hiba flag:** brown-out védelem logikai hibajelzéssel.

A szabályozó lekapcsolása

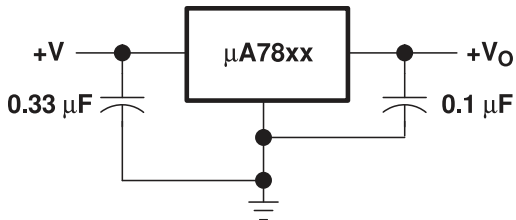
- Abban az esetben, ha nem rendelkezik lekapcsoló logikai bemenettel a szabályozónk, az alábbi megoldást lehet alkalmazni.
- Nagyáramú FET-re van szükség.
- Lekapcsolt állapotban az egyedüli veszteség a FET szivárgási árama.



Alkalmazások

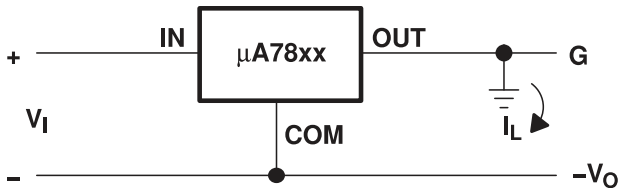
Egyszerű, szabályozott kimeneti feszültség

- Mindössze a két stabilizáló kondenzátort kell elhelyezni az áramkör mellé.



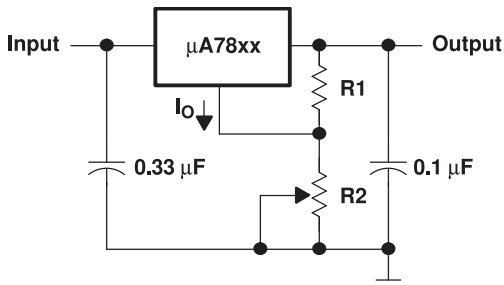
Negatív kimeneti feszültség

- Itt problémát jelenthet az, hogy az IC föld pontja nem kapcsolódik kis impedanciájú úton a földpotenciálra.
- Emiatt érzékenyebb a zajokra és áramvisszacsatolás léphet fel, hiszen az áramkör földárama a kimenetén folyik el.
- Pontosabb eredmény érhető el, ha a kapcsolás duálisából kialakított áramkört használjuk negatív tápfeszültség előállítására (ld. később).



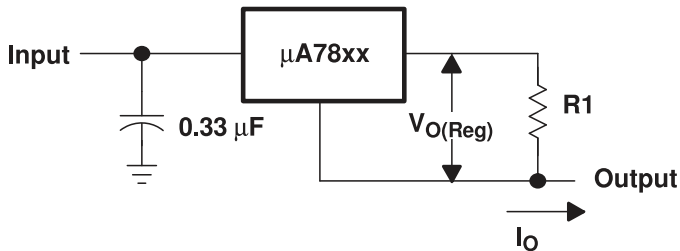
Beállítható kimeneti feszültség

- Az áramkör föld felé elfolyó árama átfolyik az osztón, ez itt is problémákat vethet fel.
- Az osztó áramát úgy kell megválasztani, hogy a befolyó áram ne tolja el lényegesen a leosztott feszültséget.
- Ökölszabály, hogy az osztó árama kb. 10-szer nagyobb legyen, mint a kicsatolt áram.
- Vannak kifejezetten ilyen célra kialakított áramkörök: LM317 pozitív és LM337 negatív tápfeszültségekhez.



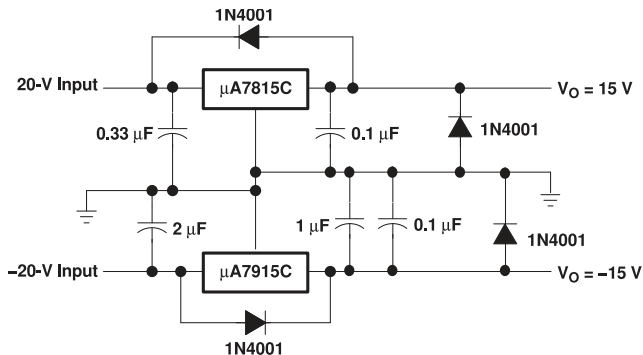
Szabályozott kimeneti áram

- A szabályzó az ellenálláson eső feszültséget tartja stabilan, így a kimeneten állandó áram folyik.
- Az ellenállásérték hőfüggése hibát okoz.



Pozitív és negatív tápfeszültség

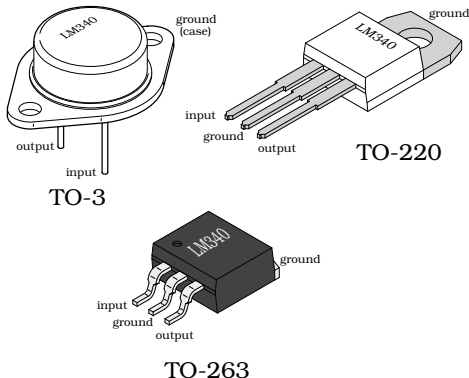
- A dióda a szabályzó be- és kimenete között a túl gyorsan megszűnő bemenő feszültség ellen véd: ilyenkor (főleg a 7 V-os vagy nagyobb kimeneti feszültségű eszközöknél) az áteresztő eszközön eső feszültség túl nagy lehet (U_{EB} letörhet), az eszköz tönkremehet.
- A 79xx a 78-as sorozat negatív feszültségű párja.



Tokok és hűtés

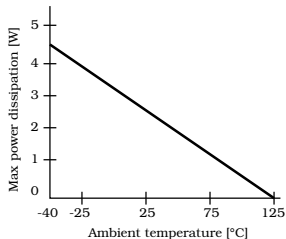
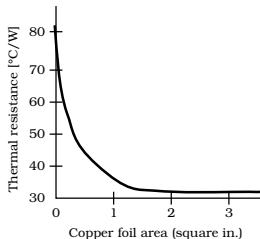
Tokok és lábkiosztás

- Érdemes megfigyelní, hogy a közös pont (föld láb) minden toknál úgy van kivezetve, hogy egy hűtőbordára, vagy a hűtőfelületre ennél fogva felszerelhető legyen.



A TO-263-as tok hűtése

- Az SMD tokoknál a hűtést a NYHL-en kialakított réz sík segítségével oldják meg – ez a felület és a NYHL viszi el a hőt a tokról.
- Az LM340-es adatlapján megadott alábbi függvények alapján a réz sík területét 1 in^2 méretűre érdemes választani, mert afölött már nem érhető el lényeges nyereség.
- A jobboldali függvény mutatja azt, hogy adott környezeti hőmérsékleten mekkora a maximális megengedhető disszipációja az áramkörnek.

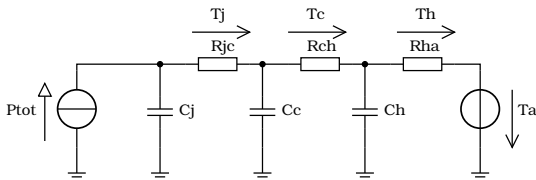


Hűtőbordák méretezése

- Az ábrán látható a termikus modell, amiben P_{tot} , $T_j = T_{max}$, T_a és R_{jc} ismert adatok.
- Az alábbi számítással felső határt lehet kapni a hűtőborða ellenállására:

$$R_{ha} = \frac{T_{max} - T_a}{P_{tot}} - R_{jc}$$

- Például egy BD285-ös, TO-220-as tokban szerelt tranzisztorra: $T_J = T_{max} = 150^\circ \text{C}$, $R_{jc} = 3,125^\circ \text{C/W}$. Ha max. 20 Wattot disszipál a tranzisztor, akkor a hőellenállásra $2,875^\circ \text{C/W}$ adódik, tehát ennél kisebb hőellenállású hűtőborða kell.



Felhasznált irodalom

- Tietze-Schenk: Analóg és digitális áramkörök
- Chester Simpson: Linear and Switching Voltage Regulator Fundamentals, National Semiconductor
- Texas Instruments – μ A7800 Series: Data sheet and application note
- Linear & Switching Voltage Regulator Handbook (HB206/D) Rev. 4, Feb-2002, SCILLC, ON Semiconductor
- Paul Brokaw beszél a bandgap-referencia működéséről