

Feszültségreferencia-források

„Adjatok egy stabil pontot, amelyen állni tudok, és akkor kimozdítom sarkaiból a világot”- állította Arkhimédész a kétkarú emelőjére támaszkodva. Hasonlóan egy stabil feszültség (referencia feszültségforrás) birtokában műveleti erősítővel és ellenállással tetszőleges referencia feszültséget állíthatunk elő, de szükségünk van egy pontos kiindulási feszültségre.

Mi ellen kell stabilizálni?

- bemeneti feszültség változása
- terhelő áram változása
- hőmérséklet változása
- gyártási szórás
- hosszúidejű stabilitás (öregedés)

Mivel?

- dióda (p-n átmenet) küszöbfeszültsége
- dióda letörési feszültsége

Munkapont stabilizálása: elvileg elég egy ellenállásnál meredekebb karakterisztikájú elem, utána már az előállított referencia alapján állítjuk be a munkapontot (lásd pl. műveleti erősítő Z-diódás referenciforrás).

Hőmérséklet: kis hőmérsékletfüggéssel rendelkező elem, komplementáris hőmérsékletfüggéssel rendelkező elemek soros kapcsolása, kis hőmérsékletváltozás biztosítása.

Gyártási szórás: válogatás, automatizált kalibrálás.

Bandgap referencia

A bandgap referencia előállításának kiindulásához tekintsünk egy vezető irányban igénybe vett p-n átmenetet. A BJT $I_C(U_{BE})$ karakterisztikája a normál aktív tartományban közelíthető:

$$I_C \approx I_{S0} \cdot e^{\left(\frac{U_{BE}}{U_T}\right)}$$
 ahol $U_T \approx \frac{kT}{q}$ a termikus feszültség, I_{S0} pedig az tranzisztor hőmérséklettől

erősen függő (de a munkaponti áramtól független) állandója. Az állandó kollektor áramhoz

tartozó U_{BE} tehát $U_{BE} \approx U_T \cdot \ln\left(\frac{I_C}{I_{S0}}\right)$. Annak ellenére, hogy U_T az abszolút hőmérséklettel

arányos I_{S0} hőmérséklettől való erős függése miatt U_{BE} a hőmérséklet növekedésekor csökken, szobahőmérsékleten szilícium tranzisztornál kb. -2,2mV/K meredekséggel (CTAT: complementary to absolute temperature). Ez pl. 0,6V-os küszöbfeszültséget feltételezve 30 fokos hőmérsékletváltozás hatására $30 \cdot 0,0022/0,6 = 11\%$ -os hibát eredményezne. Ekkora hiba az alkalmazások nagy részében nem engedhető meg.

Megoldás lehet egy hőmérséklettel növekedő feszültségforrás (PTAT: proportional to absolute temperature) sorba kapcsolása (hozzáadása).

Itt is igaz az integrálási technológiákra jellemző megfigyelés: könnyebb két hasonló paraméterű elemet (pl. tranzisztort), mint egy pontosat gyártani.

Vegyünk két azonos tranzisztort, és állítsunk be eltérő munkaponti kollektor áramot. Ekkor

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \approx \frac{I_{S0} \cdot e^{\left(\frac{U_{BE1}}{U_T}\right)}}{I_{S0} \cdot e^{\left(\frac{U_{BE2}}{U_T}\right)}} \approx e^{\left(\frac{U_{BE1}-U_{BE2}}{U_T}\right)},$$

amiből a két tranzisztor bázis-emitter feszültségének

különbsége $U_{BE1} - U_{BE2} \approx \frac{k \cdot T}{q} \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right)$, tehát a feszültségkülönbség nem függ

anyagállandóktól vagy technológia jellemzőktől, csupán az áramaránytól és az abszolút hőmérséklettől. Állandó áramarányt biztosítva tehát az abszolút hőmérséklettel arányos feszültséget kapunk. Ezt a jelenséget egyrészt hőmérsékletmérésre is használhatjuk, de jelen esetben a negatív hőmérsékletfüggés kompenzálására alkalmazzuk. Az állandó áramarányt úgy érik el, hogy azonos áramot engednek át egyszeri, ill. párhuzamosan kapcsolt azonos tranzisztorokon.

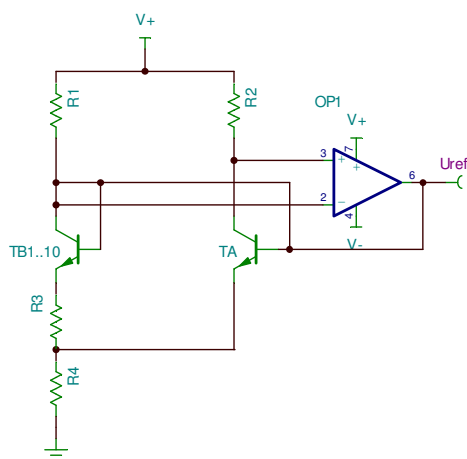
Az ábrán TA egyetlen, míg TB tíz párhuzamosan kapcsolt tranzisztor. $R1=R2$ választással TB egy-egy tranzisztorán TA áramának 10-ed része folyik. Így

$$\Delta U_{BE} = U_{BE_A} - U_{BE_B} \approx \frac{k \cdot T}{q} \ln(10) = \frac{1,38e-23}{1,6e-19} \ln(10) \cdot T = 0,000199 \cdot T$$

$$U_{ref} = U_{temp} + U_{BE2} = R_4 * 2 * \left(\frac{\Delta U_{BE}}{R_3}\right) + U_{BE2},$$

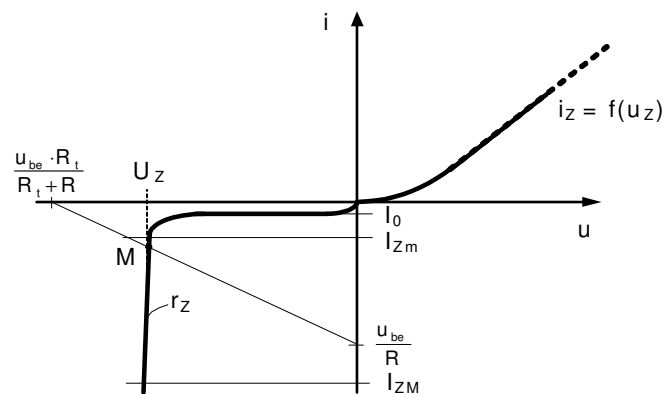
tehát $R4$ és $R3$ helyes megválasztásával a

hőmérsékletfüggés várható értéke szobahőmérsékleten nullázható. A kiadódó eredő referencia feszültség szobahőmérsékleten $0,65V + 300K * 2,2mV/K = 1,27V$, ami közel van az elektron tiltott sáv szélességéhez (1,1eV), ahonnan a bandgap (tiltott sáv) elnevezés is származik.



Zener-diódás referencia

A zener-diódás feszültség stabilizátoroknál a diódák záró irányú jelleggörbéjének a letörési szakaszát használjuk fel (3.1.-1. ábra), pontosabban azt a tulajdonságot, hogy a letörési tartományban a dióda feszültsége, azaz a letörési feszültség (U_Z) az átfolyó záró irányú áram széles tartományában állandó, illetve csak kismértékben változik. Azokat a diódákat, amelyeket kimondottan feszültségstabilizálásra szánnak egységesen zener-diódának nevezünk, függetlenül attól, hogy a letörés a zener, vagy a lavina effektus miatt következik be. A 3.1.-1. ábra alapján célszerű a dióda áramát az I_{Zm} minimális értéknél nagyobbra beállítani, mert I_{Zm} -nél kisebb értékek esetén a dióda feszültsége még jelentősen változik a letörési könyökben. A dióda maximális áramát a megengedett maximális disszipációs teljesítménye (P_{dZ}) korlátozza:

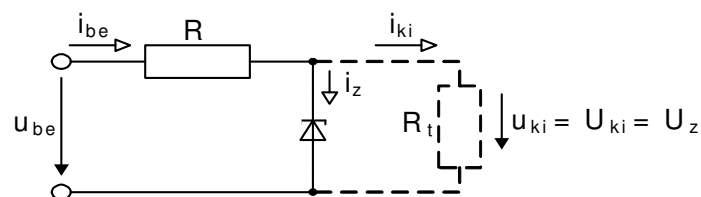


3.1.-1. ábra

Zener-diódás stabilizátor dióda jelleggörbe, munkaegyenes

$$I_{ZM} \leq P_{dZ} / U_Z \quad (3.1.-1.)$$

A stabilizátor teljes kapcsolási rajza a 3.1.-2. ábrán látható. A méretezés során a zener-diódát kell kiválasztani és az R ellenállás értékét és szükséges teljesítményét kell meghatározni.



3.1.-2. ábra

Zener-diódás feszültség stabilizátor kapcsolás

A számítás során feltételezzük, hogy:

$$u_{ki} = U_{ki} = u_z = U_Z = \text{állandó} \quad (3.1.-2.)$$

Ennek megfelelően a zener-diódát úgy kell kiválasztani, hogy a zener-feszültsége (U_Z) egyezzen meg a megkívánt névleges kimenőfeszültséggel.

A 3.1.-2. ábra alapján a feszültségekre általánosan felírható hurokegyenlet:

$$- u_{be} + i_{be}R + u_z = 0 \quad (3.1.-3.)$$

valamint az áramokra a csomóponti egyenlet:

$$i_{be} = i_z + i_{ki} = i_z + u_z / R_t \quad (3.1.-4.)$$

A 3.1.-4 kifejezést behelyettesítve a 3.1.-3. egyenletbe a:

$$- u_{be} + (i_z + u_z / R_t)R + u_z = 0 \quad (3.1.-5.)$$

összefüggést kapjuk. Ennek alapján berajzolható a munkaegyenes a 3.1.-1. ábrába. Az egyenes az áram tengelyt $u_z = 0$ helyettesítéssel az:

$$i_z = u_{be} / R \quad (3.1.-6.)$$

míg a feszültség tengelyt $i_z = 0$ helyettesítéssel az:

$$u_z = \frac{u_{be} \cdot R_t}{R_t + R} \quad (3.1.-7.)$$

pontban metszi. A méretezés során az R ellenállás értékét úgy kell megválasztani, hogy a zener-dióda munkapontja (M) a bemenő feszültség ($U_{beM} - U_{bem}$) és a terhelőáram ($I_{kiM} - I_{kim}$) változásait ismerve az I_{zM} és az I_{zm} értékek között maradjon.

A zener-dióda árama a 3.1.-4. egyenletből:

$$i_z = i_{be} - i_{ki} \quad (3.1.-8.)$$

A 3.1.-2. ábra alapján:

$$i_{be} = \frac{(u_{be} - u_z)}{R} \quad (3.1.-9.)$$

A 3.1.-9. egyenletet behelyettesítve 3.1.-8. egyenletbe és alkalmazva a 3.1.-2. egyenlet szerinti közelítést az:

$$i_z = \frac{(u_{be} - U_{ki})}{R} - i_{ki} \quad (3.1.-10.)$$

összefüggést kapjuk. Az i_z legnagyobb lehetséges értéke sem lehet nagyobb I_{zM} -nél, azaz:

$$I_{zM} > \frac{(U_{beM} - U_{ki})}{R} - I_{kim} \quad (3.1.-11.)$$

Az i_z legkisebb lehetséges értéke sem lehet kisebb I_{zm} -nél, azaz:

$$I_{zm} < \frac{(U_{bem} - U_{ki})}{R} - I_{kiM} \quad (3.1.-12.)$$

A 3.1.-11...12. összefüggésekből az R ellenállásra az:

$$\frac{(U_{bem} - U_{ki})}{(I_{zm} + I_{kiM})} \geq R \geq \frac{(U_{beM} - U_{ki})}{(I_{zM} + I_{kiM})} \quad (3.1.-13)$$

egyenlőtlenséget kapjuk. Ha a két feltétel egyidejűleg nem elégíthető ki, más zener-dióda típust (I_{zm} , I_{zM} változik) kell választani.

Ha sikerült kiválasztani a szükséges ellenállás értéket, meg kell határozni az ellenállás maximális disszipációs teljesítményét. Ennek értéke:

$$P_R \geq \frac{(U_{beM} - U_{ki})^2}{R} \quad (3.1.-14.)$$

A stabilizátorok minőségi jellemzésére általában három jellemzőt szokás használni, nevezetesen a simítási tényezőt (G), a stabilitási tényezőt (S) és a kimenő ellenállást (R_{ki}). A simítási tényező definíciója:

$$G = \frac{1}{\frac{\partial U_{ki}}{\partial U_{be}}} \bigg|_{i_{ki}=\text{áll.}} \approx \frac{\Delta U_{be}}{\Delta U_{ki}} \bigg|_{i_{ki}=\text{áll.}} \quad (3.1.-15.)$$

Ennek értéke a zener-diódás stabilizátor estében:

$$G = \frac{(r_z + R)}{r_z} \quad (3.1.-16.)$$

ahol r_z a zener-dióda dinamikus ellenállása a letörési tartományban (3.1.-1. ábra).

A stabilitási tényező számításakor a feszültségváltozásokat a saját névleges értékükhöz viszonyítva, relatív értékükkel vesszük figyelembe:

$$S = \frac{U_{kiN}}{U_{beN}} \cdot G \quad (3.1.-17.)$$

A kimeneti ellenállás definíciós egyenlete:

$$R_{ki} = - \frac{\Delta U_{ki}}{\Delta I_{ki}} \quad (3.1.-18.)$$

Ennek értéke jelen esetben:

$$R_{ki} = R \times r_z \quad (3.1.-19.)$$

A zener-diódás feszültség stabilizátorok kimenőfeszültsége kismértékben változik, ha változik a zener-dióda árama (3.1.-1. ábra). A változás annál kisebb, minél kisebb a dióda r_z ellenállása, azaz minél meredekebb a letörési görbe. Emellett a zener feszültség (U_z) hőmérsékletfüggő, értéke a környezeti hőmérséklet, illetve a zener-dióda hőmérsékletének (disszipációs teljesítmény) változásakor kismértékben változik. A zener feszültség hőmérsékleti tényezőjének, illetve az r_z ellenállásnak a zener feszültségtől való függését a 3.1.-3. illetve 3.1.-4. ábrákon adtuk meg.

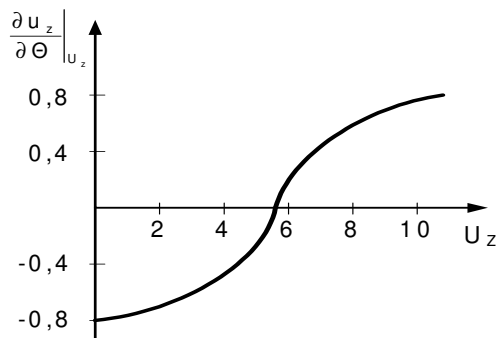
Az ábrákból láthatóan mindkét szempontból az 5...8V-os zener feszültségű diódák értékei a legkedvezőbbek. Ha a stabilitás lényeges szempont, akkor nagyobb feszültséget is célszerű az előbbi tartományba eső zener-diódák soros kapcsolásával előállítani.

A zener-diódán átfolyó áram változásából és egyben a dióda disszipációs teljesítményének a változásából eredő kimenőfeszültség változás kiküszöbölhető a precíziós zener-diódás referenciaforrásoknál. Erre mutat példát a 3.1.-5. ábra, amin egy pozitív kimenőfeszültségű áramkör látható. Felhasználva, hogy a műveleti erősítő bemeneti impedanciái végtelennek tekinthetők és hogy lineáris üzemben a + és a – bemenet feszültsége azonos, felírhatók a következő összefüggések:

A zener-diódás feszültség stabilizátorok kimenőfeszültsége kismértékben változik, ha változik a zener-dióda árama (3.1.-1. ábra). A változás annál kisebb, minél kisebb a dióda r_z ellenállása, azaz minél meredekebb a letörési görbe. Emellett a zener feszültség (U_z) hőmérsékletfüggő, értéke a környezeti hőmérséklet, illetve a zener-dióda hőmérsékletének (disszipációs teljesítmény) változásakor kismértékben változik. A zener feszültség hőmérsékleti tényezőjének, illetve az r_z ellenállásnak a zener feszültségtől való függését a 3.1.-3. illetve 3.1.-4. ábrákon adtuk meg.

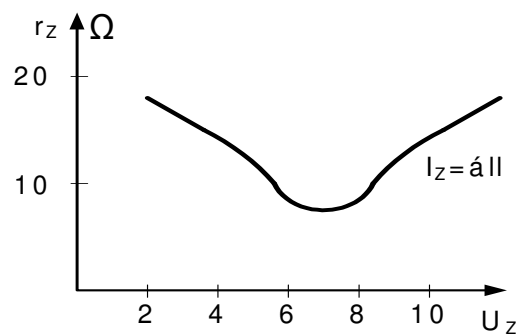
Az ábrákból láthatóan mindkét szempontból az 5...8V-os zener feszültségű diódák értékei a legkedvezőbbek. Ha a stabilitás lényeges szempont, akkor nagyobb feszültséget is célszerű az előbbi tartományba eső zener-diódák soros kapcsolásával előállítani.

A zener-diódán átfolyó áram változásából és egyben a dióda disszipációs teljesítményének a változásából eredő kimenőfeszültség változás kiküszöbölhető a precíziós zener-diódás referenciaforrásoknál. Erre mutat példát a 3.1.-5. ábra, amin egy pozitív kimenőfeszültségű áramkör látható. Felhasználva, hogy a műveleti erősítő bemeneti impedanciái végtelennek tekinthetők és hogy lineáris üzemben a + és a – bemenet feszültsége azonos, felírhatók a következő összefüggések:



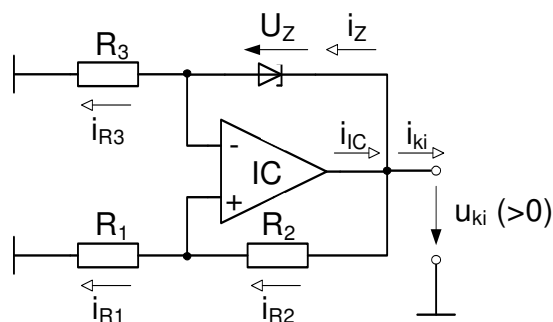
3.1.-3. ábra

A zener feszültség hőmérsékleti tényezőjének feszültségfüggése



3.1.-4. ábra

Az r_z ellenállás feszültségfüggése



3.1.-5. ábra

Zener-diódás referenciaforrás

$$i_{R1} = i_{R2} \quad (3.1.-20.)$$

$$u_+ = U_{ki} R_1 / (R_1 + R_2) \quad (3.1.-21.)$$

$$i_z = i_{R3} \quad (3.1.-22.)$$

$$u_- = U_{ki} - U_z \quad (3.1.-23.)$$

$$i_z = \frac{(U_{ki} - U_z)}{R_3} \quad (3.1.-24.)$$

A 3.1.-21. és a 3.1.-23. kifejezéseket egyenlővé téve:

$$\frac{U_{ki} \cdot R_1}{(R_1 + R_2)} = U_{ki} - U_z \quad (3.1.-25.)$$

a kapcsolás kimenő feszültségére az:

$$U_{ki} = \frac{U_z * (R_1 + R_2)}{R_2} \quad (3.1.-26.)$$

kifejezést kapjuk. A kapcsolás előnye, hogy a kimenőfeszültség a zener-dióda feszültsége mellett az R_1 , R_2 ellenállásoktól is függ, az ellenállásokkal állítható be pontos, az U_z -nél nagyobb értékre. További előny, hogy a 3.1.-24. összefüggés szerint a zener-dióda árama állandó, értéke U_{ki} és U_z ismeretében az R_3 ellenállással állítható be.

A kapcsolás kimenő árama a műveleti erősítő kimenő pontjára felírható csomóponti egyenletből:

$$i_{ki} = i_{IC} - i_z - i_{R2} = i_{IC} - \frac{(U_{ki} - U_z)}{R_3} - \frac{U_{ki}}{(R_1 + R_2)} \quad (3.1.-27.)$$

Amennyiben ismert a műveleti erősítő maximális kimenő árama (I_{ICM}) a 3.1.-27. egyenletből $i_{IC} = I_{ICM}$ helyettesítéssel kiszámítható a referencia forrás maximális lehetséges terhelőárama. Az R_1 , R_2 , R_3 ellenállások megválasztásánál azt is szem előtt kell tartani, hogy a kapcsolás terhelhető legyen.

Vizsgáljuk meg a kapcsolás stabilizáló hatását a terhelőáram változásának ellenében! Tételezzük fel, hogy a terhelőárama az állandósult értékhez képest ΔI_{ki} értékkel megnő. Ekkor a műveleti erősítő R_{kiA} kimeneti ellenállásán $R_{kiA} * \Delta I_{ki}$ járulékos feszültségesés lép fel. Első pillanatban a műveleti erősítő „-” bemenetén ezzel azonos nagysággal, míg a „+” bemeneten $R_1/(R_1 + R_2)$ arányban leosztva csökken le a feszültség, azaz a műveleti erősítő differenciális bemeneti feszültsége növekszik, amely a nagy egyenáramú erősítésnek következtében nagyrészt ellensúlyozza a kimeneti ellenálláson fellépő feszültségesést. Állandósult állapotban a differenciális bemeneti feszültségnek a műveleti erősítő A_{UD} feszültség-erősítésszorosa kompenzálja ezt a feszültségesést:

$$\Delta U_{ki} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - 1 \right) * A_{UD} = R_{kiA} * \Delta I_{ki},$$

amiből a kapcsolás kimeneti ellenállása meghatározható:

$$R_{ki} = - \frac{\Delta U_{ki}}{\Delta I_{ki}} = \frac{R_{kiA}}{A_{UD}} * \frac{R_1 + R_2}{R_2}.$$

A műveleti erősítők szokásos paramétereit (pl. $R_{kiA} = 100\Omega$, $A_{UD} = 100'000$) figyelembe véve ez 1 m Ω -os nagyságrendű kimeneti ellenállást jelent.

A tápláló feszültség változásának hatása a műveleti erősítő bemenetre redukált U_{ioff} offsetfeszültsége változásán keresztül befolyásolja a kimeneti feszültséget. A hiba úgy jelentkezik, mintha a zener dióda feszültsége változott volna meg. A simítási tényező tehát (3.1.-26.) felhasználásával:

$$S = \frac{1}{\frac{\partial U_{ki}}{\partial U_{be}}} = k_{SVR} \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \text{ ahol } k_{SVR} = \frac{1}{\frac{\partial U_{i\text{offs}}}{\partial U_{\text{táp}}}}$$

és szokásos értéke 80-86dB körül van. Más szavakkal, a tápfeszültség 1V-os megváltozása a zener feszültség 0,5-1mV-os megváltozásával egyenértékű.