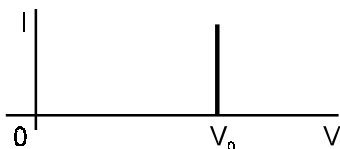


5. Zdroje stejnosměrného napětí - zejména referenční zdroje

Vlastnosti řady elektronických zařízení jsou určovány přesností a stabilitou referenčních zdrojů napětí. Typickou ukázkou takových obvodů jsou regulátory stejnosměrného napětí. Z řady dalších aplikací jmenujme alespoň číslicové voltmetry, převodníky A/D a D/A, kalibrátory napětí, přesné napájecí zdroje a další.

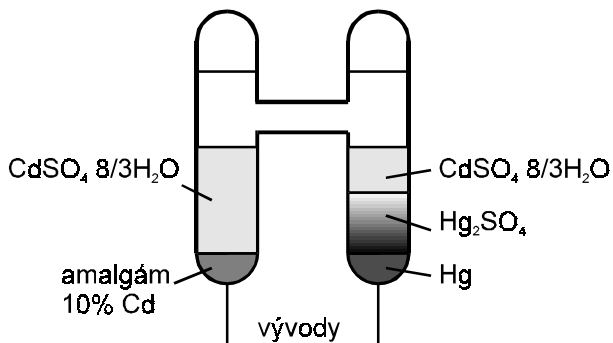
Důležitými parametry těchto referenčních zdrojů jsou kromě velikosti napětí jejich dlouhodobá stabilita a závislost výstupního napětí na okolních podmínkách, zejména na teplotě.

Ideální zdroj by měl mít charakteristiku podle Obr. 5-1 .



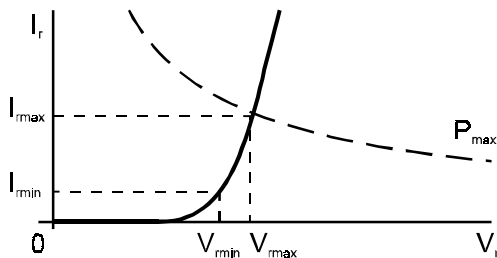
Obr. 5-1

Toto je ovšem idealizace a reálné prvky odpovídají tomuto jenom zhruba. V dřívějších dobách se jako referenční zdroje používaly tzv. Westonovy články. Základní provedení Westonova článku ukazuje Obr. 5-2 . Jeho výstupní napětí je 1,018... V a vnitřní odpor menší než 1 k Ω . Vykazuje poměrně velkou teplotní závislost 40 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, nesnáší otřesy, nesmí se zatěžovat proudem.



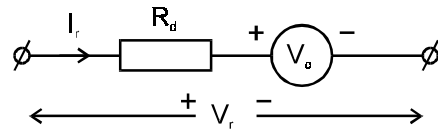
Obr. 5-2

V dřívějších dobách se též užívaly doutnavkové referenční zdroje pro méně náročné účely. Charakteristice na Obr. 5-1 se přibližuje charakteristika podle Obr. 5-3 .



Obr. 5-3

Takovouto charakteristiku vykazuje p - n přechod v přímém směru a p - n přechod v oblasti Zenerova nebo lavinového průrazu. Je vidět, že užitečná oblast je omezena v oblasti velkých proudů / nejčastěji maximálním výkonem /, ale i v oblasti malých proudů požadavkem, abychom se nacházeli za ohybem charakteristiky. Mezi těmito mezemi můžeme prvek považovat za přibližně lineární a z geometrického i obvodového vyjádření jeho charakteristiky plyne náhradní schéma podle Obr. 5-4 .



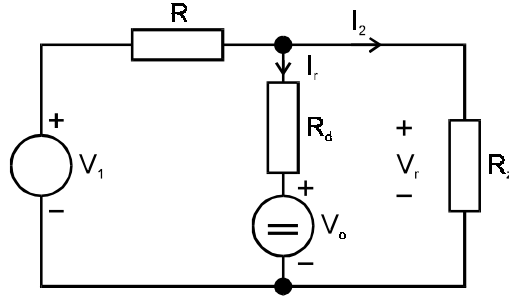
Obr. 5-4

Velikost R_d je dána vztahem
$$R_d = \frac{V_{R_{\max}} - V_{R_{\min}}}{I_{R_{\max}} - I_{R_{\min}}}$$

a pro napětí V_O platí

$$V_O = V_{R_{\min}} - R_d \cdot I_{R_{\min}} = V_{R_{\max}} - R_d \cdot I_{R_{\max}} \quad (5.1)$$

Typické zapojení je na Obr. 5-5 .



Obr. 5-5

Výstupní zatěžovací rezistor se může měnit od $R_{Z_{\min}}$ do nekonečna. V reálném případě to bude spíše od R_{Z1} do R_{Z2} a tomu odpovídají proudy od $I_{1_{\min}}$ do $I_{2_{\max}}$. / Odpojíme-li např. R_Z , nesmí prvkem téci větší proud nežli $I_{R_{\max}}$ a minimální odpor R_Z nesmí způsobit pokles pod $I_{R_{\min}}$. / Musí tedy platit následující

$$V_1 = R(I_R + I_2) + R_d \cdot I_R + V_O \Rightarrow I_R = \frac{V_1 - V_O - RI_2}{R + R_d} \quad (5.2)$$

Výstupní napětí bude

$$V_R = V_O + R_d I_R = V_O + \frac{R_d}{R + R_d} (V_1 - V_O - RI_2) \quad (5.3)$$

Výstupní odpor tohoto zdroje bude
$$R_{\text{výst}} = \frac{R_d \cdot R}{R_d + R}$$

a pro $R_d \ll R$ bude $R_{\text{výst}} \cong R_d$. Požadavkem je aby $V_1 > V_{R_{\max}} + R \cdot (I_{2_{\max}} + I_{R_{\max}})$

Jako činitel stabilizace definujeme / při $I_2 = \text{konst.}$ / hodnotu

$$S = \frac{\Delta V_1}{\Delta V_R} \quad (5.4)$$

a využijeme-li rovnici (5.3) , dostaneme

$$\Delta V_R = \frac{R_d}{R + R_d} \Delta V_1 \quad \text{čili} \quad S = \frac{R_d + R}{R_d} \cong \frac{R}{R_d} \quad (5.5)$$

Použité prvky - polovodičová dioda v přímém směru nebo v závěrném směru v oblasti průrazu jsou závislé na teplotě. Znamená to, že nás bude velice zajímat tzv. teplotní činitel referenčního napětí, tj. hodnota t_k

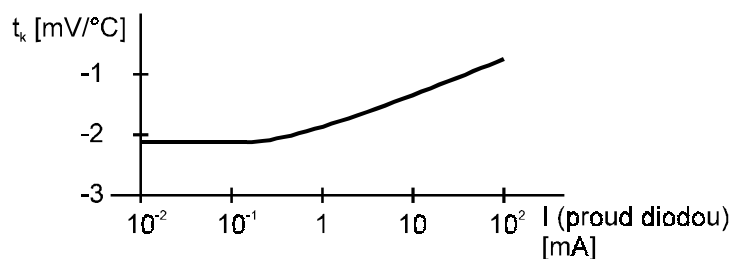
$$t_k = \frac{\Delta V_R}{\Delta T} \quad (5.6)$$

případně teplotní poměrný činitel T_k

$$T_k = \frac{\Delta V_R}{\Delta T \cdot V_R} \quad (5.7)$$

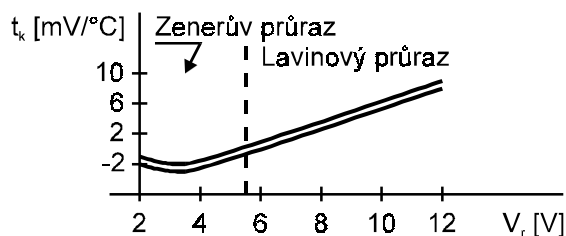
Dioda na bázi křemíku v propustném směru - čili přechod p - n / může to být i jeden z přechodů bipolárního tranzistoru / při $V_R \approx 0.7$ V má teplotní činitel $t_k \approx -2$ mV/°C při $I_R = \text{konst.}$ Poměrný teplotní činitel bude $T_k \approx -3 \cdot 10^{-3}$ /°C .

V důsledku odporu materiálu a kontaktů je teplotní koeficient t_k poněkud závislý na proudu protékajícím p - n přechodem. Tato závislost vypadá podle Obr. 5-6 takto :



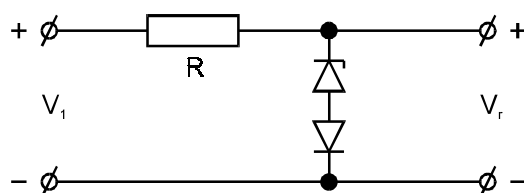
Obr. 5-6

Polovodičová dioda v oblasti průrazu je druhou možností pro vytvoření referenčního zdroje. U těchto diod závisí teplotní koeficient na velikosti průrazového napětí tedy vlastně na typu průrazového mechanismu. Při malých napětích dominuje Zenerův průraz, u něhož dostáváme záporný t_k / se zvyšováním teploty roste počet nosičů schopných tunelování / , při průrazných napětích větších než asi 5.5 V dominuje lavinový průraz a t_k je kladné / se zvyšující se teplotou klesá střední volná dráha nosičů proudu /. Průběh teplotního činitele jako funkce průrazného napětí je na Obr. 5-7 , kde je též uvažován technologický rozptyl parametru t_k .



Obr. 5-7

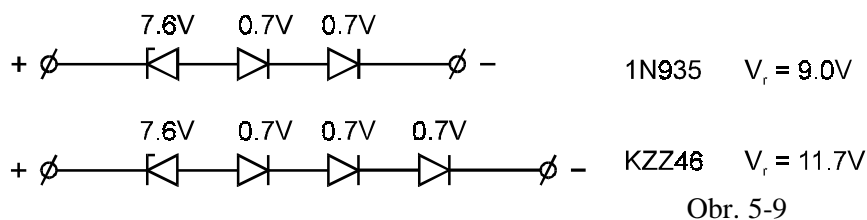
Často se v integrovaných obvodech užívá tranzistor ve funkci diody / jeden z přechodů / - nejčastěji přechod báze - emiter, který při zavedené technologii má $V_R \approx 7$ V a teplotní činitel $t_k \approx 2 \div 4$ mV/°K a poměrný teplotní činitel $T_k \approx 2.9 \cdot 10^{-4} \div 5.7 \cdot 10^{-4}$ /°K . Referenční zdroje s touto teplotní stabilitou nemusí vždy vyhovovat pro daný účel. První možností pro zlepšení je kompenzační metoda, kdy kombinujeme kladný a záporný teplotní koeficient, to jest uskutečníme zapojení podle Obr. 5-8 .



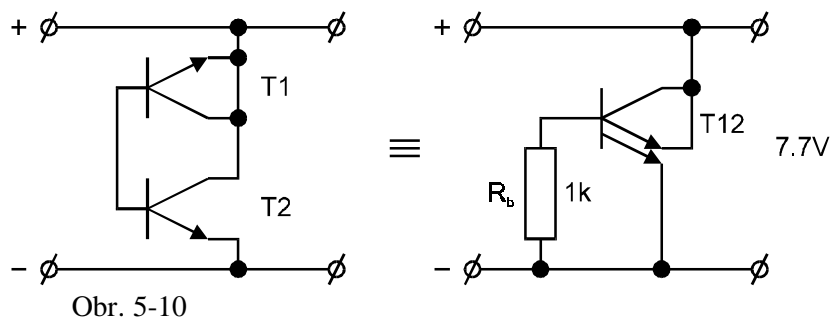
Obr. 5-8

Výstupní napětí bude $V_R = V_Z + V_F$ a jeho teplotní činitel $\frac{\Delta V_R}{\Delta T} = \frac{\Delta V_Z}{\Delta T} + \frac{\Delta V_F}{\Delta T}$

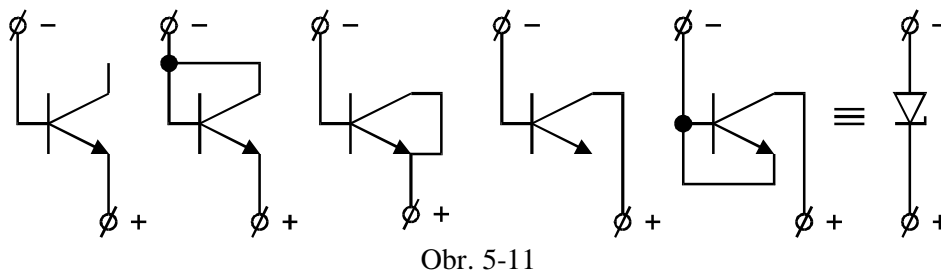
Je zřejmé, že teplota obou přechodů musí být stejná / tak je tomu prakticky pouze v integrovaném obvodu /. Pro $V_Z = 7 \text{ V}$ je $\Delta V_Z/\Delta T \cong 3 \text{ mV}/^\circ\text{K}$ a pro $V_F = 0.7 \text{ V}$ je $\Delta V_F/\Delta T \cong -2 \text{ mV}/^\circ\text{K}$ a potom výsledné referenční napětí je $V_R = V_Z + V_F = 7.7 \text{ V}$ a má teplotní činitel $\Delta V_R/\Delta T \cong 1 \text{ mV}/^\circ\text{K}$. Měrný teplotní činitel bude $T_k \cong 1.3 \cdot 10^{-4}/^\circ\text{K}$, což je lepší než v případě použití pouze p - n přechodu. Je možné samozřejmě zapojovat do série i více prvků. Obr. 5-9 ukazuje uspořádání dvou diskretních referenčních zdrojů :



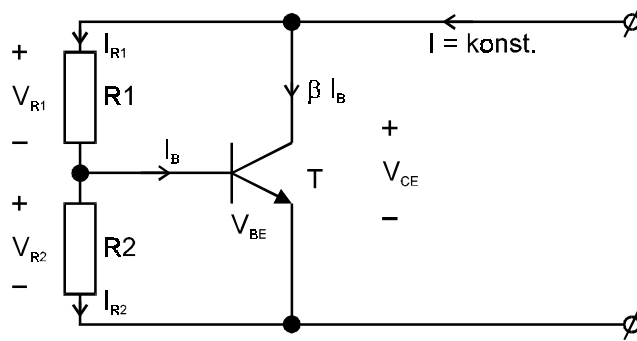
V integrovaném obvodu se běžně užívá tohoto zapojení - Obr. 5-10 :



V Obr. 5-10 je místo Zenerovy diody použit tranzistor. Pokud užíváme přechod báze - emiter, máme možnosti zapojení podle Obr. 5-11. Pro vyšší napětí můžeme použít přechod báze - kolektor a máme možnosti podle Obr. 5-11.



Plovoucí báze na Obr. 5-10 může mít za následek nestabilitu z důvodů parazitní injekce, lépe je držet bázi ve stabilních podmínkách, což můžeme učinit připojením rezistoru $R_B \cong 1 \text{ k}\Omega$. Velmi přesné kompenzace lze dosáhnout obvodem podle Obr. 5-12 - říká se mu „násobič V_{BE} “.



Obr. 5-12

$$\text{Platí } V_{CE} = V_{R1} + V_{R2} = V_{R1} + V_{BE} \quad (5.8)$$

$$V_{R1} = R_1 \cdot I_{R1} = R_1 \cdot (I - \beta I_B) = R_1 [I - \beta(I_{R1} - I_{R2})]$$

$$V_{R1} = R_1 \left[I - \beta \left(\frac{V_{CE} - V_{BE}}{R_1} - \frac{V_{BE}}{R_2} \right) \right] = R_1 I - \beta V_{CE} + \beta V_{BE} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (5.9)$$

Dosadíme-li (5.9) do (5.8), dostaneme

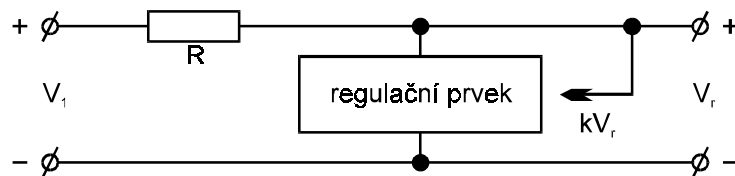
$$V_{CE} = \frac{\beta}{\beta + 1} \left[R_1 I + V_{BE} \left(1 + \beta + \frac{\beta R_1}{R_2} \right) \right] = \frac{R_1 I}{\beta + 1} + \left(1 + \frac{\beta}{\beta + 1} \frac{R_1}{R_2} \right) V_{BE} \quad (5.10)$$

Bude-li $\beta \gg 1$ a označíme-li $R_1/R_2 = a$, bude

$$V_{CE} = \frac{a R_2 I}{\beta} + (1 + a) \cdot V_{BE} \quad (5.11)$$

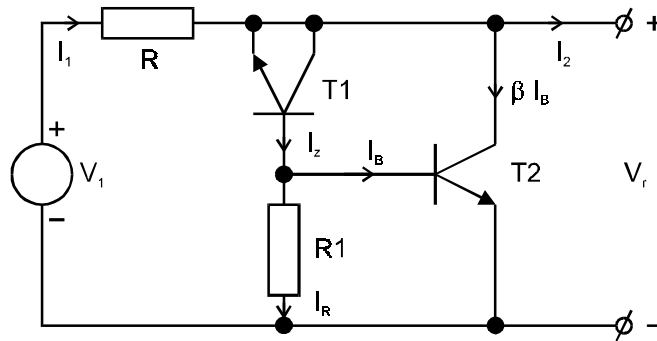
a nakonec pokud bude $R_2 \ll (1 + a) \beta V_{BE} / (a \cdot I)$, bude $V_{CE} \cong (1 + a) \cdot V_{BE}$. Protože tento obvod umožňuje násobit V_{BE} činitelem $(1+a)$, lze tímž činitelem násobit i teplotní koeficient $\Delta V_{BE}/\Delta T$ přechodu báze - emiter užitého tranzistoru, a tím dosáhnout podstatně lepší kompenzaci. Tohoto principu je možné užít i pro realizaci elektronického teploměru.

Vraťme se však znovu na začátek našich úvah - tam jsme viděli, že o kvalitě našeho zdroje bude rozhodovat i jeho vnitřní odpor. Vnitřní odpory jednoduchého p - n přechodu, ať již v oblasti difuzního proudu v přímém směru nebo v oblasti průrazových mechanismů jsou dány fyzikálními procesy. Na straně druhé je jasné, že sériovým řazením pro kompenzaci bude výstupní odpor stoupat. To znamená, že napětí referenčního zdroje bude závislé na zátěži. Snížení výstupního odporu můžeme dosáhnout principem paralelního regulátoru podle Obr. 5-13.



Obr. 5-13

Nejjednodušší uspořádání je na Obr. 5-14 .



Obr. 5-14

Předpokládejme, že $I_2 = 0$ a potom $I_1 = I_Z + \beta \cdot I_B$. Jedná se o kompenzovaný obvod skládající se ze Zenerovy diody / tranzistor T_1 / a p - n přechodu / báze - emiter T_2 /. Aby obvod správně fungoval, je nutné, aby proud tekoucí tranzistorem T_2 byl podstatně větší než proud I_Z . Volme např. $I_1 = 5I_Z$. Takový proud lze v uvedeném uspořádání nastavit rezistorem R_1 . Platí totiž

$$I_{R1} = I_Z - I_B = I_Z - \frac{\beta I_B}{\beta} = \frac{I_1}{5} - I_1 \frac{4}{5} \cdot \frac{1}{\beta} = I_1 \frac{\beta - 4}{5\beta} \quad (5.12)$$

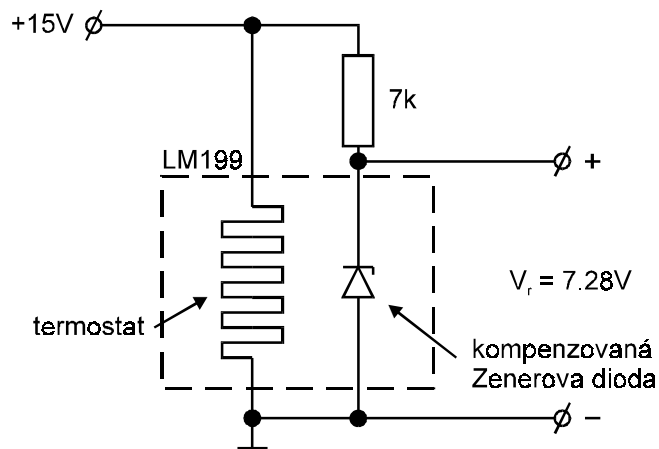
a pro odpor R_1 dostaneme

$$R_1 = \frac{V_{BET2}}{I_{R1}} = V_{BET2} \cdot \frac{5\beta}{\beta - 4} \cdot \frac{1}{I_1} \quad (5.13)$$

Jak je možné využít principů zde předvedených si můžeme ukázat na příkladu napěťového referenčního zdroje - stabilizátoru pro napětí 30 - 33 V - typ MAA 550. Jeho zapojení ukazuje Obr. 5-16 . Jeho činnost je následující - tranzistor T_1 a rezistory R_1 a R_2 tvoří násobič napětí $V_{BE T1} \cdot T_2, T_3, T_4$ jsou teplotně kompenzované zdroje a T_5, T_6 v Darlingtonově zapojení snižují výstupní odpor. Vlastnosti obvodu jsou : $V_R = 33$ V (+2 V) při proudu $I = 5$ mA ... $R_{výst} < 25 \Omega$ (typicky 12 Ω) , $t_k = \Delta V_R / \Delta T = -1$ mV/°K / -3.1 až +1.55 mV/°K /

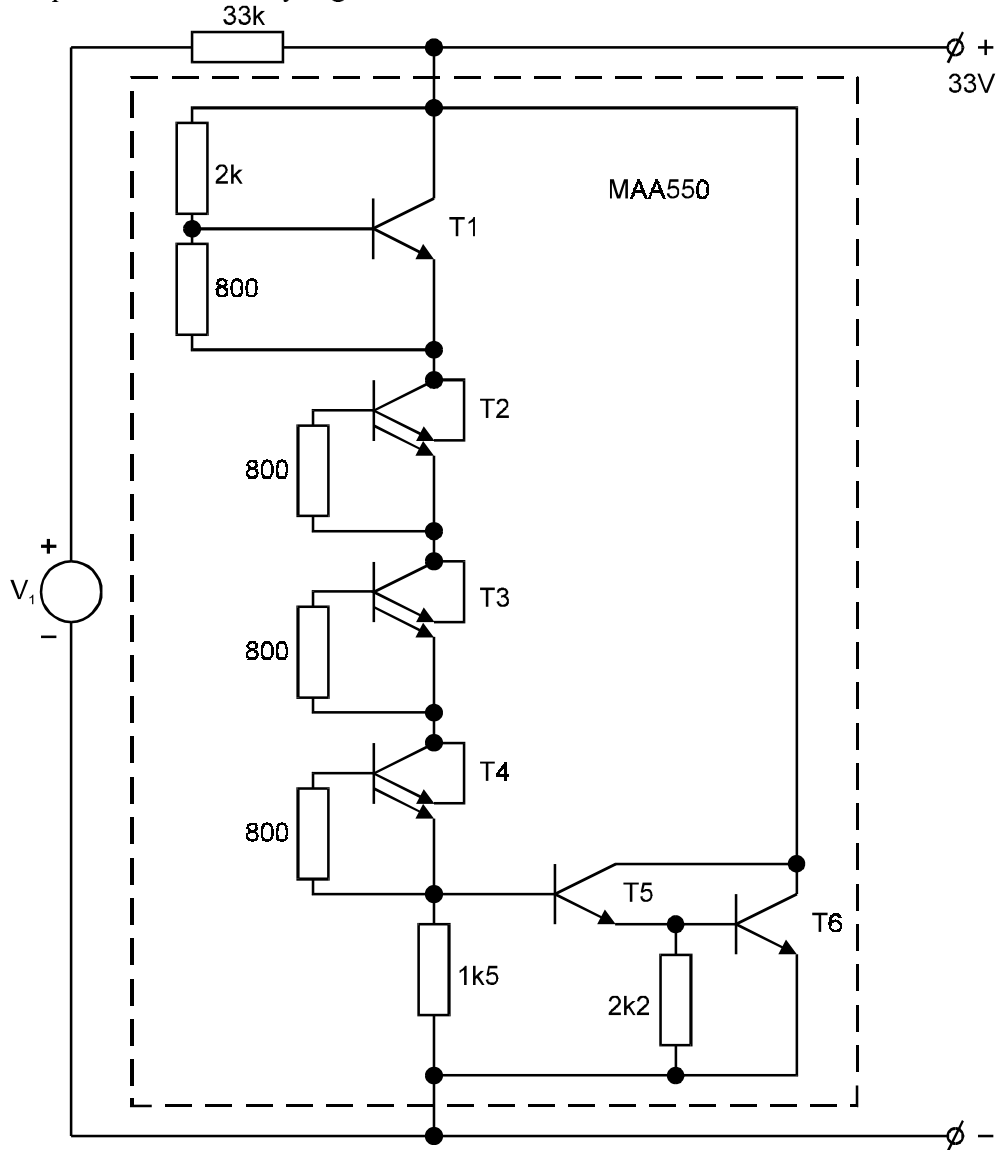
Velmi často se tento obvod užívá pro napěťové řízení varicapů a představuje jednoduchý a nenáročný zdroj napětí.

Další možností pro zlepšení parametrů je výběr z produkce a třídění do tříd podle t_k . Např. referenční dioda 1N935 - 1N940 mají t_k po řadě 10 ; 5 ; 2 ; 1 ; 0.5 $\cdot 10^{-4}$ [V/°C] . Další možností je udržování kompenzovaného zdroje při konstantní teplotě pomocí termostatu vytvořeného přímo v integrovaném obvodu, přičemž měrné i vyhřívací elementy jsou tvořeny tranzistory. Tak je řešena celá řada referenčních zdrojů, z nejznámějších LM 199 - viz Obr. 5-15 .



Obr. 5-15

Termostat udržuje teplotu čipu na 90 °C, a tím se zmenší teplotní závislost výstupního napětí na méně než 10^{-6} V/°C . Na zcela jiném principu jsou založeny referenční zdroje s využitím šířky zakázaného pásu v křemíku / „band gap reference“ /, které mají uplatnění v řadě regulátorů, z nichž jmenujme alespoň řadu XX 7805 ÷ 7824 / poslední dvojčíslí udává stabilizované napětí / nebo říditelný regulátor LM 138 a další.



Obr. 5-16

