

1. Извори референтног напона

- Идеални извор референтног напона је реални напонски извор чија електромоторна сила не зависи од параметара средине.
- Реални извор референтног напона има излазни напон који треба да буде што мање зависан од улазног напона који напаја извор референтног напона, од температуре, од струје потрошње и од времена коришћења.
- Напонски регулатори су намењени за много веће струје потрошње од извора референтног напона и имају знатно већа одступања излазног напона од напонских референци. У суштини сваки напонски регулатор са негативном повратном спрегом има извор референтног напона за задавање вредности излазног напона.
- Напонске референце се користе као извори референтног напона у А/Д и Д/А конверторима, паметним сензорским мрежама, серво системима итд.
- Карактеристике напонских референци су:

- Line regulation

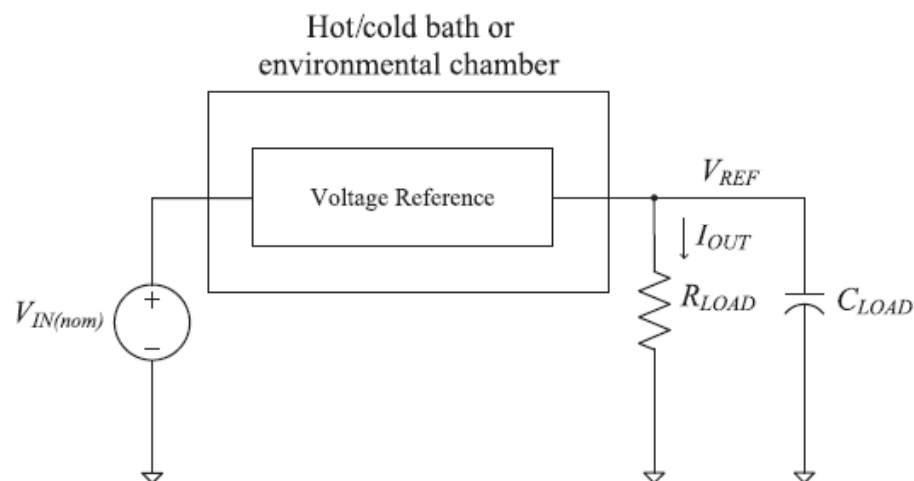
$$S_{Line} = \left. \frac{\Delta V_{REF}}{\Delta V_{IN}} \right|_{T=T_{nom}} \quad [\mu V/V]$$

- Load regulation

$$S_{Load} = \left. \frac{\Delta V_{REF}}{\Delta I_{OUT}} \right|_{T=T_{nom}} \quad [\mu V/A]$$

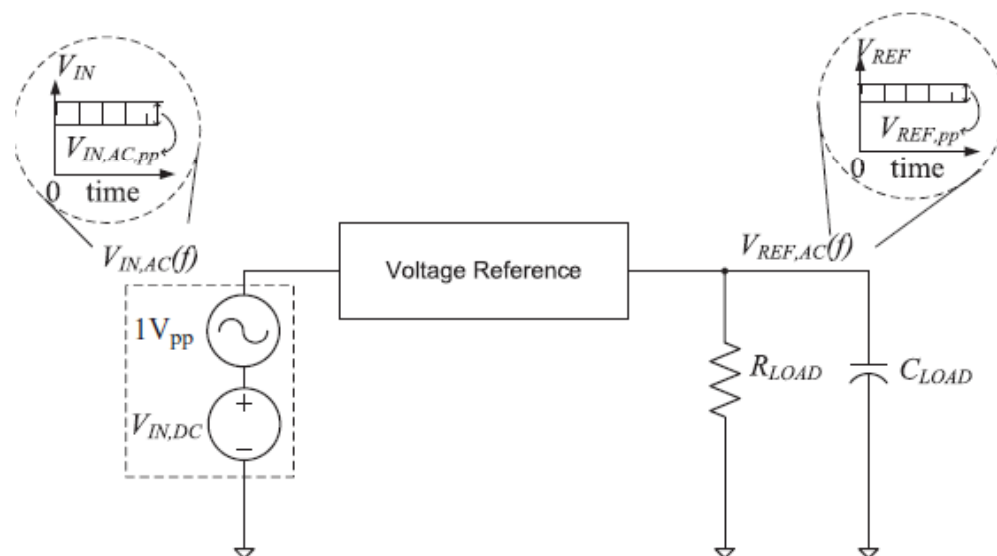
- Температурски коефицијент

$$TC_{V_{REF}} = \frac{1}{V_{REF,nom}} \frac{\Delta V_{REF}}{\Delta T} \bigg|_{V_{IN}=V_{IN,nom}} \cdot 10^6 \left[\text{ppm}/^\circ\text{C} \right]$$



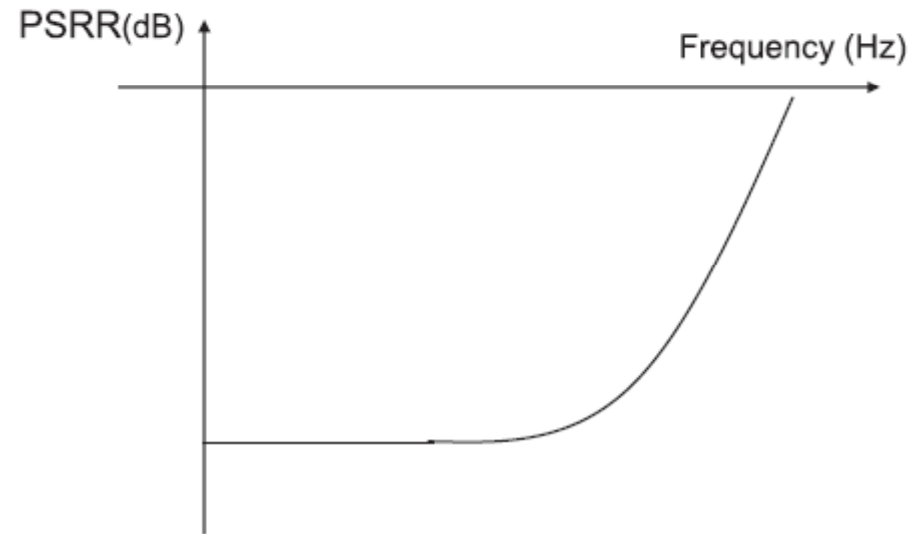
- PSRR

$$PSRR(f) = 20 \log \frac{V_{REF,AC}(f)}{V_{IN,AC}(f)} \bigg|_{T=T_{nom}} \left[\text{dB} \right]$$



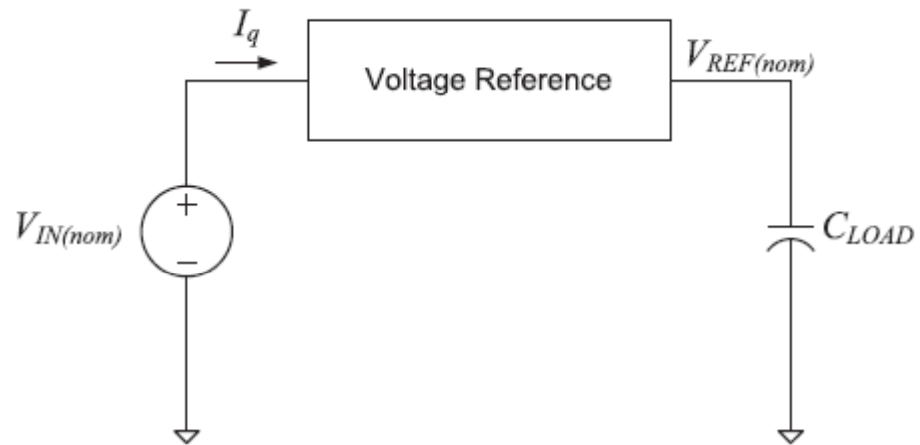
- PSRR

$$PSRR(f) = 20 \log \left. \frac{V_{REF,AC}(f)}{V_{IN,AC}(f)} \right|_{T=T_{nom}} \quad [\text{dB}]$$



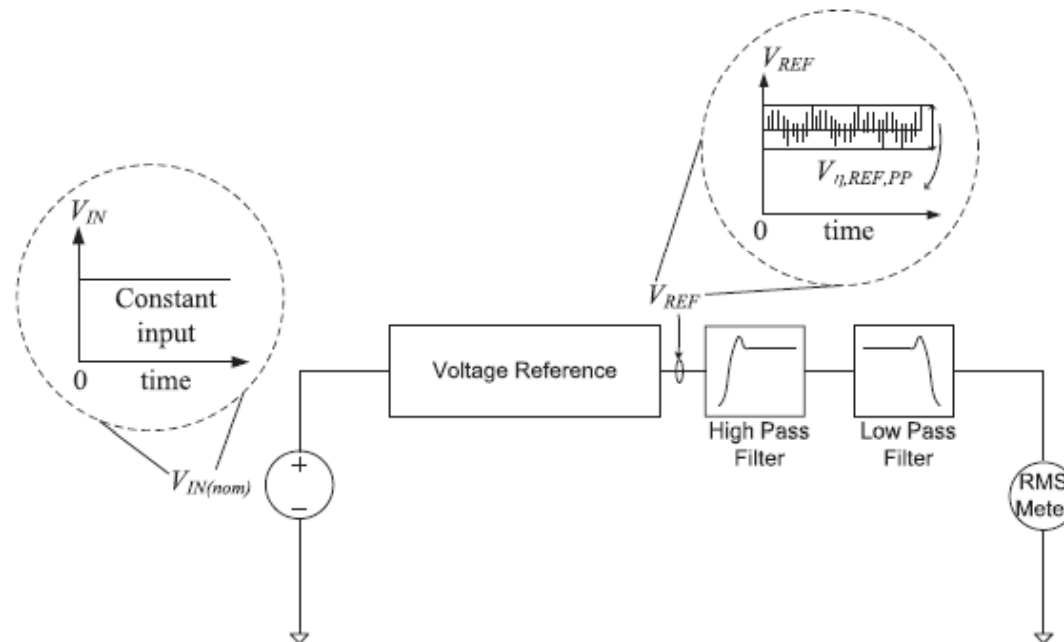
- Quiescent Current

$$P_{Q,nom} = V_{IN,nom} I_q \big|_{T=T_{nom}}$$



- Излазни шум (Noise)

- Обично се излазни шум специфицира за опсег учестаности од 0.1Hz до 10Hz што је карактеристично за напонске регулаторе напона.
- Шум се мери помоћу филтра пропусника жељеног опсега учестаности



- Peak-to-peak вредност напона шума се естимира множењем са 6 ефективне вредности напона шума. Спектрална густина снаге шума је

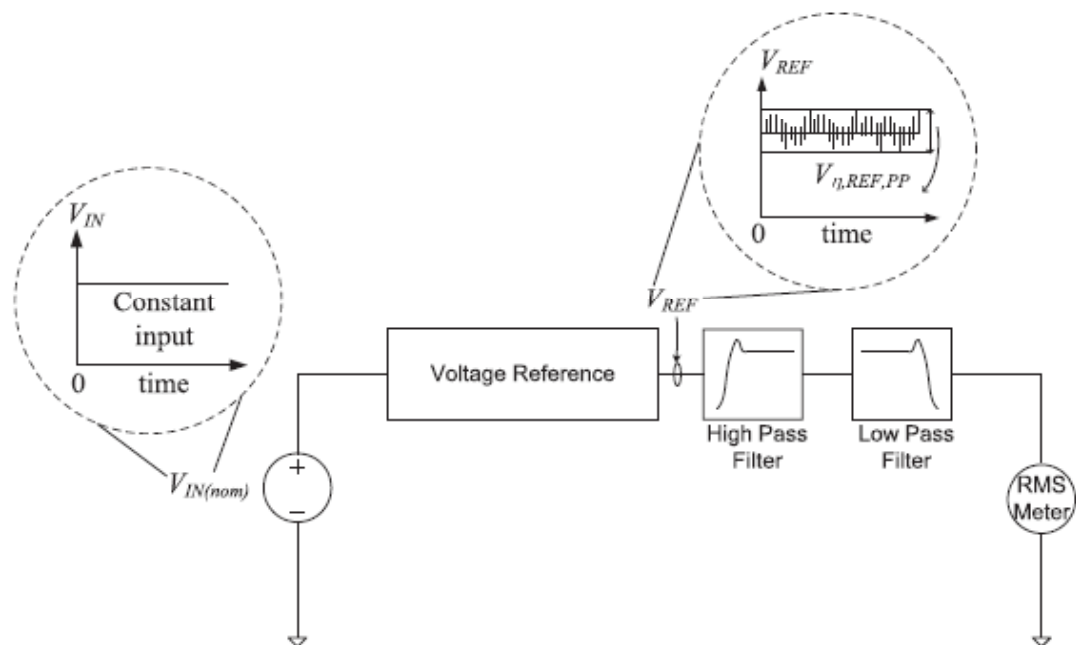
$$V_{\eta,REFp-p}(f) = 6V_{\eta,REF}\sqrt{BW}$$

Потребно је да Peak-to-peak вредност напона шума буде мања од половине минималног корака конверзије у А/Д конвертору

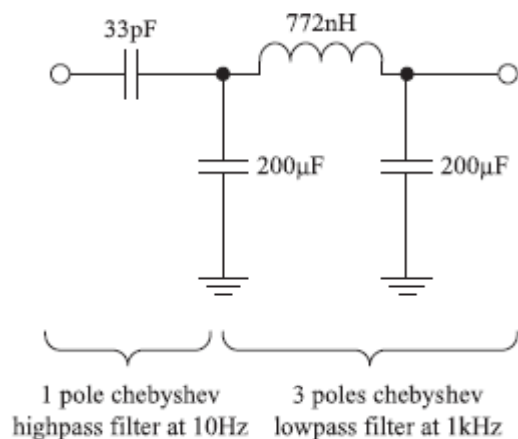
$$V_{\eta, REF} \leq \frac{1}{2} \frac{V_{REF, nom}}{2^N \cdot 6 \cdot \sqrt{BW}}$$

Пример: 12-битни А/Д конвертор са Vref=5V и пропусним опсегом од 100Hz до 20kHz

$$V_{\eta, REF} \leq 720 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$



Филтар за мерење шума:



Потискивање шума на излазу референце:

- Паралелно са излазом кондензатор од 1nF потискује бели шум у опсегу 10kHz до 1MHz
- Паралелно са излазом кондензатор од 100nF потискује бели шум у опсегу 1kHz до 100kHz
- Паралелне капацитивности са излазом могу довести до појаве нестабилности у колу, па се шум и стабилност морају заједно посматрати.

•Додатни параметри о којима треба водити рачуна при пројектовању напонских референци:

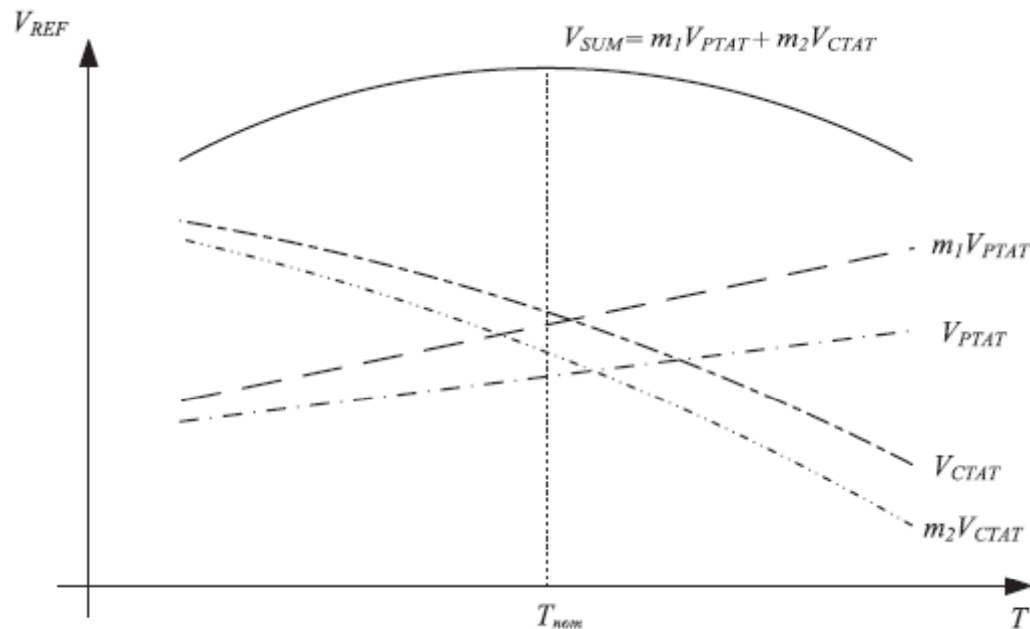
- ✓ Величина реализованог интегрисаног кола
- ✓ Максимална снага дисипације у колу
- ✓ Утицај раздешености параметара активних и пасивних компонената
- ✓ Могућност подешавања (тримовања) вредности напона на излазу напонске референце

□ 1.A. Вандгар напонске референце

О вредност напона на излазу референце једнака је напонском еквиваленту енергетског процепца коришћеног полупроводника

О прва Вандгар референца на силицијумској плочици за напон 1.23V реализована је 1971, (Robert Widlar, компанија National Semiconductor)

■ 1.A.1. Widlar-ова напонска референца

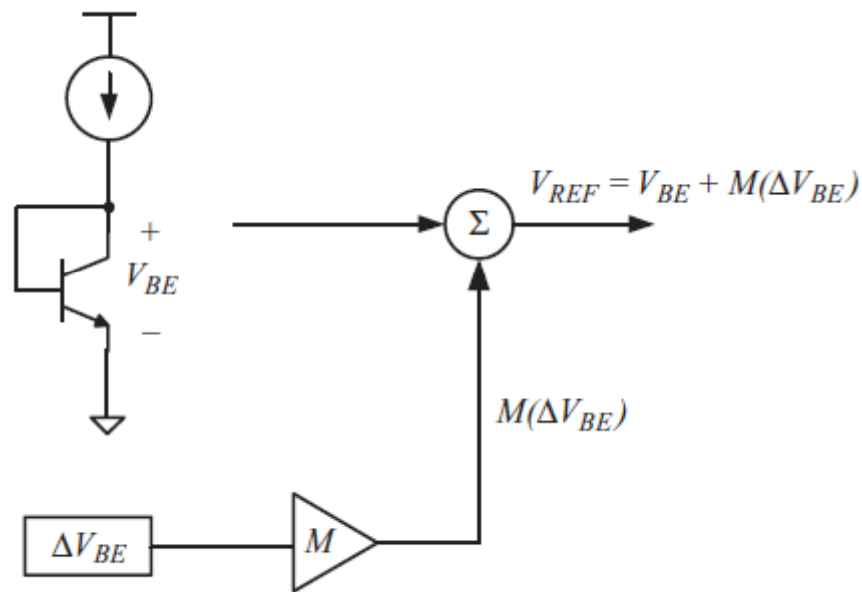


$$V_{sum}(T) = m_1 V_{PTAT}(T) + m_2 V_{CTAT}(T)$$

$$\frac{\partial V_{sum}(T)}{\partial T} = m_1 \frac{\partial V_{PTAT}(T)}{\partial T} + m_2 \frac{\partial V_{CTAT}(T)}{\partial T} = 0$$

$$\frac{\partial V_{PTAT}(T)}{\partial T} > 0 \quad \frac{\partial V_{CTAT}(T)}{\partial T} < 0$$

$$\left. \frac{\partial V_{sum}(T)}{\partial T} \right|_{T=T_{(nom)}} = 0$$



$$V_{REF}(T) = V_{BE}(T) + M V_T(T)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial V_{REF}(T)}{\partial T} &= \frac{\partial (V_{BE}(T) + M V_T(T))}{\partial T} \\ &= \frac{\partial V_{BE}(T)}{\partial T} + M \frac{\partial V_T(T)}{\partial T} \end{aligned}$$

$$\frac{\partial V_{BE}(T)}{\partial T} = -1.73 \text{ mV/K}$$

$$\frac{\partial V_T(T)}{\partial T} = 0.09 \text{ mV/K}$$

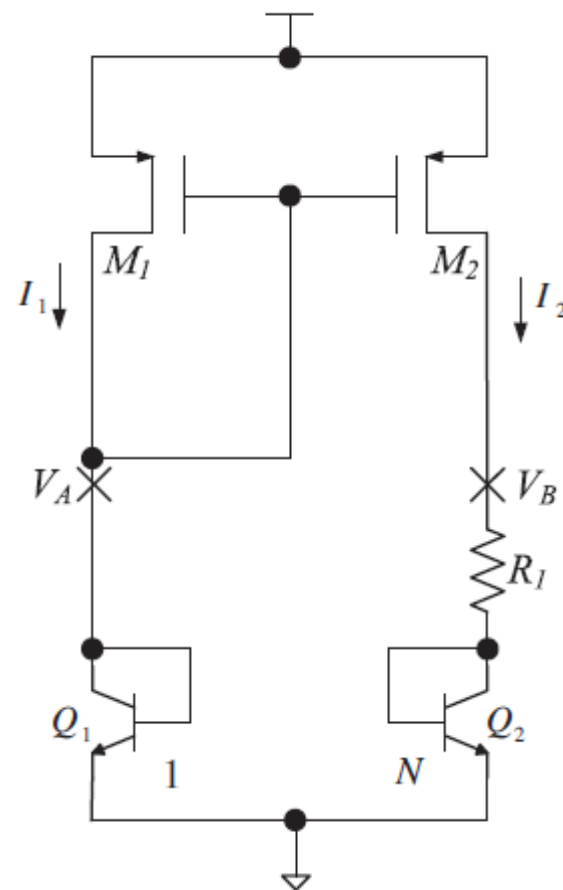
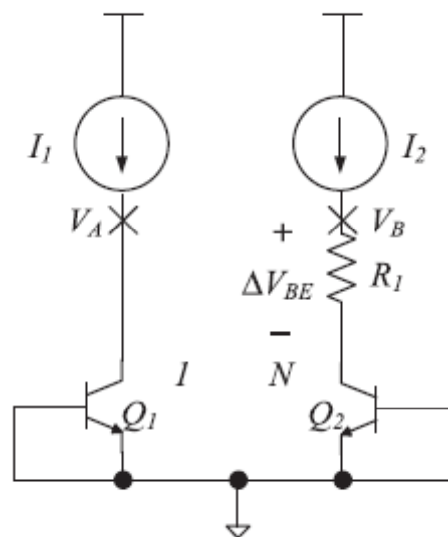
$$\frac{\partial V_{REF}(T)}{\partial T} \Big|_{T=T_{(nom)}} = 0$$

$$T = T_{(nom)} \quad M = - \frac{\partial V_{BE}(T)}{\partial T} \Big/ \frac{\partial V_T(T)}{\partial T} \Big|_{T=T_{(nom)}} = \frac{-1.73}{-0.09} = 19.22$$

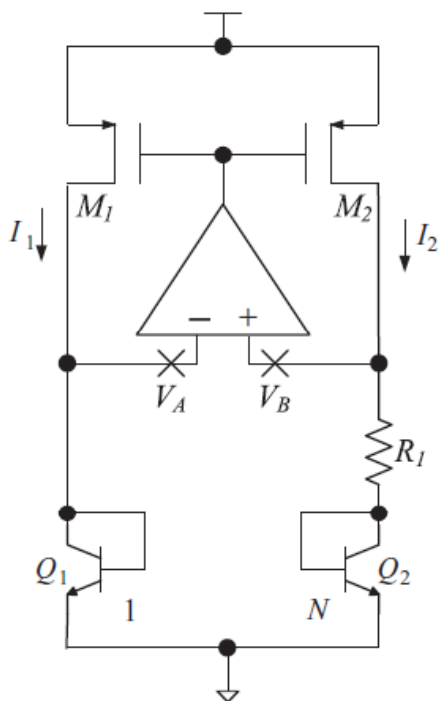
- Претходно одређена константна вредност напона важи у малом опсегу температура око номиналне температуре.
- Да би се добио шири опсег температура у којем је напонска референца са константним напоном независним од температуре морају се користити додатне технике за компензацију нелинеарних ефеката.

■ Екстракција разлике напона база-емитор

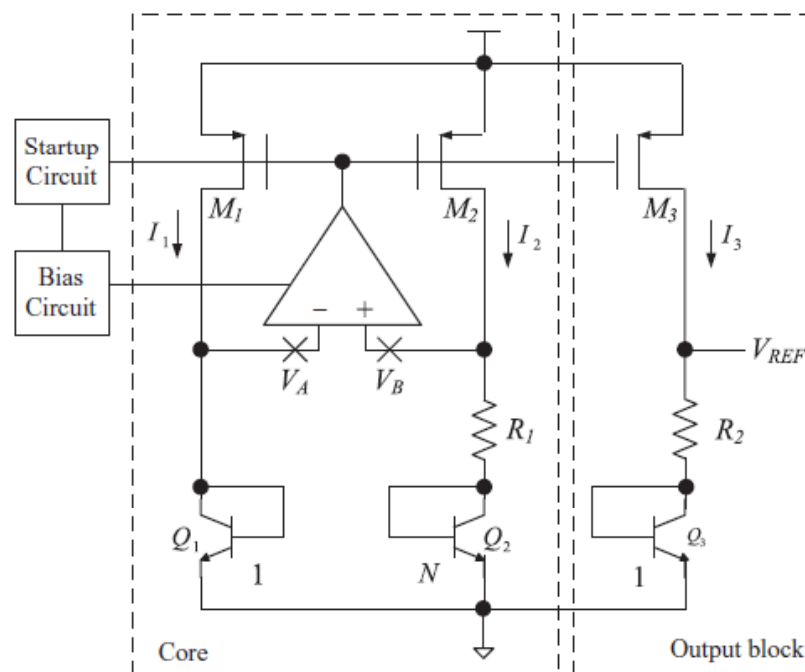
$$V_A = V_B$$



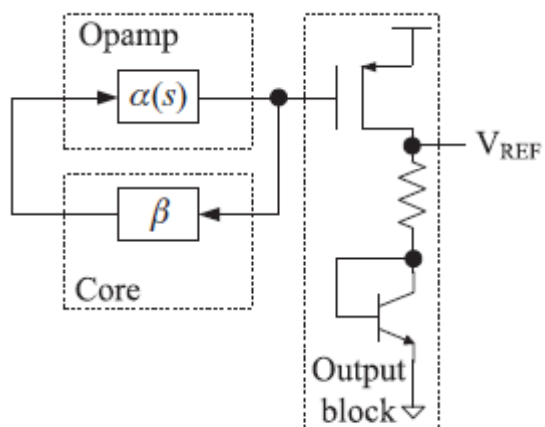
- ☹ утицај Ерлијевог ефекта
- ☺ Техника за изједначавање напона помоћу негативне повратне спреге (1997)



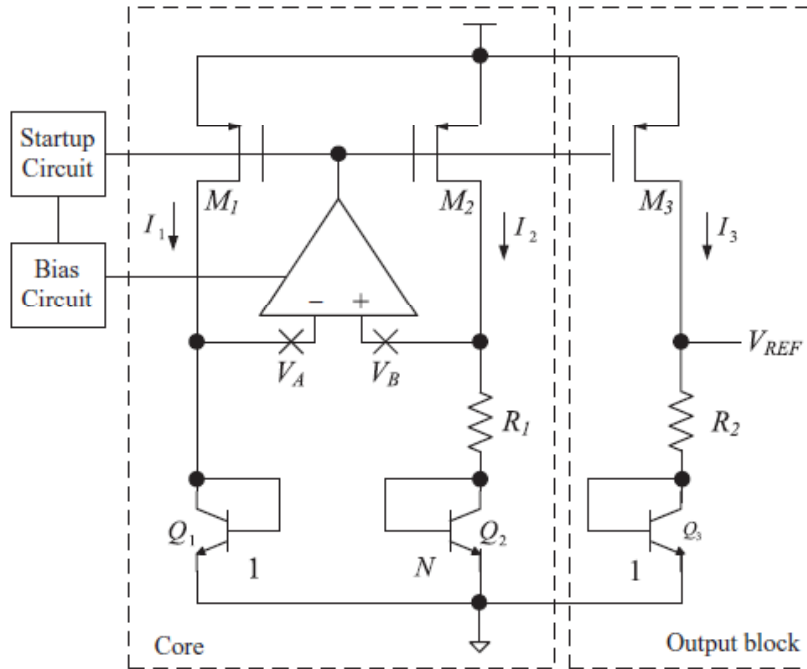
- Појачање операционог појачавача одређује разлику напона V_A и V_B



- Bandgap напонска референца са операционим појачавачем



- У литератури се зове и **Opamp based β -multiplier Bandgap Voltage reference Source** због коефицијента β мреже
- Коло за стартовање служи да по прикључењу улазног напона излазни напон изађе из једног стабилног стања са нултим напонем у друго стабилно стање са номиналним излазним напонем



$$(W/L)_{1-3} = W/L$$

$$V_A = V_{BE1},$$

$$V_B = IR_1 + V_{BE2}.$$

$$V_A = V_{BE1} = IR_1 + V_{BE2} = V_B,$$

$$V_{BE1} - V_{BE2} = IR_1,$$

$$\Delta V_{BE1,2} = V_T \ln(N) = IR_1,$$

$$I = V_T \frac{\ln(N)}{R_1}.$$

$$V_{REF} = IR_2 + V_{BE3}$$

$$V_{REF} = IR_2 + V_{BE3} = \frac{R_2}{R_1} \Delta V_{BE1,2} + V_{BE3} = \frac{R_2 \ln(N)}{R_1} V_T + V_{BE3}$$

Основно (конвенционално) коло са операционим појачавачем има вредност референтног напона

$$V_{REF-CONV} = M V_T + V_{BE}, \quad M = \frac{R_2 \ln(N)}{R_1}$$

$$\left. \frac{\partial V_{REF}}{\partial T} \right|_{T=T_{(nom)}} = \frac{R_2 \ln(N)}{R_1} \frac{\partial V_T}{\partial T} + \frac{\partial V_{BE3}}{\partial T} = 0$$

$$N = 8 \quad \frac{\partial V_T}{\partial T} = 0.09 \text{ mV/K} \quad \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = -1.73 \text{ mV/K}$$

$$\frac{R_2}{R_1} \ln(8) \cdot 0.09 \times 10^{-3} - 1.73 \times 10^{-3} = 0 \quad \frac{R_2}{R_1} \approx 9.24$$

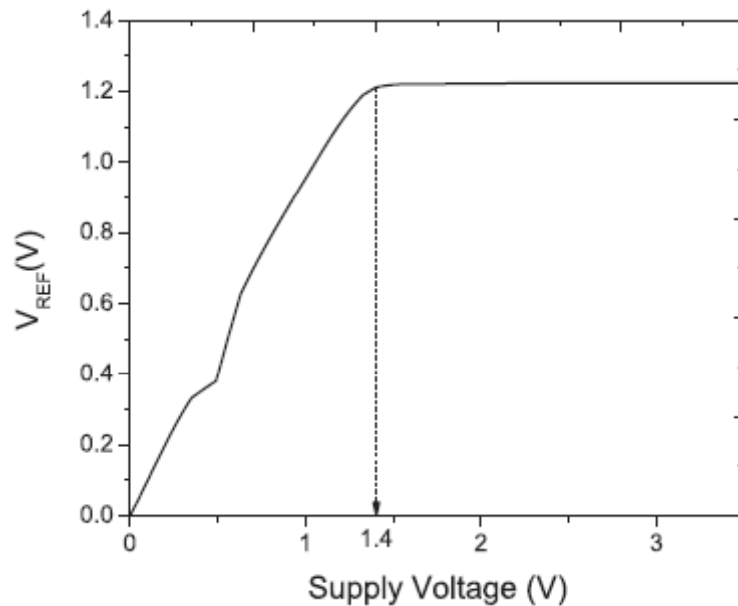
- Мала потрошња се постиже избором струје биполарних транзистора

$$I = 6 \mu\text{A} \quad R_1 = \frac{V_T \ln(N)}{I} = \frac{kT \ln(N)}{q I} = \frac{1.38 \times 10^{-23} \cdot 300 \cdot \ln(8)}{6 \times 10^{-6} \times 1.6 \times 10^{-19}} = 8.97 \text{ k}\Omega$$

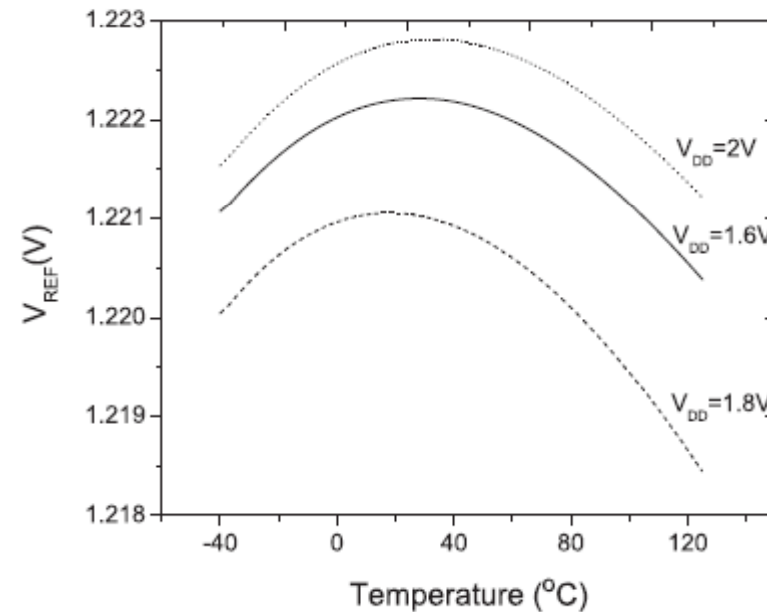
$$R_2 = 9.24 \cdot R_1 = 82.9 \text{ k}\Omega \quad T = T_{(nom)}, I = 6 \mu\text{A},$$

$$V_{REF} = 1.23 \text{ V with } \left. \frac{\partial V_{REF}}{\partial T} \right|_{T=T_{(nom)}} = 0$$

- Симулације

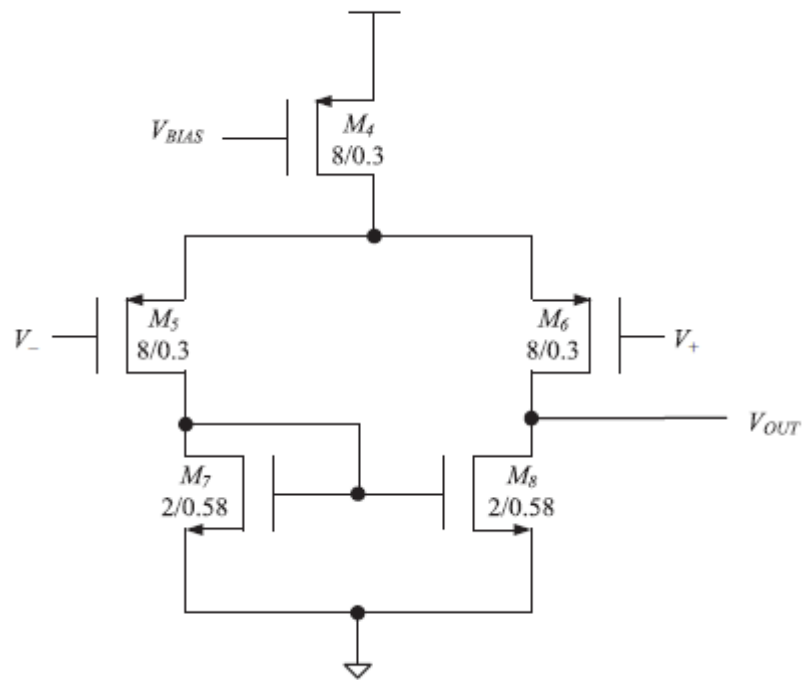


$$S_{line} = 3.5 \text{ mV/V (0.35\%)}$$



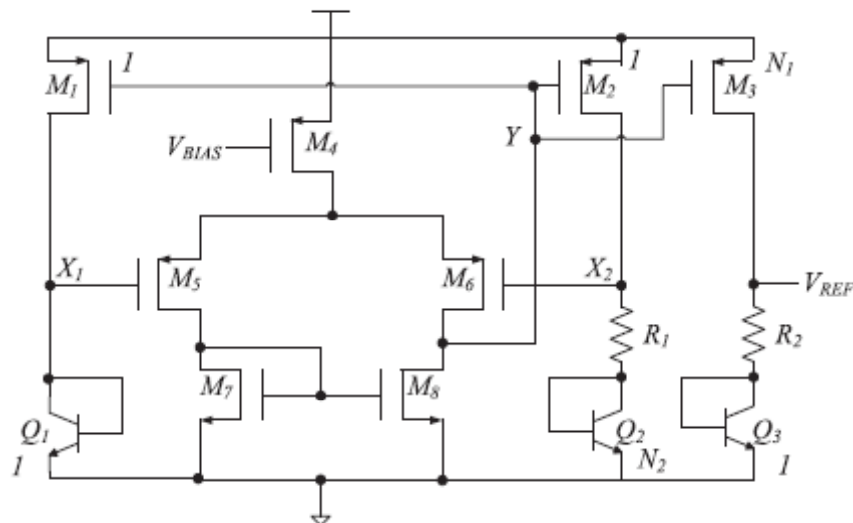
$$V_{DD} = 1.8\text{V} \Rightarrow TC_{V_{REF}} = 6.67 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$$

■Реализација операционог појачавача



$$C_L = 18 \text{ pF}$$

Parameter	Values
DC Gain (A_v)	74.52 dB
Corner Frequency	2.03 kHz
Unity Gain Bandwidth	106 MHz
Phase Margin	46.7 °
Offset	10 mV
Current	20 μ A
Slew Rate (Rise)	123×10^6 V/s
Slew Rate (Fall)	151×10^6 V/s
Input Common Mode Range	0.1 V ~ 1.2 V
PSRR	94.97 dB
CMRR	73.7 dB

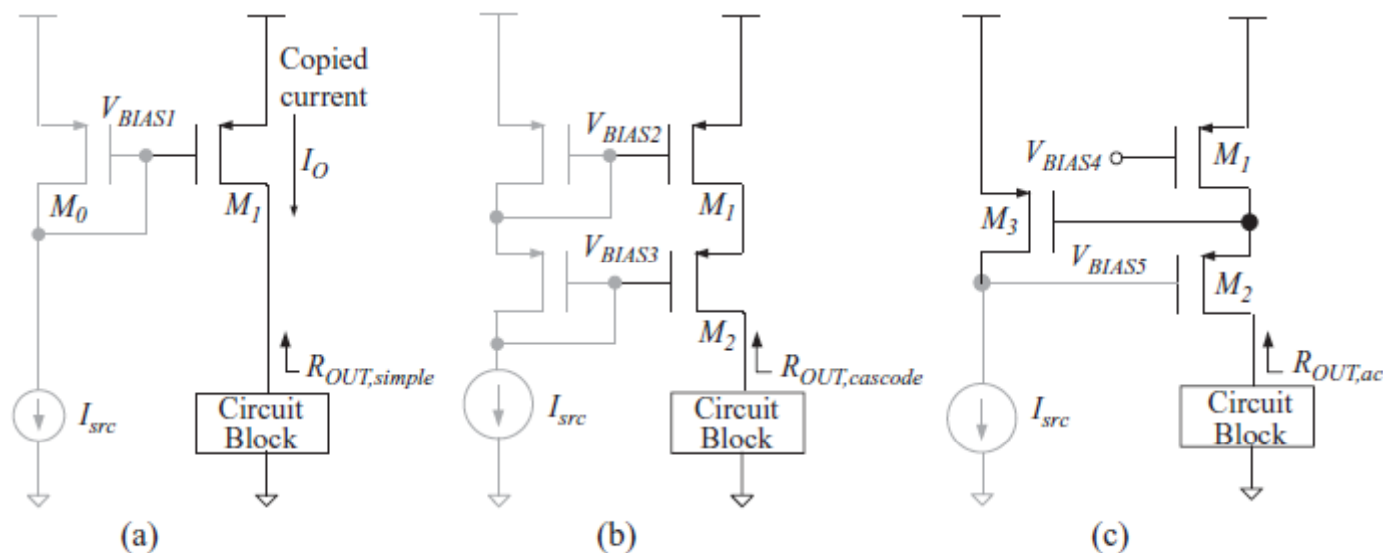


$$V_{REF} = V_{BE3} + N_1 \frac{R_2}{R_1} V_T \ln(N_2)$$

$$\frac{\partial V_{REF}}{\partial T} = 0 \Rightarrow N_1 \frac{R_2}{R_1} \ln(N_2) = 19.22$$

$$V_{REF} = 1.23 \text{ V}$$

- Струјни извор операционог појачавача

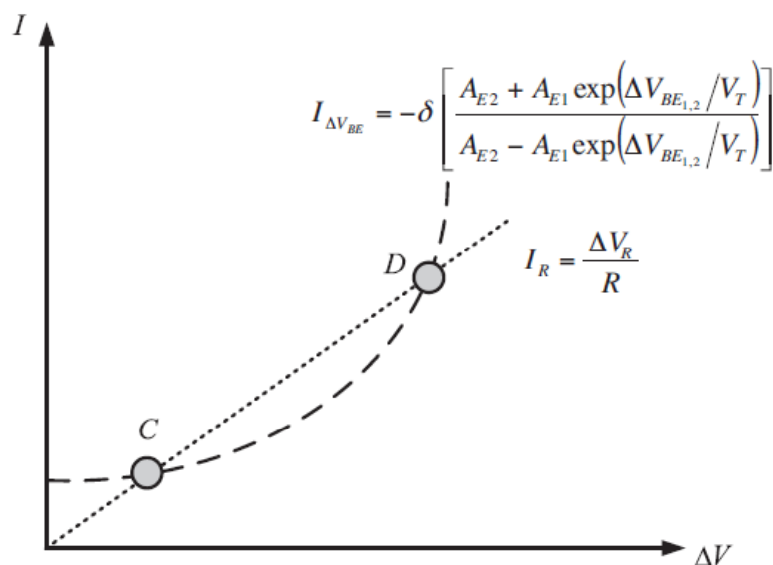


$$R_{OUT,simple} = r_{ds1}$$

$$R_{OUT,cascode} \approx g_{m2} r_{ds1} r_{ds2}$$

$$R_{OUT,ac} \approx (g_{m2} r_{ds1} r_{ds2}) g_{m3} r_{ds3}$$

- Коло за стартовање



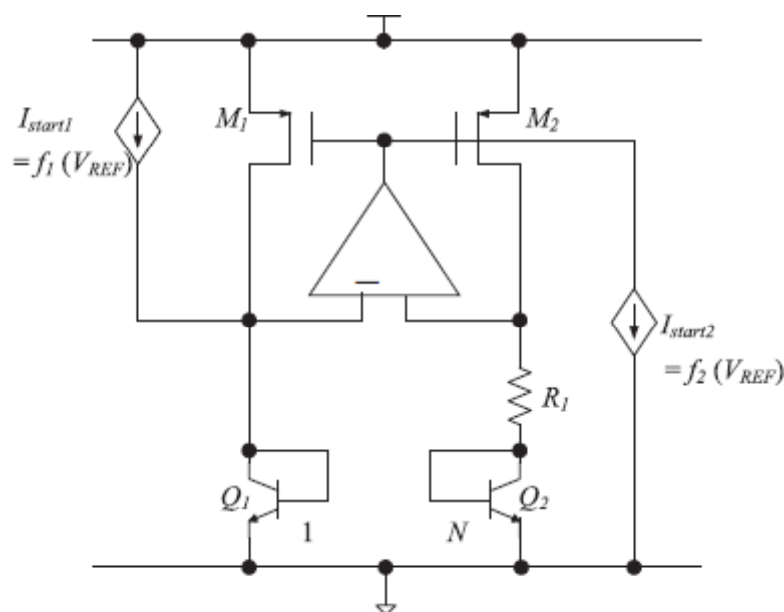
По прикључењу улазног напона, у прелазном режиму, разлика напона база-емитор Q_1 и Q_2 се мења по другачијем закону од пада напона на отпорнику R_1 . Постоје две пресечне тачке између ових промена и оне чине стабилне тачке, односно вредности струје кроз отпорник R_1

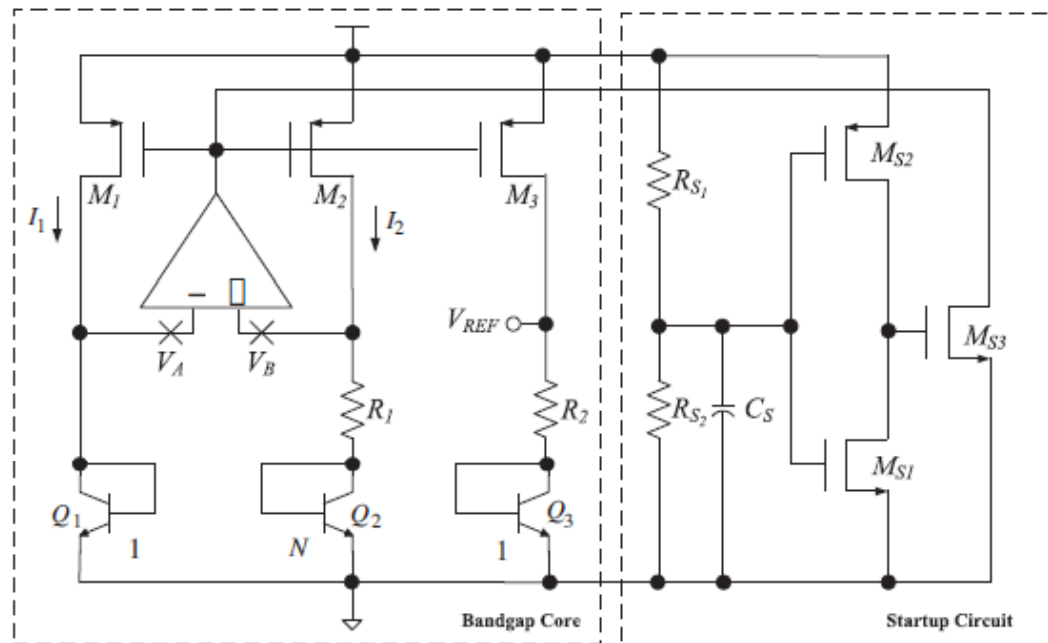
Када је раздешеност струја транзистора Q1 и Q2 $I_{\Delta V_{BE_{1,2}}} + \delta$ и $I_{\Delta V_{BE_{1,2}}} - \delta$

$$\Delta V_{BE1,2} = V_T \ln \frac{(I_{\Delta V_{BE1,2}} + \delta) A_{E_2}}{(I_{\Delta V_{BE1,2}} - \delta) A_{E_1}}$$

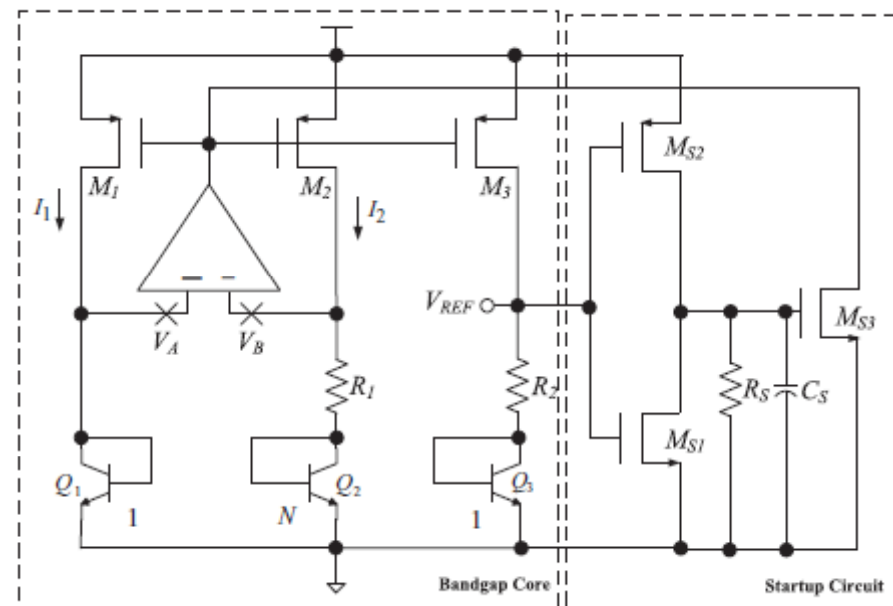
$$I_{\Delta V_{BE_{1,2}}} = -\delta \left[\frac{A_{E_2} + A_{E_1} \exp(\Delta V_{BE_{1,2}}/V_T)}{A_{E_2} - A_{E_1} \exp(\Delta V_{BE_{1,2}}/V_T)} \right]$$

- Тачка С је квазистабилна тачка јер ће транзистори M1 и M2 бити у потпразној области и близу закочења.
- Потребно је, по укључењу напајања, коло одвести у стабилну тачку С и зато је потребно коло за стартовање





- Конвенционално коло за стартовање
Временска константа кола за стартовање треба да је већа од времена успостављања напона напајања



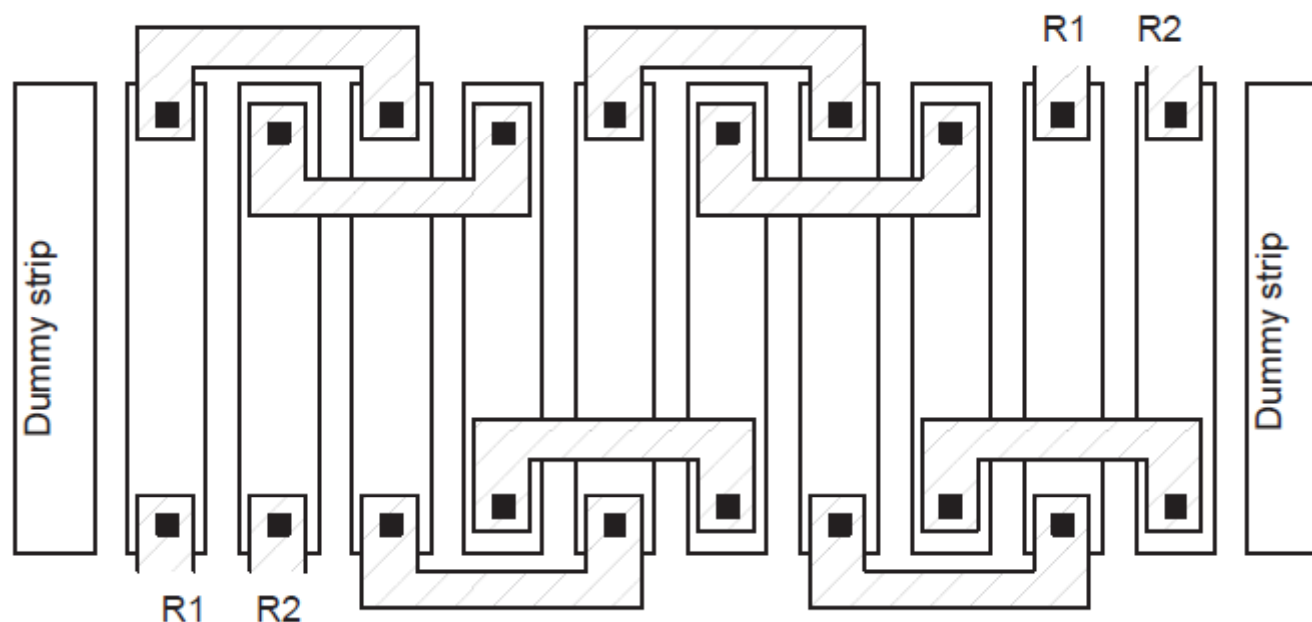
- Коло за стартовање са спорим укључењем (soft-start)
Транзистор MS3 се постепено укључује
Временска константа кола за стартовање треба да је већа од времена успостављања напона напајања

❖ Отпорна мрежа

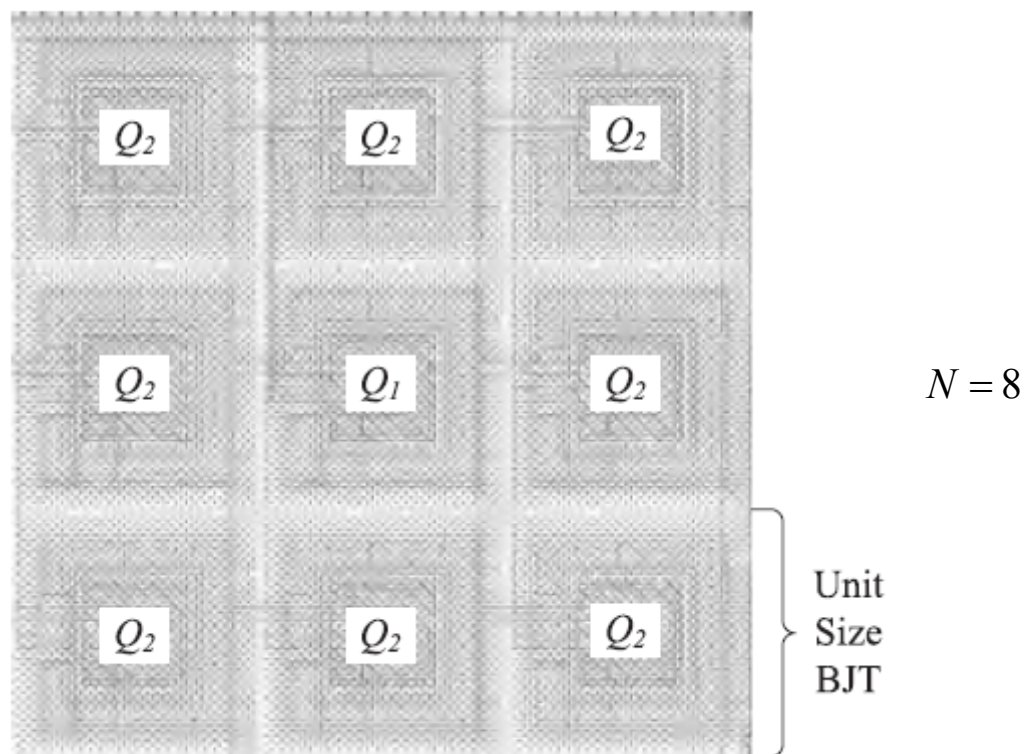
ОРеализација отпорника је повезана са технолошким непрецизностима и варијацијом отпорности са температуром

ОВредност напона на излазу зависи од односа отпорности, а не и од апсолутне вредности

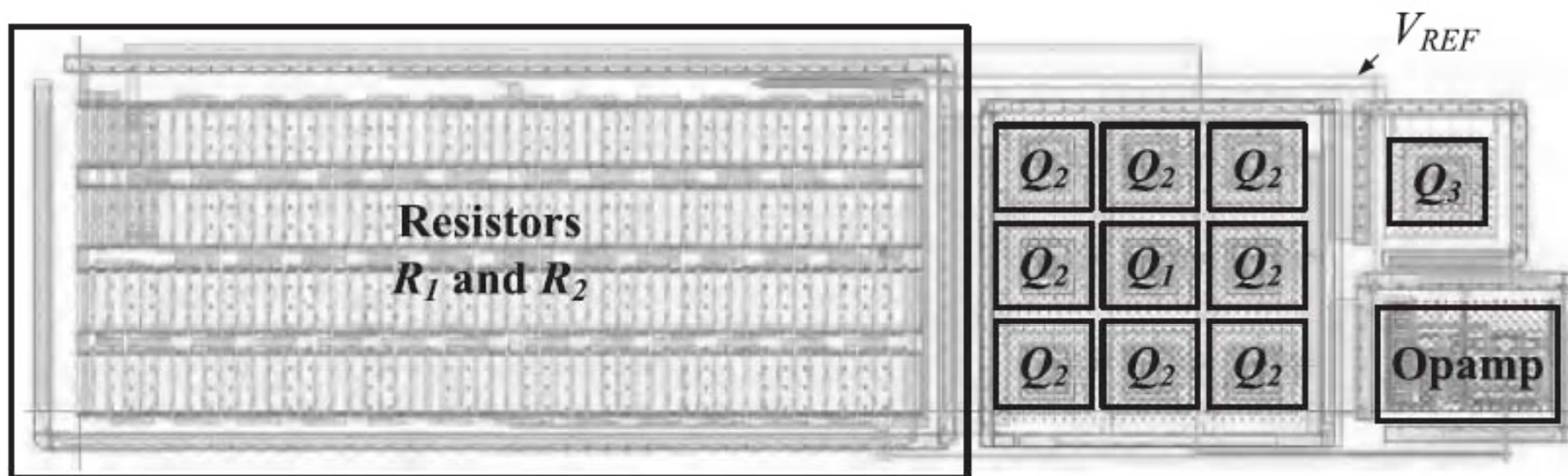
ОУпаривање карактеристика отпорности се изводи Interdigitated техником, чиме се постиже и редукција заузете површине на чипу коју заузимају отпорности



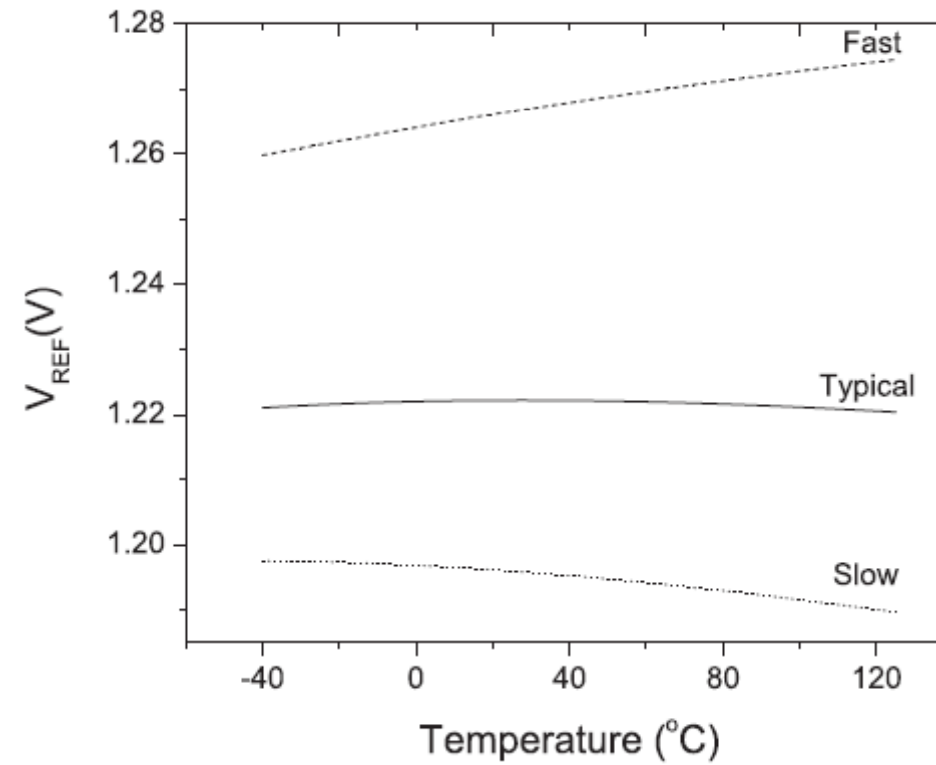
❖ Биполарни транзистори
Common centroid структура



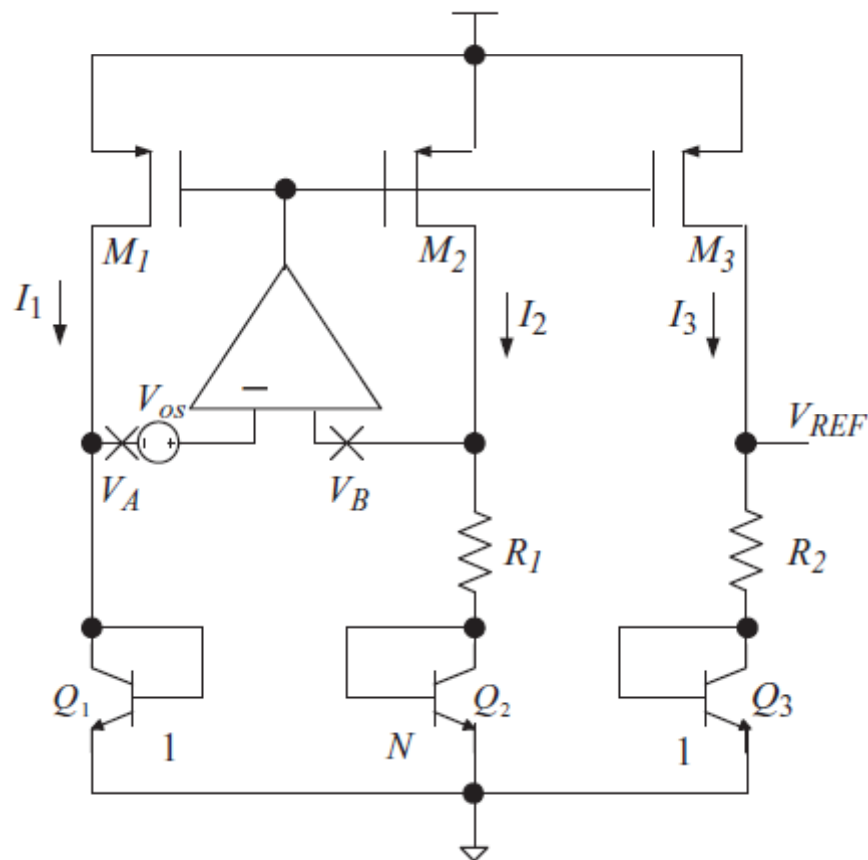
❖ Layout напонске референце са операционим појачавачем



- Извори грешака у напонским референцама
- ❖ Варијација параметара процеса доводи до промене вредности напона на излазу и до промене температурског коефицијента



❖ Утицај напонског офсета операционог појачавача



$$V_{REF} = \frac{R_2}{R_1} V_T \ln N + V_{BE3} + \frac{R_2}{R_1} V_{OS}$$

$$= V_{REF-CONV} + \Delta V_{REF,OS},$$

Типичне вредности напонског офсета се крећу у опсегу од 5mV до 20mV

$$46.2 \text{ mV} \leq \Delta V_{REF} \leq 184.8 \text{ mV}$$

$$V_{REF} = 1.23 \text{ V} + \frac{184.8 \text{ mV} - 46.2 \text{ mV}}{2} = 1.2993 \text{ V}$$

$$V_{REF} = 1.2993 \text{ V} \pm 5.33\%$$

Велика грешка због напонског офсета се може умањити:

- коришћењем великих и добро упарених транзистора у диференцијалном појачавачу
- Помоћу чоперских појачавача, али се тада у коло референце убацује додатни прекидачки шум
- Додатним подешавањима параметара напонске референце

➤Повећање односа површина емитора

•Смањивањем односа отпорности R_2/R_1 смањује се напонски офсет на излазу

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{\partial V_{BE3}}{\partial T} / (\ln(N) \frac{\partial V_T}{\partial T})$$

$$\Delta V_{BE_{1,2}} = V_T \ln(N_1) \quad N_1 > N$$

$$\begin{aligned} V_{REF} &= \frac{R_2}{R_1} V_T \ln(N_1) + V_{BE3} + \frac{R_2}{R_1} V_{OS} \\ &= V_{REF-CONV} + \Delta V_{REF,OS}, \end{aligned}$$

$$M = \frac{R_2}{R_1} \ln(N_1) \quad \Delta V_{REF,OS} = \frac{R_2}{R_1} V_{OS} \quad M = 19.22$$

Напонски офсет на излазу се редукује за вредност

$$k_{A_E} = \frac{\ln(N)}{\ln(N_1)}$$

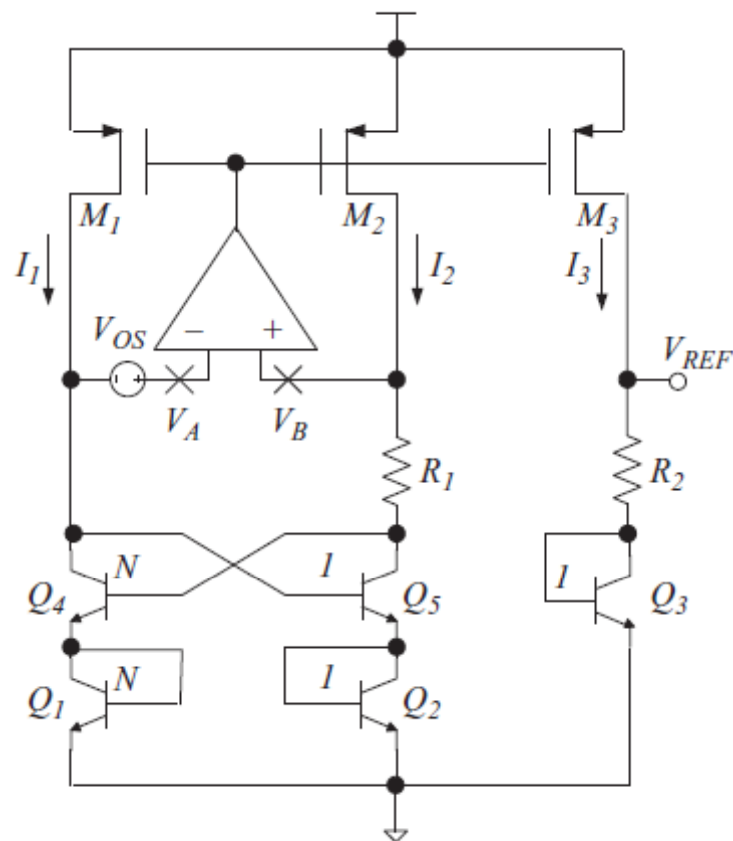
➤Повећање односа струја колектора (емитора)

•Промена односа геометрија MOS транзистора са 1:1:1 на 1: (N/N1) :1

$$\Delta V_{BE_{1,2}} = V_T \ln\left(\frac{I_1}{J_S A_{E1}}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_2}{J_S A_{E2}}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_1 J_S A_{E2}}{I_2 J_S A_{E1}}\right) = V_T \ln(N_1).$$

Исти ефекат као у претходном случају, али се повећава потрошња.

- Коришћењем каскодних унакрсно спрегнутих биполарних транзистора



- Метод за повећање односа површине емитора биполарних транзистора

$$\begin{aligned} V_A &= V_{CE_4} + V_{BE_1} \\ &= V_{B_5} - V_{E_4} + V_{BE_1}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_B &= I_2 R_1 + V_{CE_5} + V_{BE_2} \\ &= I_2 R_1 + V_{B_4} - V_{E_5} + V_{BE_2}. \end{aligned}$$

$$V_A + V_{OS} = V_B,$$

$$V_{B_5} + V_{OS} = I_2 R_1 + V_{B_4}$$

$$V_{BE5} + V_{BE2} + V_{OS} = I_2 R_1 + V_{BE4} + V_{BE1}$$

$$I_2 R_1 = V_{BE5} - V_{BE4} + V_{BE2} - V_{BE1} + V_{OS} = V_T \ln(N) + V_T \ln(N) + V_{OS} = V_T \ln(N^2) + V_{OS}$$

$$I_1 = \frac{V_T \ln(N^2) + V_{OS}}{R_1}$$

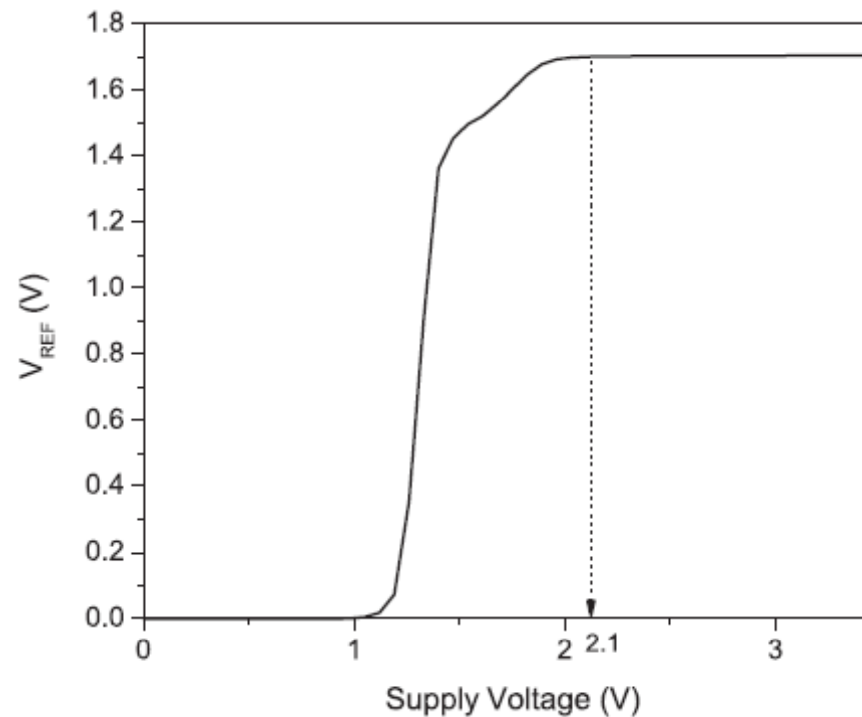
$$V_{REF} = I_3 R_2 + V_{BE_3} = \frac{R_2}{R_1} \ln(N^2) V_T + V_{BE_3} + \frac{R_2}{R_1} V_{OS} = V_{REF-CONV} + \Delta V_{REF,OS},$$

$$M = \frac{R_2}{R_1} \ln(N^2) \quad \Delta V_{REF,OS} = \frac{R_2}{R_1} V_{OS}$$

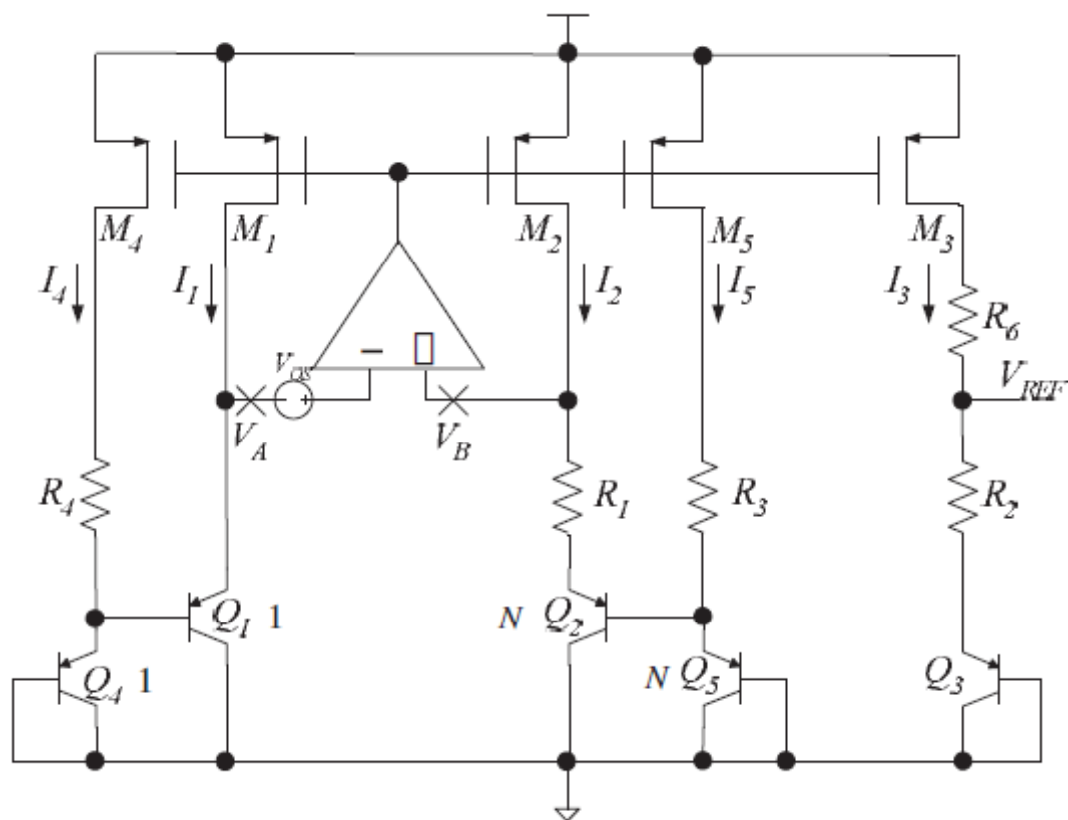
- Ефективно повећање односа површине $\frac{\ln(N^2)}{\ln(N)} = 2$

$$N = 8 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 4.62$$

- Ефективно повећање односа површине 2 пута доводи до смањивања напонског офсета на излазу за 50%, док је површина заузећа биполарних транзистора повећана 2 пута у односу на конвенционално решење
- Повећава се минимални напон напајања референце на 2.1V



➤Коришћењем серијски повезаних биполарних транзистора



$$I_1 = I_2 = I_4 = I_5 = 2I_3$$

$$R_1 = R_3$$

$$V_A = V_{EB1} + V_{EB4},$$

$$V_B = I_2 R_1 + V_{EB2} + V_{EB5}.$$

$$V_{BE1} = V_{BE4}$$

$$V_{BE2} = V_{BE5}$$

$$V_A + V_{OS} = V_B$$

$$V_{EB1} + V_{EB4} + V_{OS} = I_2 R_1 + V_{EB2} + V_{EB5}$$

$$I_2 = \frac{1}{R_1} (V_{EB1} + V_{EB4} + V_{OS} - V_{EB2} - V_{EB5}) = \frac{1}{R_1} (\Delta V_{EB1,2} + \Delta V_{EB4,5} + V_{OS}) = \frac{1}{R_1} (2V_T \ln(N) + V_{OS}).$$

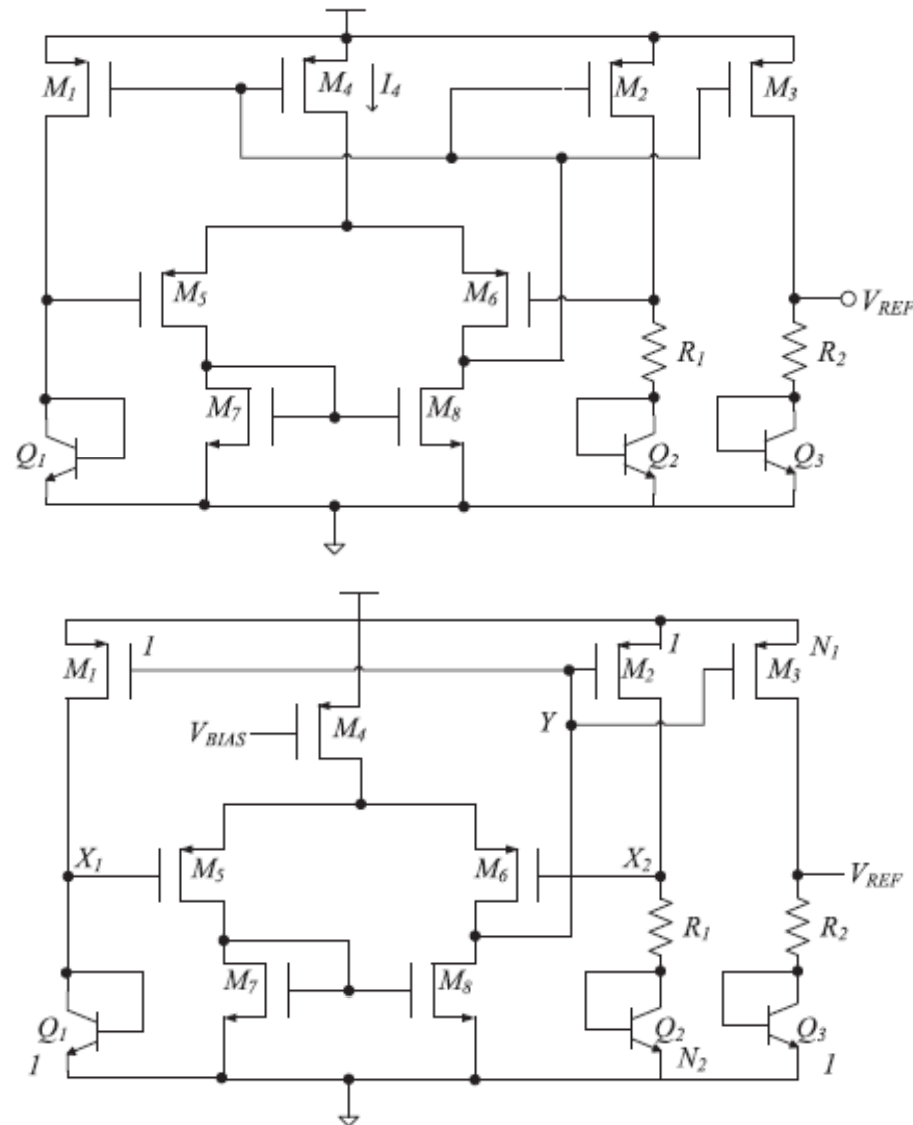
$$V_{REF} = V_{EB3} + I_3 R_2 = V_{EB3} + \frac{I_2}{2} R_2 = V_{EB3} + \frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1} (2V_T \ln(N) + V_{OS})$$

$$= V_{EB3} + \frac{R_2}{R_1} V_T \ln(N) + \frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1} V_{OS} = V_{REF-CONV} + \Delta V_{REF,OS},$$

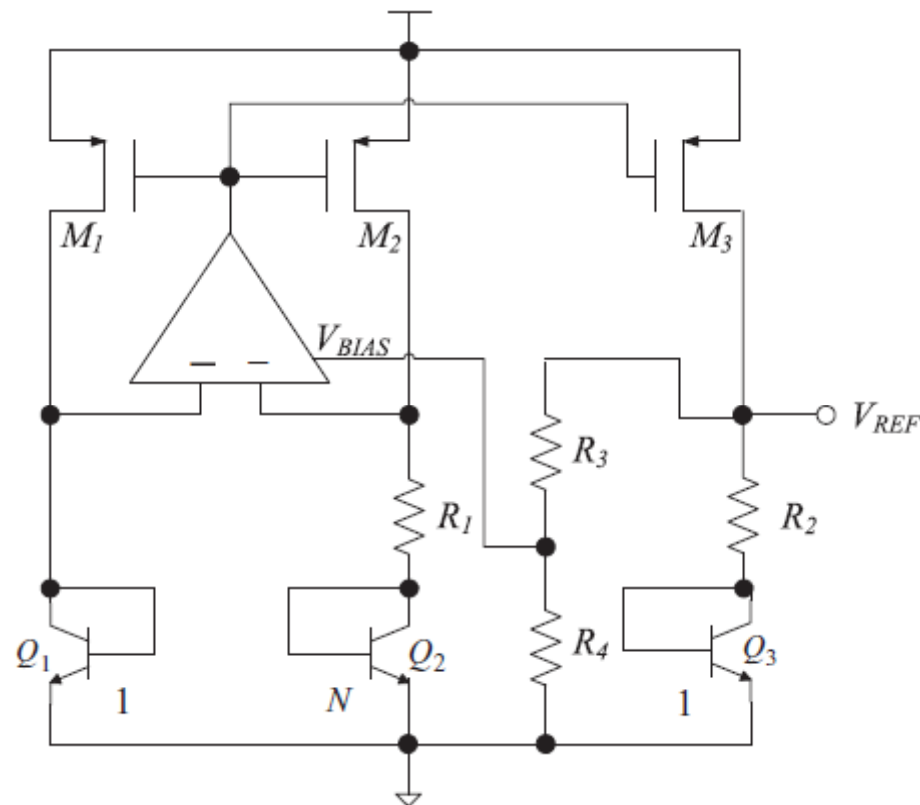
$$\Delta V_{REF,OS} = \frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1} V_{OS}$$

- При серијској вези биполарних транзистора се повећава минимални напон напајања

- ❖ Поларизација напонске референце применом Bootstrap biasing технике



- Напајање операционог појачавача са излаза уместо са улаза напонске референце.



❖ Конвенционална напонска референца има релативно велики шум на излазу

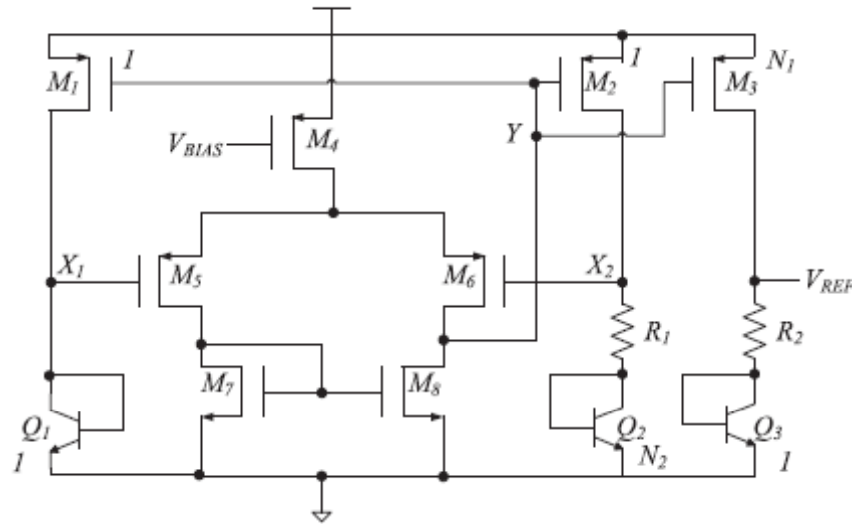
M_1, M_2, M_3	$W/L=10\ \mu\text{m}/1\ \mu\text{m}$
Q_1, Q_3	Emitter Area Ratio with respect to unit sized BJT, $A_E=1$
Q_2	Emitter Area Ratio with respect to unit sized BJT, $A_E=8$
R_1	$9\ \text{k}\Omega$
R_2	$81.7\ \text{k}\Omega$
M_4, M_5, M_7, M_8	$W/L=8\ \mu\text{m}/0.3\ \mu\text{m}$
M_6	$W/L=32\ \mu\text{m}/0.3\ \mu\text{m}$
M_9, M_{10}	$W/L=2\ \mu\text{m}/0.18\ \mu\text{m}$
M_{11}	$W/L=16.7\ \mu\text{m}/0.3\ \mu\text{m}$

$$9.8\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \leq E_{\eta,T} \leq 70\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$95\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \leq E_{\eta,1\text{kHz}} \leq 1.7\ \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$7\ \text{kHz} \leq f_c \leq 159\ \text{kHz}$$

Термички шум на излазу:



$$\overline{V_{\eta T, M_7}^2} = \overline{V_{\eta T, M_8}^2} = \frac{4kT\gamma g_{m_7}}{g_{m_5}^2} (A_{total})^2,$$

$$\overline{V_{\eta T, M_5}^2} = \overline{V_{\eta T, M_6}^2} = \frac{4kT\gamma}{g_{m_5}} (A_{total})^2,$$

$$\overline{V_{\eta T, M_2}^2} = 4kT\gamma g_{m_2} (R_1 + R_{Q_2})^2 (A_{total})^2,$$

$$\overline{V_{\eta T, M_1}^2} = 4kT\gamma g_{m_1} R_{Q_1}^2 (A_{total})^2,$$

$$\overline{V_{\eta T, M_3}^2} = 4kT\gamma g_{m_3} (R_2 + R_{Q_3})^2,$$

Flicker шум на излазу :

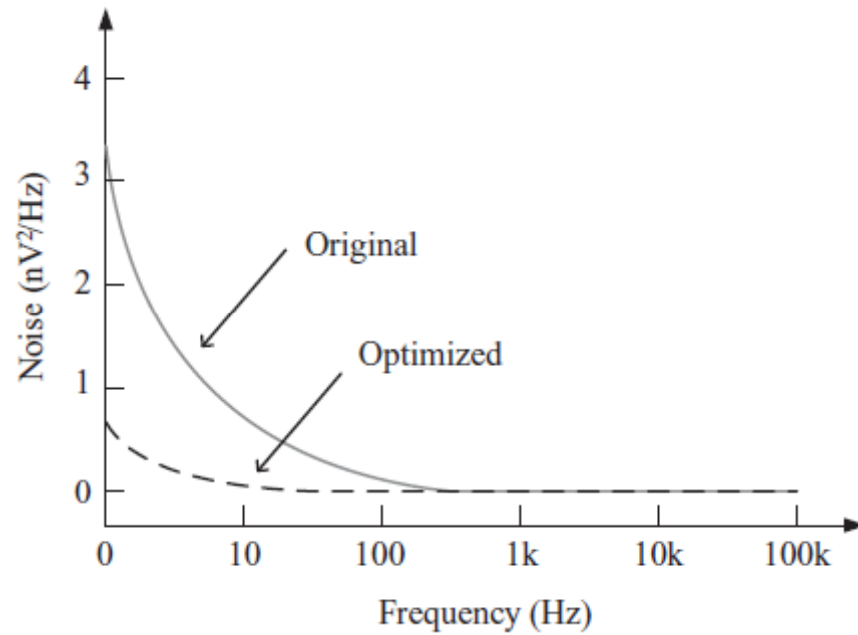
$$\overline{V_{\eta 1/f, M_7}^2} = \overline{V_{\eta 1/f, M_8}^2} = \frac{K_n g_{m_7}^2}{C_{ox, n} W_7 L_7 f g_{m_5}^2} (A_{total})^2,$$

$$\overline{V_{\eta 1/f, M_5}^2} = \overline{V_{\eta 1/f, M_6}^2} = \frac{K_p}{C_{ox, p} W_5 L_5 f} (A_{total})^2,$$

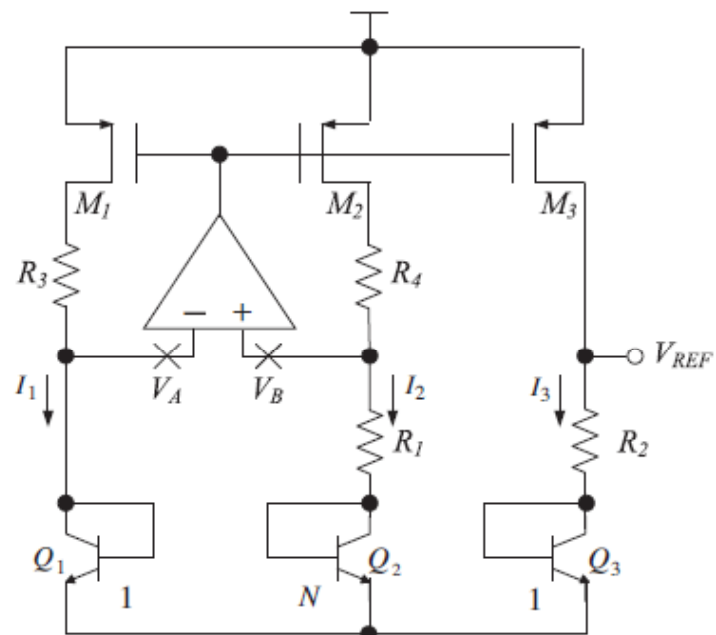
$$\overline{V_{\eta 1/f, M_2}^2} = \frac{K_p g_{m_2}^2 (R_1 + R_{Q_2})^2}{C_{ox, n} W_2 L_2 f} (A_{total})^2,$$

$$\overline{V_{\eta 1/f, M_1}^2} = \frac{K_p g_{m_1}^2 R_{Q_1}^2}{C_{ox, p} W_1 L_1 f} (A_{total})^2,$$

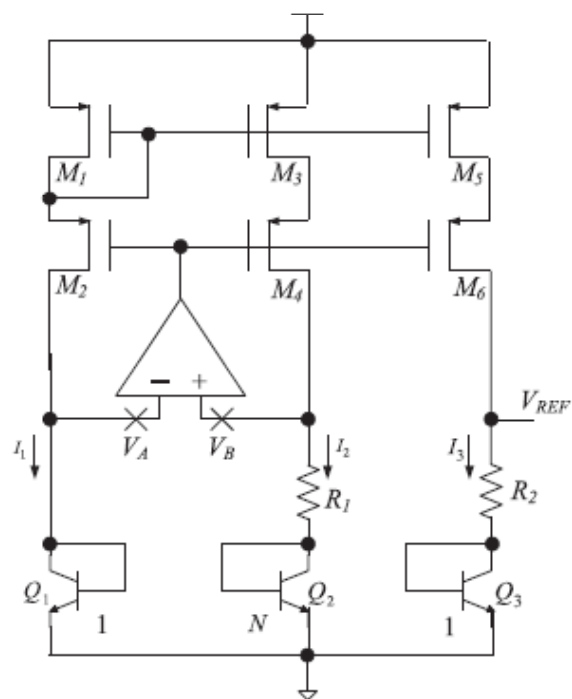
$$\overline{V_{\eta 1/f, M_3}^2} = \frac{K_p g_{m_3}^2}{C_{ox, p} W_3 L_3 f} (R_2 + R_{Q_3})^2,$$



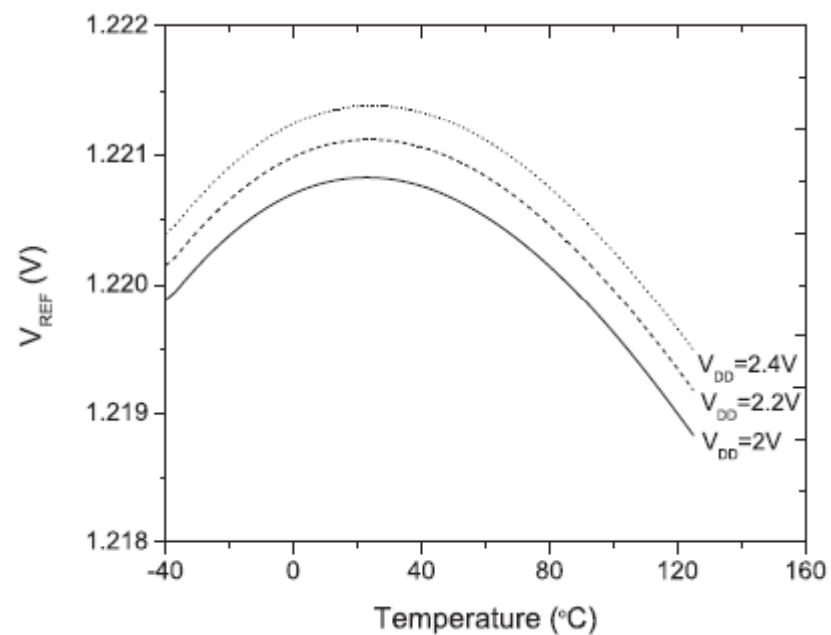
- Доминантан шум на ниским учестаностима
- Повећање транскондуктансе M5 и M6 редукује термички шум
- Повећањем геометрија M7 и M8 редукује се Flicker шум
- Смањивањем транскондуктансе M7 и M8 смањују се и Flicker и термички шум
- Смањење Flicker шума изазвало је повећану потрошњу, са 27uA на 57uA.



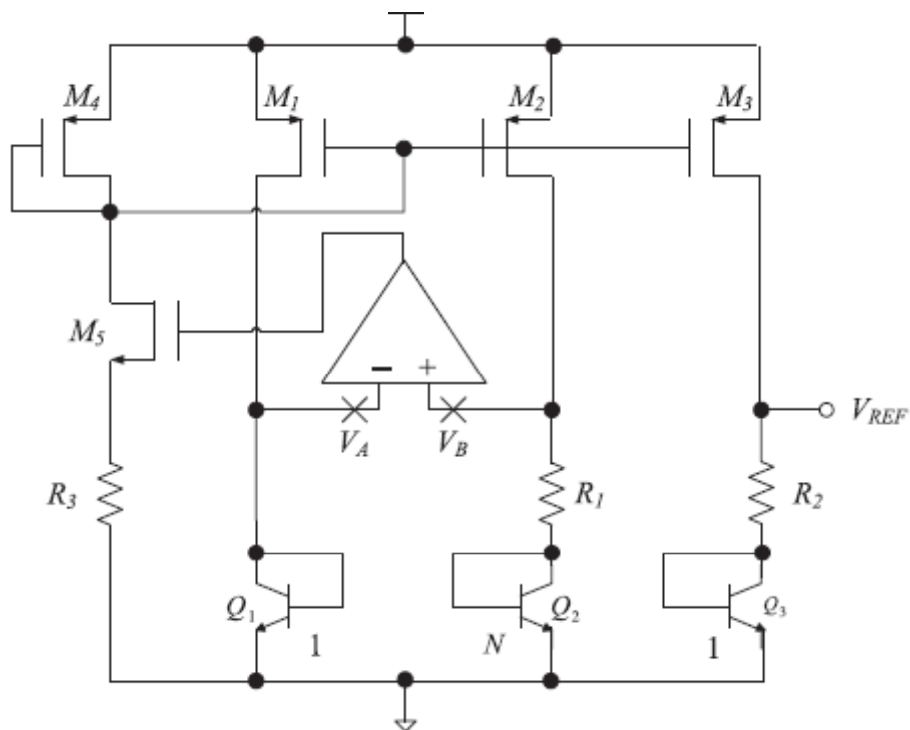
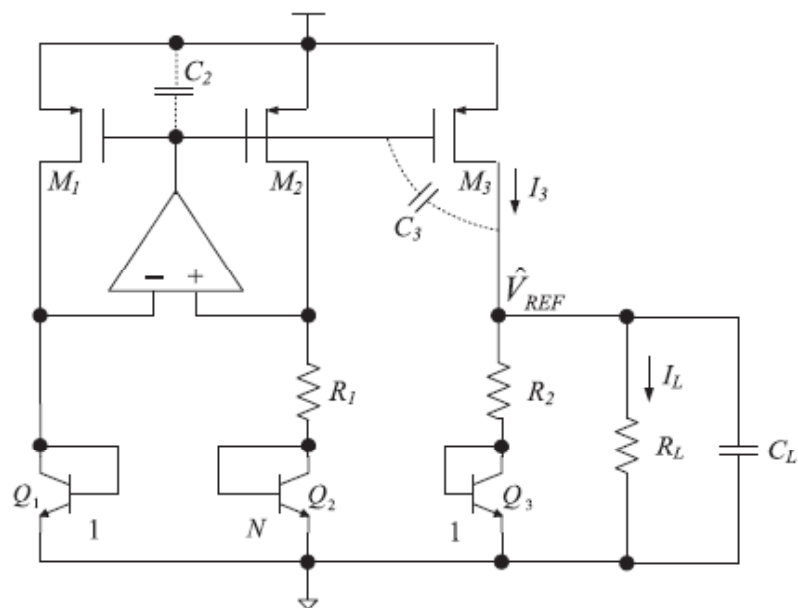
❖ Компензација утицаја Ерлијевог ефекта MOS транзистора у струјном огледалу



❖ Примена каскодног струјног огледала

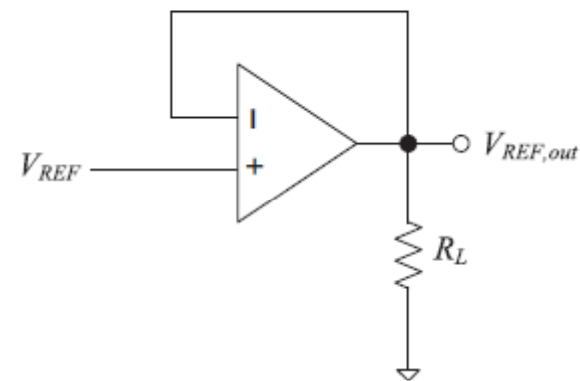


❖ Оптерећена напонска референца



$$\begin{aligned}\hat{V}_{REF} &= (I_3 - I_L)R_2 + V_{BE3} \\ &= V_{REF} - I_L R_2 \\ &= V_{REF} - \hat{V}_{REF} \frac{R_2}{R_L}.\end{aligned}$$

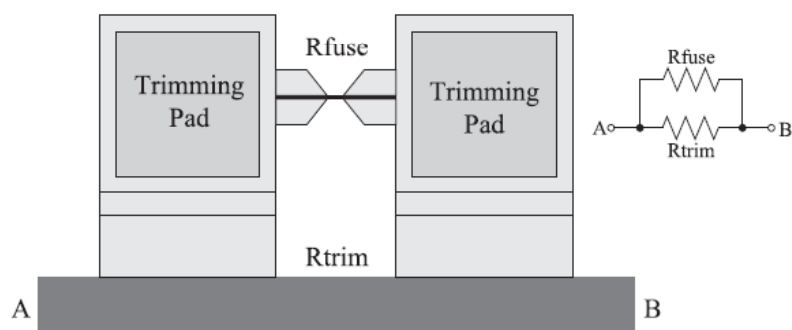
- Јединични бафер



- Смањивање излазне отпорности операционог појачавача, смањује се утицај капацитивности у струјном огледалу, чиме се убрзава динамички одзив напонске референце

❖Тримовање напонских референци

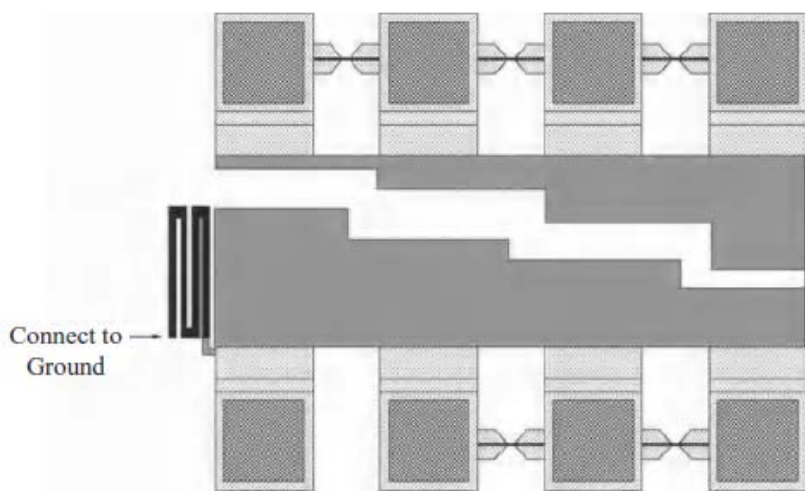
- Варијација параметара процеса при изради лејаута интегрисаних кола доводи до различитих вредности напона на излазу
- Тримовање је постфабрикацијски процес у коме се мењају параметри једне изабране компоненте.
- Тримовање може да се обавља и помоћу процесорски контролисаних кола у тзв. Digitally assisted Analog Circuits.
- Тримовање променом отпорности



• Тримовање навише (Up-trimming) је када се отпорност повећава после прекида везе R_{fuse}

• Тримовање наниже (Down-trimming) је када се отпорност смањује после отварања осигурача R_{fuse}

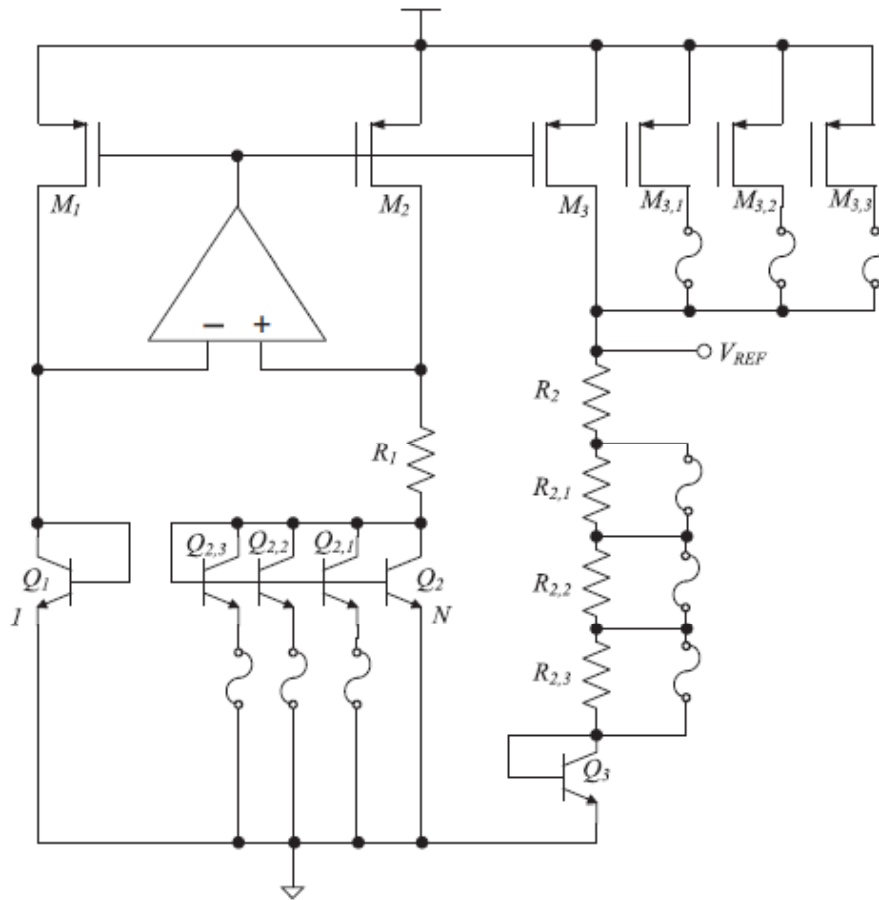
• Лејаут отпорника за тримовање



Помоћу 5 осигурача се може подесити да отпорност буде

$$mR_x, m = 0, 1, 2, \dots, 31$$

- Тримовање конвенционалне напонске референце са операционим појачавачем



- Подешавање излазног напона променом отпорности R2

$$y = mx + b,$$

$$y = V_{REF}, x = R_2, \quad b = V_{BE3}$$

$$m = \frac{V_{REF,k+1} - V_{REF,k}}{R_{2,k+1} - R_{2,k}} = \frac{V_{REF,k+1} - V_{REF,k}}{\Delta R_{2,k+1}},$$

$$b = \frac{V_{REF,k+1}}{m R_{2,k+1}}$$

- Подешавање излазног напона променом односа површине емитора N

$$y = m \ln(x) + b,$$

- Подешавање излазног напона променом односа струја I3/I1 NC

$$V_{REF} = \frac{R_2}{R_1} N_C V_T \ln(N) + V_{BE3},$$