

ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ



DESIGN HIGH-SWING CURRENT MIRROR
CIRCUIT (TSMC 180nm) USING LTSPICE

Sinh viên: Nguyễn Tuấn Phong

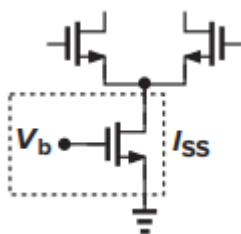
Hà Nội, 2025

I. Giới thiệu:

Gương dòng là mạch điện cơ bản và phổ biến trong thiết kế vi mạch điện tử. Nó có vai trò cung cấp nguồn dòng phân cực hay điện áp phân cực cho mạch. Hoạt động như một chiếc gương cho phép sao chép dòng từ một nguồn độc lập.

Một nguồn dòng ký tự dạng có khả năng cung cấp một nguồn dòng cố định với mọi tải trong dải cho phép. Ta biết rằng, khi MOSFET hoạt động ở chế độ bão hòa, dòng điện I_{DS} chảy qua kênh dẫn không đổi với mọi giá trị điện thế V_{DS} thỏa mãn tính chất $V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$.

Như hình dưới đây, với V_b thỏa mãn sao cho MOSFET ở trạng thái bão hòa thì nó hoạt động như một nguồn dòng I_{ss} ổn định.

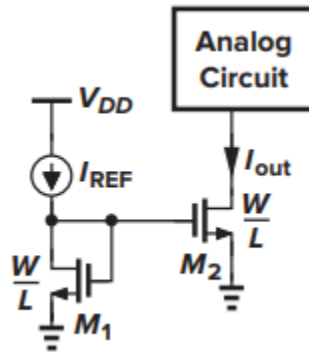


Trong báo cáo này, ta quy ước một số ký hiệu như sau:

μ_n	Độ linh động của electron trên bề mặt kênh. ($\frac{m^2}{V.s}$)
C_{ox}	Điện dung oxide trên một đơn vị diện tích tổng. (F/m^2)
V_{th}	Thread voltage. Điện áp ngưỡng của V_{GS} để tạo thành kênh dẫn.(V)
V_{ov}	Overdrive voltage. (V)
W	Chiều rộng của lớp oxide. (m)
L	Chiều dài của kênh dẫn. (m) – Với L là giá trị cố định không đổi.

II. Gương dòng cơ bản:

Đầu tiên ta sẽ phân tích mạch gương dòng cơ bản. dưới đây là hình ảnh về một mạch gương dòng cơ bản:



Đây là mạch gương dòng cơ bản sử dụng NMOS. Mục đích của gương dòng là sao chép dòng với tỉ lệ I_{out}/I_{ref} với dòng I_{out} là dòng sao chép và I_{ref} là dòng tham chiếu.

Giả sử bỏ qua hiệu ứng teo kênh, dòng qua 2 MOSFET là:

$$M1: \quad I_{ref} = \frac{1}{2} \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_1 \cdot (V_{GS1} - V_{th})^2$$

$$M2: \quad I_{out} = \frac{1}{2} \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_2 \cdot (V_{GS2} - V_{th})^2$$

Với $V_{GS1} = V_{GS2}$ và các thông số μ_n , C_{ox} và V_{th} giống nhau, khi này ta có:

$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}$$

Như vậy ta có thể thu được một dòng I_{out} theo dòng tham chiếu I_{ref} mà chỉ phụ thuộc vào các giá trị có thể dễ dàng thay đổi khi chế tạo là W và L .

Tuy nhiên trong thực tế, do ảnh hưởng bởi hiệu ứng teo kênh, dòng điện qua MOSFET còn phụ thuộc cả vào giá trị V_{DS} của nó nữa. Dòng I qua MOSFET lúc này trở thành:

$$I = \frac{1}{2} \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot (V_{GS} - V_{th})^2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS})$$

Tham số λ ở đây biểu thị sự thay đổi tương đối về độ dài đối với một mức tăng nhất định trong V_{DS} . Giá trị của λ được xác định bởi $\frac{\Delta L}{L} = \lambda \cdot V_{DS}$. Trong đó L là độ dài kênh dẫn trong thiết kế và ΔL là phần kênh dẫn đã bị teo mất đi.

Khi có hiệu ứng teo kênh, lúc này tỉ lệ I_{out} / I_{ref} trở thành:

$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \cdot \frac{1 + \lambda \cdot V_{DS2}}{1 + \lambda \cdot V_{DS1}}$$

Như vậy, với giá trị λ như nhau, chỉ cần có sự sai lệch nhỏ giữa V_{DS1} và V_{DS2} cũng có thể làm sai lệch giá trị dòng mong muốn. Trong thiết kế, ta phải thiết kế mạch sao cho 2 giá trị điện áp V_{DS1} và V_{DS2} không bị chênh lệch nhiều, ta có thể sử dụng cấu trúc cascode được trình bày ở phần sau.

III. Gương dòng cascode:

Với việc ảnh hưởng của hiệu ứng eo kênh khiến nguồn dòng trở nên không ổn định, ta cần phải thiết kế 1 cấu trúc mới giúp mạch hoạt động ổn định hơn, hạn chế được sự ảnh hưởng của hiệu ứng này.

Với biểu thức tỉ lệ nguồn dòng :

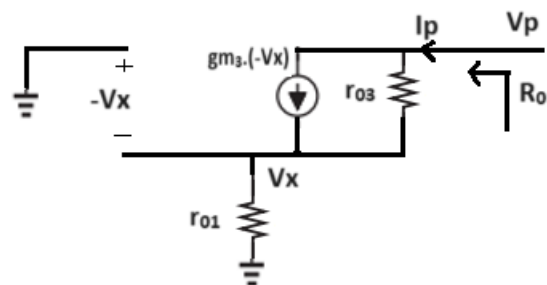
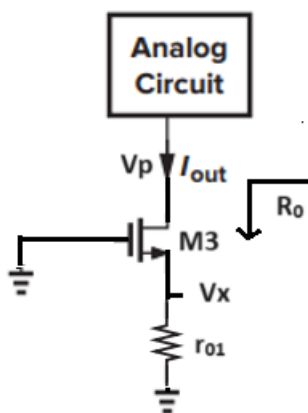
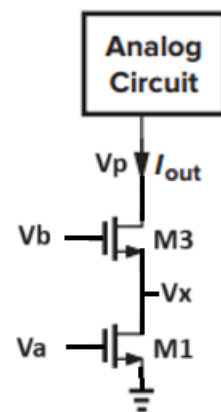
$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \cdot \frac{1 + \lambda \cdot V_{DS2}}{1 + \lambda \cdot V_{DS1}}$$

Mục tiêu của ta là làm cho điện áp $V_{DS2} = V_{DS1}$, tức là làm điện áp VDS của mạch nhánh lồi ra trở nên ổn định. Để làm được điều đó ta có thể sử dụng cấu trúc cascode.

❖ Cấu trúc Cascode:

Mắc thêm 1 NMOS M3 lên trên NMOS M1 giúp tạo thành cấu trúc cascode, cấu trúc cascode giúp chặn điện áp làm cho điện áp V_x ổn định.

Khi điện áp V_p thay đổi 1 lượng nhỏ (coi là tín hiệu nhỏ). Lúc này ta phân tích mạch, cho các nguồn DC thành nối đất, NMOS M1 lúc này trở thành điện trở r_{01} do $V_{GS1} = 0(V)$ nên không có nguồn dòng. Để tính mức thay đổi V_x , ta có thể vẽ lại mạch như sau:

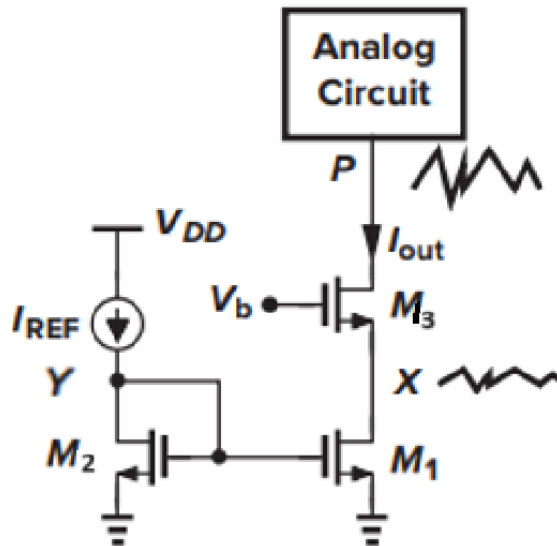


Từ mô hình mạch điện trên, ta tính được điện ta tính được giá trị R_0 là:

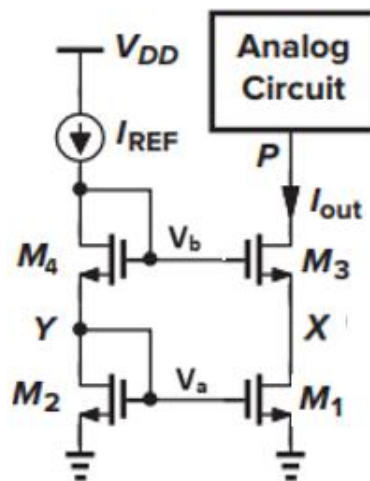
$$R_0 = g_{m3} \cdot r_{03} \cdot r_{01} + r_{03}$$

Như vậy khi điện áp V_p thay đổi 1 lượng là ΔV_p thì điện áp V_x thay đổi ΔV_x với: $\Delta V_x = \Delta V_p \cdot \frac{r_{01}}{R_0} = \Delta V_p \cdot \frac{r_{01}}{g_{m3} \cdot r_{01} \cdot r_{03} + r_{01} + r_{03}}$. R_0 có giá trị lớn hơn rất nhiều giá trị điện trở r_{01} nên điện áp V_x gần như tuyến tính.

Bây giờ, áp dụng cấu trúc cascode ở trên, ta có mạch sau:



Bây giờ ta đã đạt được mục đích đầu tiên là làm cho điện áp tại X ổn định. Tiếp theo ta phải xác định điện áp V_b phù hợp để cho giá trị $V_x = V_y$. Cách đơn giản là ta mắc thêm 1 NMOS M_4 lên trên M_2 sao cho M_4 được cấu hình giống M_3 , lúc này ta được 2 nhánh transistor đối xứng với nhau, giúp cho $V_x = V_y$.



Với cách mắc này, điện áp V_b có giá trị là:

$$V_b = V_{GS4} + V_y$$

Và:
$$V_b = V_{GS3} + V_x$$

Do dòng qua 2 nhánh mạch như nhau và M3, M4 có cấu hình giống nhau nên $V_{GS3} = V_{GS4}$, do đó $V_x = V_y = V_a$.

Cấu trúc cascode này cần điều kiện để có nguồn dòng ổn định là tất cả các MOSFET đều phải làm việc ở trong vùng bão hòa, do đó điện áp V_p tại lối ra có 1 ngưỡng điện áp giới hạn, tức giá trị bé nhất của V_p để M1, M3 bão hòa là:

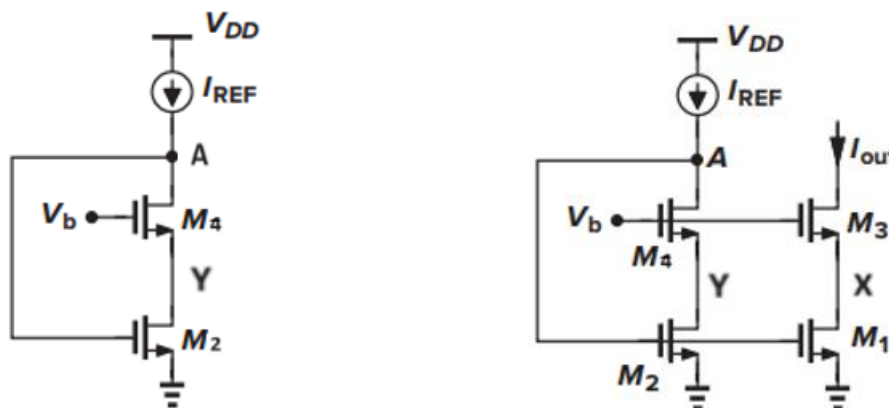
$$V_{p_min} = V_{ov1} + V_{th} + V_{ov3}$$

Đây là mức điện áp thấp nhất của V_p để có nguồn dòng ra ổn định. Tuy nhiên có thể thấy, để M1 và M3 bão hòa thì V_p chỉ cần bằng $V_{ov1} + V_{ov3}$, tức là ở đây V_p đã thừa ra hẳn một ngưỡng giá trị V_{th} ở M1. Điều này là rất lãng phí, do vậy ta cần phải tìm 1 cách tiếp cận khác sao cho không bị lãng phí giá trị V_{th} này mà vẫn phải đảm bảo $V_x = V_y$. Với cách mắc trên thì V_y sẽ không đổi và bằng $V_{ov2} + V_{th}$. Vậy nên ta cần phải thay đổi cả cách mắc của nhánh dòng tham chiếu I_{ref} . Để tiết kiệm điện áp V_{th} ta sẽ đi đến 1 cấu trúc gương dòng cascode khác là cải tiến của mạch gương dòng truyền thống này được trình bày ở phần sau.

IV. Gương dòng cascode high swing

a. Cascode high swing với 6 transistor:

Nhằm mục tiêu giảm điện áp giới hạn của lối ra xuống 1 mức V_{th} , ta sẽ phải làm cho V_{DS} của M1 có giá trị bằng V_{ov1} , tức là phải biến đổi $V_y = V_x = V_{ov}$. Ta có thể mắc thêm một NMOS vào giữa cực D và cực G của M2 như sau:



Mục đích của việc mắc M4 vào là để giảm điện áp tại Y xuống bằng V_{ov} , như vậy ta phải chọn một điện áp V_b phù hợp để cho cả M2 và M4 đều bão hòa và $V_Y = V_b - V_{GS4}$ phải đạt được giá trị mong muốn.

Tiếp đó ta nối trực tiếp V_b vào NMOS M3 như hình bên phải ở trên. Như vậy 2 MOSFET M3 và M4 phải được cấu hình sao cho $V_{GS3} = V_{GS4}$ thì lúc này ta mới đạt được kết quả $V_X = V_Y$ và làm cho dòng sao chép ổn định.

Vậy ta phải chọn giá trị V_b thế nào để thỏa mãn cả 2 MOSFET M2 và M4 đều bão hòa? Phân tích từng trường hợp một, ta có:

Để M2 bão hòa thì:

$$\begin{aligned} V_Y &\geq V_{ov2} \\ \Rightarrow V_b - V_{GS4} &\geq V_{ov2} \\ \Rightarrow V_b - V_{ov4} - V_{th} &\geq V_{ov2} \\ \Rightarrow V_b &\geq V_{ov2} + V_{ov4} + V_{th} \end{aligned}$$

Để M4 bão hòa thì:

$$\begin{aligned} V_b - V_{th} &\leq V_a (= V_{GS2}) \\ \Rightarrow V_b - V_{th} &\leq V_{ov2} + V_{th} \\ \Rightarrow V_b &\leq V_{ov2} + 2.V_{th} \end{aligned}$$

Như vậy ta có điều kiện của V_b để cả M2 và M4 bão hòa là:

$$V_{ov2} + V_{ov4} + V_{th} \leq V_b \leq V_{ov2} + 2.V_{th}$$

Khi 2 MOSFET đều hoạt động trong vùng bão hòa thì dòng qua 2 MOSFET là như nhau, ta có biểu thức:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_2 \cdot (V_{GS2} - V_{th})^2 &= \frac{1}{2} \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_4 \cdot (V_{GS4} - V_{th})^2 \\ \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_2 \cdot V_{ov2}^2 &= \left(\frac{W}{L}\right)_4 \cdot V_{ov4}^2 \quad (L \text{ là giá trị mặc định}) \\ \Rightarrow W_2 \cdot V_{ov2}^2 &= W_4 \cdot V_{ov4}^2 \\ \Rightarrow V_{ov4} &= V_{ov2} \cdot \sqrt{\frac{W_2}{W_4}} \end{aligned}$$

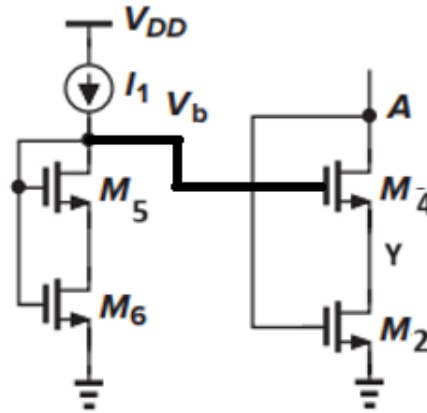
Ta đặt $V_{ov2} = V_{ov} \Rightarrow V_{ov4} = V_{ov} \cdot \sqrt{\frac{W_2}{W_4}}$. Lúc này biểu thức điều kiện của V_b là:

$$V_{ov} + V_{ov} \cdot \sqrt{\frac{W_2}{W_4}} + V_{th} \leq V_b \leq V_{ov} + 2.V_{th}$$

Để xác định được điện áp V_b thì ta phải lựa chọn tỉ số W_2 / W_4 sao cho $V_{ov} \cdot \sqrt{\frac{W_2}{W_4}}$

nhỏ hơn nhiều giá trị V_{th} .

Đã có điều kiện cần thiết của V_b , bây giờ ta cần thiết kế 1 nhánh mạch để cũng cấp mức điện áp V_b này.



Với cách mắc G nối D thì M5 hoạt động trong vùng bão hòa. Xét M6, ta thấy:

$$V_{GS6} = V_{GS5} + V_{DS6}$$

$$\Rightarrow V_{GS6} - V_{th} = V_{GS5} - V_{th} + V_{DS6}$$

$$\Rightarrow V_{ov6} = V_{ov5} + V_{DS6}$$

$$\Rightarrow V_{ov6} > V_{DS6} \Rightarrow M6 \text{ hoạt động trong vùng triode.}$$

Ta có dòng đi qua M7 là:

$$I_1 = \frac{1}{2} \cdot \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_5 \cdot (V_{GS5} - V_{th})^2$$

$$\Rightarrow V_{GS5} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_1}{\mu_n \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_5}} + V_{th}.$$

Đặt $\sqrt{\frac{2 \cdot I_1}{\mu_n \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_5}} = K (= V_{ov5}) \Rightarrow V_{GS5} = K + V_{th}$. K là giá trị có thể tính toán

được khi biết được dòng qua M5 và các thông số khác.

Ta có dòng qua M6 là:

$$I_1 = \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_6 \cdot (V_{ov6} \cdot V_{DS6} - \frac{1}{2} \cdot V_{DS6}^2)$$

Có: $V_b - V_{GS5} = V_{DS6}$.

$$\Rightarrow V_b - K - V_{th} = V_{DS6}$$

$$\Rightarrow V_{DS6} = V_{ov6} - K$$

Gọi tỉ số $\left(\frac{W}{L}\right)_5 = \frac{W_5}{W_6} = \beta$ (L cố định nên triệt tiêu L đi). Do dòng qua M5 và M6 là bằng nhau nên ta có biểu thức:

$$\begin{aligned} \mu_n.C_{ox}.\left(\frac{W}{L}\right)_6.(V_{ov6}.V_{DS6} - \frac{1}{2}.V_{DS6}^2) &= \frac{1}{2}\mu_n.C_{ox}.\left(\frac{W}{L}\right)_5.(V_{GS5} - V_{th})^2 \\ \Rightarrow \frac{1}{2}K^2.\beta &= V_{ov6}.(V_{ov6} - K) - \frac{1}{2}(V_{ov6} - K)^2 \\ \Rightarrow &.... \\ \Rightarrow V_{ov6} &= K.\sqrt{1 + \beta} \\ \Rightarrow V_b &= K.\sqrt{1 + \beta} + V_{th} \end{aligned}$$

Như vậy với các giá trị K và V_{th} có trước, ta có thể chọn giá trị cho β để thu được giá trị V_b mong muốn.

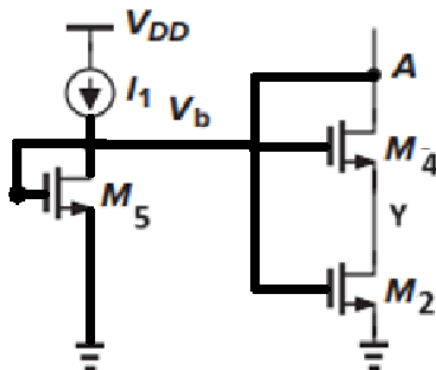
Thay V_b ở trên vào biểu thức điều kiện của V_b ta được:

$$\begin{aligned} V_{ov} + V_{ov}.\sqrt{\frac{W_2}{W_4}} + V_{th} &\leq V_b \leq V_{ov} + 2.V_{th} \\ \Rightarrow V_{ov} + V_{ov}.\sqrt{\frac{W_2}{W_4}} + V_{th} &\leq K.\sqrt{1 + \beta} + V_{th} \leq V_{ov} + 2V_{th} \\ \Rightarrow \boxed{V_{ov} + V_{ov}.\sqrt{\frac{W_2}{W_4}} \leq K.\sqrt{1 + \beta} \leq V_{ov} + V_{th}} \end{aligned}$$

Như vậy ta sẽ chọn hệ số β phù hợp để thỏa mãn bất phương trình trên, thông thường ta nên chọn β là các số nguyên.

b. Cascode high-swing với 5 transistor:

Do transistor M6 ở mạch trên hoạt động trong vùng triode nên dòng qua nó rất dễ mất ổn định. Do vậy ta sẽ thay thế nhánh 2 transistor M5 M6 thành nhánh chỉ có 1 transistor M5 và nối cực G với D của M5 để nó luôn hoạt động trong vùng bão hòa như hình dưới đây:



Ta có dòng qua M5 là:

$$I_1 = \frac{1}{2} \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_5 \cdot (V_{GS5} - V_{th})^2$$

$$\Rightarrow I_1 = \frac{1}{2} \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_5 \cdot (V_b - V_{th})^2$$

$$\Rightarrow V_b = \sqrt{\frac{2 \cdot I_1}{\mu_n \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_5}} + V_{th}$$

Thay vào bất phương trình điều kiện của V_b ta được:

$$V_{ov} + V_{ov} \cdot \sqrt{\frac{W_2}{W_4}} + V_{th} \leq \sqrt{\frac{2 \cdot I_1}{\mu_n \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_5}} + V_{th} \leq V_{ov} + 2 \cdot V_{th}$$

$$\Rightarrow \boxed{V_{ov} + V_{ov} \cdot \sqrt{\frac{W_2}{W_4}} \leq \sqrt{\frac{2 \cdot I_1}{\mu_n \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_5}} \leq V_{ov} + V_{th}}$$

Như vậy, chỉ cần chọn các giá trị I_1 và W_5 phù hợp thì ta sẽ có được giá trị V_b phù hợp với yêu cầu thiết kế.

Kết luận: Gương dòng cascode truyền thống và gương dòng cascode hing-swing:

	Cascode truyền thống	Cascode hing-swing
Ưu điểm	<ul style="list-style-type: none"> - Diện tích nhỏ. - Công suất tiêu thụ thấp. 	<ul style="list-style-type: none"> - Điện áp phân cực V_b thấp, min của V_b chỉ cần bằng $(2V_{ov} + V_{th})$ thay vì $(2 \cdot V_{th} + V_{ov})$. - Cải thiện điện áp dự trữ của mạch (điện áp ra tối thiểu chỉ còn $2V_{ov}$ thay vì $(2V_{ov} + V_{th})$).
Nhược điểm	<ul style="list-style-type: none"> - Điện áp lồi ra cao $(2V_{ov} + V_{th})$. 	<ul style="list-style-type: none"> - Dùng nhiều transistor, tốn nhiều diện tích của mạch. - Công suất tiêu thụ cao do phải mắc thêm nhánh mạch tạo điện áp phân cực V_b.

V. Mô phỏng bằng LTspice:

1. Mục đích mô phỏng:

So sánh 2 cấu trúc gương dòng cascode truyền thống và gương dòng cascode high-swing ở trên. Mô phỏng hoạt động của cả hai mạch, từ đó so sánh sự ổn định của dòng đầu ra.

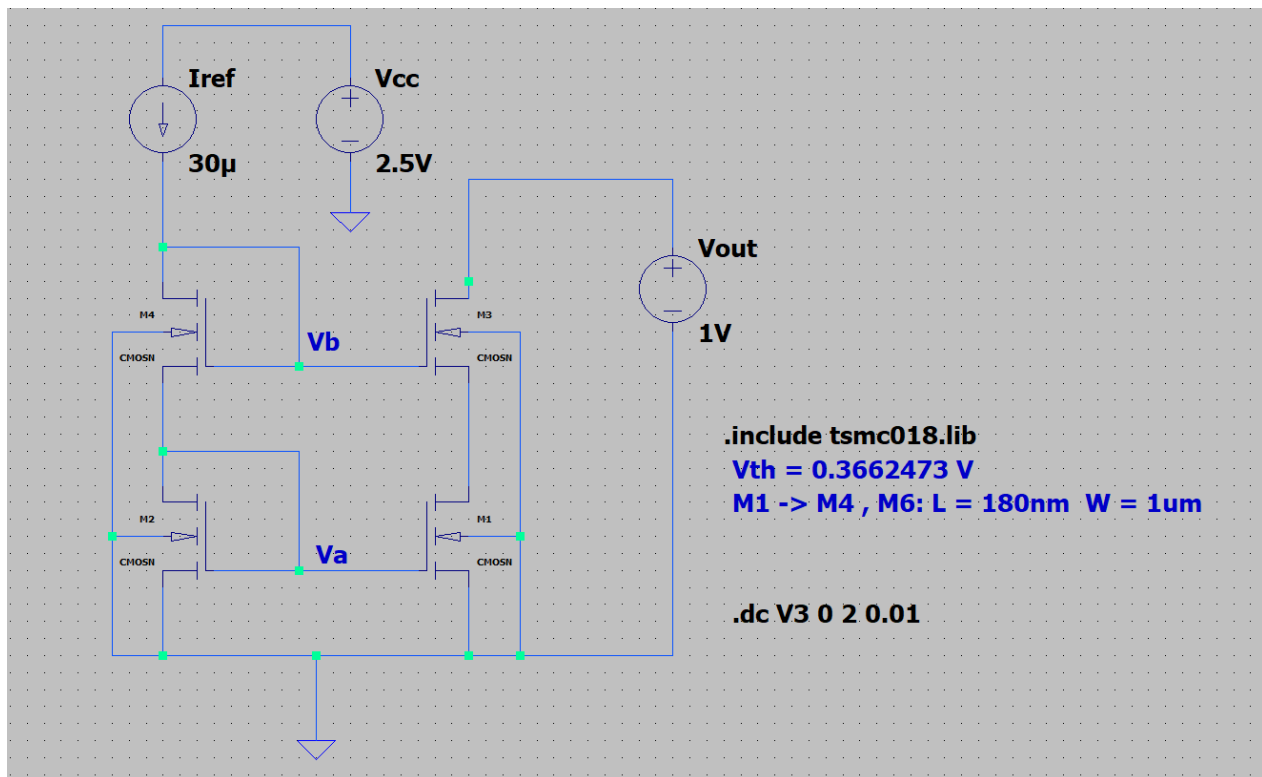
2. Thông tin cơ bản của linh kiện:

Dòng tham chiếu	$I_{ref} = 30\mu A$.
Kích thước MOSFET	$L = 180nm$. $W_{min} = 1\mu m$.
Điện áp ngưỡng	$V_{th} = 0.366247 V$

3. Thiết kế mạch:

a. Cascode truyền thống:

Thiết kế mạch:

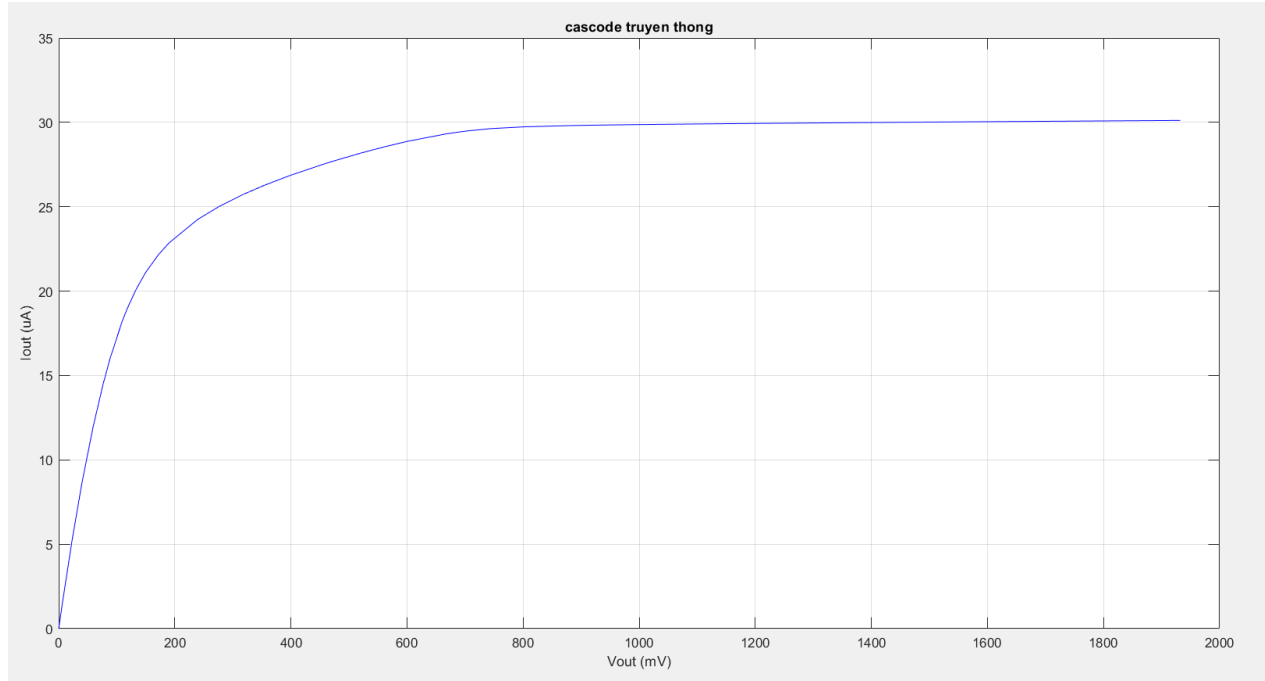


Các MOSFET có kích thước giống nhau.

Với dòng $I_{ref} = 30\mu A$, $V_a = V_{GS2} = V_{GS1} = 645mV$. Khi này giá trị overdrive voltage là: $V_{ov} = V_a - V_{th} = 645m - 366.24m \approx 279mV$.

Điện áp lồi ra cực tiểu là: $V_{out_min} = 2.V_{ov} + V_{th} \approx 920mV$.

Dòng đầu ra của mạch khi thay đổi điện áp V_{out} :



Nhận xét: Khi điện áp V_{out} thay đổi từ 0V đến nhỏ hơn 900mV thì dòng I_{out} biến thiên khá lớn. Khi V_{out} lớn hơn 900mV thì dòng I_{out} khá ổn định ở mức 30 μA .

b. Cascode high-swing:

Thiết kế mạch:

Cho các MOSFET từ M1 -> M4 có kích thước như nhau.

Điều kiện điện áp phân cực V_b là:

$$2V_{ov} \leq K \cdot \sqrt{1 + \beta} \leq V_{ov} + V_{th}$$

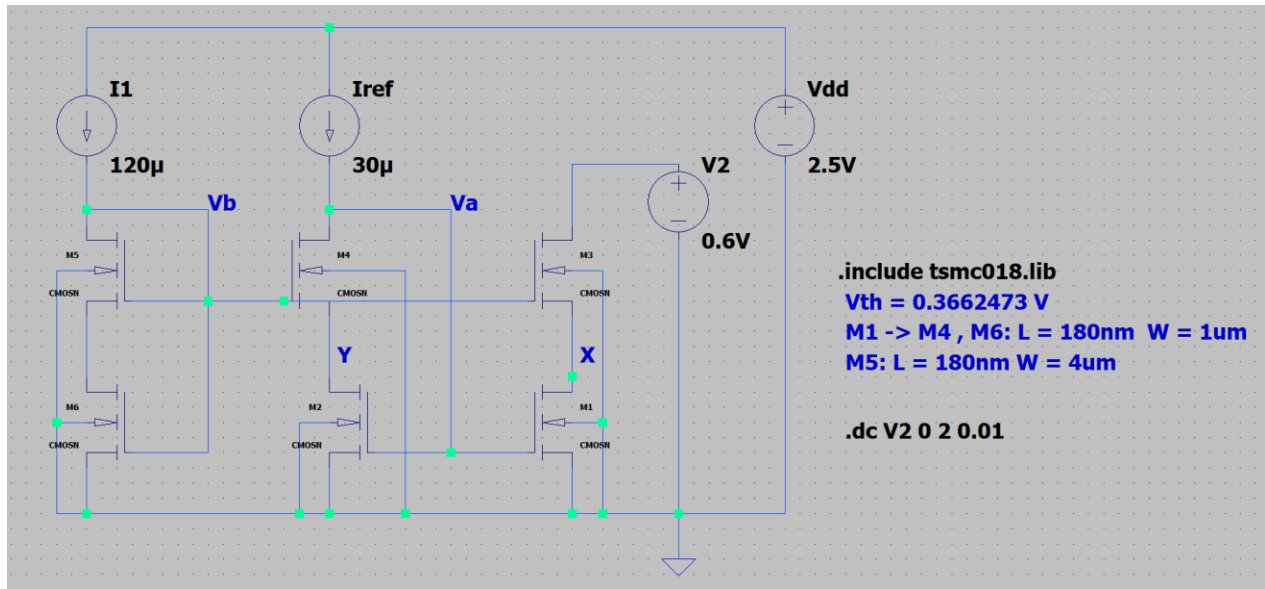
Hệ số K là V_{ov5} , coi tỉ lệ giữa W_5 và I_1 là không đổi, khi này $K = V_{ov5} = V_{ov} = 279mV$. Thay vào bất phương trình ta thu được hệ số β mong muốn là:

$$3 \leq \beta \leq 4.34$$

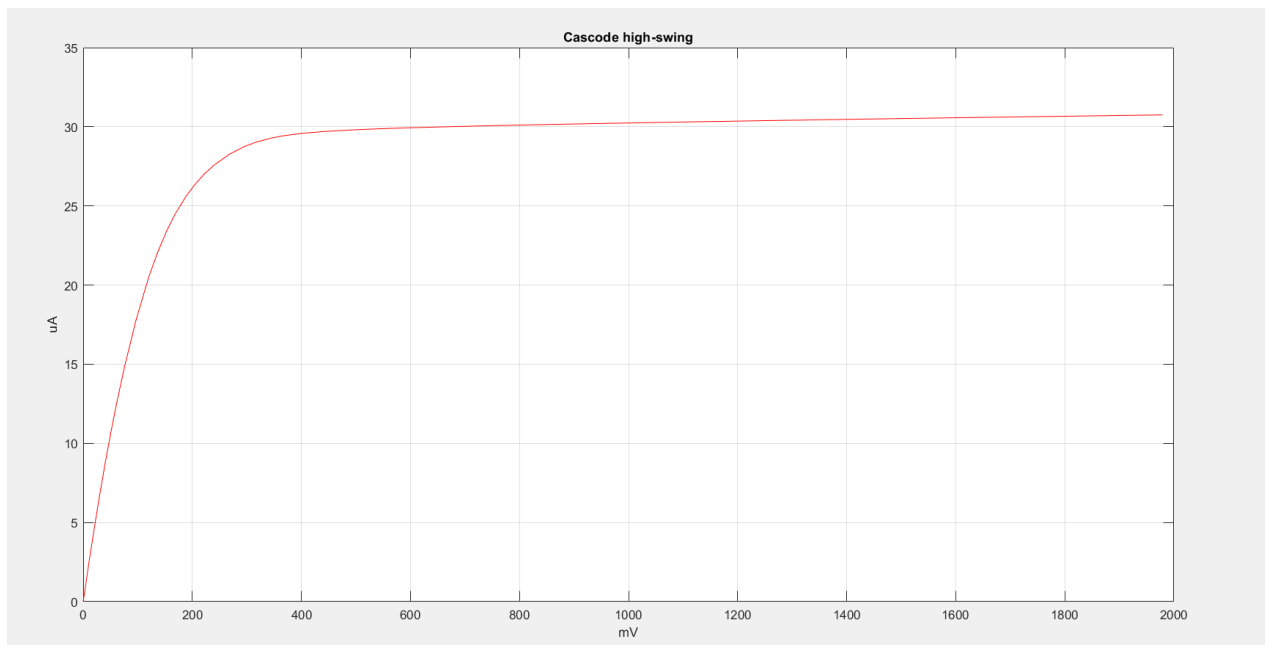
Tuy nhiên để tránh ảnh hưởng của hiệu ứng teo kênh thì ta lấy $\beta > 3$. Vì vậy ta thu được hệ số β là:

$$\beta = 4$$

Như vậy ta sẽ thay đổi kích thước của M5 là: $L = 180\text{nm}$, $W_5 = 4W_{\min} = 4\mu\text{m}$.
 Đồng thời $I_1 = 4I_{\text{ref}} = 120\mu\text{A}$.

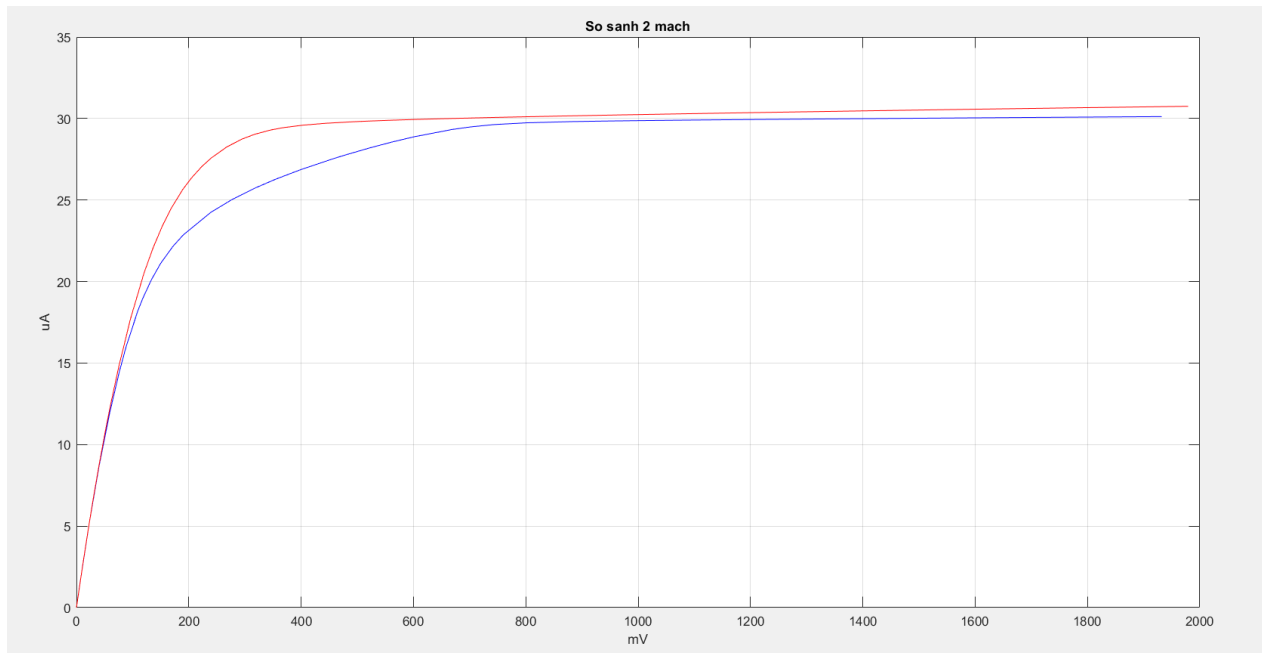


Thay đổi điện áp lối ra V_{out} , ta thu được dòng lout là:



Nhận xét: Dòng khá ổn định khi V_{out} lớn hơn khoảng 600mV.

c. So sánh dòng lồi ra của 2 mạch:



Đường màu đỏ: cascode high-swing.

Đường màu lam: cascode truyền thống.

Nhận xét: Có thể thấy, mức điện áp lồi ra để có dòng ổn định của mạch high-swing thấp hơn nhiều so với mạch cascode truyền thống. Tuy nhiên, khi điện áp lồi ra càng cao thì dòng của mạch cascode truyền thống lại gần với giá trị $30\mu A$ hơn.