

# 進捗報告

バッファ回路の確認

2023/07/04 小島 光

# $K_0$ の誤り

ドレイン電流は二乗則より

$$I = \frac{\mu C_{ox}}{2} \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot (v_{gs} - V_{th})^2$$

また、 $g_m$ はドレイン電流を $v_{gs}$ で偏微分したものであるなので

$$g_m = \mu C_{ox} \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot (v_{gs} - V_{th})$$

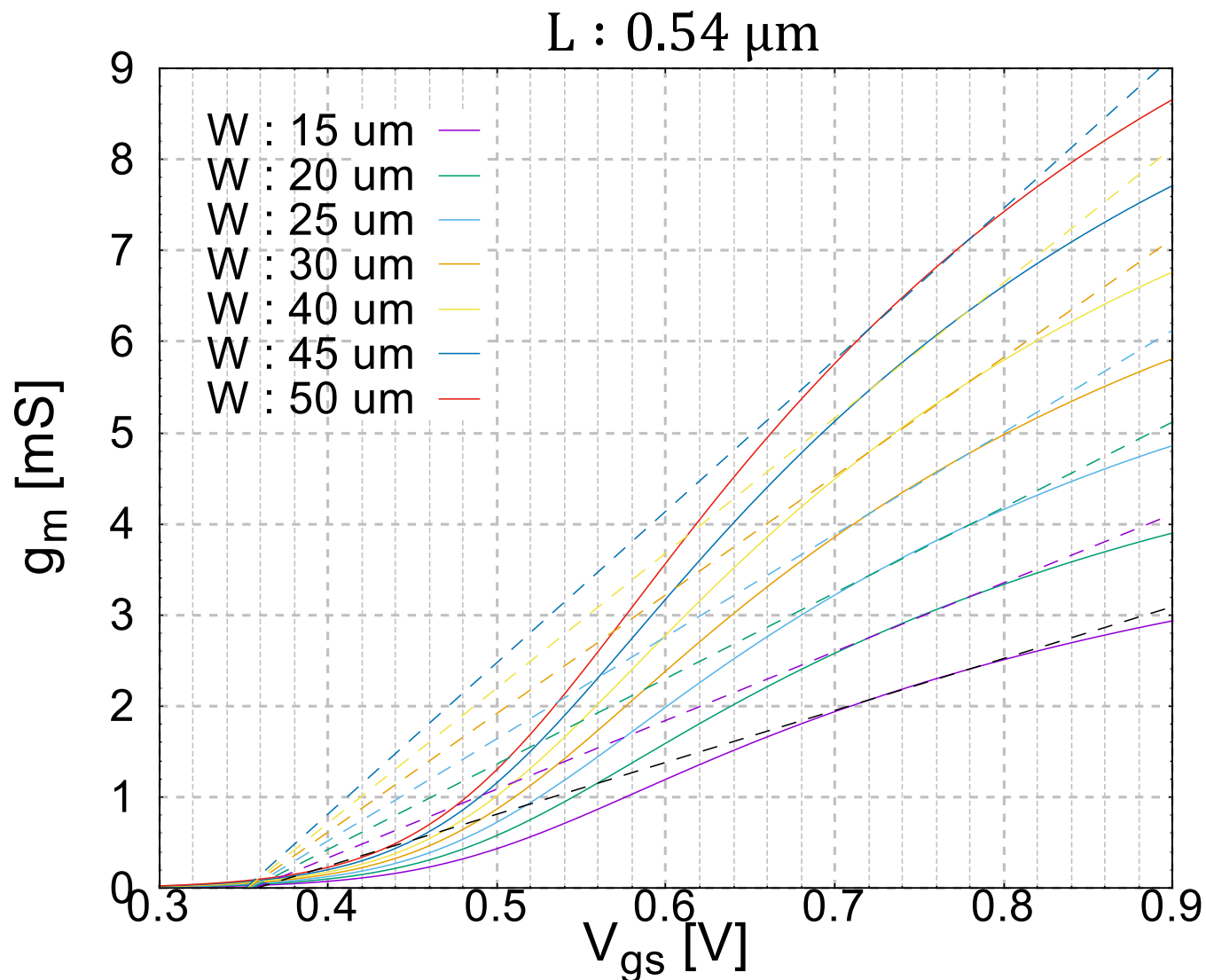
であるが、以前は間違えて

$$g_m = \frac{\mu C_{ox}}{2} \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot (v_{gs} - V_{th})$$

としていた。そのため、 $K_0 \equiv \frac{\mu C_{ox}}{2}$ としていた $K_0$ と $g_m$ が2倍高く出ていた。

# $K$ の再推定(先週の再掲)

process : rohm 0.18  $\mu\text{m}$



$g_m - V_{gs}$  特性の

$V_{gs} = 0.70 \sim 0.80 \text{ V}$  の範囲(前回の計算結果から最適と思われる動作点の周辺)で線形近似をした。

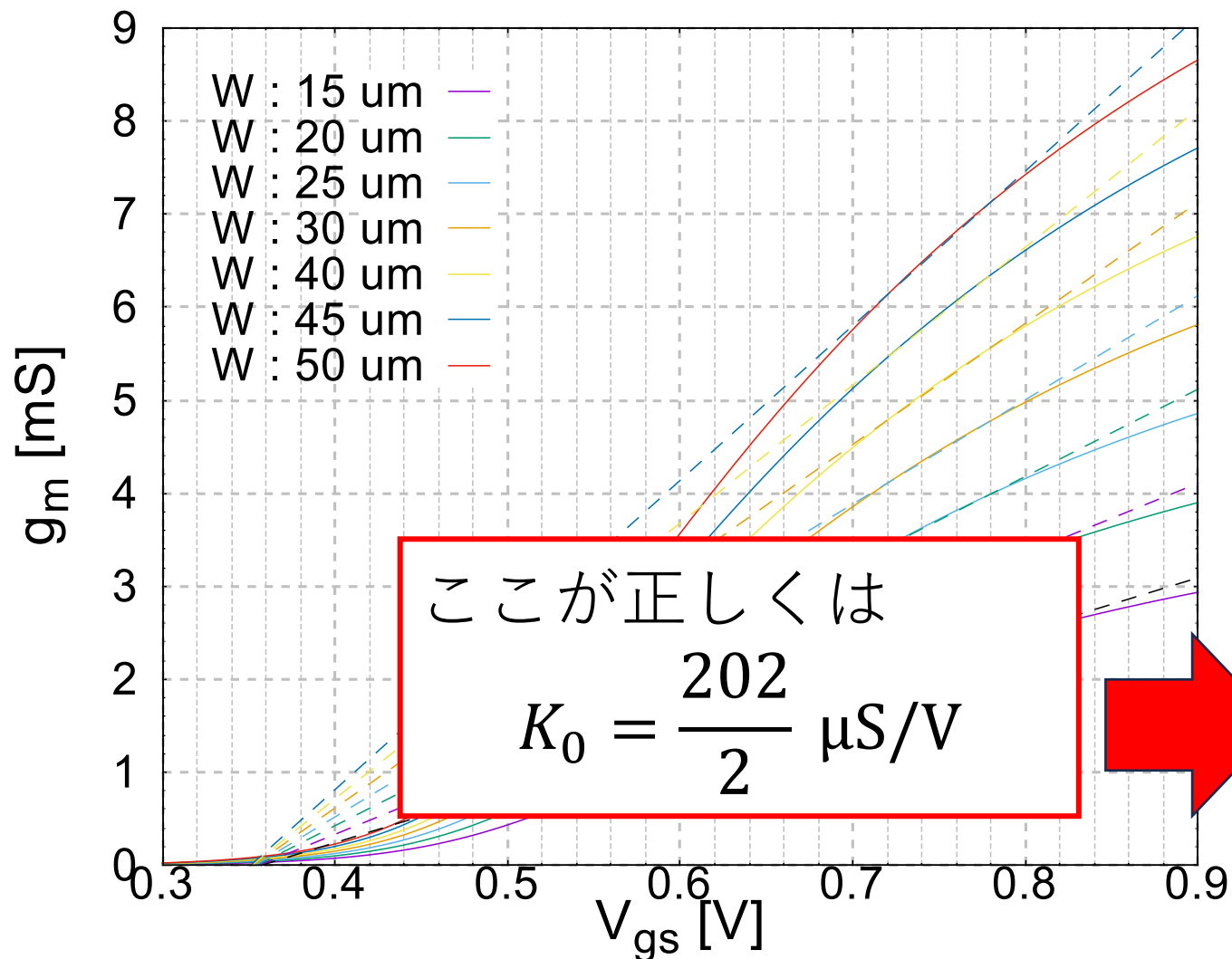
$$g_{m1} = \frac{\mu C_{ox}}{2} \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot \{v_{gs} - V_{th1}(V_{sb})\}$$

なので、近似直線の傾きは

$$\frac{\mu C_{ox}}{2} \cdot \frac{W_1}{L_1}$$

である。

# $K$ の再推定(先週の再掲)



slope	L	W	K
5.6960.E-03	5.400.E-07	1.500.E-05	2.051.E-04
7.5493.E-03	5.400.E-07	2.000.E-05	2.038.E-04
9.3872.E-03	5.400.E-07	2.500.E-05	2.028.E-04
1.1212.E-02	5.400.E-07	3.000.E-05	2.018.E-04
1.3027.E-02	5.400.E-07	3.500.E-05	2.010.E-04
1.4831.E-02	5.400.E-07	4.000.E-05	2.002.E-04
1.6627.E-02	5.400.E-07	4.500.E-05	1.995.E-04
ave.			2.020.E-04

したがって今回は  
 $K \equiv 202 \mu\text{S/V}$   
とした。

# バッファ素子値の再計算

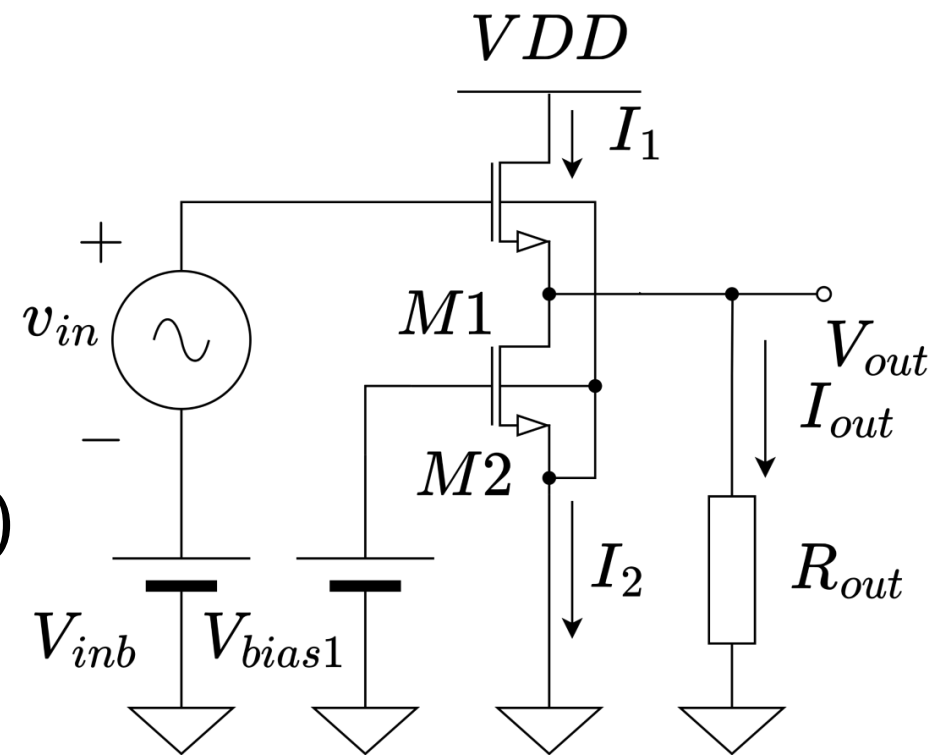
$g_m = 20 \text{ mS}$  を仮定した際、以下の式が成り立つ。  
詳しい計算はスライド最後に記載

$$V_{out}(r_1) = \frac{V_{inb} + V_{th0} - \frac{g_{m1}}{K \cdot r_1}}{1 + T} \dots (1)$$

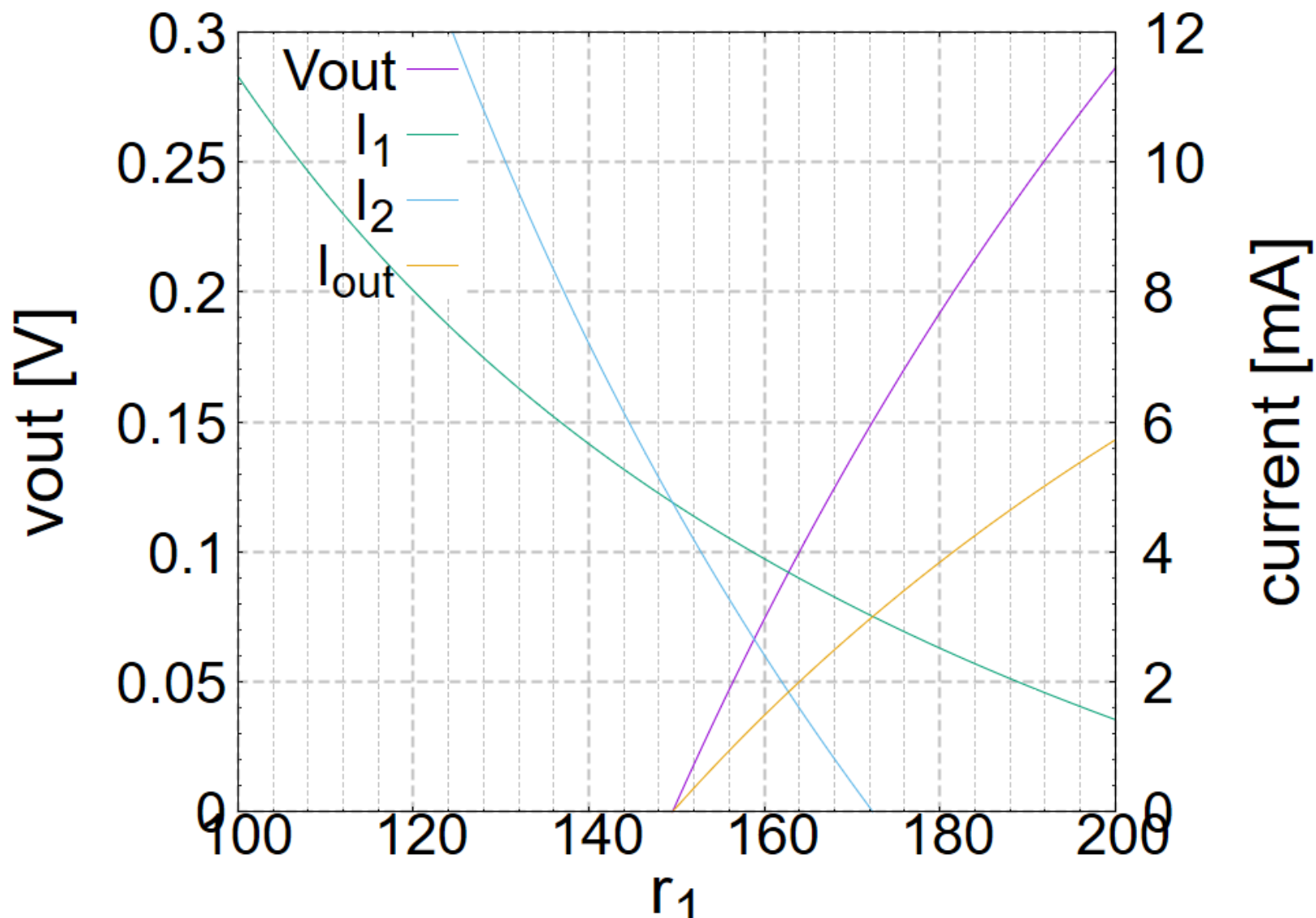
$$I_{out} = \frac{V_{out}(r_1)}{R_{out}} \dots (2)$$

$$I_1(r_1) \equiv \frac{g_{m1}}{2} \{v_{gs}(r_1) - V_{th}(r_1)\} \dots (3)$$

$$I_2 \equiv I_1(r_1) - I_{out}(r_1) \dots (4)$$



# バッファ素子値の再計算



(1)~(4)式をプロットすると左のようになる。

$I_2$ が大きくなると  $V_{out}$  が小さくなる

⇒ 出力

振幅に余裕を持たせるため  $I_1 = I_{out}$  で使用

# バッファ素子値の再計算

(2),(3)式より、 $M_1$ の形状比は

$$r_1 = \frac{(1 + T) \cdot g_m}{2K\{V_{inb} + (2 + T)V_{th0}\}} \quad (5)$$

で求められる。ただし、 $V_{th}(r) = T \cdot V_{out}(r) + V_{th0}$  であり、  
今回は $T = 0.167781, V_{th0} = 0.424192$  Vである。

また、 $V_{inb} = 0.9$  Vとした。

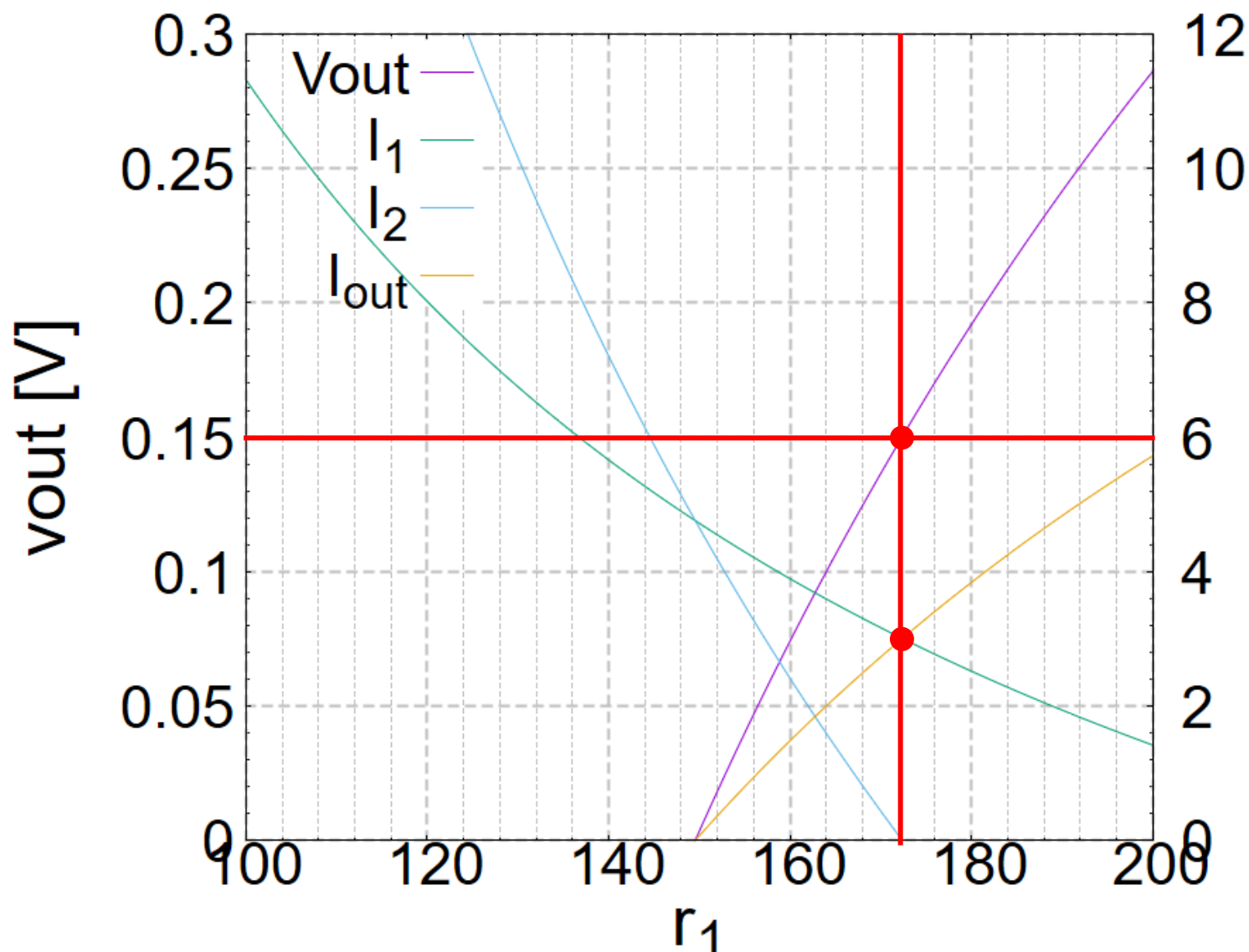
この時 $M_1$ の形状比 $\hat{r}$ は

$$\hat{r} = 172.372 \dots \approx 172$$

$L_1 = 0.54 \mu\text{m}$ なので、

$$W_1 = \hat{r} \cdot L_1 \approx 93 \mu\text{m}$$

# 直流の理論値

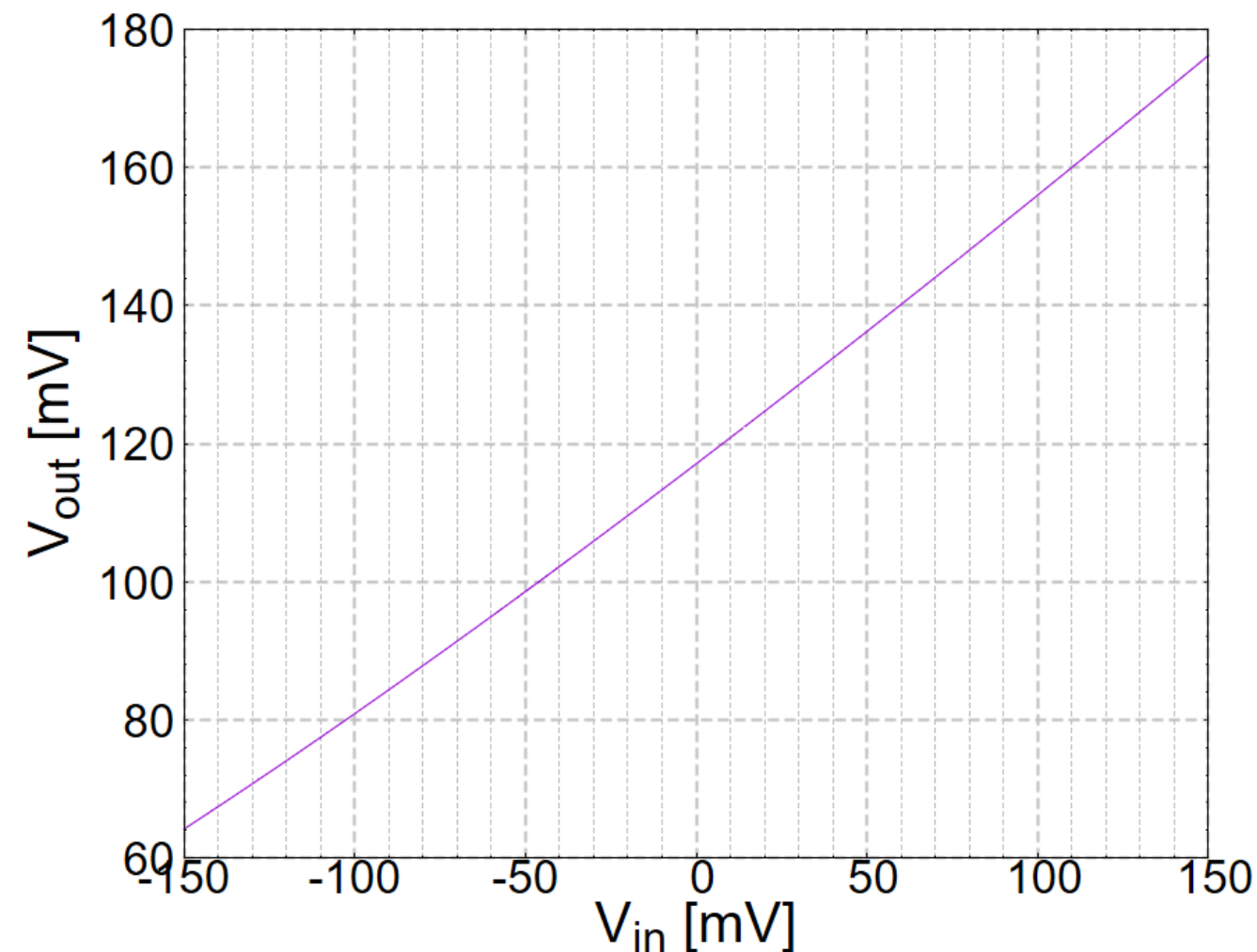


前回、モデルの関係上  
チャンネル幅を  
 $10.1 \mu\text{m} \sim 50 \mu\text{m}$ で設計する  
前提で $K_0$ を求めた。  
そのため、 $W_1 = 15.5 \mu\text{m}$   
の6並列とした。

計算上、今回の形状比では  
 $V_{out} = 0.15 \text{ mV}$ となる  
はず。



# バッファのシミュレーション

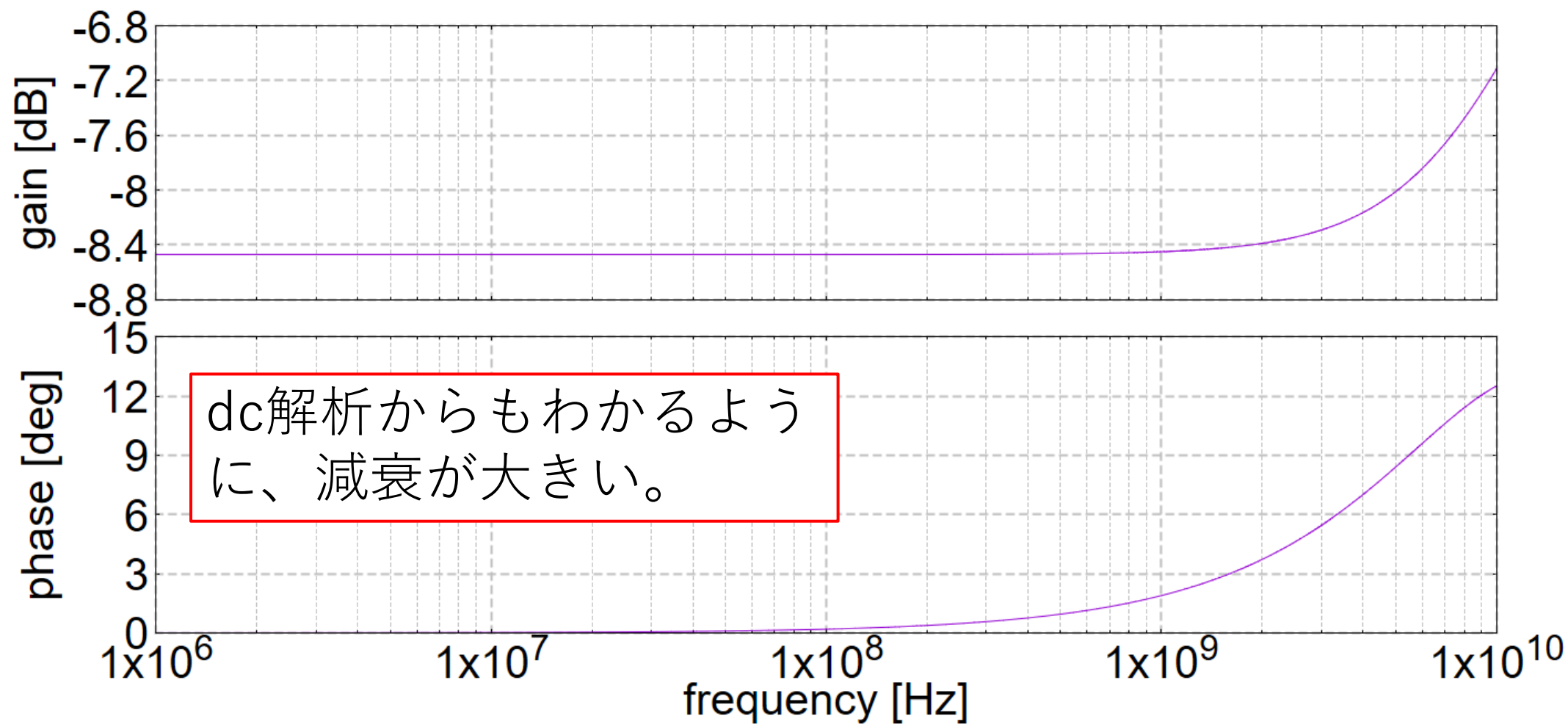


入力が0 Vの時、出力はおよそ115 mVであった。

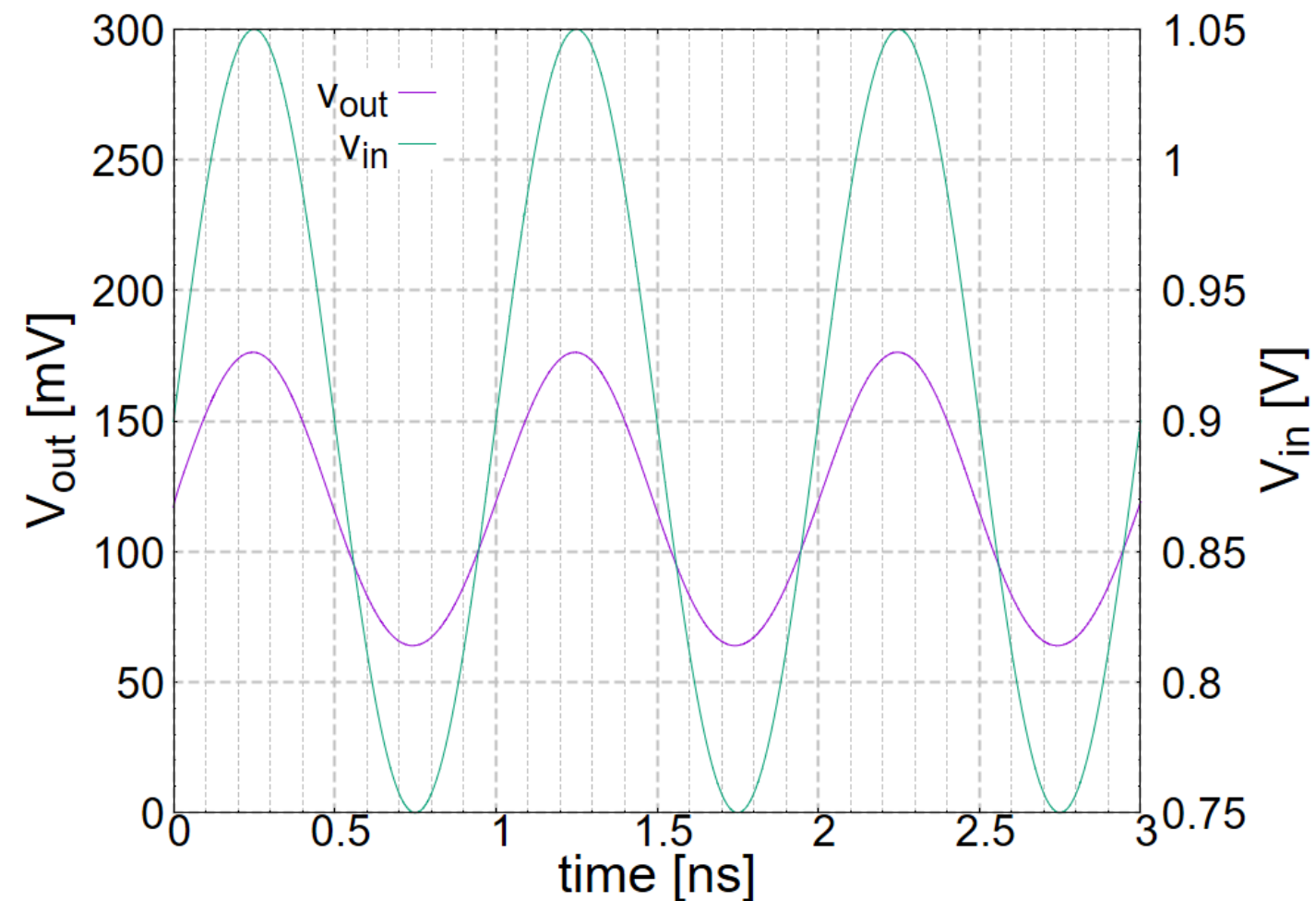
Op解析では $g_m = 13.74$  mS、 $g_d = 12.37$   $\mu$ S、 $V_{th} = 499$  mVとなっていた。

求めたしきい電圧の一次式では、出力が115 mVのときおよそ440 mVだったので、原因は閾電圧の一次式にあると考えられる。

# バッファのシミュレーション



# バッファのシミュレーション



左は入力 1 GHz / 150 mVの時の過渡解析結果である。  
出力のオフセットはおよそ 120 mV、振幅は50 mV程度と減衰している様子が分かる。

# バッファ設計のまとめ

- $K_0$ の値を修正し、おおよその設計ができた
- チャネル形状によりしきい電圧が変化する
- 今回はこれで設計は終了にする
- 今後設計するときはしきい電圧を再度考証する

# 素子値計算の詳細 - (1)式の導出

$$g_{m1} = K \cdot \frac{W_1}{L_1} \{v_{gs} - V_{th1}(V_{out})\} = 20 \text{ mS} \text{ となればよいので}$$

$$r_1 \equiv \frac{W_1}{L_1} \text{ とおくと}$$

$$v_{gs}(r_1) \equiv V_{inb} - V_{out}(r_1)$$

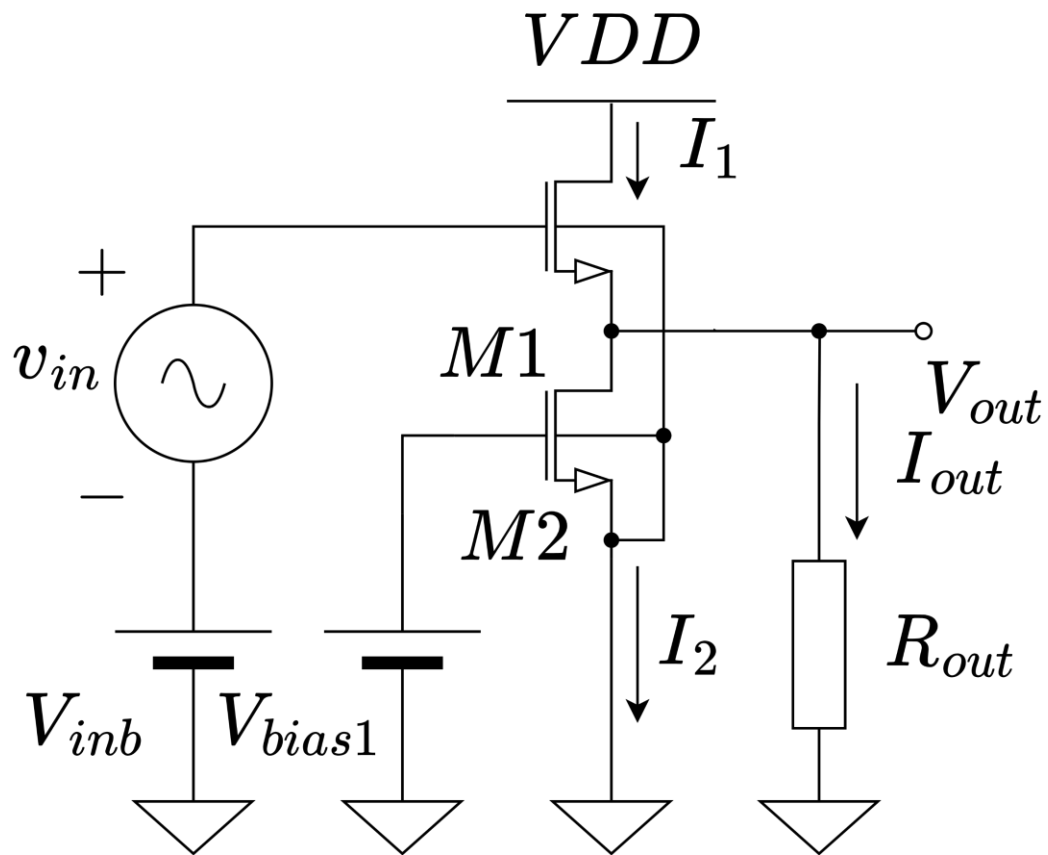
$$V_{th}(r_1) \equiv T \cdot V_{out}(r_1) + V_{th0}$$

$$g_{m1} = K \cdot r_1 \{V_{inb} - V_{out}(r_1) - (T \cdot V_{out}(r_1) - V_{th0})\}$$

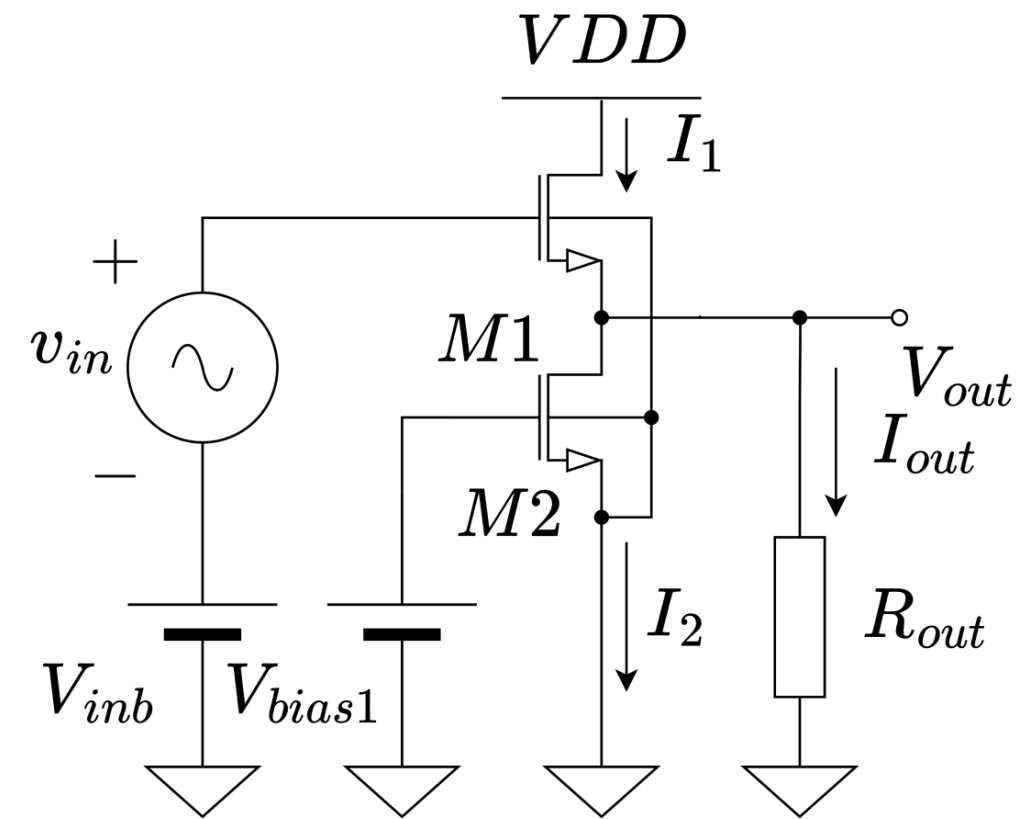
$$V_{out}(r_1) = \frac{V_{inb} + V_{th0} - \frac{g_{m1}}{K \cdot r_1}}{1 + T} \dots (1)$$

したがって

$$I_{out} = \frac{V_{out}(r_1)}{R_{out}} \dots (2)$$



# 素子値計算の詳細 - (2)式の導出



$$I_1(r_1) \equiv \frac{g_{m1}}{2} \{v_{gs}(r_1) - V_{th}(r_1)\} \cdots (3)$$

$$I_2 \equiv I_1(r_1) - I_{out}(r_1) \cdots (4)$$

と形状比についての関数で表すことができる

今回は電流源を取り外すので  
(2)式 = (3)式より

$$\frac{g_{m1}}{2} \{v_{gs}(r_1) - V_{th}(r_1)\} = \frac{V_{out}(r)}{R_{out}}$$

## 素子値計算の詳細 - (2)式の導出

$$\frac{g_{m1}}{2} \{v_{gs}(r_1) - V_{th}(r_1)\} = \frac{V_{out}(r)}{R_{out}}$$

$$\left( \because v_{gs}(r_1) = V_{inb} - V_{out}(r_1), V_{th}(r_1) = T \cdot V_{out}(r_1) + V_{th0}, g_{m1} = \frac{1}{R_{out}} \right)$$

$$\frac{g_{m1}}{2} [V_{inb} - V_{out}(r_1) - \{T \cdot V_{out}(r_1) + V_{th0}\}] = g_{m1} V_{out}(r_1)$$

$$(3 + T)V_{out}(r_1) = V_{inb} - V_{th0}$$

$$(3 + T) \cdot \frac{V_{inb} + V_{th0} - \frac{g_{m1}}{K \cdot r_1}}{1 + T} = V_{inb} - V_{th0}$$

$$r_1 = \frac{(3 + T)g_{m1}}{2K_0\{V_{inb} + (2 + T)V_{th0}\}}$$