

ギルバート乗算回路の バッファ設計

2023/06/19 B4 小島

目次

- 背景
- 目的
- バッファ回路
- 基板バイアス効果
- ドレインコンダクタンス
- 素子値設計
- シミュレーション結果
- まとめ

背景

- ・ 高周波で動作する回路は分布乗数回路として扱う
- ・ 負荷と伝送線路の整合が取れていないと反射が起きる
- ・ マッチングをとるためにバッファを挿入する

目的

今回測定に使用する予定のオシロスコープのインピーダンスが**50 Ω** であるので、出力抵抗が**50 Ω** であるバッファ回路を設計する。

バッファ回路

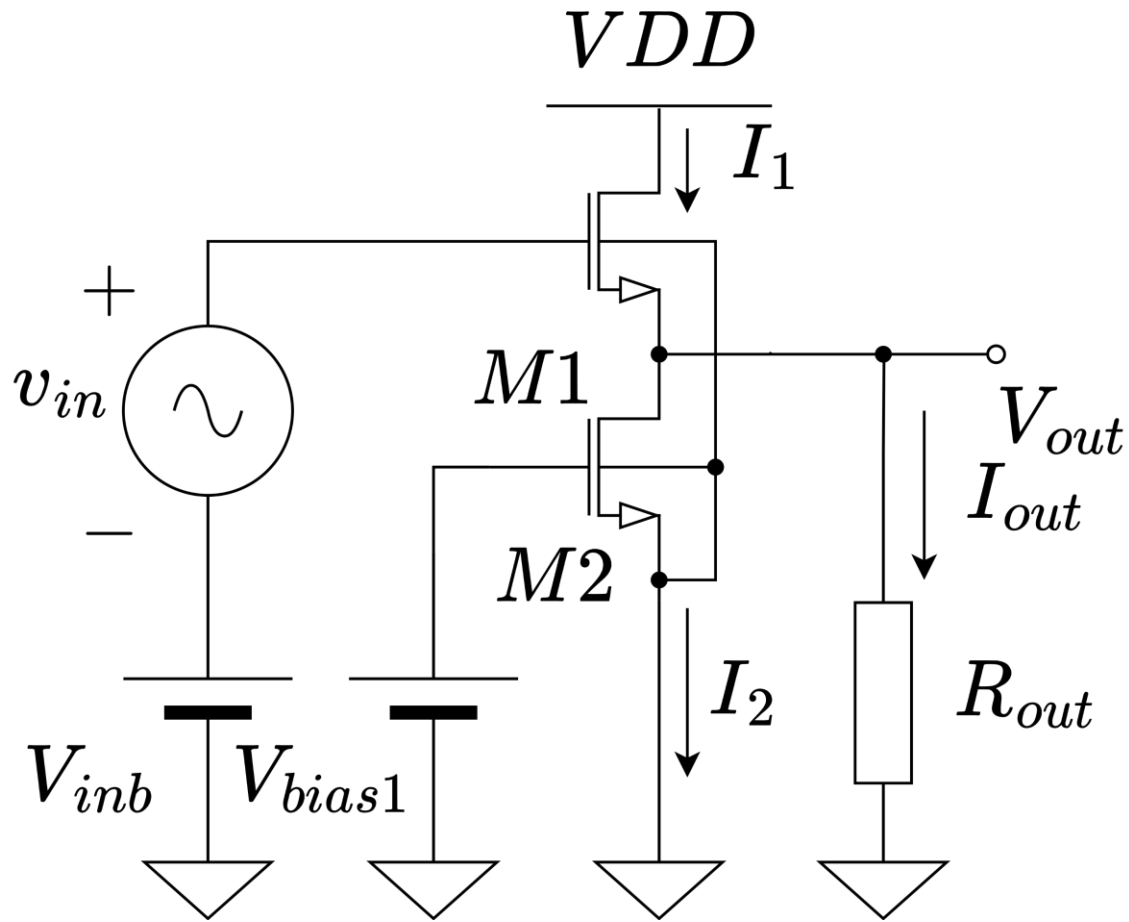
求められる回路

- ・ 高い入力インピーダンス
- ・ $50\ \Omega$ の出力インピーダンス
- ・ 入力波形をそのまま出力



ドレイン接地のソースフォロワ回路を用いる。

バッファ回路



V_{inb} : ギルバートセルの出力オフセット
今回は0.9 Vとした

V_{DD} : 電源

V_{bias1} : 電流源のバイアス

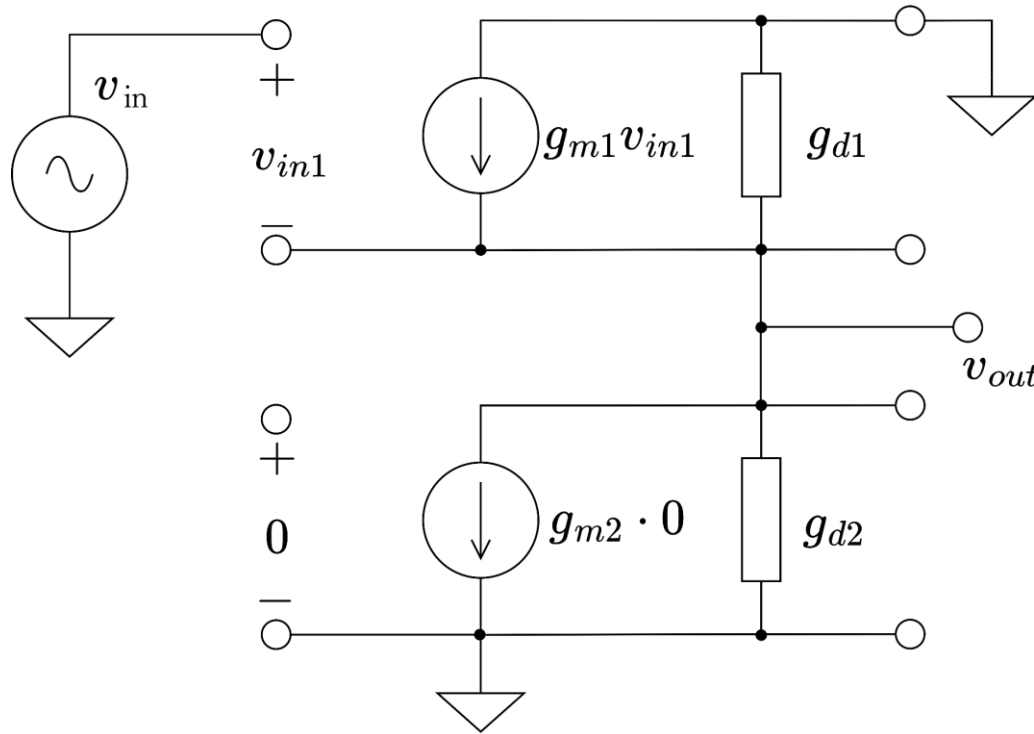
R_{out} : オシロスコープの抵抗

v_{in} : ギルバートセルの出力振幅
今回は ± 150 mVとした

Process : Rhom 0.18 μm

2023/6/19

バッファ回路-小信号等価回路



左図はバッファ回路の小信号等価回路である。

キルヒホッフの電流測から

$$g_{m1}v_{in1} = (g_{d1} + g_{d2})v_{out}$$

$v_{in1} = v_{in} - v_{out}$ なので

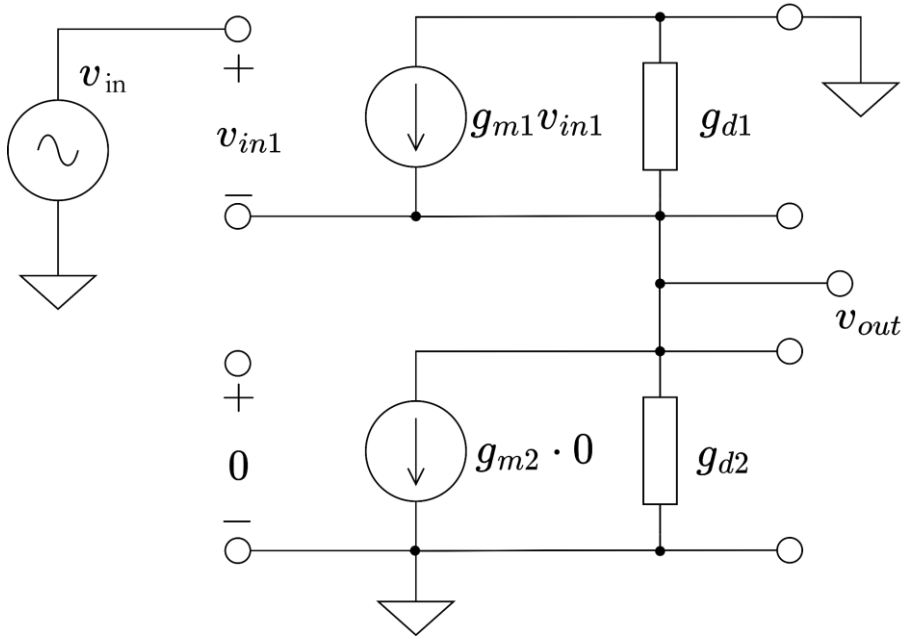
$$g_{m1}(v_{in} - v_{out}) = (g_{d1} + g_{d2})v_{out}$$

$$v_{out} = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{d1} + g_{d2}} v_{in}$$

$g_{m1} \gg g_{d1} + g_{d2}$ であるとする

$$v_{out} \approx \frac{g_{m1}}{g_{m1}} v_{in} = v_{in}$$

バッファ回路-出力インピーダンス



出力インピーダンス R を求める際、入力は 0 V とし、負荷から電流が流れ込むとすると

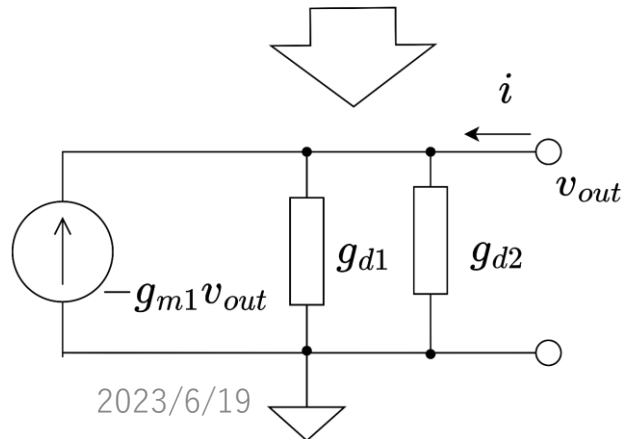
$$-g_{m1}v_{out} + i = (g_{d1} + g_{d2})v_{out}$$

$$i = \frac{1}{g_{m1} + g_{d1} + g_{d2}} v_{out}$$

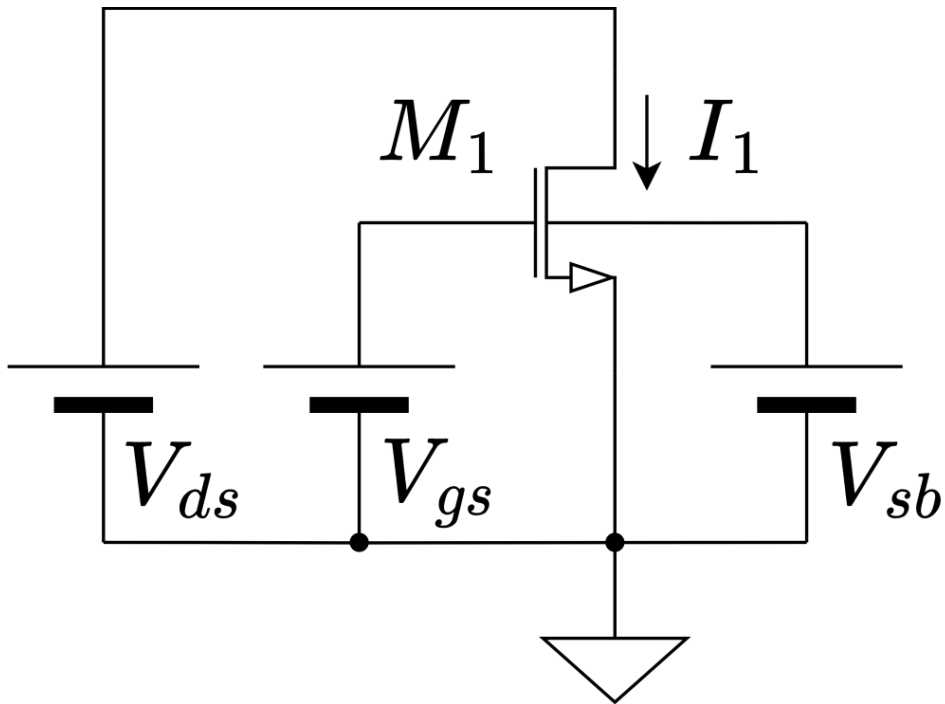
$$R = \frac{v_{out}}{i} = g_{m1} + g_{d1} + g_{d2}$$

$g_{m1} \gg g_{d1} + g_{d2}$ を仮定すると

$$R \approx g_{m1}$$



シミュレーション回路



左図のようなMOS単体でシミュレーションを行った。条件は

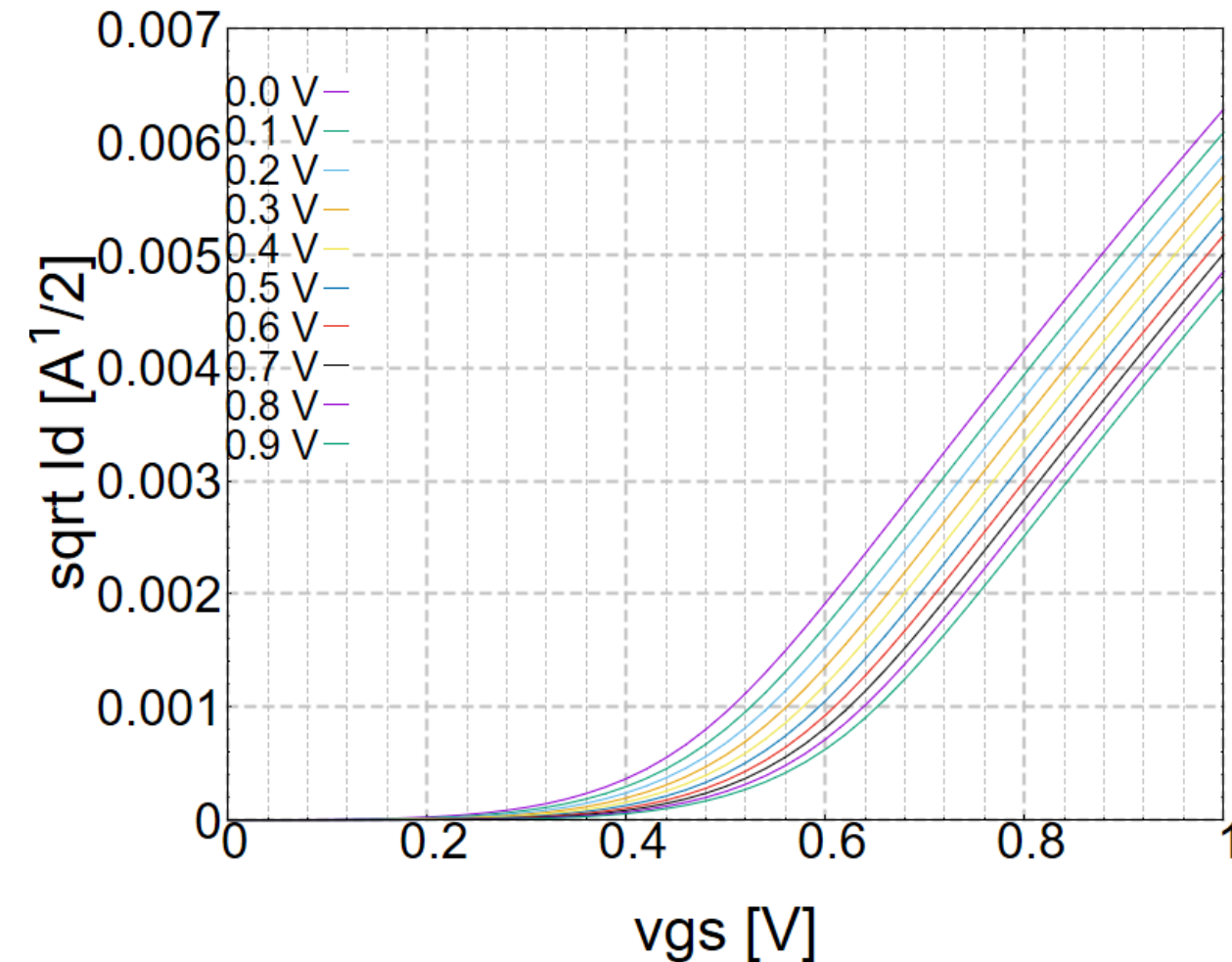
チャネル長：1 μm

チャネル幅：1 μm

V_{ds} : 0.9 V

ソース-バルク間、ゲート-ソース間の電圧でスイープした。

基板バイアス効果(v_{th1})



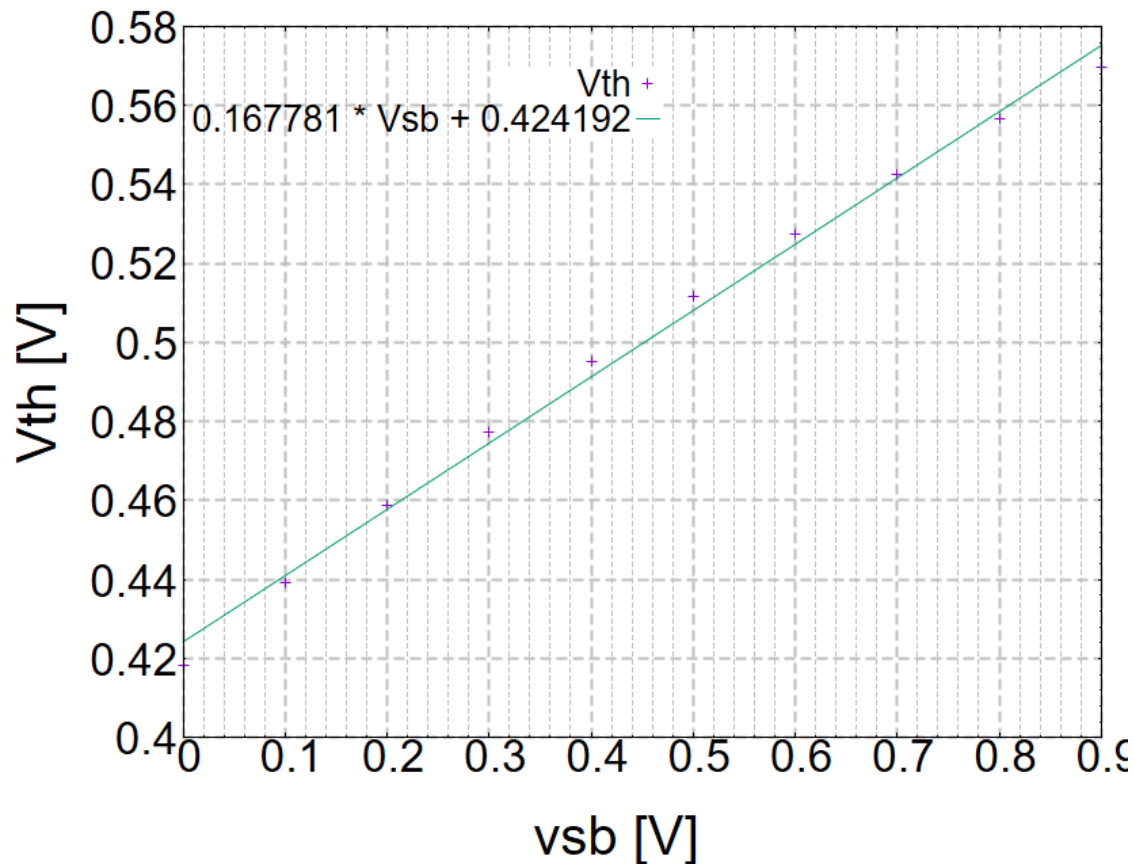
$$\sqrt{I_1} = \sqrt{\frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (v_{gs} - V_{th1})}$$

$\Rightarrow \sqrt{I_1} - v_{gs}$ 特性は直線になるはず

各 V_{sb} に対する $\sqrt{I_1} - v_{gs}$ 曲線が左図
しきい電圧以上では直線に見える。

$v_{gs} > 0.7 \text{ V}$ の範囲で線形近似を行い、
各 V_{bs} の時のしきい電圧を求めた。

基板バイアス効果(v_{th1})



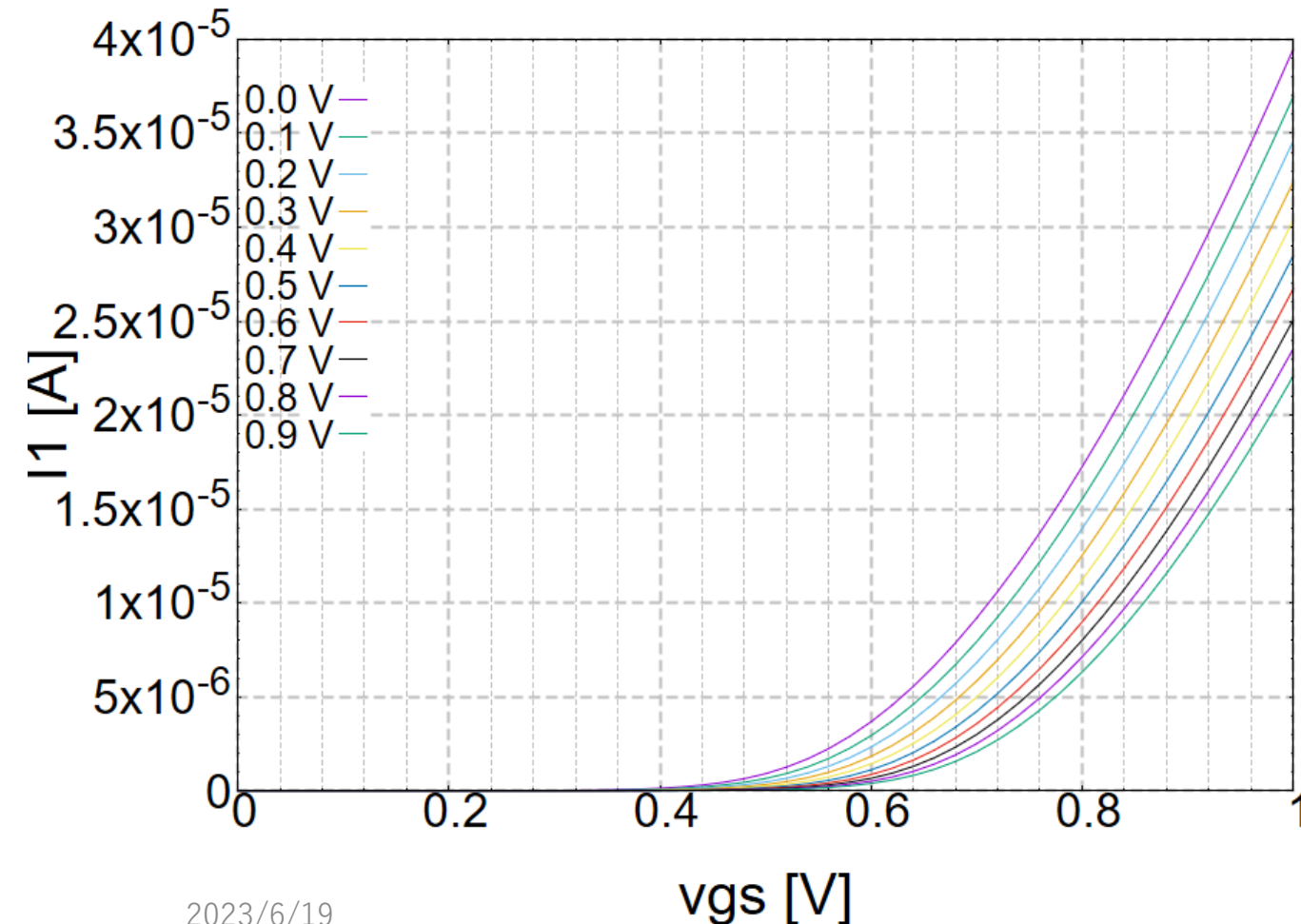
求めたしきい電圧を縦軸、その時の V_{sb} を横軸に取り特性を調べた。

するとしきい電圧が V_{sb} に比例しているように考えられたので線形近似を行い、

$$V_{th}(V_{sb}) = 0.167781 \cdot V_{sb} + 0.424192$$
$$\equiv T \cdot V_{sb} + V_{th0}$$

という V_{sb} に関する一次関数を得た。

基板バイアス効果(g_{m1})

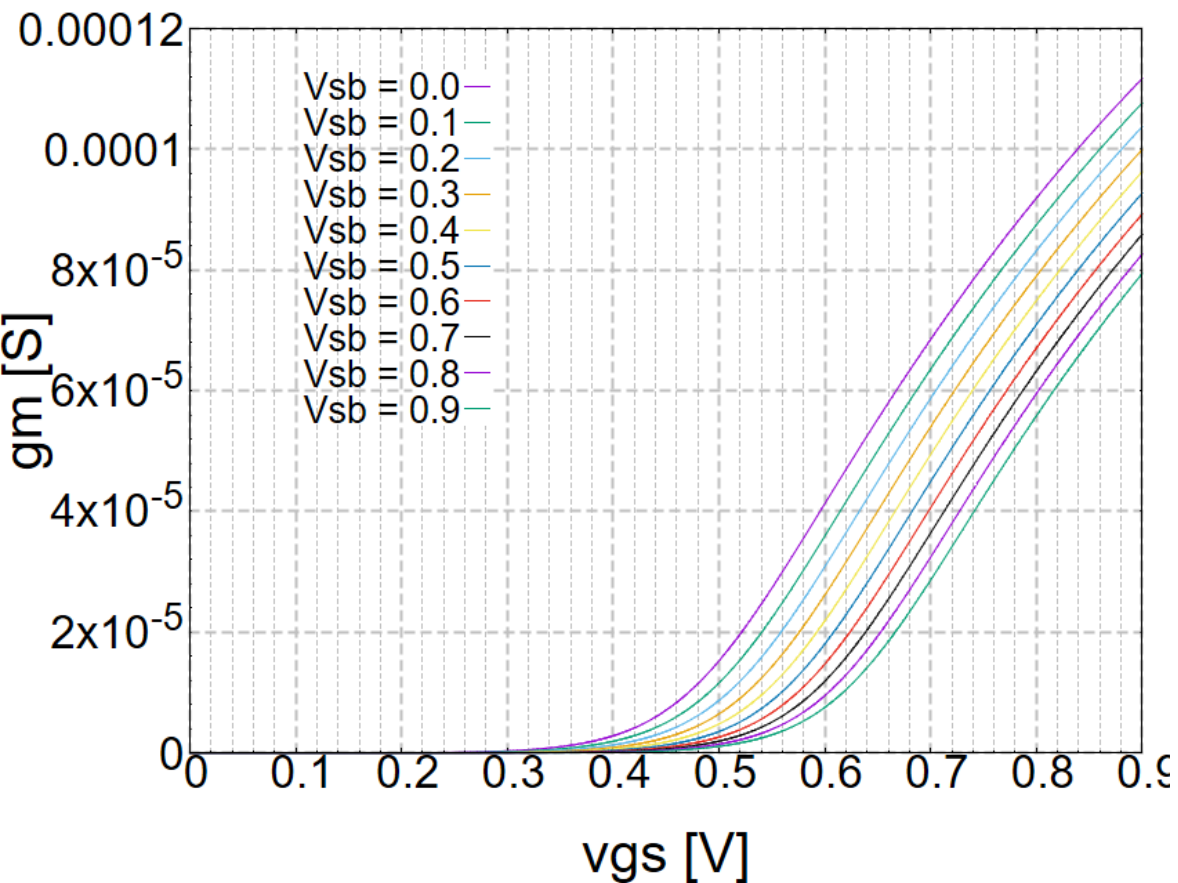


各 V_{sb} ごとの $I_1 - v_{gs}$ 特性は左図のようになった。

Excelで v_{gs} が微小量 Δv_{gs} 増加させたとき I_1 が ΔI_1 だけ増加したとすると

$$g_{m1} = \frac{\Delta I_1}{\Delta v_{gs}}$$

基板バイアス効果(g_{m1})



$g_{m1} = \frac{\Delta I_1}{\Delta v_{gs}}$ をプロットすると左のようになる。また、

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

であるので、それぞれしきい電圧以上の範囲で線形近似を行い、比例定数を求めた。

基板バイアス効果(K)

vds	A	B	intercept
0.0	0.000244898	-0.000104933	0.428476345
0.1	0.000245287	-0.000109813	0.447691887
0.2	0.000245580	-0.000114449	0.466035508
0.3	0.000245797	-0.000118867	0.483598254
0.4	0.000245992	-0.000123120	0.500504081
0.5	0.000246218	-0.000127258	0.516850921
0.6	0.000246453	-0.000131276	0.532661400
0.7	0.000246760	-0.000135231	0.548026422
0.8	0.000247103	-0.000139105	0.562943388
0.9	0.000247540	-0.000142953	0.577494546
ave.	0.000246163		

$$I_1 = A \cdot v_{gs} + B$$

の形で近似をした結果が左の表である。

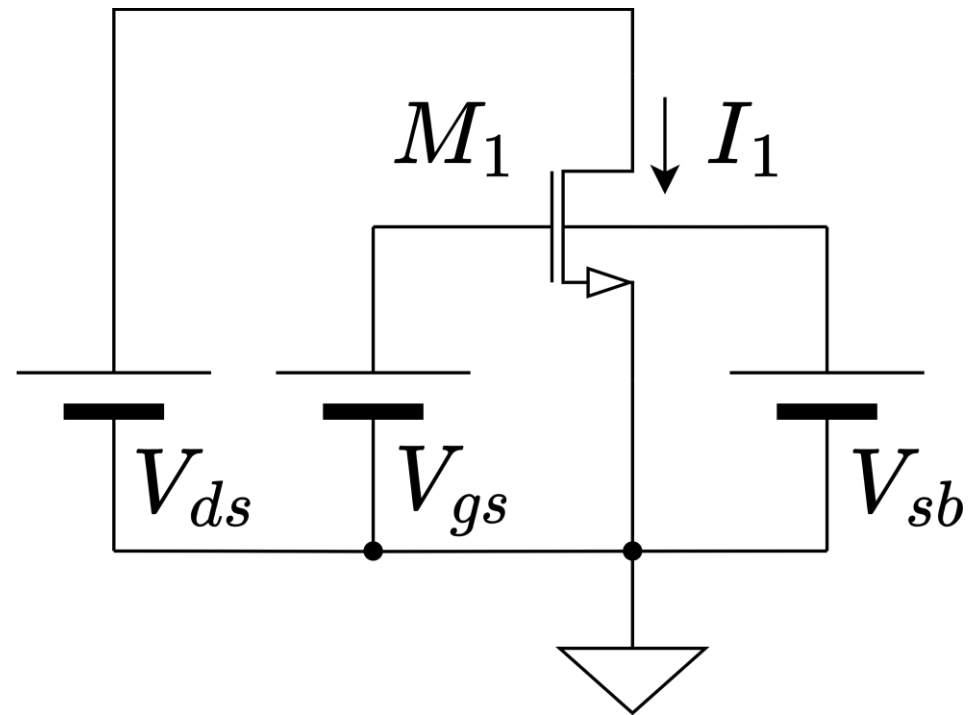
Interceptはx切片であり $-\frac{B}{A}$ で計算した

ここで $K \equiv \frac{\mu C_{ox}}{2}$ とすると、 $W_1 = L_1 = 1 \mu\text{m}$ でシミュレーションし、ほとんど変化がなかったなので K は A の平均値で

$$K = 246 \mu\text{S/V}$$

とした。

ドレインコンダクタンス



$$V_{gs} = 0.5 \text{ V}$$

$$V_{sb} = 0 \text{ V}$$

として V_{ds} を 0 V から 1 V までスイープした。

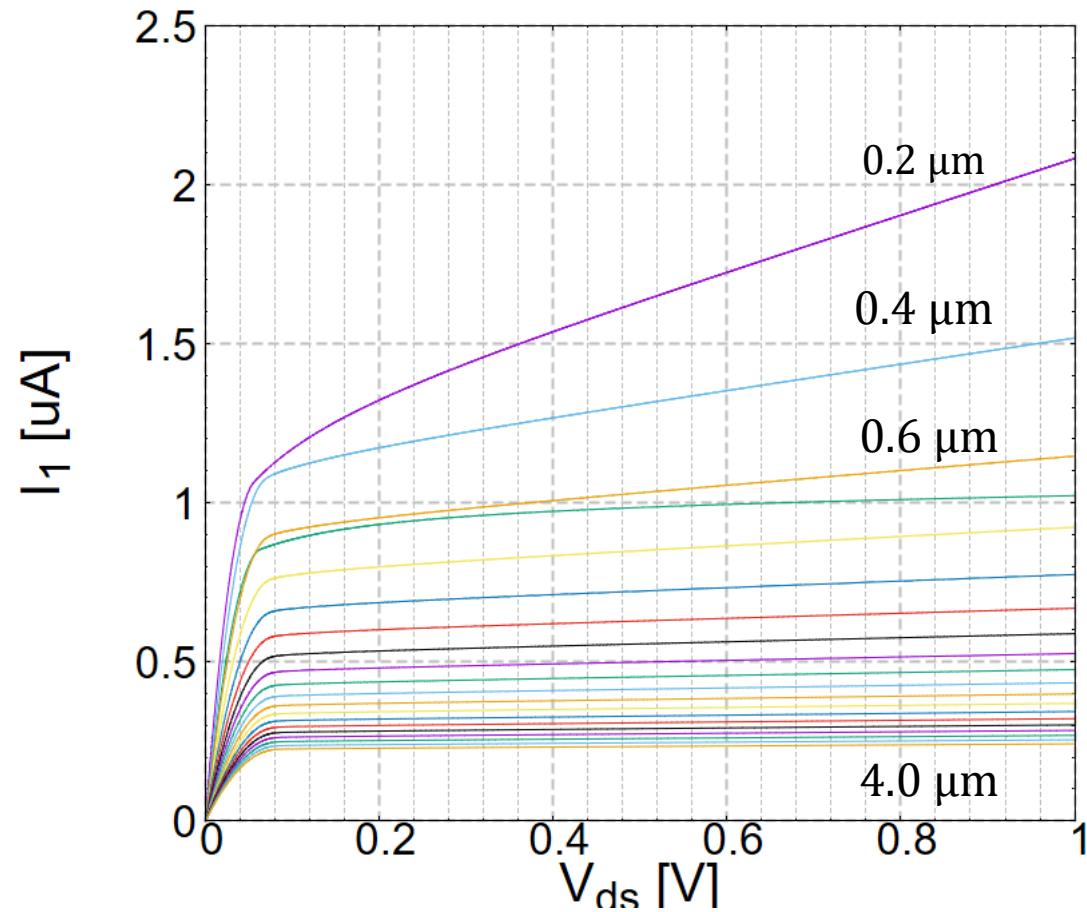
$$g_d = \frac{\partial I_1}{\partial V_{ds}} = \lambda \cdot \frac{\mu C_{ox}}{2} \cdot \frac{W_1}{L_1} (V_{gs} - V_{th1})^2$$

λ はチャネル長に反比例するので比例定数を C と置くと

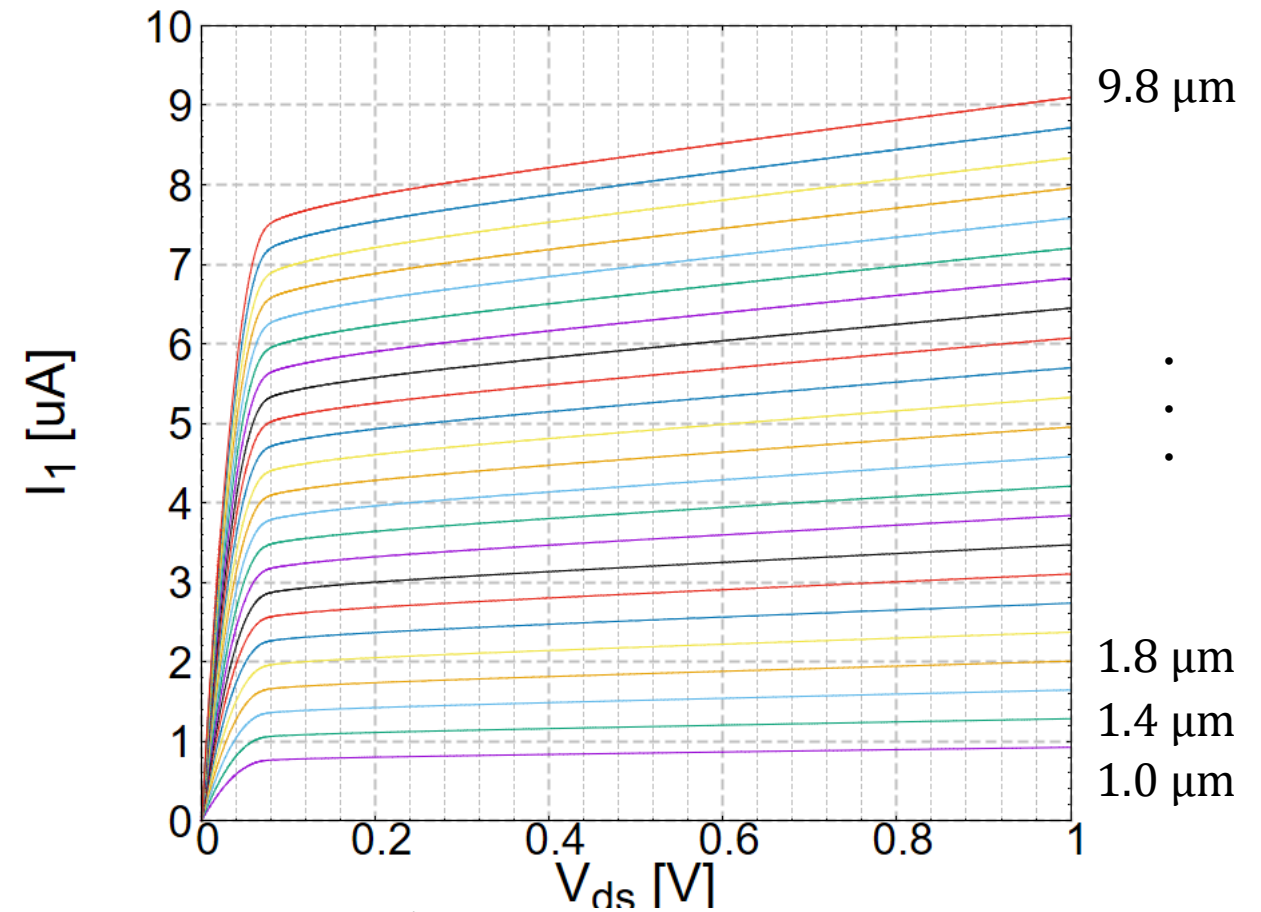
$$g_d = \frac{\mu C_{ox}}{2} \cdot W_1 \cdot (V_{gs} - V_{th1})^2 \times \frac{C}{L_1^2} \cdots (1)$$

と分かる。

ドレインコンダクタンス

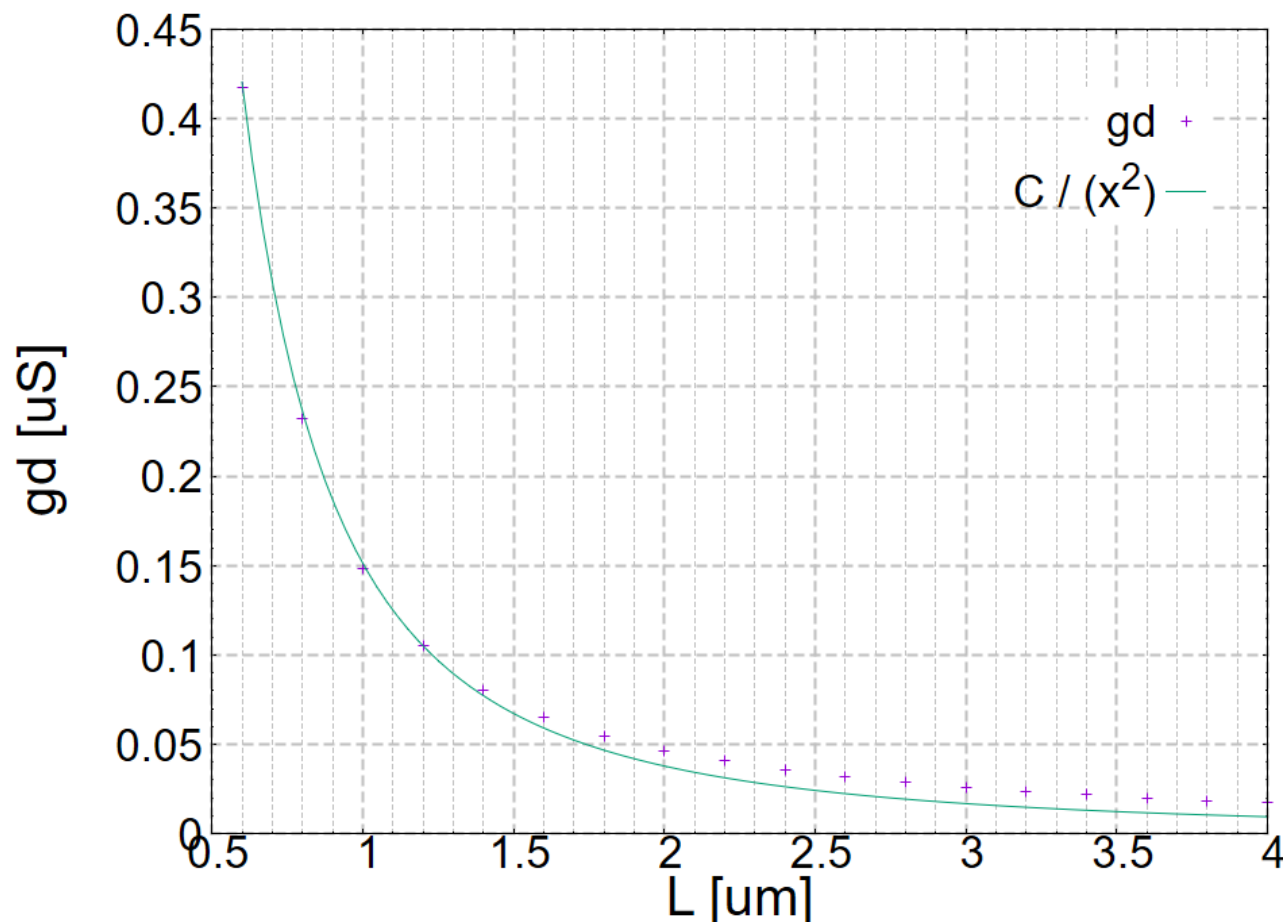


チャネル幅 : 1 μm
チャネル長 : 0.2 μm ~ 4.0 μm
ステップ幅 : 0.2 μm



チャネル幅 : 1.0 μm ~ 9.8 μm
チャネル長 : 1 μm
ステップ幅 : 0.4 μm

ドレインコンダクタンス



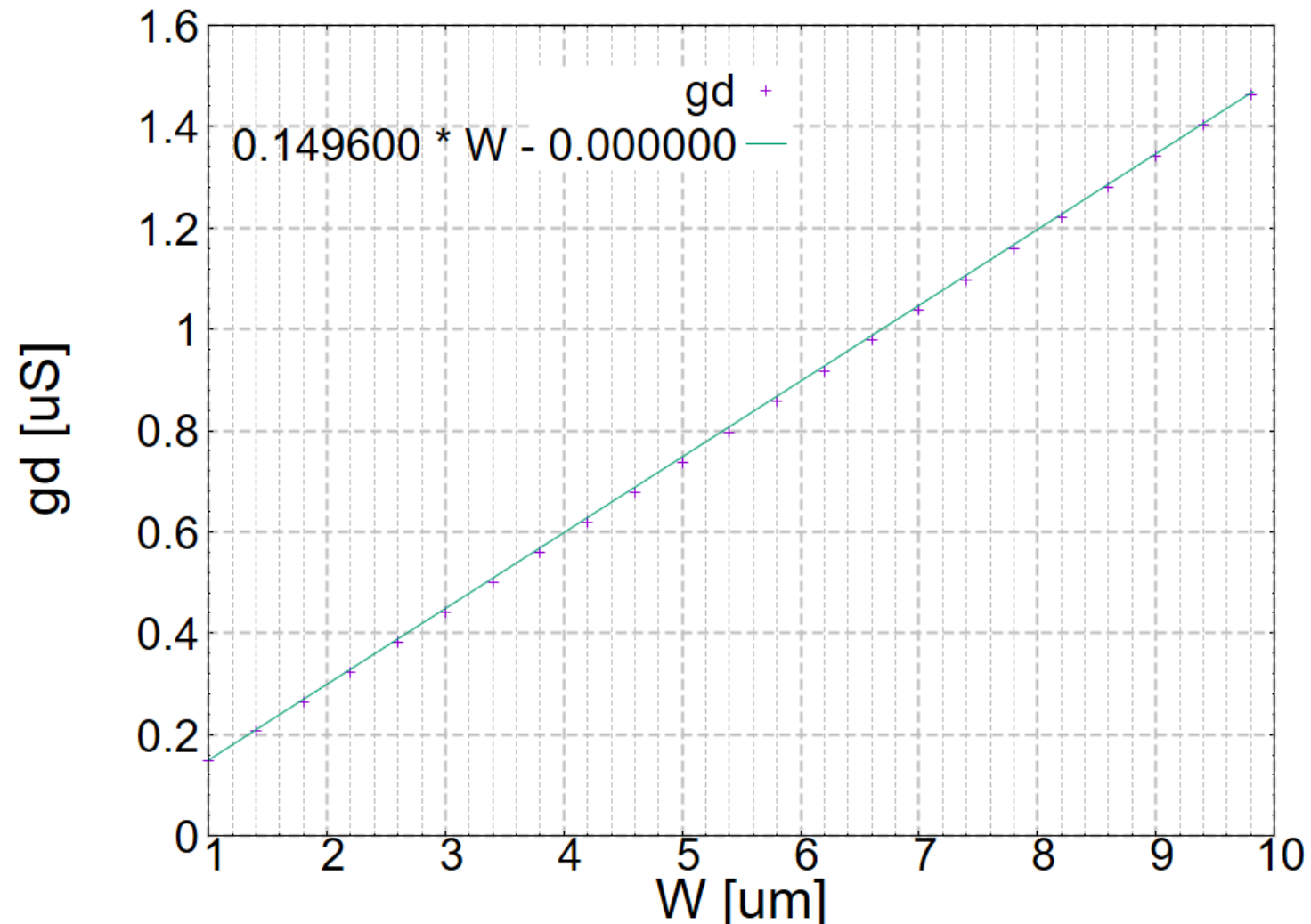
それぞれ $V_{ds} > 0.4 \text{ V}$ の範囲で線形近似し、チャネル長を変化させたときの傾きをプロットした。

$g_d = \frac{C}{L^2}$ に最小二乗法を用いて近似を行った。

(1) 式からわかるように L^2 に反比例することが確認できた。

この時、比例定数は 1.51376×10^{-19} であった。

ドレインコンダクタンス



$L = W = 1 \mu\text{m}$ のとき

$$g_d \approx 0.15 \mu\text{S}$$

であった。

トランスコンダクタンスは $L = W = 1 \mu\text{m}$ のとき

$$g_{m1} = K \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot (v_{gs} - V_{th1})$$

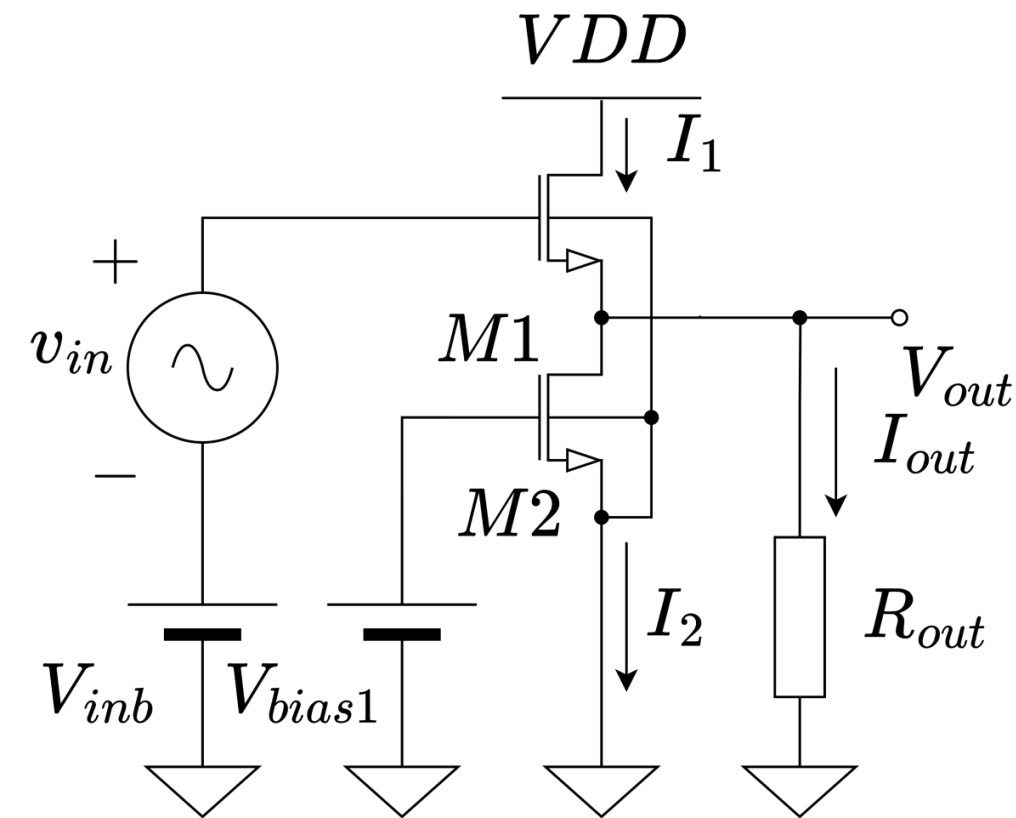
$$= 246 \cdot (v_{gs} - V_{th1}) \mu\text{S}$$

である。したがって

$$g_{m1} \gg g_{d1} + g_{d2}$$

である。

素子値設計



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

$r_1 \equiv \frac{W_1}{L_1}$ とおくと

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

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

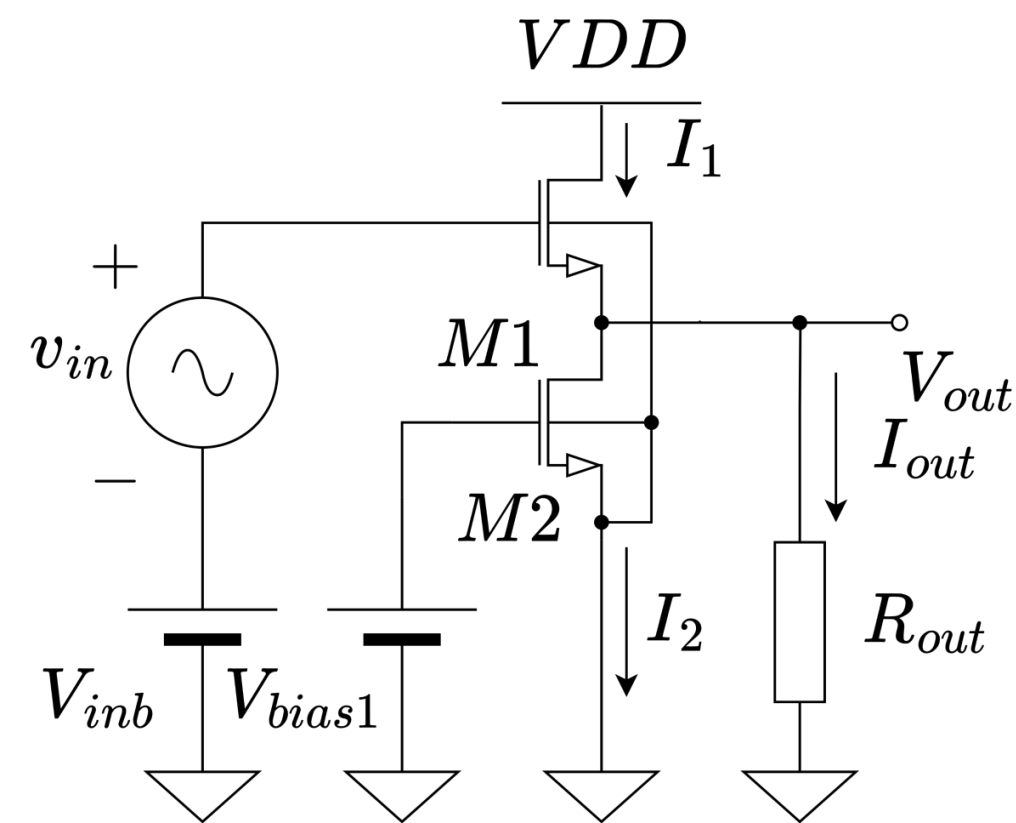
$$g_{m1} = K \cdot r_1 \{V_{inb} - V_{out} - (T \cdot V_{out} - V_{th0})\}$$

$$V_{out}(r_1) = \frac{V_{inb} + V_{th0} - \frac{g_{m1}}{K \cdot r_1}}{1 + T} \dots (2)$$

したがって

$$I_{out} = \frac{V_{out}(r_1)}{R_{out}} \dots (3)$$

素子値設計



$$I_1(r_1) \equiv \frac{g_{m1}}{2} \{v_{gs}(r_1) - V_{th}(r_1)\} \cdots (4)$$

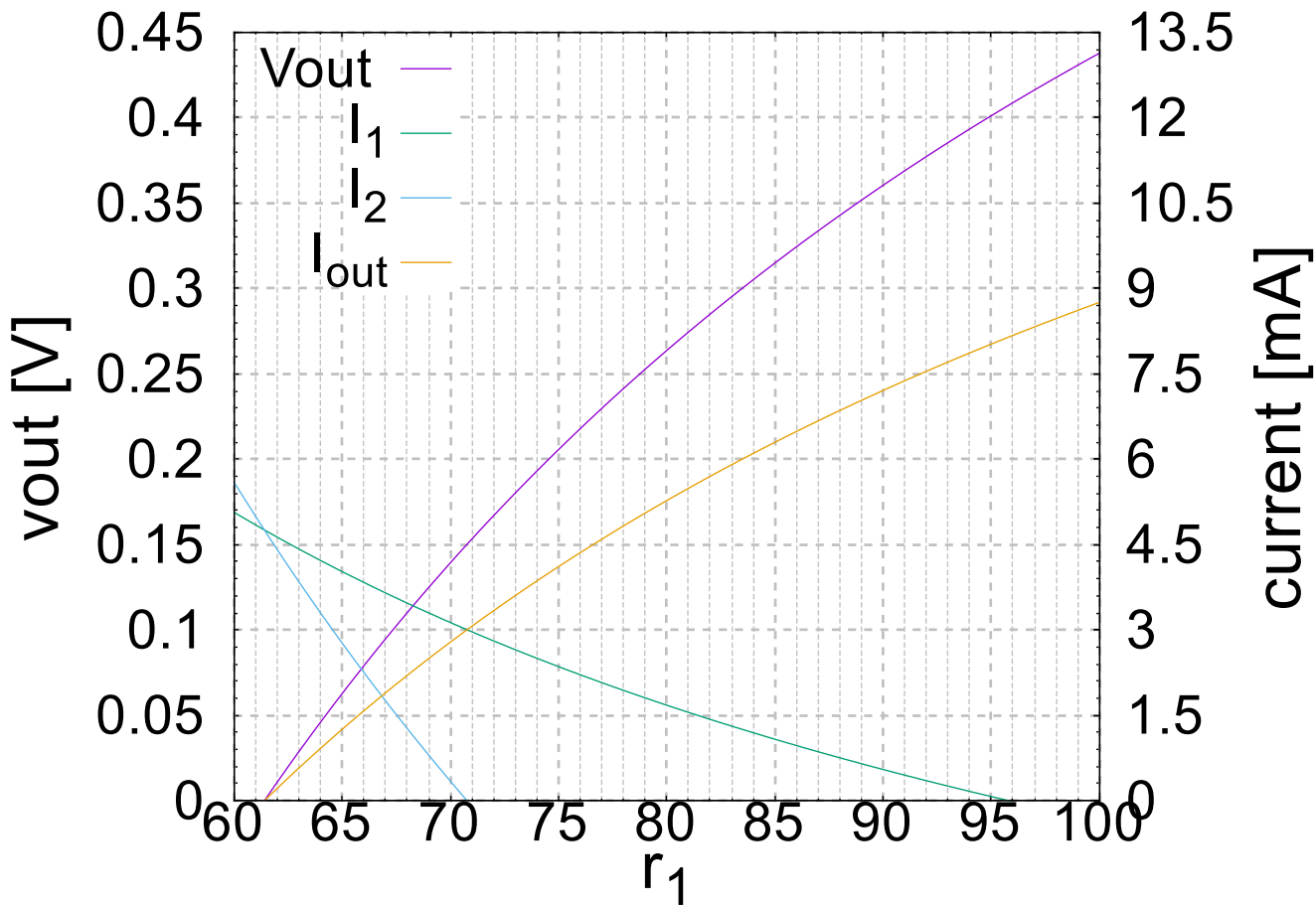
$$I_2 \equiv I_1(r_1) - I_{out}(r_1) \cdots (3)$$

と形状比についての関数で表すことができる

V_{out} は常に正であるので I_2 、 I_{out} は下向きである

したがって、 $I_1(r_1) > I_{out}(r_1)$ が必要条件となる

素子値設計



前述の条件より $I_1 = I_{out}$ となる形状比 r_{cross} は (3), (4) 式より

$$r_{cross} = \frac{T + 3}{2\{V_{inb} + (T + 2) \cdot V_{th0}\}} \cdot \frac{g_{m1}}{K}$$

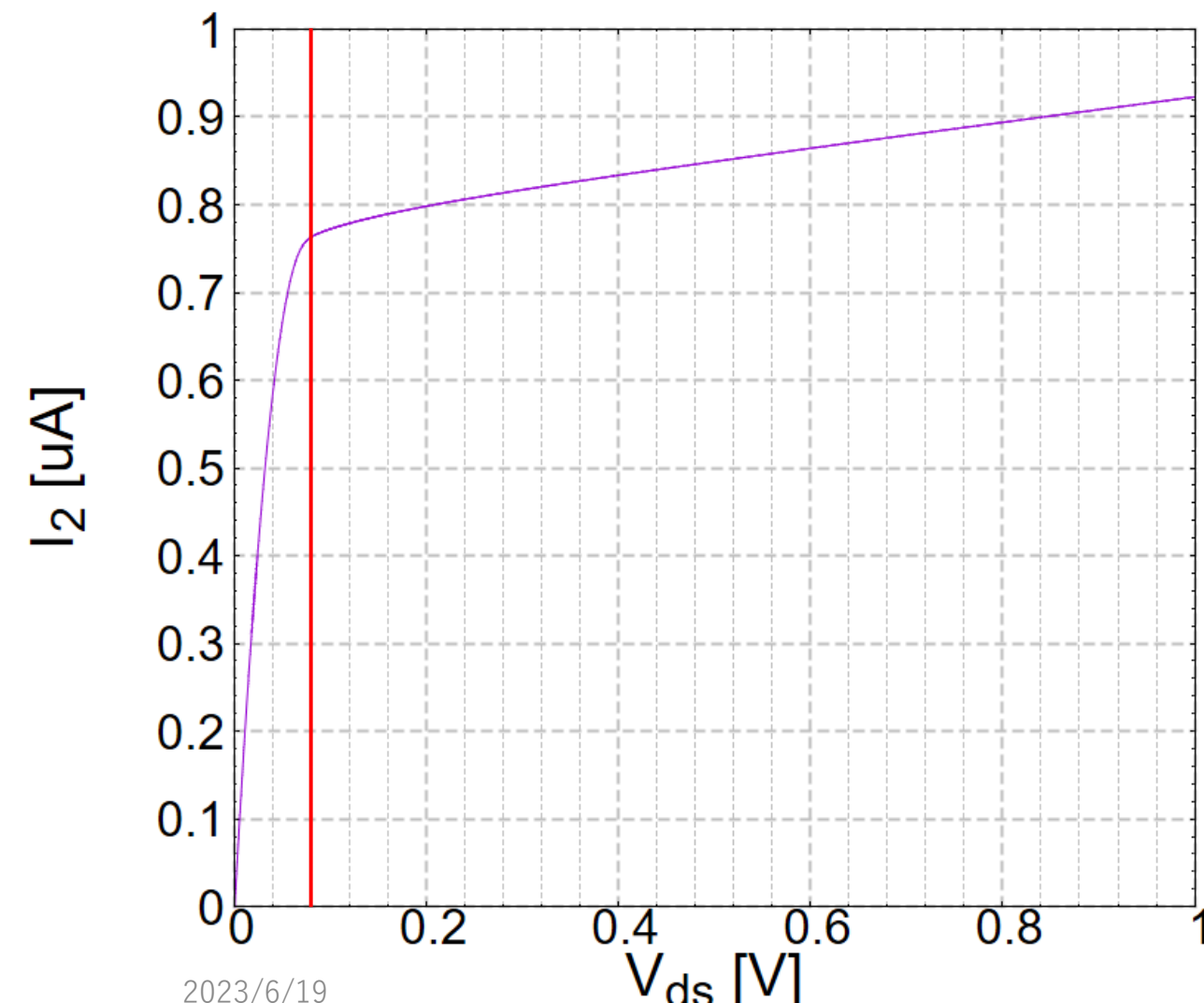
$$= 70.770 \dots \approx 71$$

この時の出力電位は (2) 式より

$$V_{out}(r_{cross}) = 0.1502 \dots V$$

と求められた。

素子値設計



マッチングがとれているとき出力の振幅は入力的一半

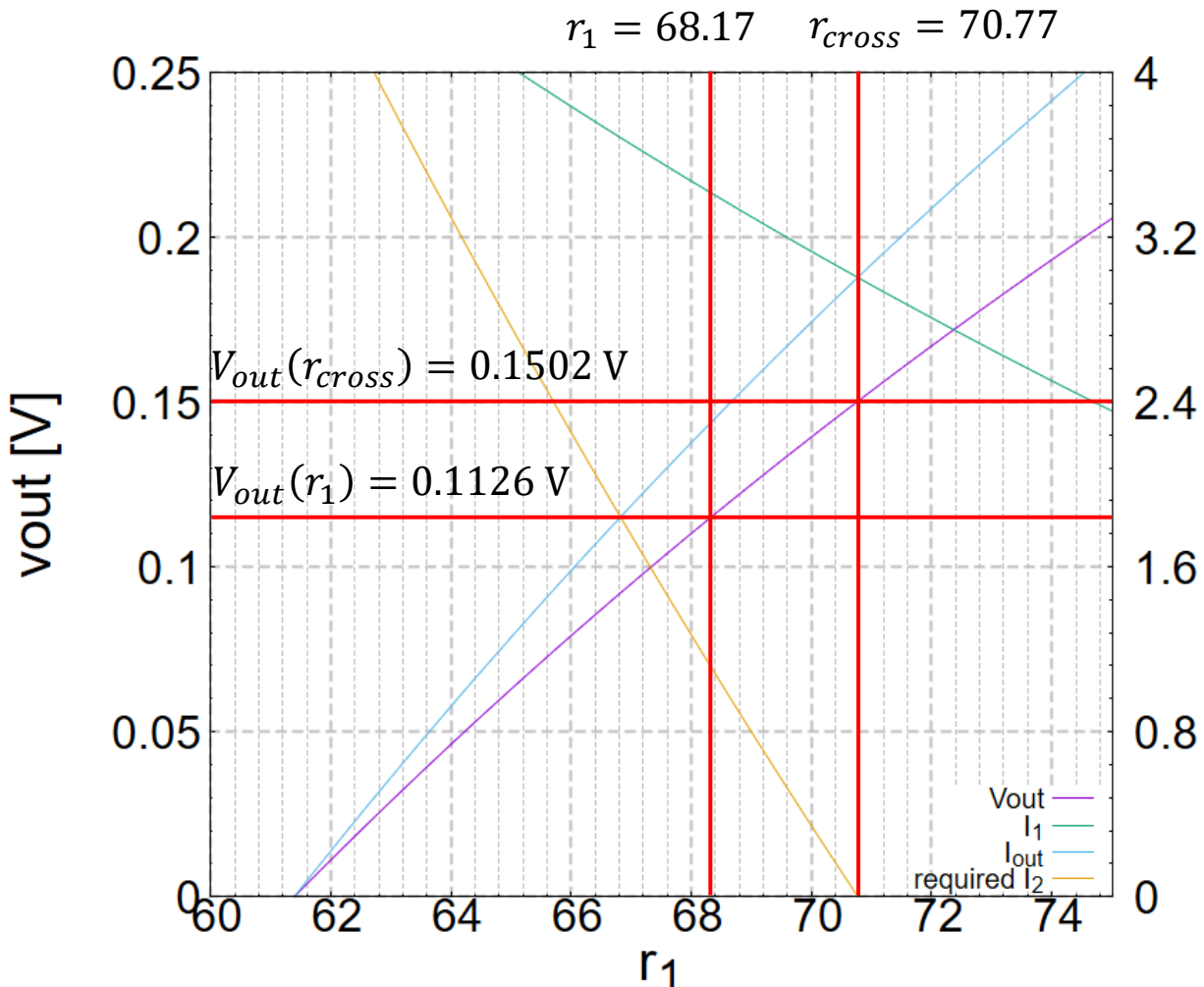
$V_{out}(r_{cross})$ より出力振幅の半分小さくなる形状比が必要

M_2 はおよそ $V_{ds} > 0.075$ Vのとき飽和領域で動作するので

$$\begin{aligned} V_{out}(r_1) &= \frac{V_{out}(r_{cross}) - 0.075}{2} + 0.075 \\ &= 0.1126 \text{ V} \end{aligned}$$

とした

素子値設計



$$V_{out}(r_1) = 0.1126 \text{ となる形状比は}$$

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

$$= 68.1653 \dots$$

と求められた。

このとき

$$I_2 = I_1(r_1) - I_{out}(r_1) = 1.1912 \text{ mA}$$

とすればよい

素子値設計

$$I_2 = K \cdot \frac{W_2}{L_2} (V_{gs} - V_{th0})^2 = 1.1912 \times 10^{-3}$$

より、 $r_2 \equiv \frac{W_2}{L_2}$ とすれば

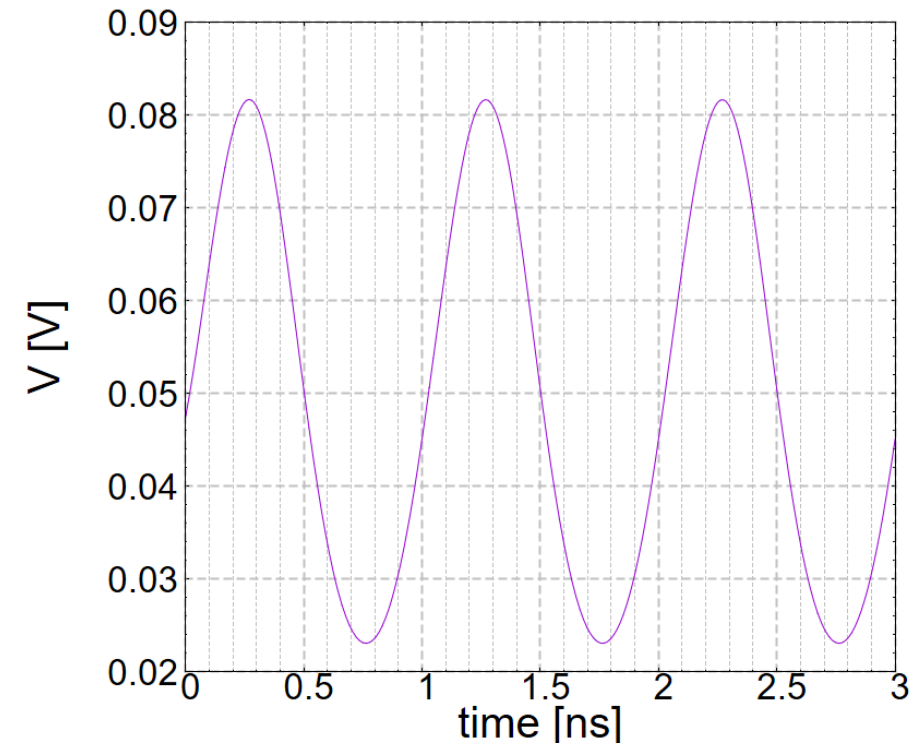
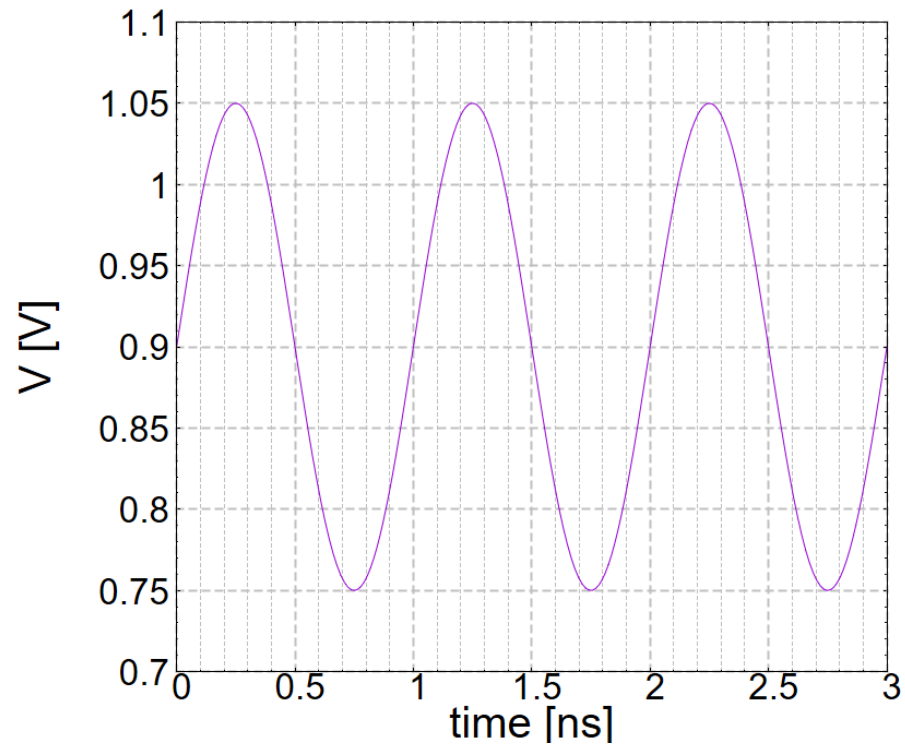
$$r_2 = \frac{I_2}{K \cdot (V_{gs} - V_{th0})^2}$$

V_{out} は0.075 Vが下限になると考えると、 M_2 のゲート電位は0.075 + V_{th0} が上限となる。したがって r_2 は

$$r_2 = \frac{1.1912 \times 10^{-3}}{246 \times 10^{-6} \cdot (0.075 + V_{th0} - V_{th0})^2} = 860.849 \dots \approx 860$$

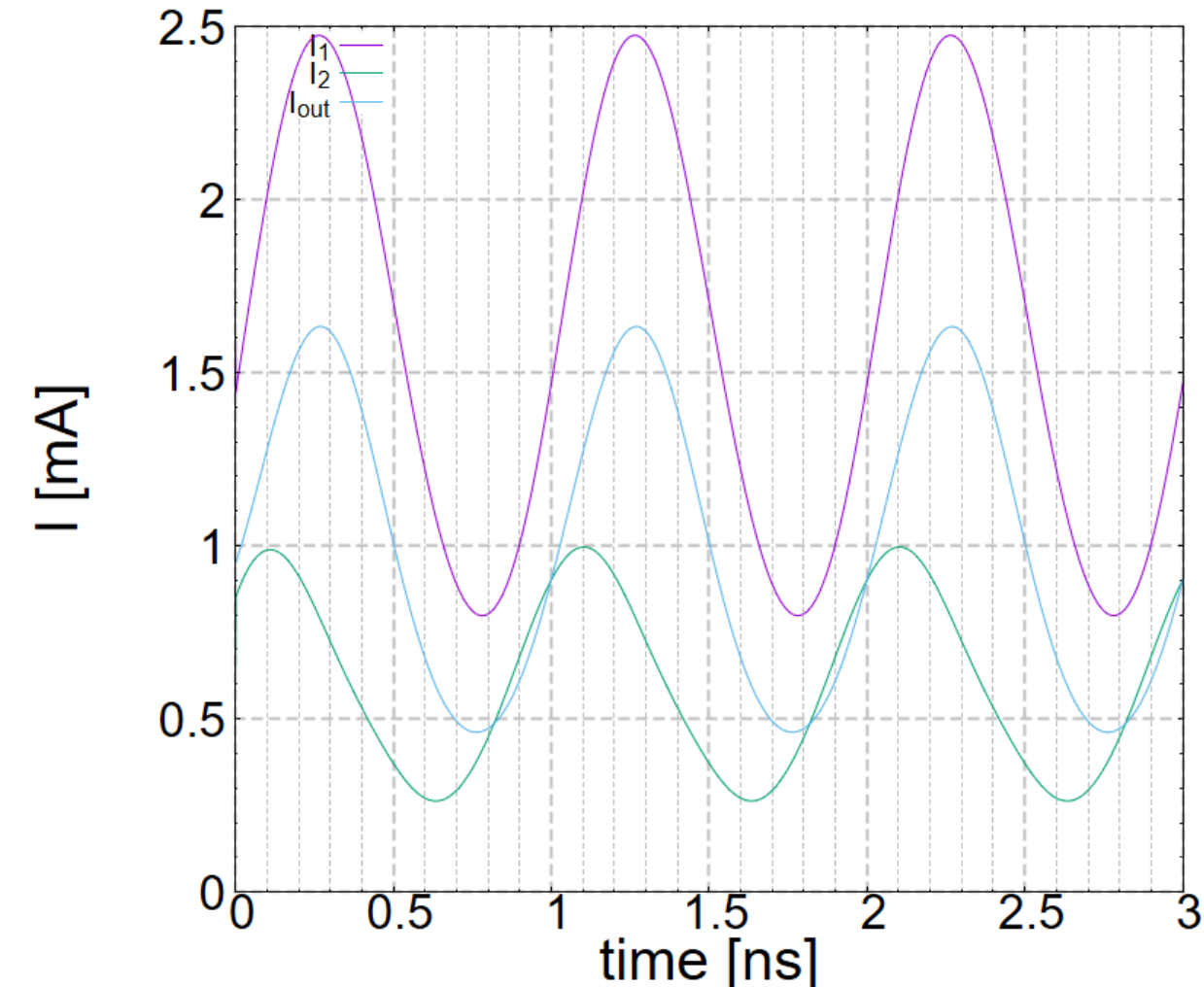
と求められた。

シミュレーション結果



左が入力(1 GHz/150 mV)、右が出力電圧
設計した出力電位になっていない

シミュレーション結果

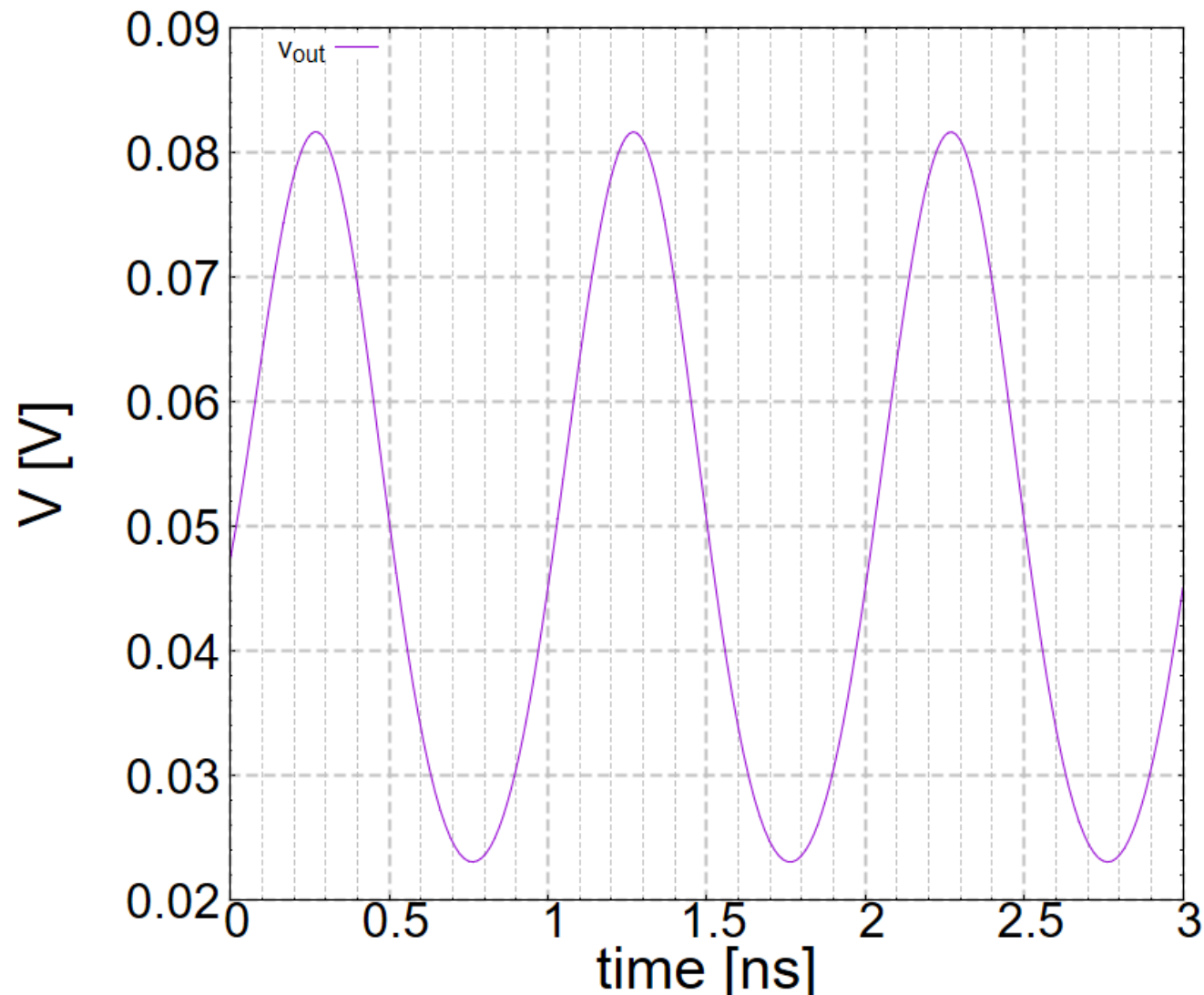


I_2 は定電流源となることを想定していたが変動している

⇒出力電位が下がりすぎていて M_2 が飽和領域で動作していない

改善するために引き込み電流源を外し、 $r_1 = r_{cross}$ とする

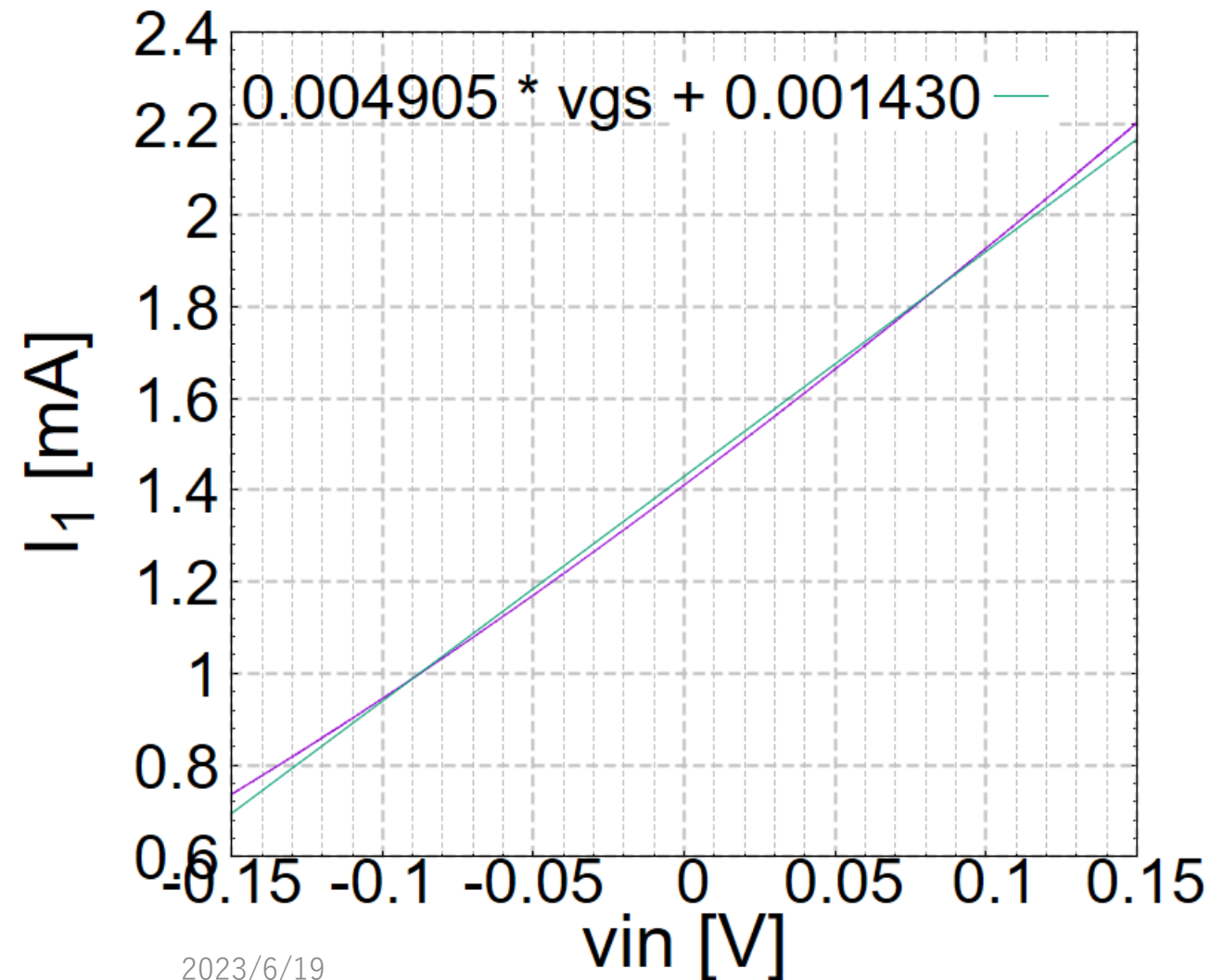
シミュレーション結果



M_2 を外し、 $r_1 = r_{cross}$ とした
が改善は見られなかった。

原因は M_2 のドレイン電位が変動することよりも M_1 のトランスコンダクタンス、ドレインコンダクタンスの見積もりによると思われる

シミュレーション結果



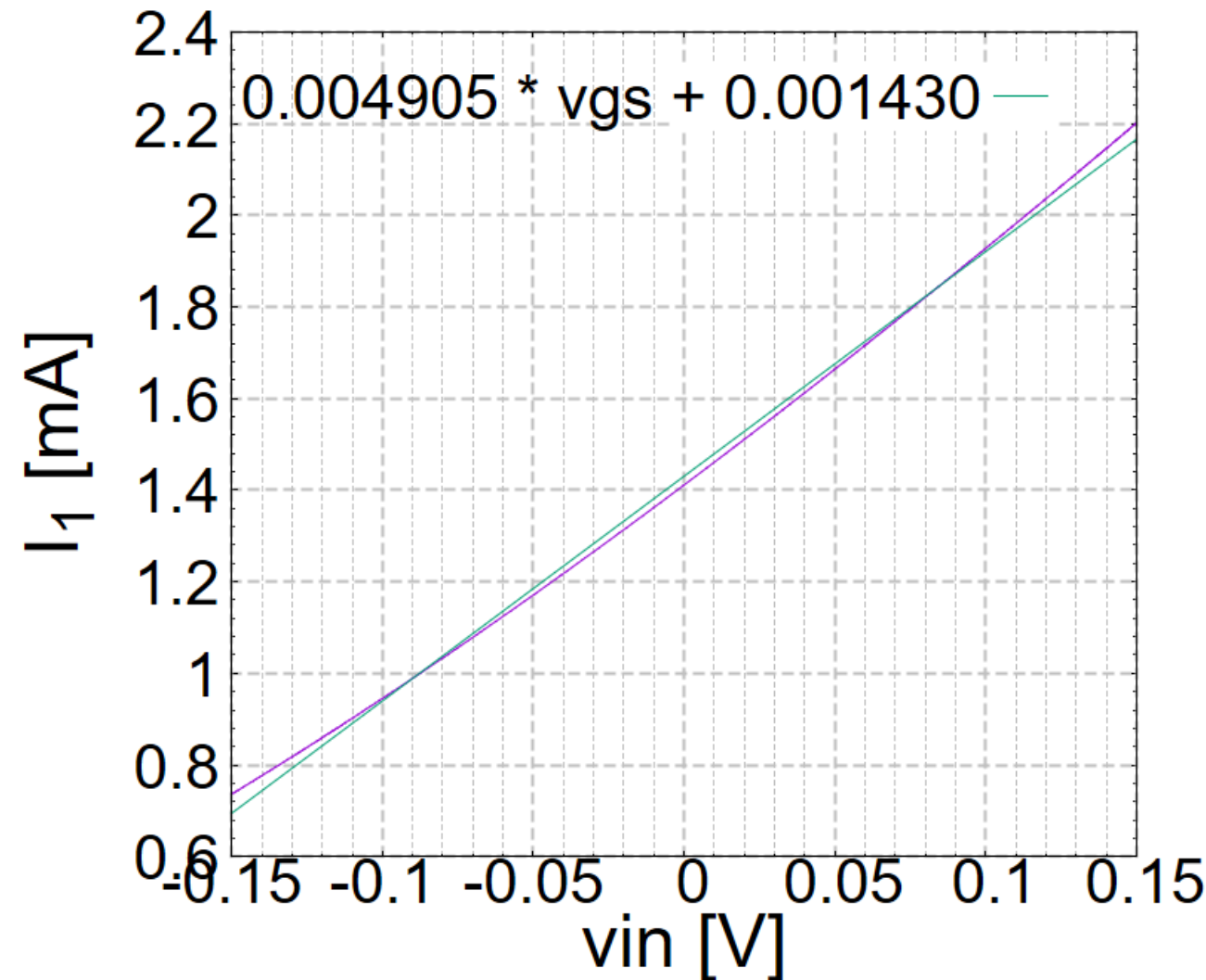
M_2 を外し、 $W_1 = 7.1 \mu\text{m}$ 、 $L_1 = 1 \mu\text{m}$ 、並列数10での $I_1 - v_{gs}$ 特性である。

線形近似をすると傾きは

$$g_{m1} = 4.9 \text{ mS}$$

であった。

シミュレーション結果



$V_{out} = R_{out} \cdot I_1$
より、出力の直流電位は

$$V_{out} = R_{out} \cdot I_1 \Big|_{v_{gs}=0}$$

$$= 50 \cdot 1.43 \times 10^{-3} = 71.5 \text{ mV}$$

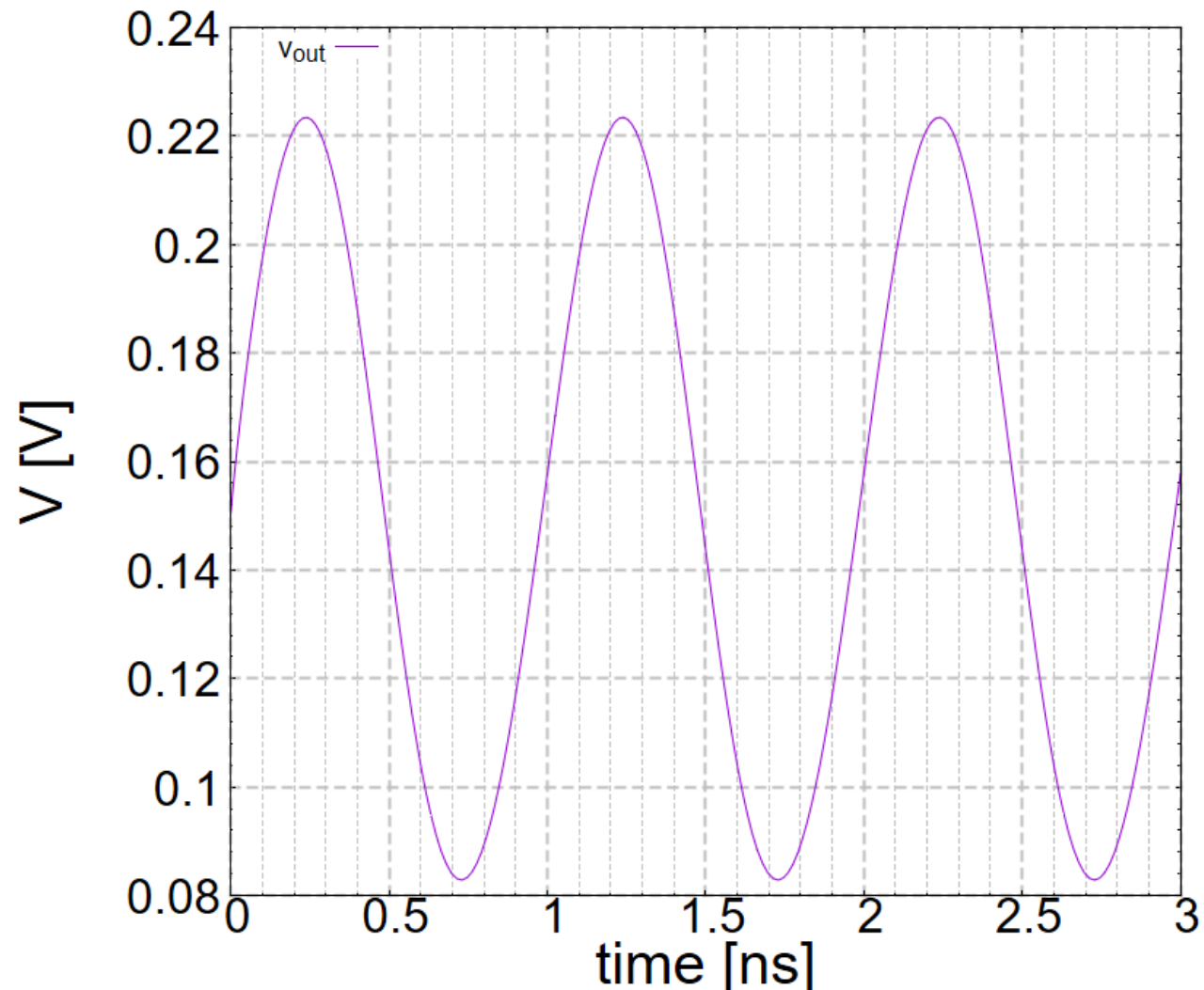
である。

$$g_{m1} = K \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot \{v_{gs} - V_{th1}(V_{out})\}$$

$$\approx 6.852 \cdots \text{ mS}$$

K の推定が間違っていると考えられる。

シミュレーション結果



M_2 は取りはずした状態で、 M_1 の
チャンネル長：1 μm
チャンネル幅：6.62 μm
並列数：40
としたとき左のような出力電圧を
得られた。
振幅の中心：0.15 V
振幅： ± 0.070 V

まとめ

- 理論計算とシミュレーションは一致しなかった。
⇒ K の値が他の人よりも高く出ていて、シミュレーションからも推定が間違えていた可能性がある。
- 計算値との乖離の原因を探していく