

改良永田電流ミラー回路の 設計ガイドライン

群馬大学

理工学府 電子情報・数理教育プログラム

修士一年 小林研究室

平野繭 築地伸和 小林春夫



OUTLINE

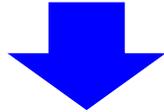
- ◆ 研究背景・目的
- ◆ 永田穰電流ミラー回路
- ◆ 従来 of 改良回路
- ◆ 提案回路
 - └ シミュレーション結果
- ◆ 設計ガイドライン
 - └ シミュレーション結果
- ◆ まとめ

OUTLINE

- ◆ 研究背景・目的
- ◆ 永田穰電流ミラー回路
- ◆ 従来 of 改良回路
- ◆ 提案回路
 - └ シミュレーション結果
- ◆ 設計ガイドライン
 - └ シミュレーション結果
- ◆ まとめ

研究背景

多くのアナログICは**基準電流源** (**電圧源**)が必要



PVT変動に対して安定

P: Process (プロセス)

V: Supply voltage (電源電圧)

T: Temperature (温度)

バンドギャップリファレンス回路



- ✓ 複雑な構成
- ✓ 面積が大きい

永田穰電流ミラー回路

- ✓ シンプルな構成
- ✓ 電源電圧の変動に対して一定の電流を持つ

研究目的

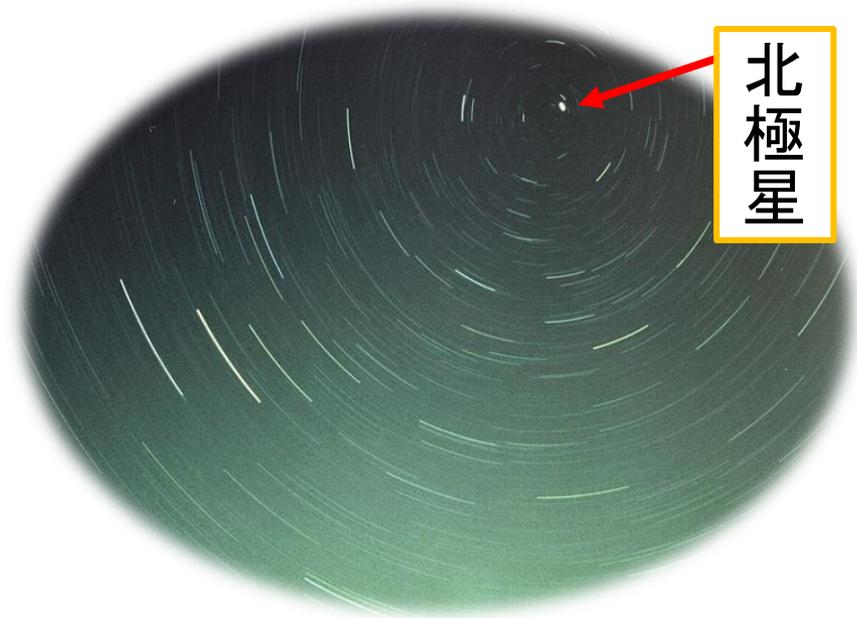
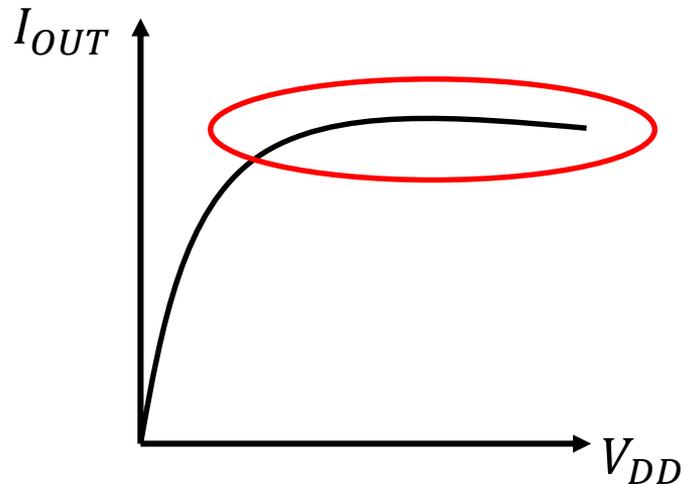
永田穰電流ミラー回路をもとに

簡単な構成で、ある程度**精度がよい**

電源電圧が変動しても、**一定の電流を出力**できる回路の設計

永田電流ミラー回路

発明 1966年 永田穰氏

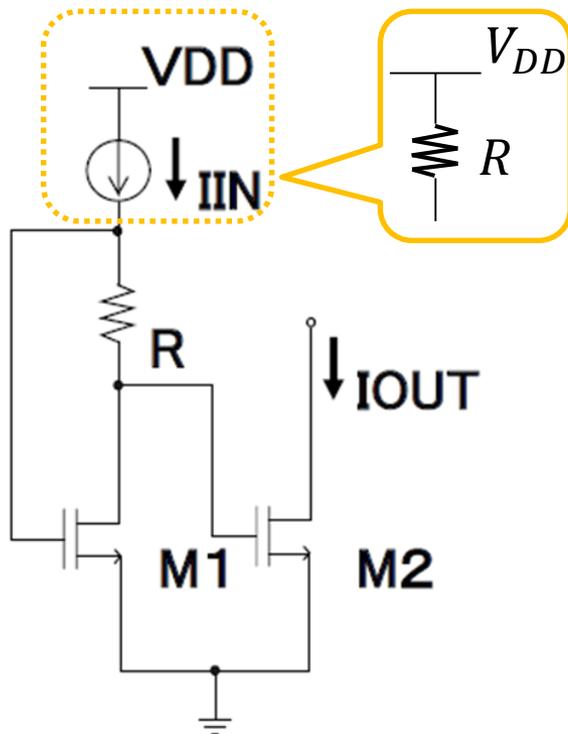


周りの環境の変化に影響されない!!

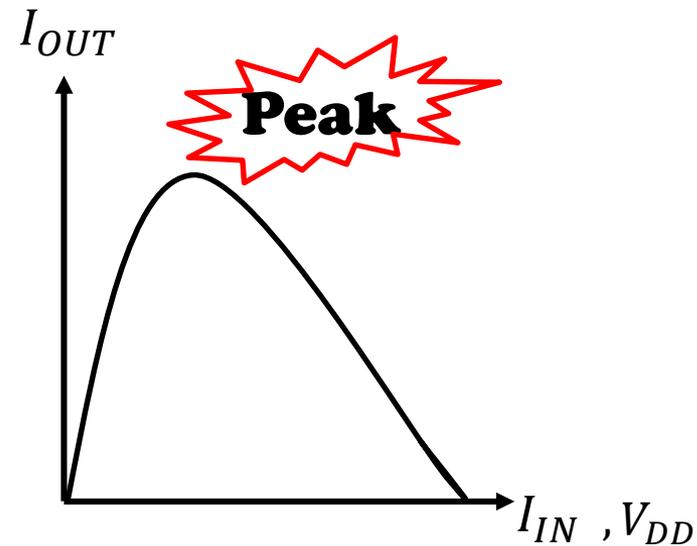
OUTLINE

- ◆ 研究背景・目的
- ◆ 永田穰電流ミラー回路
- ◆ 従来の改良回路
- ◆ 提案回路
 - └ シミュレーション結果
- ◆ 設計ガイドライン
 - └ シミュレーション結果
- ◆ まとめ

永田穰電流ミラー回路



MOS Nagata
Current Mirror Circuit



Peaking current characteristics

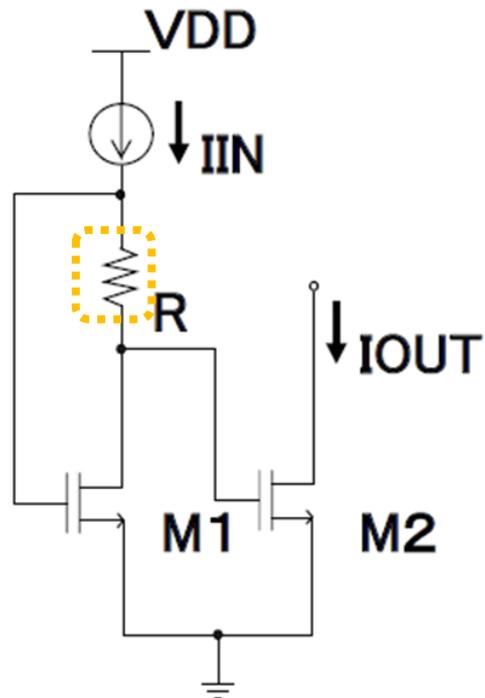
入力電流において出力電流がピークを持つ



電源電圧に対する出力電流の変動を抑える

シンプルな構成 → DC-DC converter ICs などに使用

ピークを持つ理由



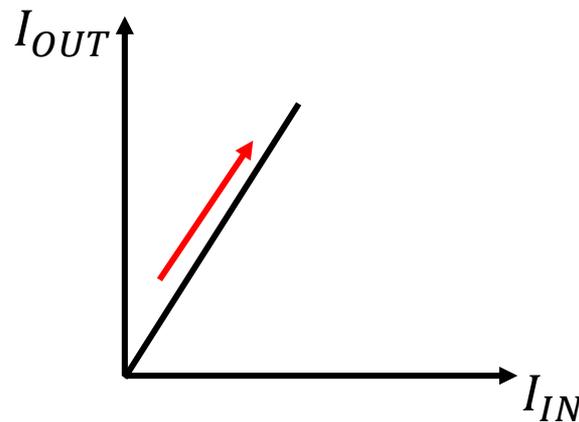
永田電流ミラー回路

I_{IN} が小さい場合

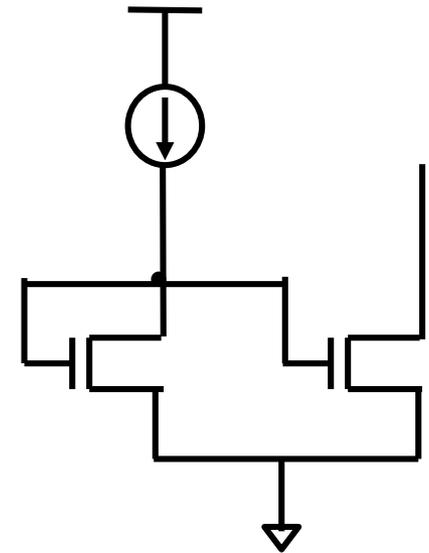


電圧降下 RI_{IN} が小さい

$$\rightarrow I_{IN} = I_{OUT}$$

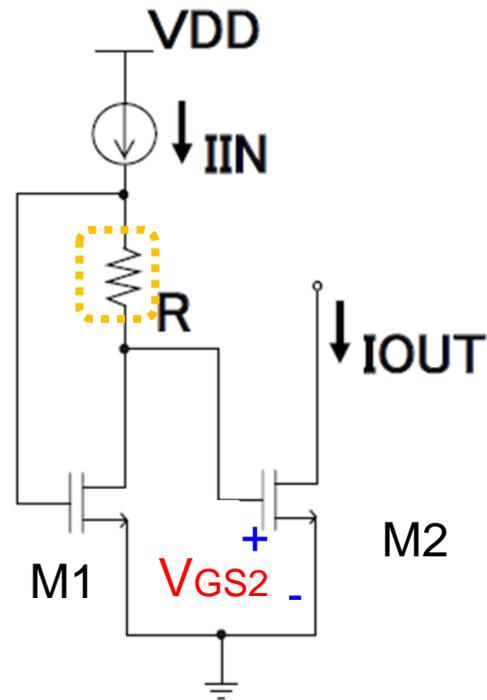


I_{IN} の増加に伴って I_{OUT} は増加



カレントミラー回路

ピークを持つ理由

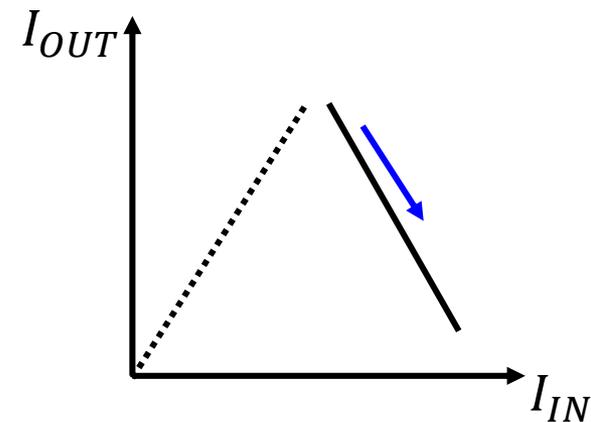


永田電流ミラー回路

I_{IN} が大きい場合

➡ 電圧降下 $R I_{IN}$ が大

➡ V_{GS2} が少



I_{IN} の増加に伴って I_{OUT} は減少

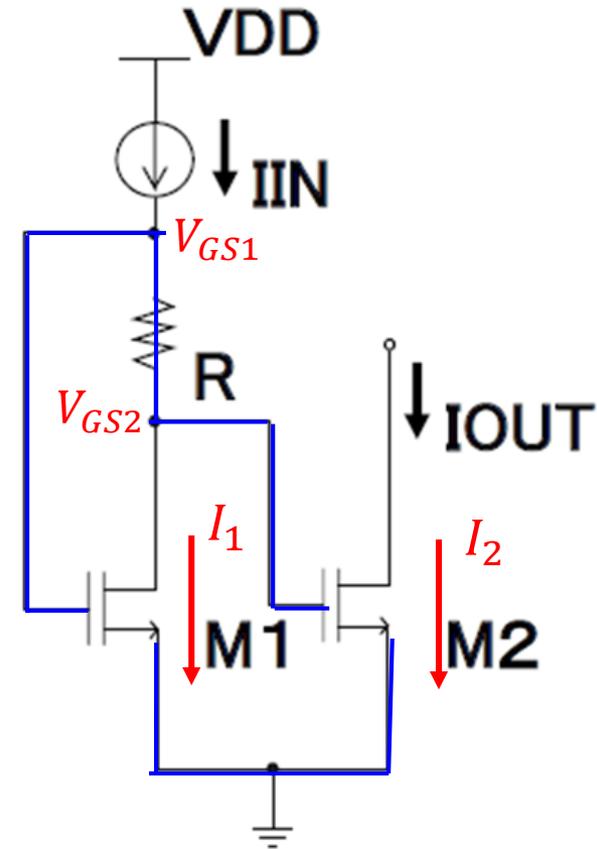
永田穰電流ミラー回路の動作

電圧則で考えると

$$V_{GS1} - I_{IN}R_1 - V_{GS2} = 0 \quad (1)$$

$$I_1 = I_{IN} = \underbrace{\frac{1}{2}\mu C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1}_{K_1} (V_{GS1} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS1}) \quad (2)$$

$$I_2 = I_{OUT} = \underbrace{\frac{1}{2}\mu C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_2}_{K_2} (V_{GS2} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS2}) \quad (3)$$



出力電流

(1)(2)(3)式より I_{OUT} は

$$I_{OUT} = K_2 I_{IN} R^2 \left(\sqrt{I_{IN}} - \frac{1}{R \sqrt{K_1 (1 + \lambda V_{DS1})}} \right)^2 (1 + \lambda V_{DS2}) \quad (4)$$

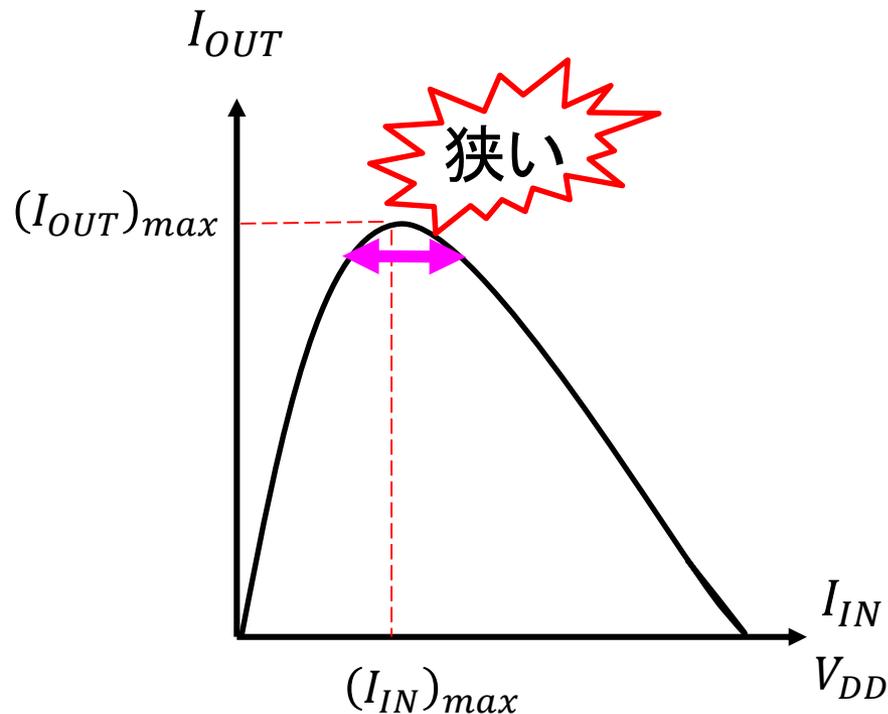
(4)式を1階微分し永田穰電流ミラー回路の入出力電流特性の極値を求める

ピークの位置 \longrightarrow $(I_{IN})_{max} = \frac{1}{4R^2 K_1 (1 + \lambda V_{DS1})}$ (5)

ピークでの出力電流 \longrightarrow $(I_{OUT})_{max} = \frac{(W/L)_2}{4(W/L)_1} \cdot \frac{1}{4R^2 K_1} \frac{(1 + \lambda V_{DS2})}{(1 + \lambda V_{DS1})}$ (6)

チャネル長変調効果を考えた場合

永田穰電流ミラー回路の改良点



改良の余地

出力電流が一定となる範囲が
非常に狭い
↳ **広げる**

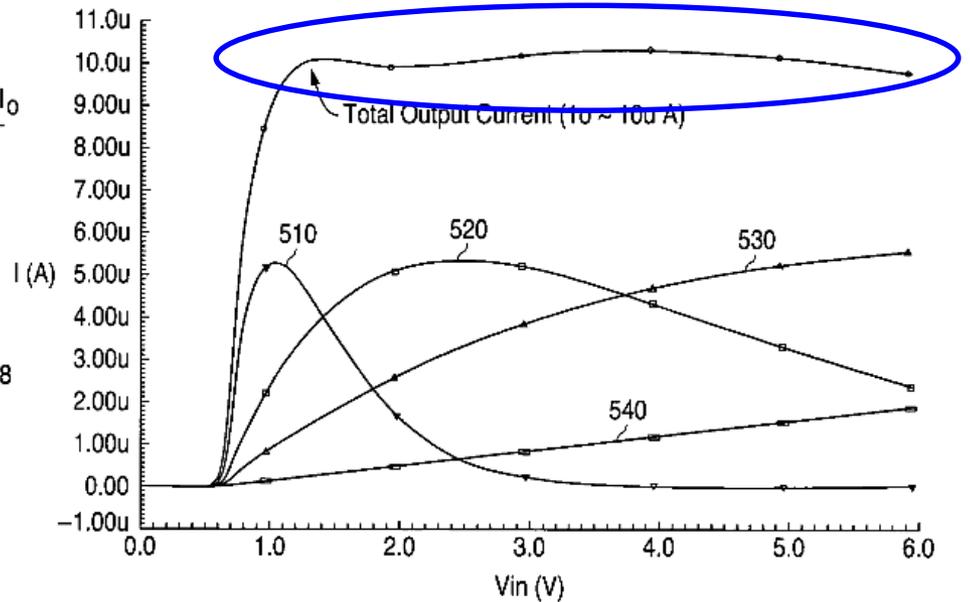
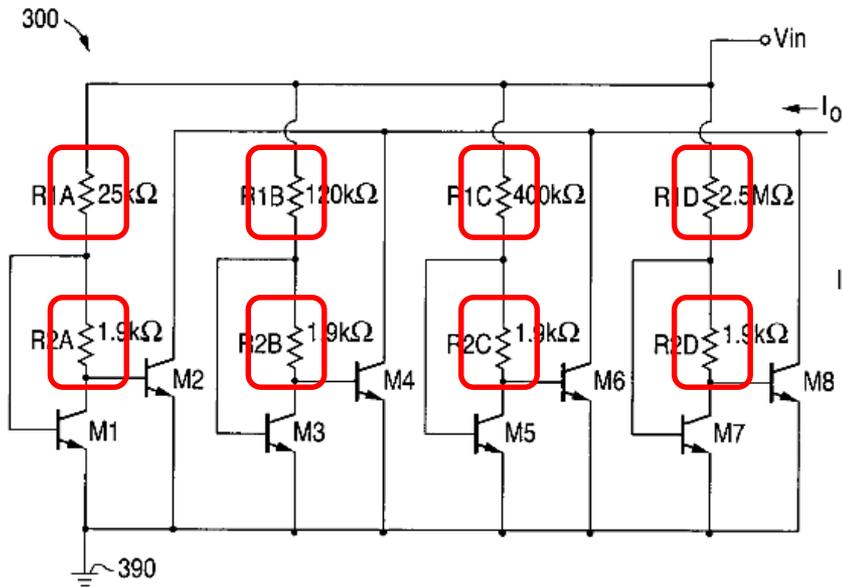
方針

複数の永田穰電流ミラー回路を用いて
異なるピークを足し合わせる

OUTLINE

- ◆ 研究背景・目的
- ◆ 永田穰電流ミラー回路
- ◆ 従来の改良回路
- ◆ 提案回路
 - └ シミュレーション結果
- ◆ 設計ガイドライン
 - └ シミュレーション結果
- ◆ まとめ

従来の改良回路案



US Patent

公告番号 US7436242 B1

公開日 2008年10月14日

発明者 Zachary Zehner Nosker

出願人 National Semiconductor Corporation

出願番号 US 11/035,331

出願日 2005年1月13日



← 発明者のZachは
小林研究室OB.
群馬大に来る前の
ナショセミでの仕事

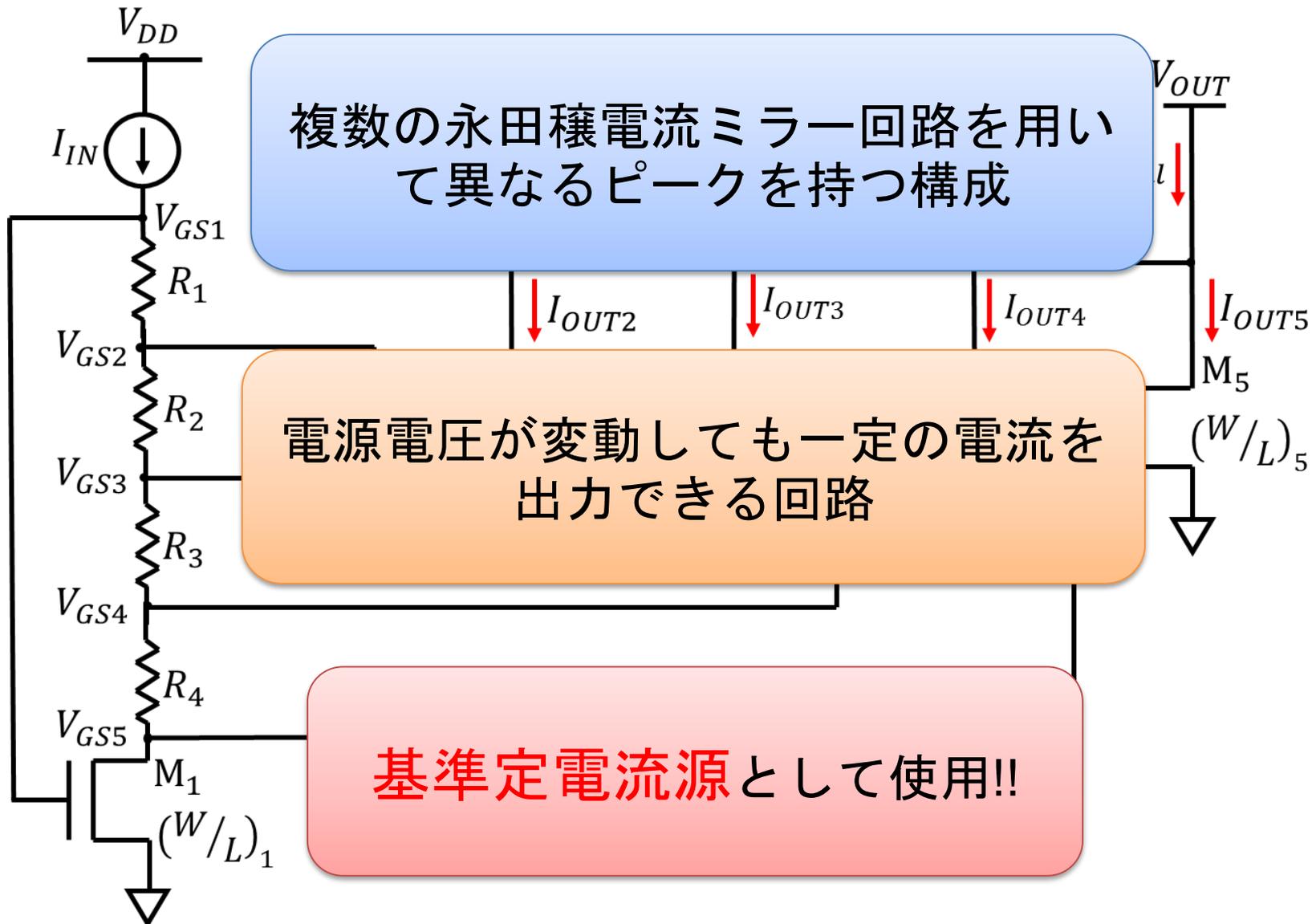
改良の余地

抵抗を並列に接続しているので回路面積が大きい

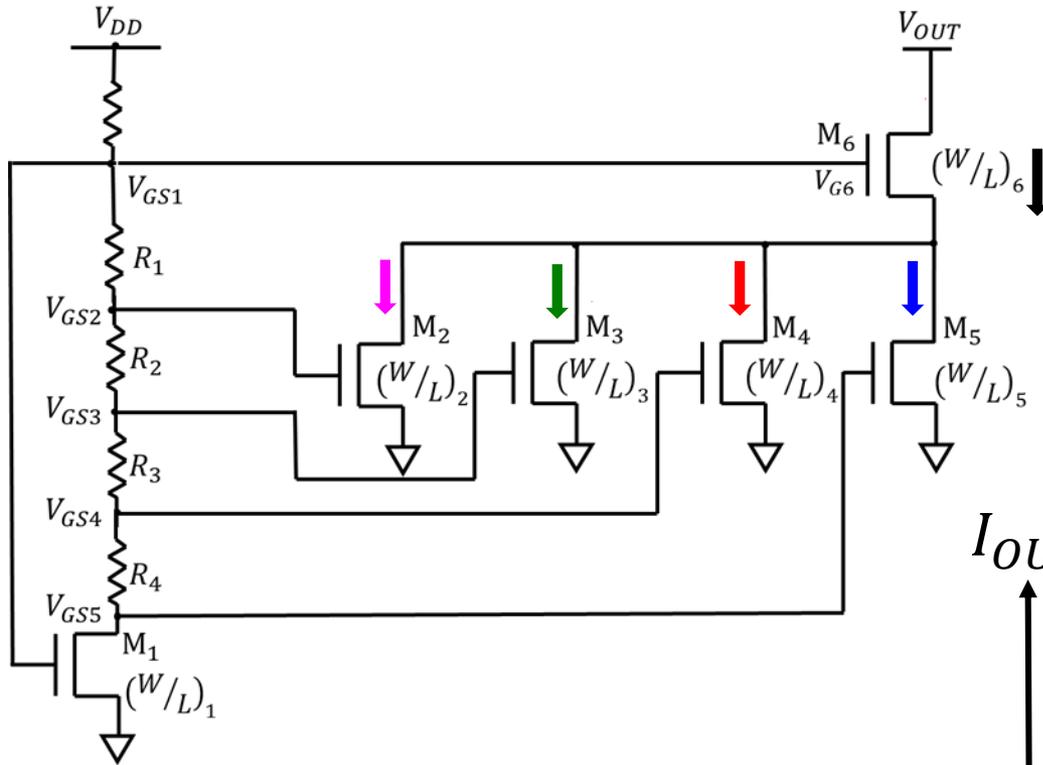
OUTLINE

- ◆ 研究背景・目的
- ◆ 永田穰電流ミラー回路
- ◆ 従来の改良回路
- ◆ **提案回路**
 - └ シミュレーション結果
- ◆ 設計ガイドライン
 - └ シミュレーション結果
- ◆ まとめ

提案回路



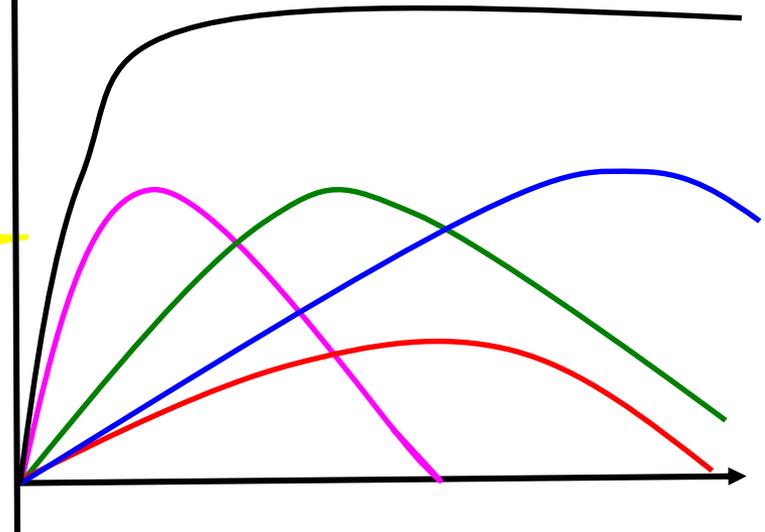
提案回路



総出力電流は
ほぼ一定

I_{OUT}

wide



シンプルな構成

提案回路の理論式の導出

電圧則で考えると

$$\left. \begin{aligned} V_{GS2} &= V_{GS1} - R_1 I_{IN} \\ &\vdots \\ V_{GS5} &= V_{GS1} - (R_1 + R_2 + R_3 + R_4) I_{IN} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

M1に流れる電流と、その他のMOSに流れる電流は

$$I_1 = I_{IN} = \underbrace{\frac{1}{2} \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1}_{K_1} (V_{GS1} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS1}) \quad (8)$$

$$I_{OUT\ n} = \underbrace{\frac{1}{2} \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_n}_{K_n} (V_{GSn} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DSn}) \quad (9)$$

$$(n=2,3,4,5) \quad R'_{n-1} = R_1 + R_2 \cdots + R_{n-1}$$

提案回路の理論式(出力電流)

(7) (8) (9) 式より I_{OUTn} は

$$\begin{aligned}
 I_{OUTn} &= K_n (V_{GSn} - V_{THn})^2 (1 + \lambda V_{DSn}) \\
 &= K_n I_{IN} R'_{n-1}{}^2 \left[\sqrt{I_{IN}} - \frac{1}{R'_{n-1} \sqrt{K_1 (1 + \lambda V_{DS1})}} \right]^2 (1 + \lambda V_{DSn}) \quad (10)
 \end{aligned}$$

(10) 式を1階微分し改良回路の入出力電流特性の極値を求める。

ピークの位置 $(I_{IN})_{max}$

$$\frac{1}{4R'_{n-1}{}^2 K_1 (1 + \lambda V_{DS1})}$$

... (11)

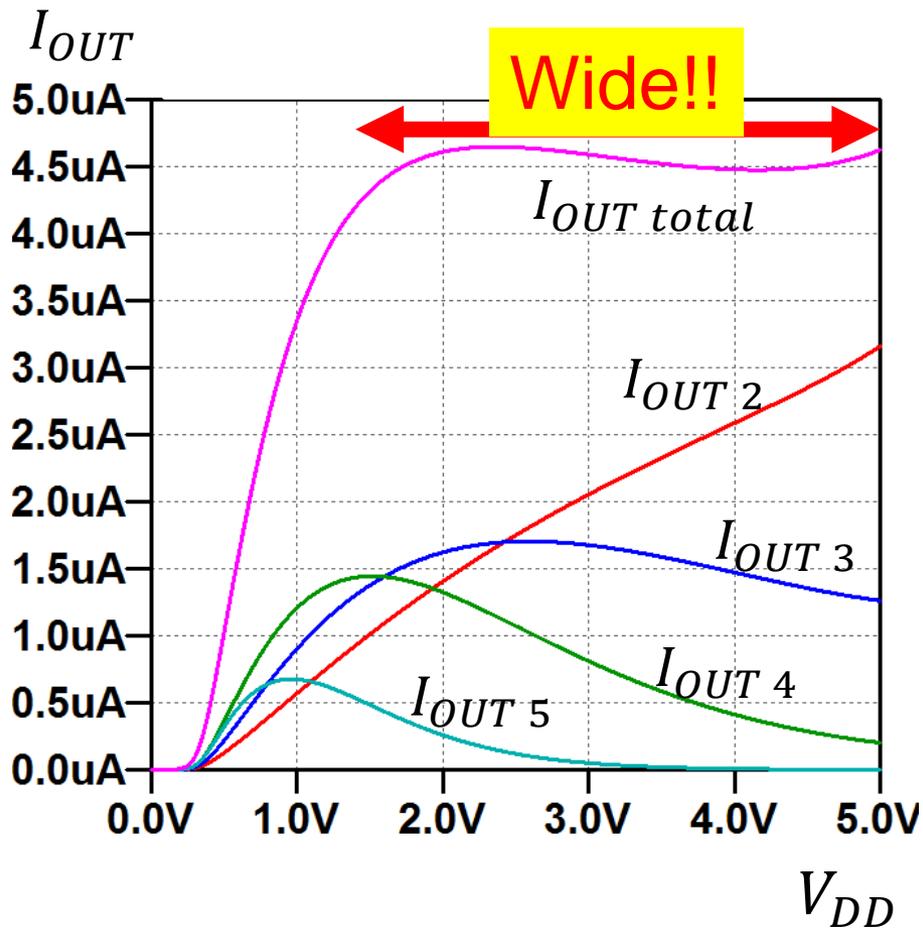
ピークでの出力電流 $(I_{OUT})_{max}$

$$\begin{aligned}
 &\frac{K_n}{4K_1} \cdot \frac{1}{4R'_{n-1}{}^2 K_1} \frac{(1 + \lambda V_{DSn})}{(1 + \lambda V_{DS1})} \\
 &= \frac{(W/L)_n}{4(W/L)_1} \cdot (1 + \lambda V_{DSn}) (I_{IN})_{max}
 \end{aligned}$$

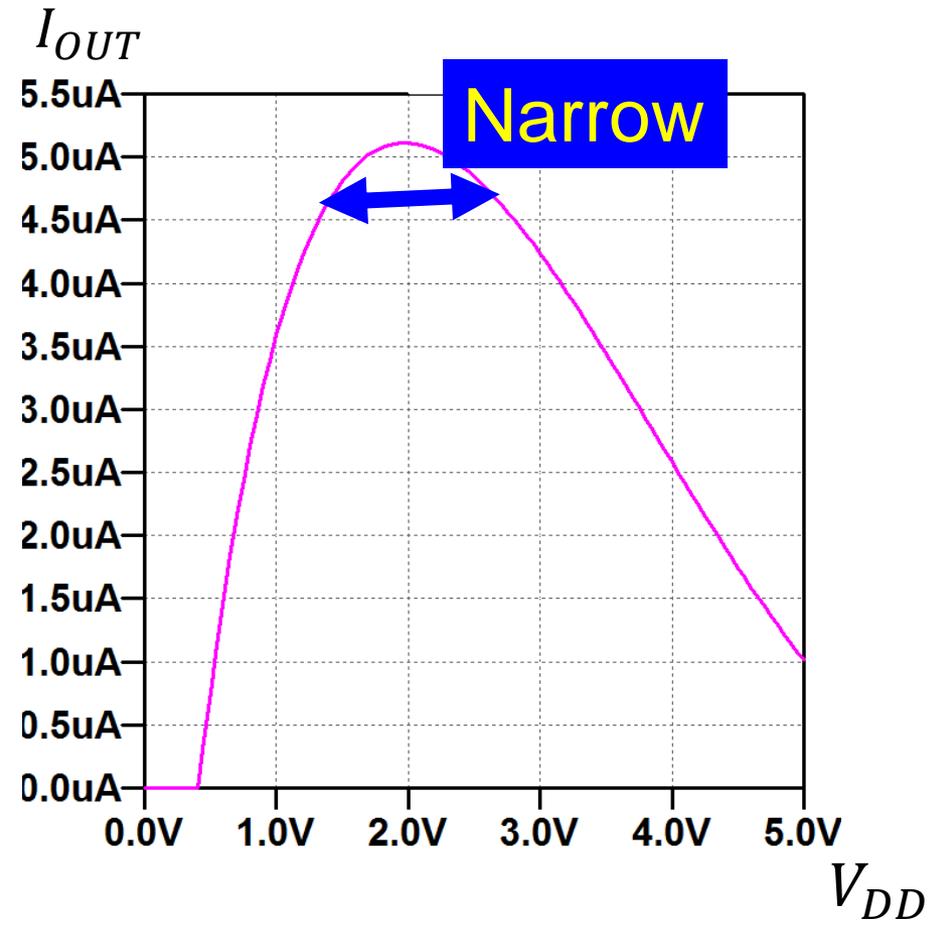
... (12)

提案回路とオリジナル回路の比較

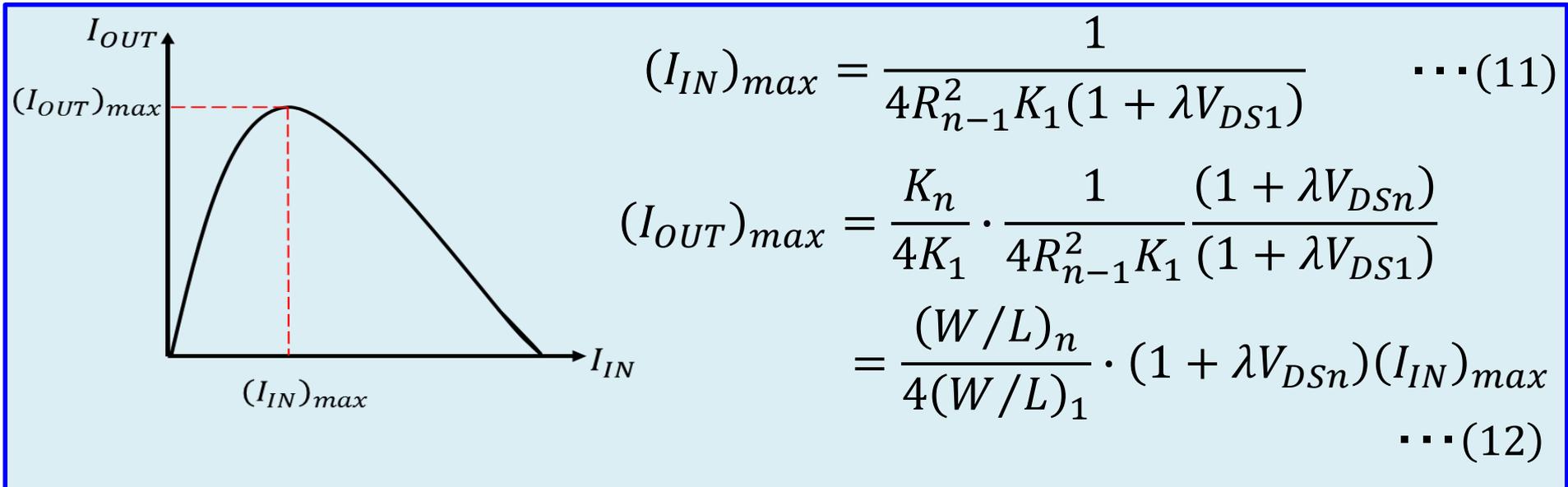
提案回路



オリジナル



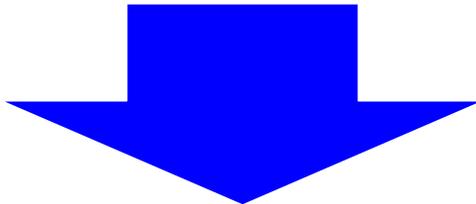
提案回路の解析



$$(I_{IN})_{max} = \frac{1}{4R_{n-1}^2 K_1 (1 + \lambda V_{DS1})} \quad \dots(11)$$

$$\begin{aligned} (I_{OUT})_{max} &= \frac{K_n}{4K_1} \cdot \frac{1}{4R_{n-1}^2 K_1} \frac{(1 + \lambda V_{DSn})}{(1 + \lambda V_{DS1})} \\ &= \frac{(W/L)_n}{4(W/L)_1} \cdot (1 + \lambda V_{DSn})(I_{IN})_{max} \quad \dots(12) \end{aligned}$$

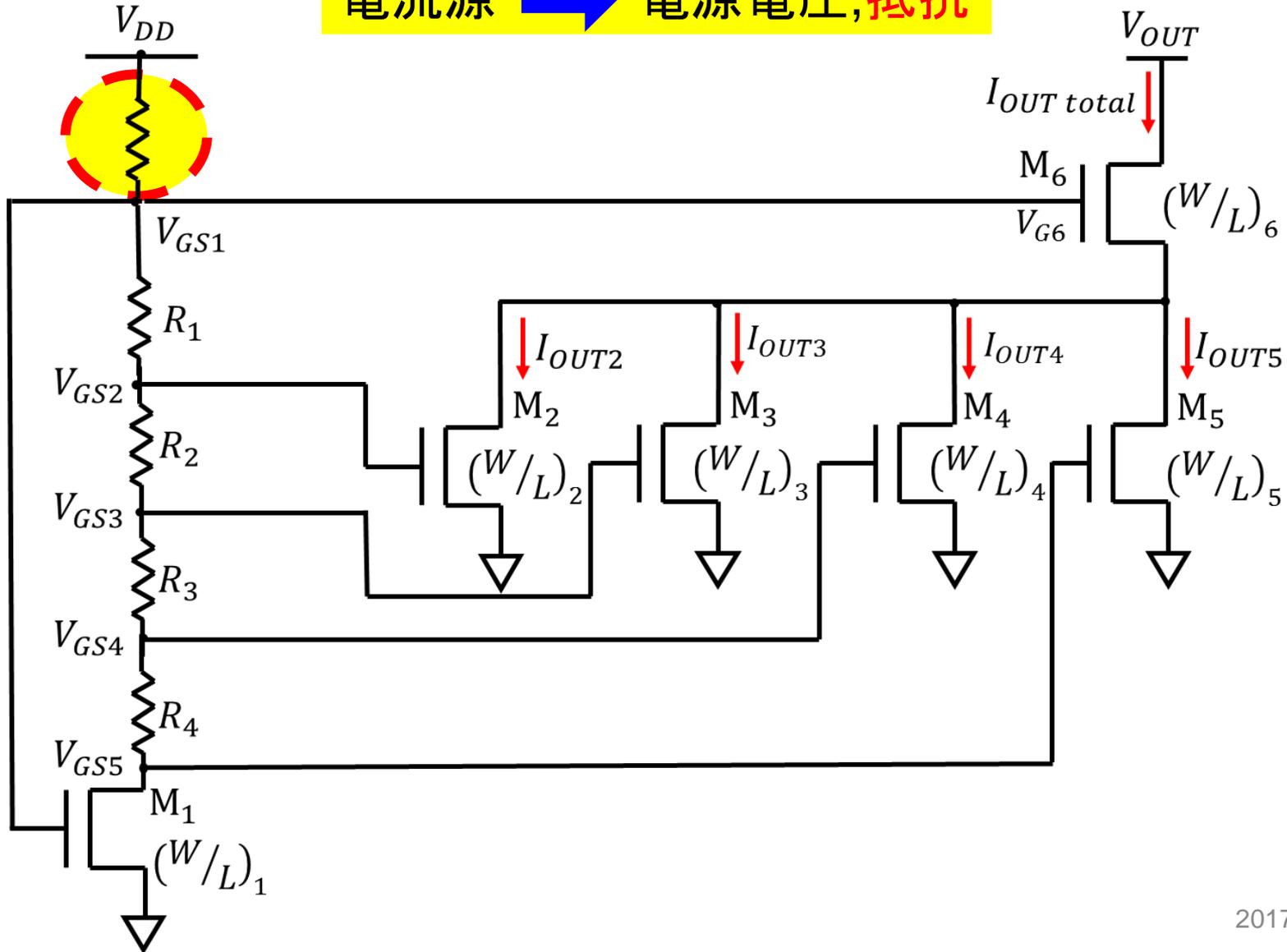
抵抗値やMOSのサイズを変える



$(I_{IN})_{max}$, $(I_{OUT})_{max}$ は調節できる

MOS提案回路

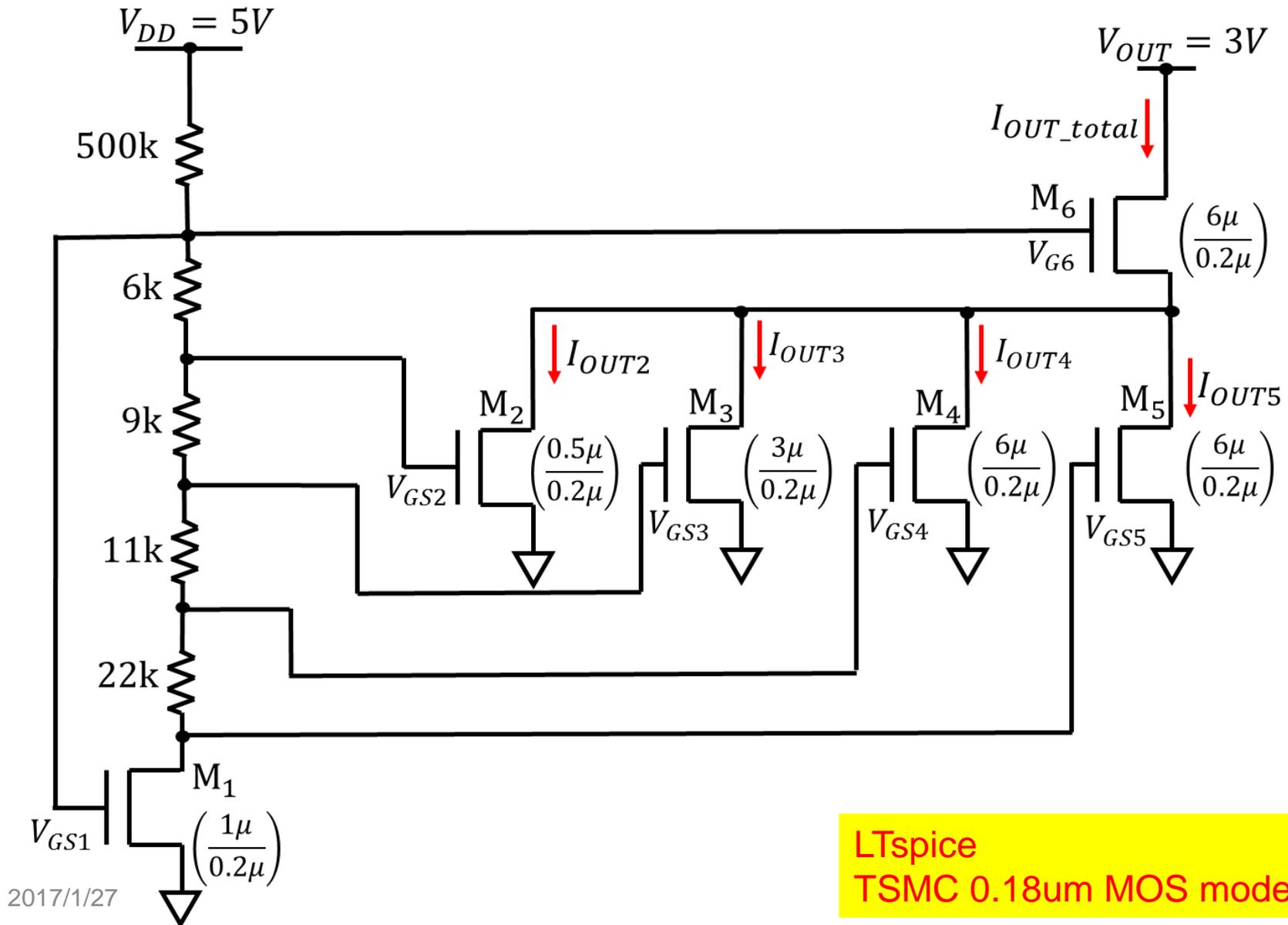
電流源 \rightarrow 電源電壓, 抵抗



OUTLINE

- ◆ 研究背景・目的
- ◆ 永田穰電流ミラー回路
- ◆ 従来の改良回路
- ◆ **提案回路**
 - └ シミュレーション結果
- ◆ 設計ガイドライン
 - └ シミュレーション結果
- ◆ まとめ

SPICE シミュレーション回路



2017/1/27

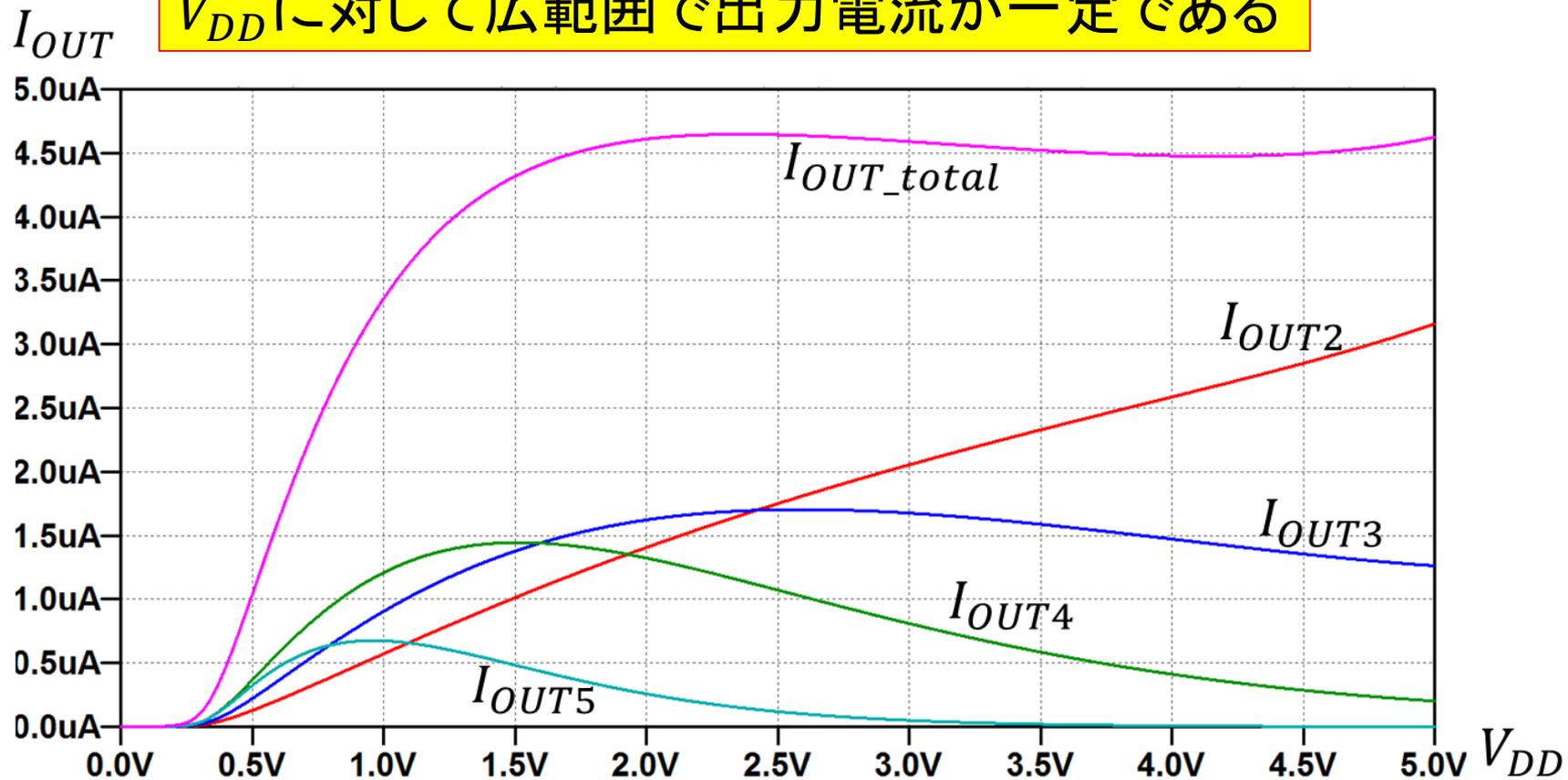
LTspice
TSMC 0.18um MOS model

シミュレーション結果

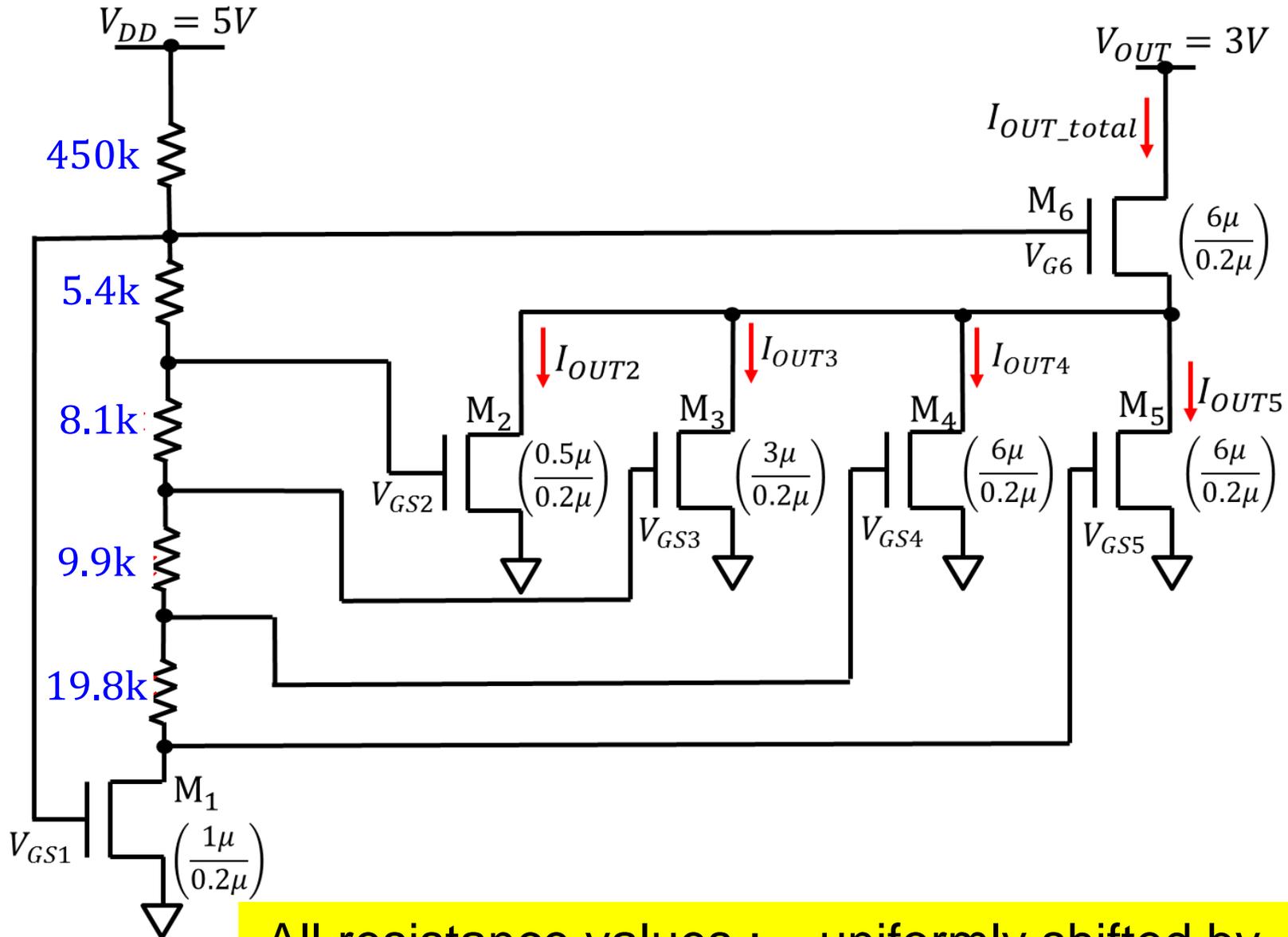
$$I_{OUT_total} \sim 4.56\mu A$$



V_{DD} に対して広範囲で出力電流が一定である

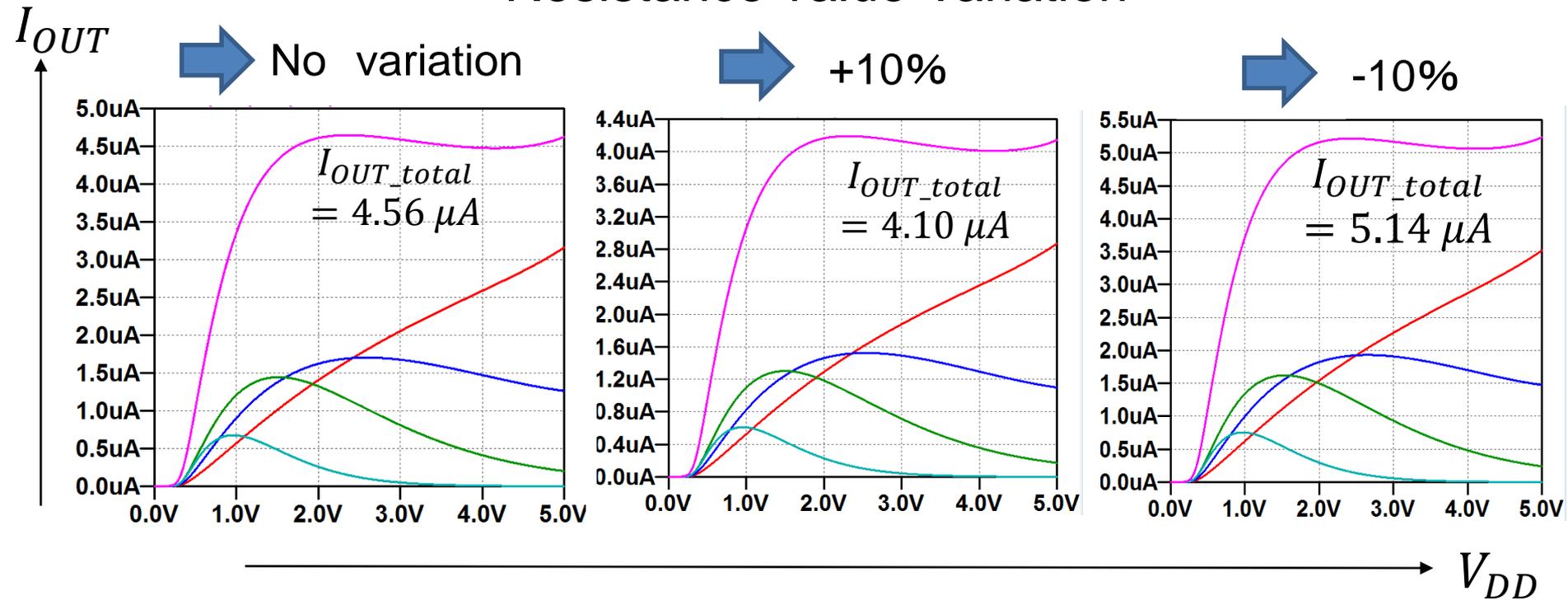


抵抗値ばらつきによる解析



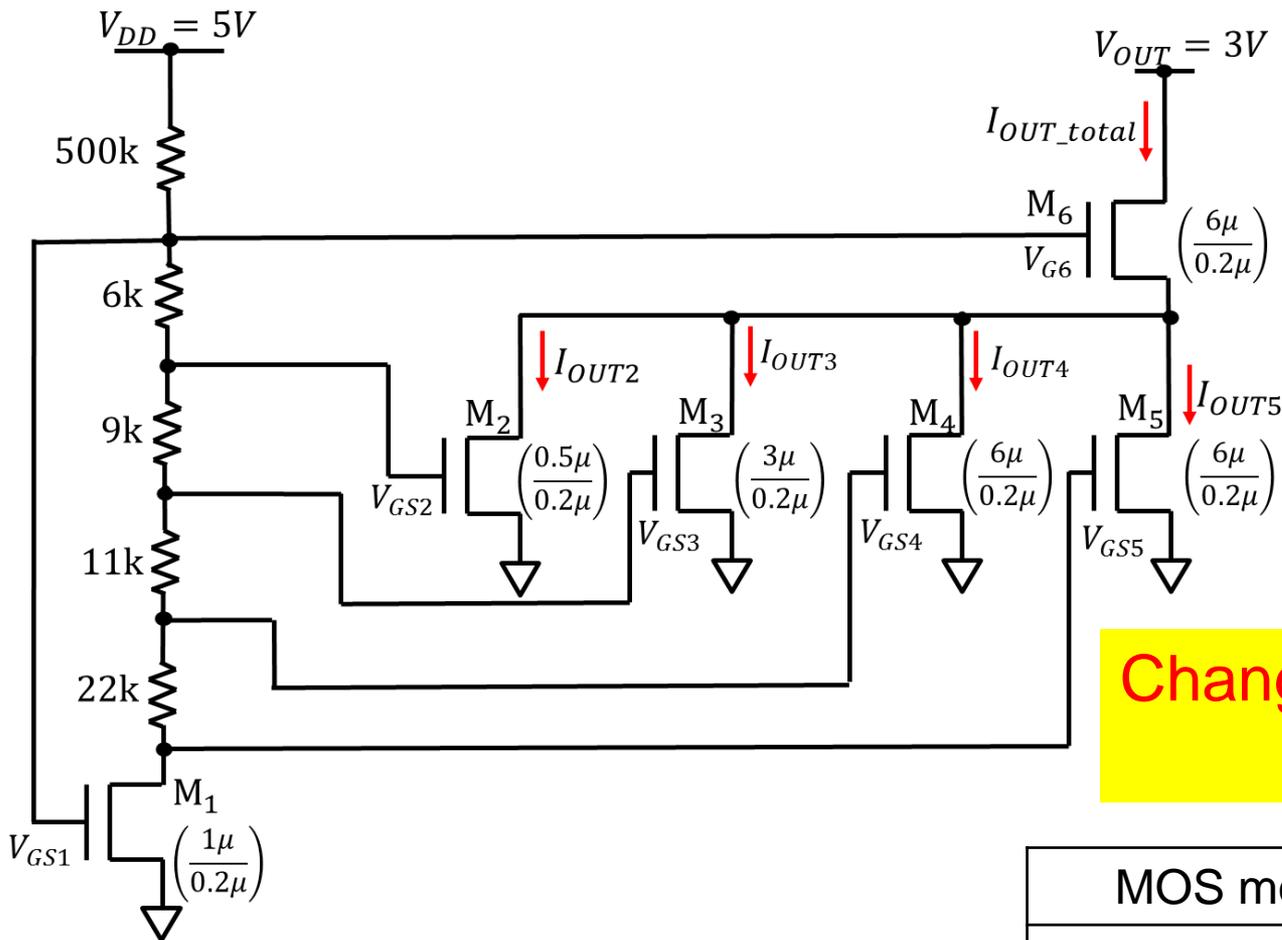
シミュレーション結果

Resistance value Variation



Resistance value Variation [%]	+10	-10
Total output current change rate [%]	2.4	1.6

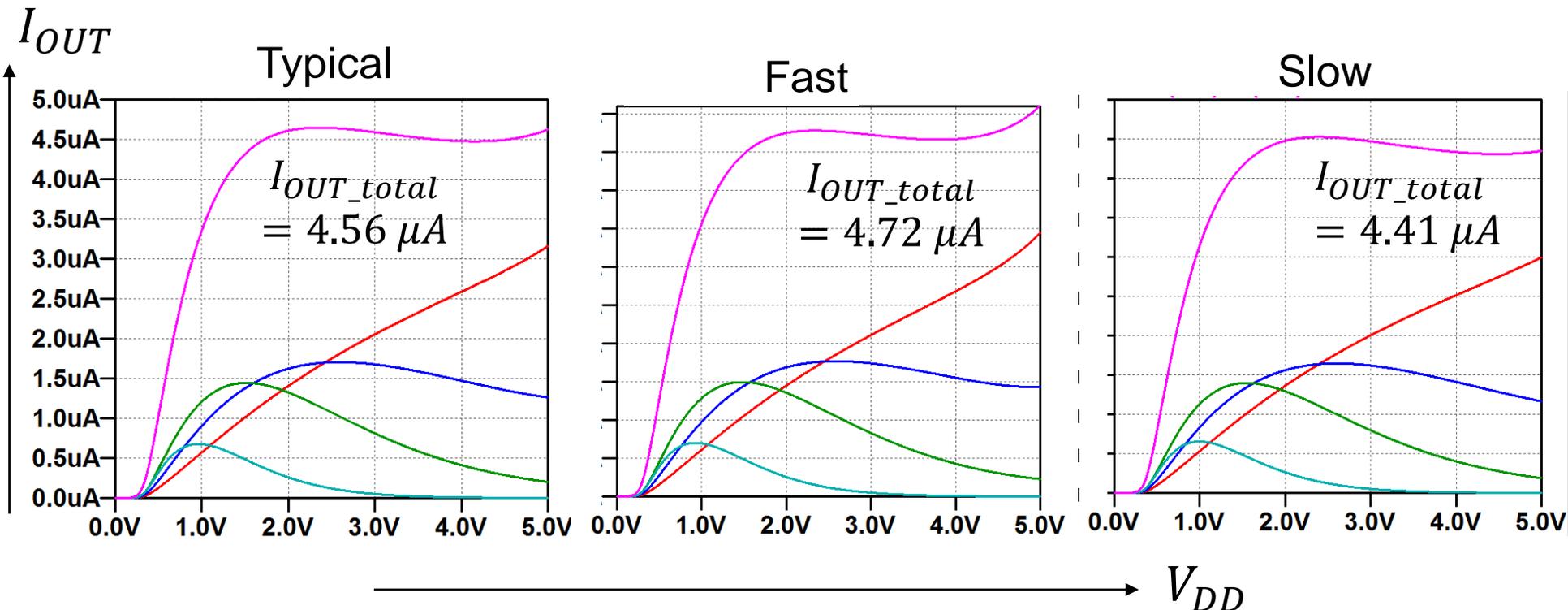
MOS Fast and Slow Models



Change threshold voltage
by $\pm 10\%$

MOS model	Threshold [V]
Typical	0.369
Fast	0.332
Slow	0.406

Fast & Slow Models シミュレーション結果

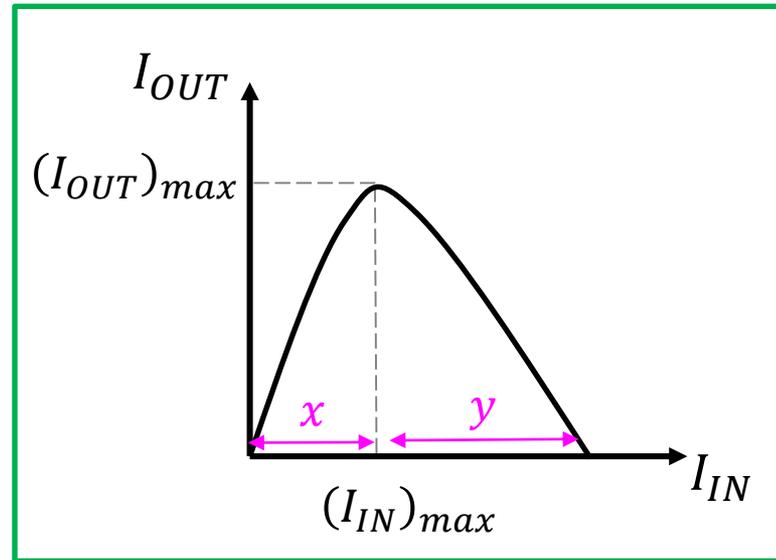


MOS model	Fast	Slow
Total output current change rate [%]	4.4	2.5

OUTLINE

- ◆ 研究背景・目的
- ◆ 永田穰電流ミラー回路
- ◆ 従来の改良回路
- ◆ 提案回路
 - └ シミュレーション結果
- ◆ 設計ガイドライン
 - └ シミュレーション結果
- ◆ まとめ

設計指針について



永田穰電流ミラー回路の出力特性に注目



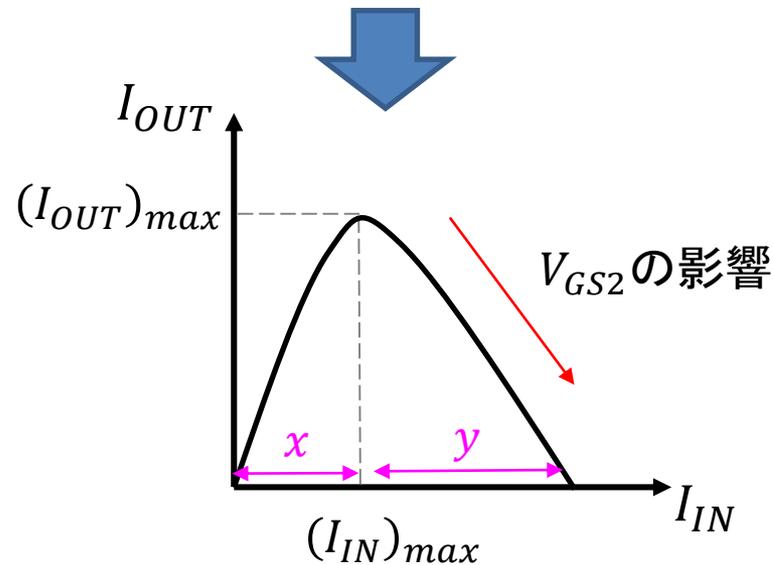
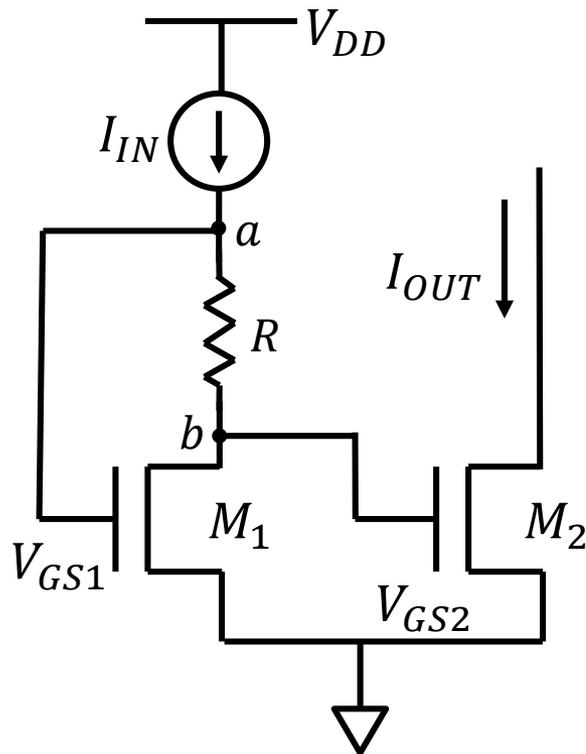
出力電流の上昇 ↗ 下降 ↘ に法則があるのではないかと



比 $x:y$ が使えるのではないかと

永田穰電流ミラー回路のピーク

ある一定の I_{IN} を過ぎたところから抵抗 R で発生する電圧降下により、 M_2 の V_{GS2} が減少し M_2 のドレイン電流 I_{OUT} が減少していく



スタート点,ピークの位置,終着点を求める

$V_{GS2} < V_{TH}$ となる点

V_{GS2} について

電圧則で考えると

$$V_{GS2} = V_{GS1} - I_{IN}R_1 \quad (1)$$

$$I_{IN} = K_1(V_{GS1} - V_{TH})^2(1 + \lambda V_{DS1})$$

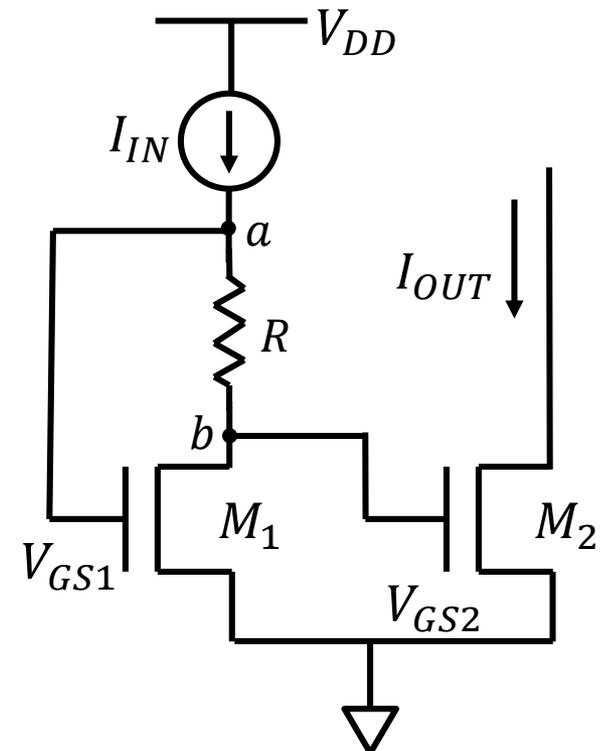
$$\Rightarrow V_{GS1} = \sqrt{\frac{I_{IN}}{K_1(1 + \lambda V_{DS1})}} + V_{TH}$$

$\lambda = 0$ とすると

$$\Rightarrow V_{GS1} = \sqrt{\frac{I_{IN}}{K_1}} + V_{TH} \quad (13)$$

(1)に(13)を代入

$$V_{GS2} = \sqrt{\frac{I_{IN}}{K_1}} + V_{TH} - I_{IN}R \quad (14)$$



$(I_{OUT})_{max} \cong 0$ になるときの I_{IN}

$$V_{GS2} \text{ の式} \quad V_{GS2} = \sqrt{\frac{I_{IN}}{K_1}} + V_{TH} - I_{IN}R \quad \cdots(14)$$

$$\text{ピークの位置} \quad I_{IN} = \frac{1}{4K_1R^2} \quad \cdots(5)$$

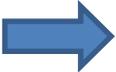
チャネル長変調効果を考慮しない場合

V_{GS2} が V_{TH} より小さくなると I_{OUT} ほぼ0になる

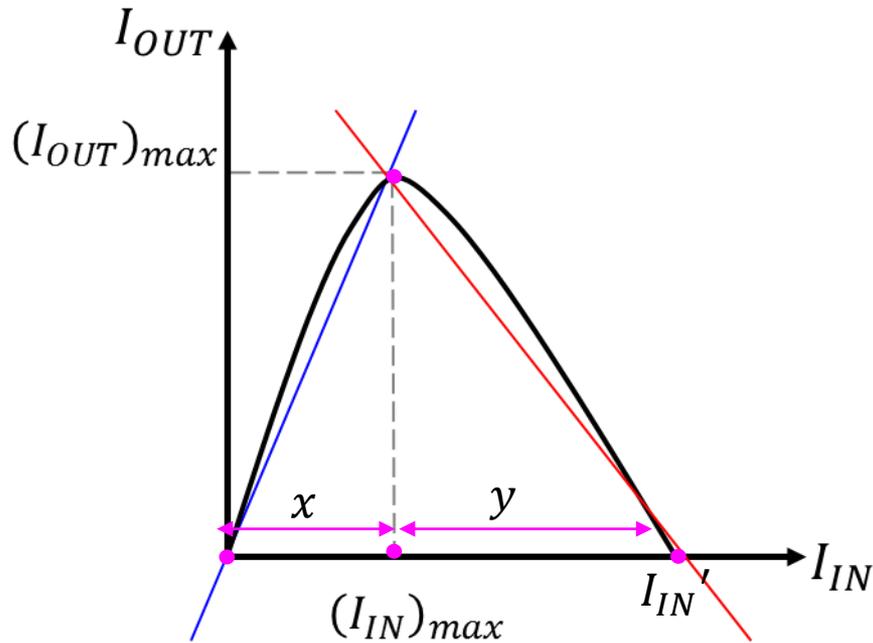
(14)式より

$$V_{GS2} = \sqrt{\frac{I_{IN}}{K_1}} + V_{TH} - I_{IN}R = V_{TH}$$

$$I_{IN} \left(\frac{1}{\sqrt{K_1 I_{IN}}} - R \right) = 0$$

終着点  $I_{IN} = \frac{1}{R^2 K_1} = I_{IN}' \quad \cdots(15)$

ピークを中心とした出力電流の比



- $x = 0 \sim (I_{IN})_{max}$

$$= \frac{1}{4R^2K_1}$$

- $y = (I_{IN})_{max} \sim I'_{IN}$

$$= I'_{IN} - x$$

$$= \frac{1}{R^2K_1} - \frac{1}{4R^2K_1}$$

$$= 3x$$

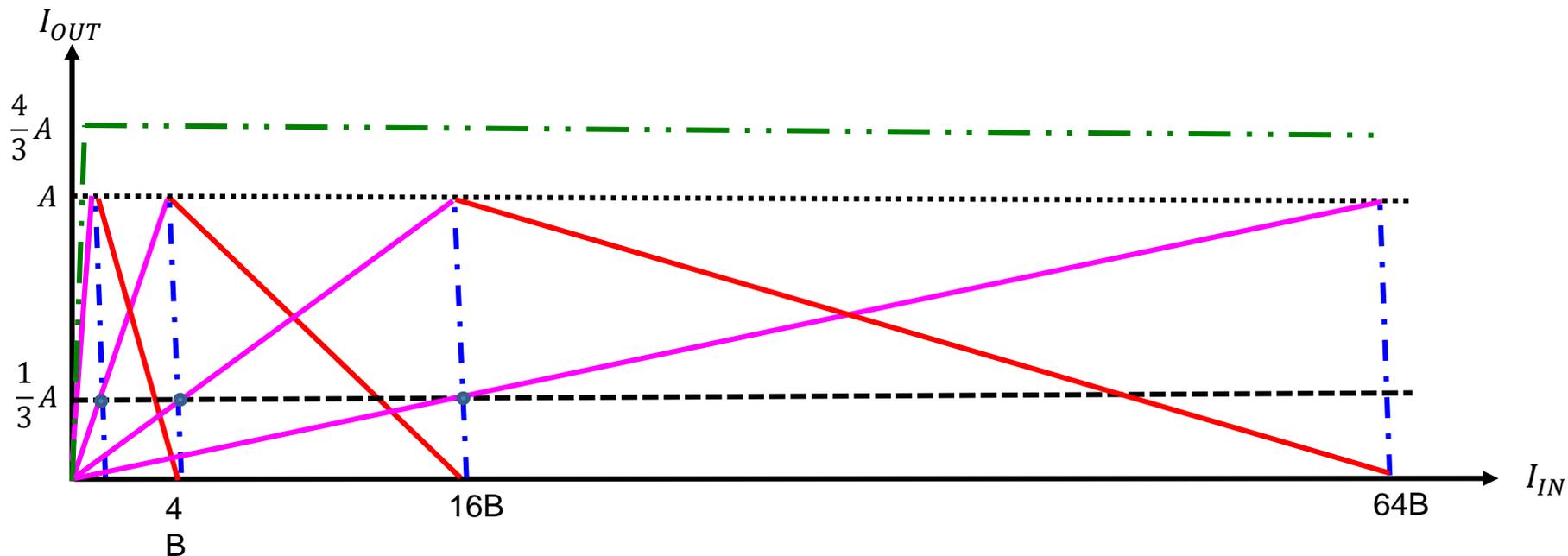
$$x:y = 1:3$$

この比を用いて設計指針を示す

設計ガイドライン

Point!!

総電流増加量 = 総電流減少量



- 出力電流特性は直線近似して考える
- 今回ピーク数は4個とする

手順①

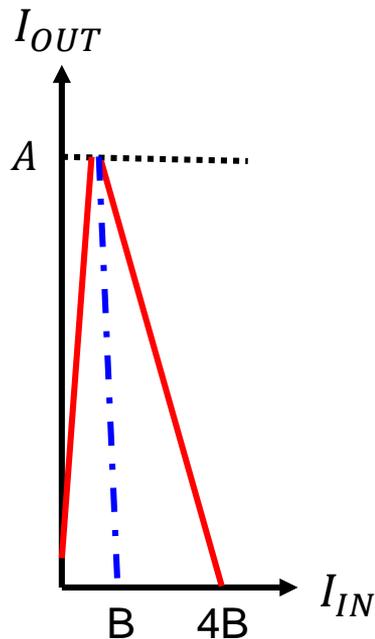
Final Peak

ピークの位置
ピークでの出力電流

$$I_{IN4} = B$$

$$I_{O4} = A$$

1:3の関係



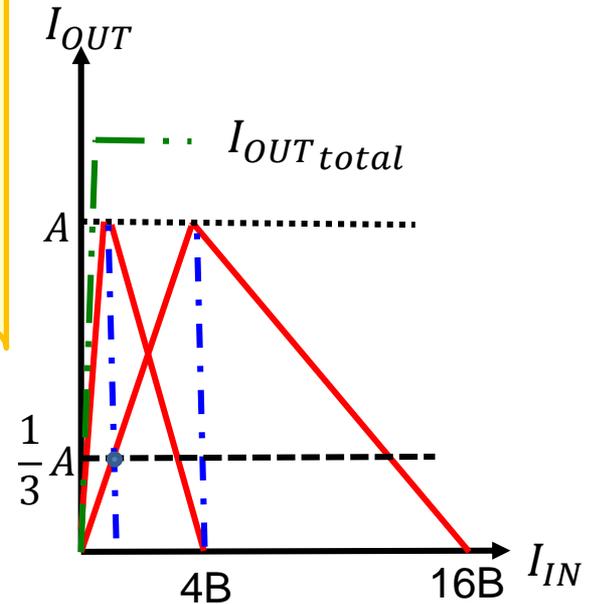
Third Peak

ピークの位置
ピークでの出力電流

$$I_{IN3} = 4B$$

$$I_{O3} = A$$

1:3の関係



電流増加量 = 減少量
Final Peakがゼロになる
位置にThird Peakを立てる

ピークの立上り点と同じ
→完全にキャンセルできない

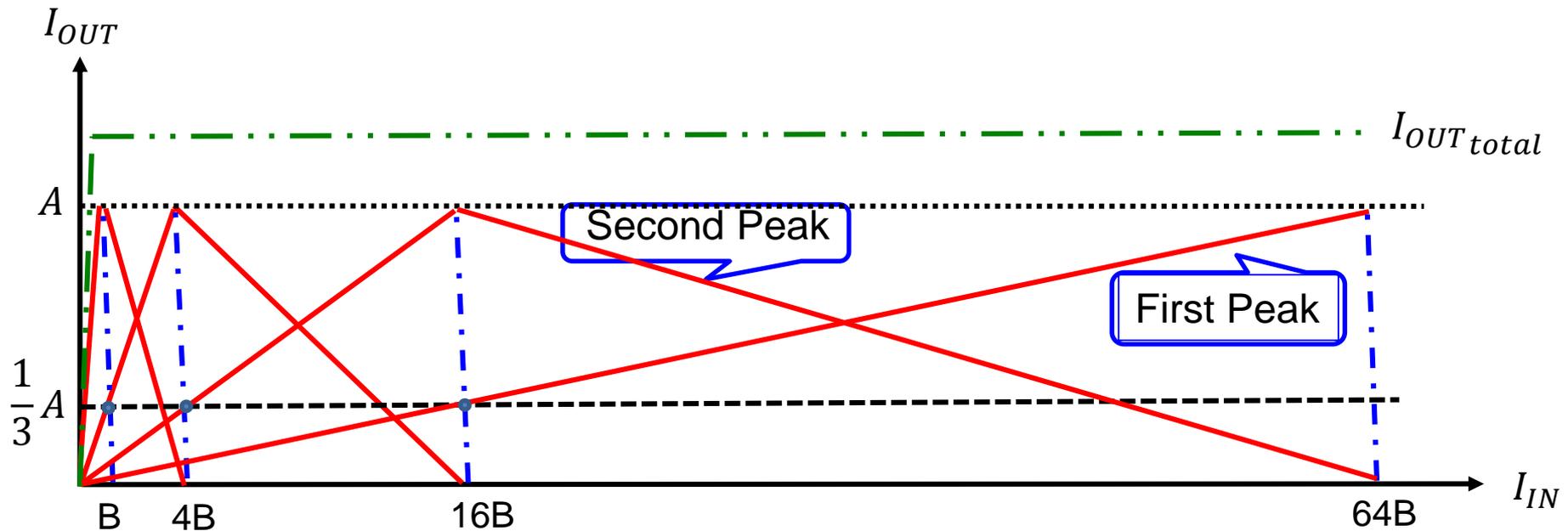
手順②

Second Peak

ピークの位置 $I_{IN3} = 16B$
 ピークでの出力電流 $I_{O3} = A$

First Peak

ピークの位置 $I_{IN3} = 64B$
 ピークでの出力電流 $I_{O3} = A$



$$I_{OUT\ total} = \left(\frac{1}{3^0} + \frac{1}{3^1} + \frac{1}{3^2} + \frac{1}{3^3} \right) A$$

設計ガイドライン まとめ

1. 出力電流の大きさAを決める

➡ $I_{OUT\ total}$ を考慮する

2. Final Peakからピーク的位置を決めていく

➡ 比1:3を用いて決定

表1:ピーク的位置設定

I_{IN}	I_{OUT}
$I_{IN4} = B$	$I_{04} = A$
$I_{IN3} = 4B$	$I_{03} = A$
$I_{IN2} = 16B$	$I_{02} = A$
$I_{IN1} = 48B$	$I_{01} = A$

一定

3. 表1を用いてR,(W/L)を決める

この方法で決定できるパラメータ

- 総出力電流 $I_{OUT\ total}$
- 抵抗値 R
- MOSサイズ W/L

MOSが飽和領域で動作するための条件

D-S間電圧が一番小さくなる M_1 で考える

$$V_{DS1} > V_{GS1} - V_{TH} \quad \dots(16)$$

$$\ast V_{DS1} = V_{GS5}$$

キルヒホッフの法則より

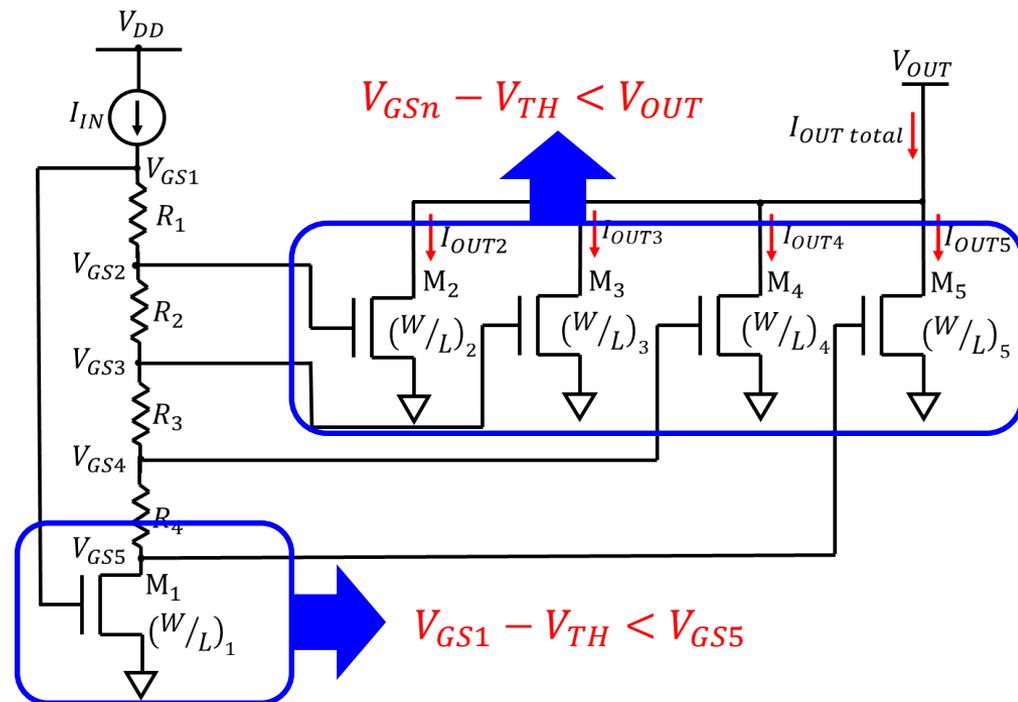
$$V_{GS1} = I_{IN}R_{n-1} + V_{GS5} \quad \dots(17)$$

(16)に(17)を代入する

$$I_{IN}R_{n-1} + V_{GSn} - V_{TH} < V_{GS5}$$

$$R'_{n-1} < \frac{V_{TH}}{I_{IN}} \quad \dots(18)$$

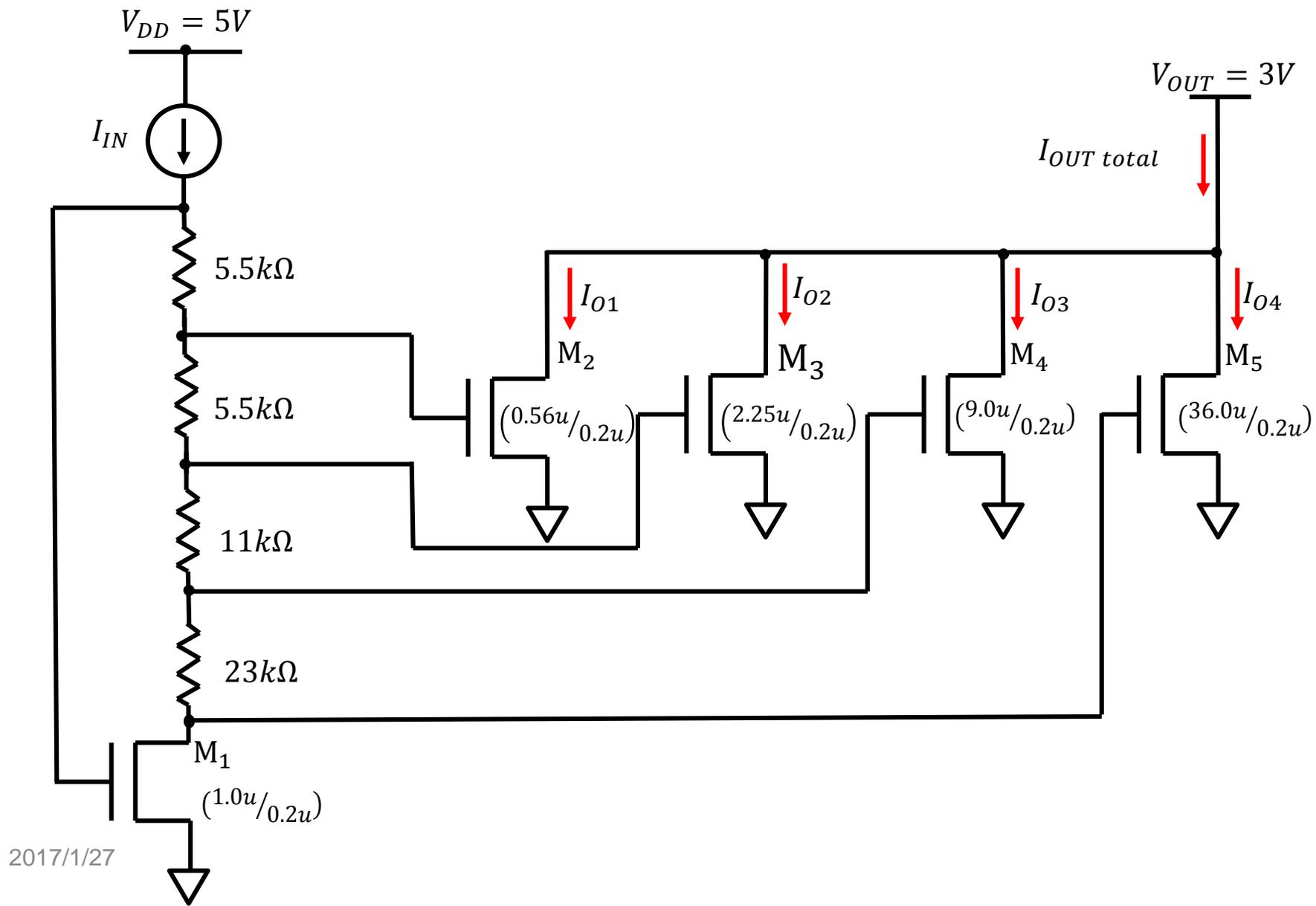
飽和領域で動作するためのRの条件



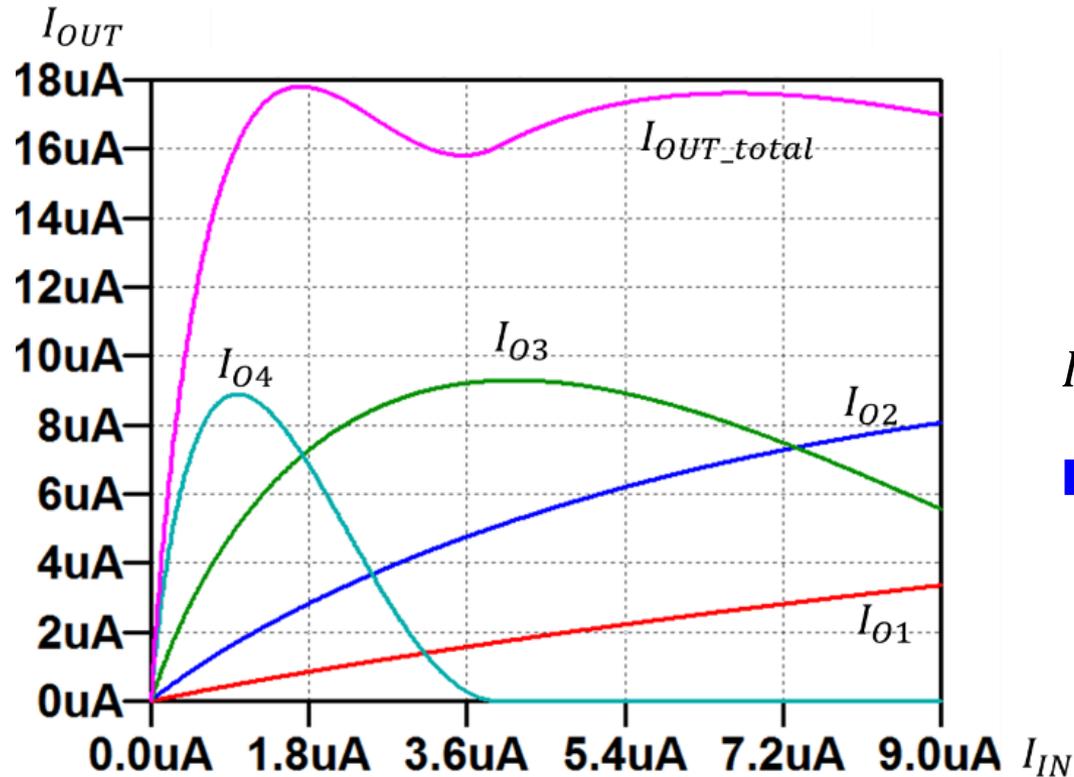
OUTLINE

- ◆ 研究背景・目的
- ◆ 永田穰電流ミラー回路
- ◆ 従来の改良回路
- ◆ 提案回路
 - └ シミュレーション結果
- ◆ 設計ガイドライン
 - └ シミュレーション結果
- ◆ まとめ

設計ガイドラインによるシミュレーション図



シミュレーション結果



I_{OUT_total} は少し変動している

➡ 出力電流特性を直線近似しているため

簡単モデル(電流の二乗則)による手計算



高精度なMOSモデル(BSIM4等)を用いて
シミュレーションで微調整

アナログ回路設計とは

ルネサスエレクトロニクス株式会社 三木隆博先生

本題に入る前に: 回路解析の重要性



1) 解析と手計算で、ロングドライブ



2) 数値解析 (MATLAB, Verilog-A) で1パット圏内へ



3) 回路シミュレーションでは軽々カップイン



パター(回路シミュレーション)だけで好スコアが残せますか？

OUTLINE

- ◆ 研究背景・目的
- ◆ 永田穰電流ミラー回路
- ◆ 従来の改良回路
- ◆ 提案回路
 - └ シミュレーション結果
- ◆ 設計ガイドライン
 - └ シミュレーション結果
- ◆ **まとめ**

まとめ

- MOS提案回路について示した
- オリジナル永田穰電流ミラー回路との比較
 - ➡ 電流一定範囲を広げることができた

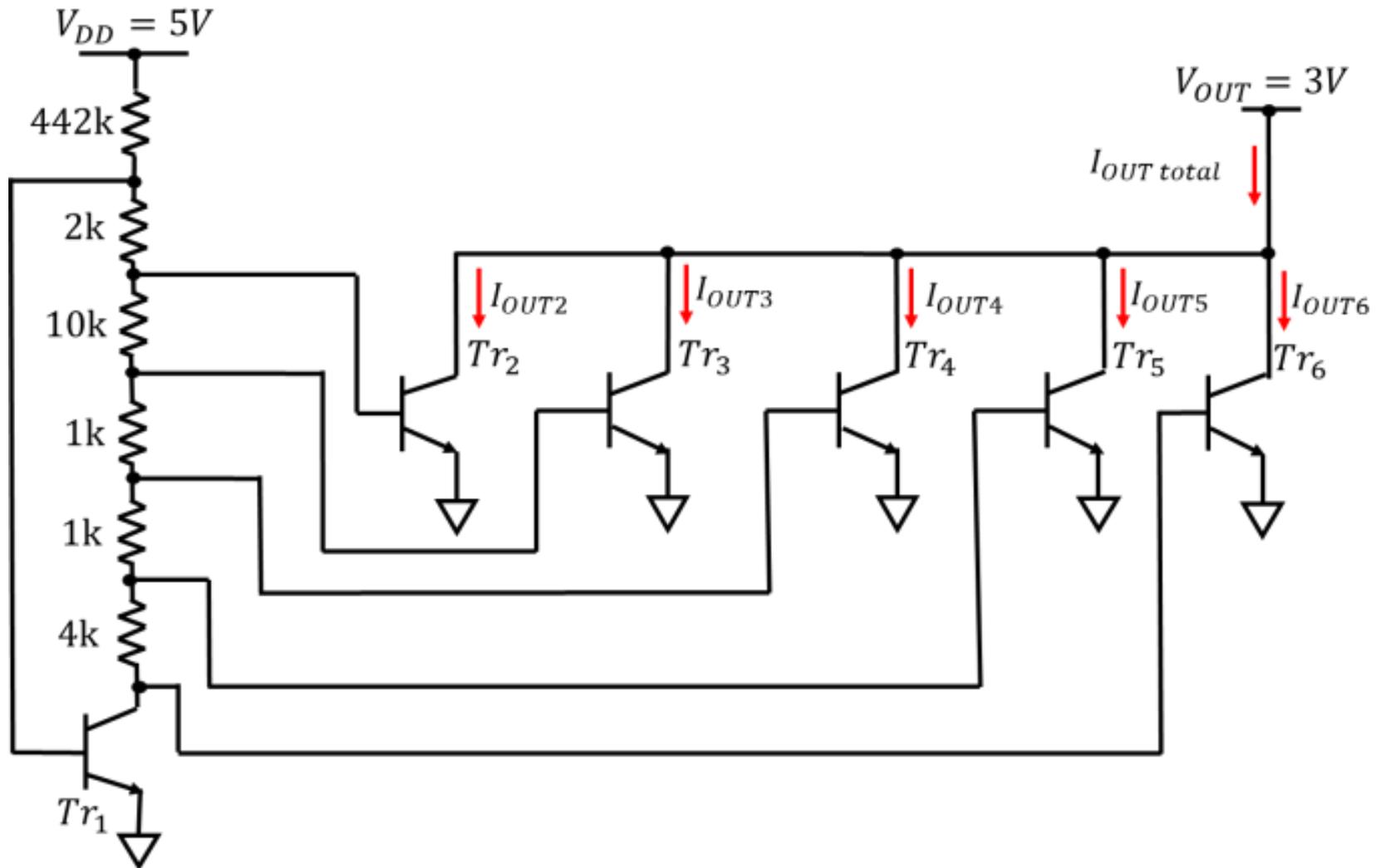
回路	回路構成	電流一定範囲	温度
永田穰電流ミラー回路	◎	△	
Zach's回路	△	◎	
バンドギャップ リファレンス回路	×	○	◎
提案回路	○	◎	

- 提案回路の設計ガイドラインを示した

付録

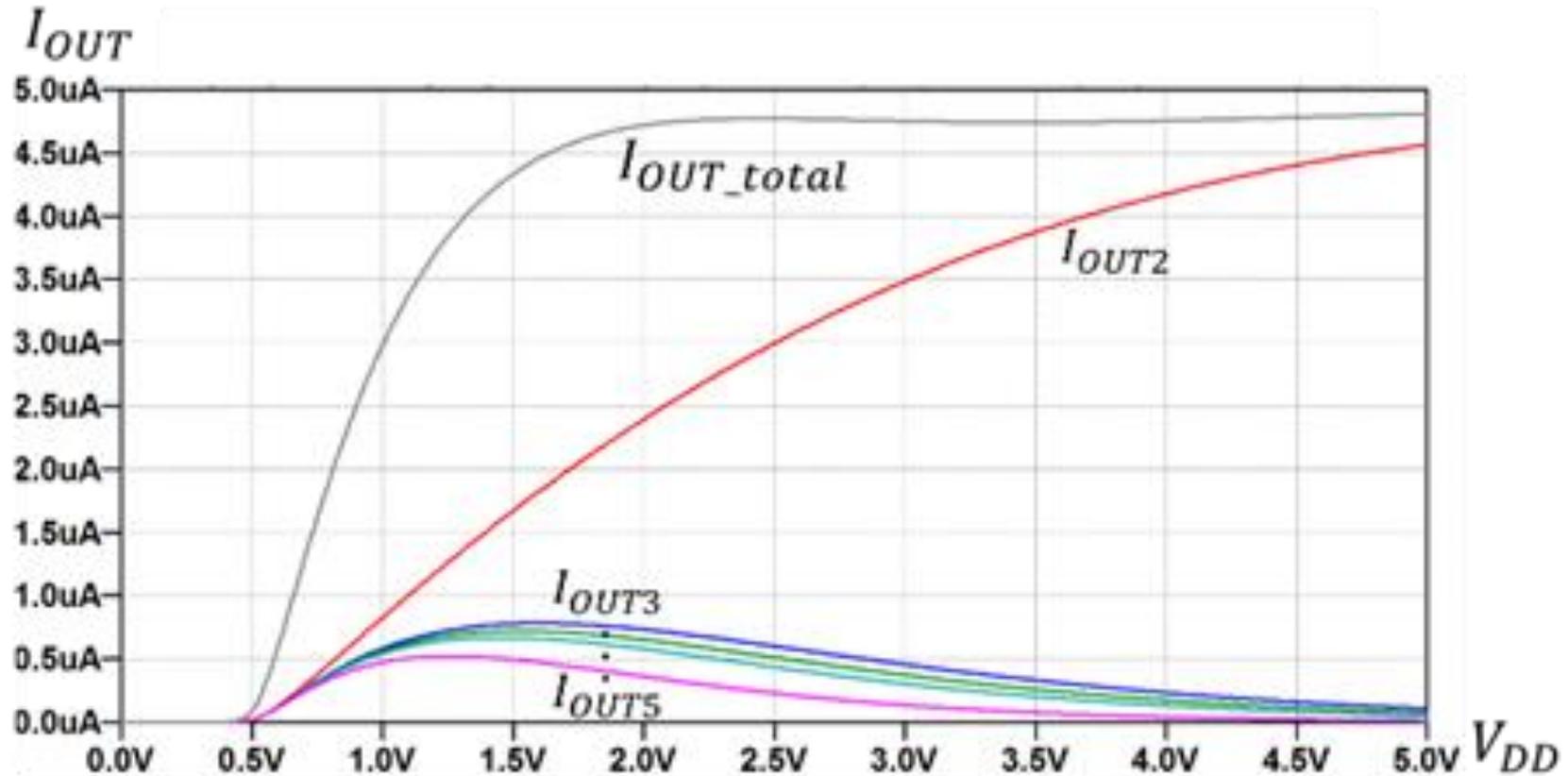
バイポーラトランジスタでのシミュレーション結果

Proposed Bipolar Reference Current Source



Simulation Result

Constant over wide range of power supply (V_{DD})



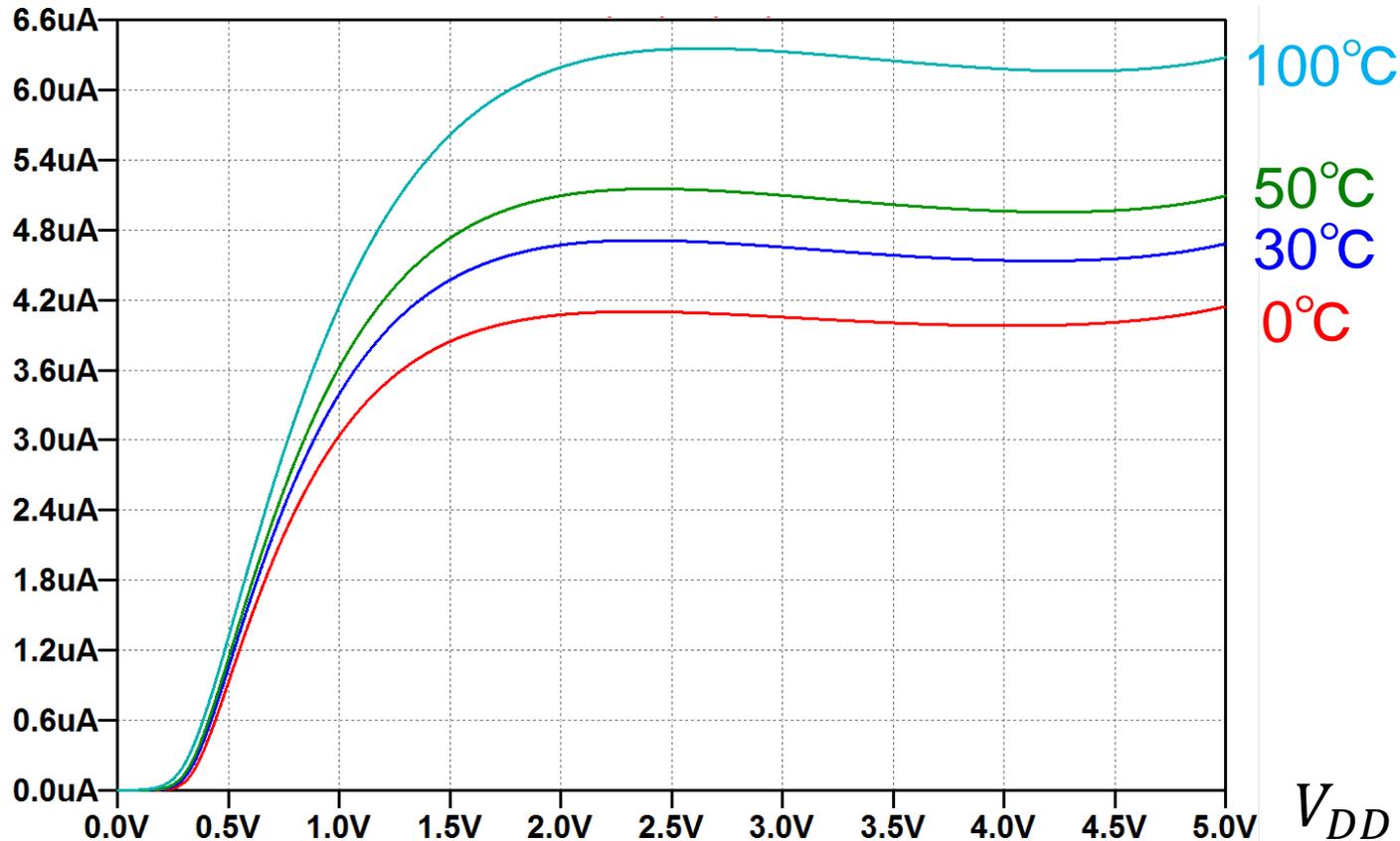
MOS・バイポーラトランジスタで 温度を変化させたときのシミュレーション結果

Temperature Effect (1)

Proposed MOS circuit

1°C UP → about 0.023μA UP

I_{OUT_total}

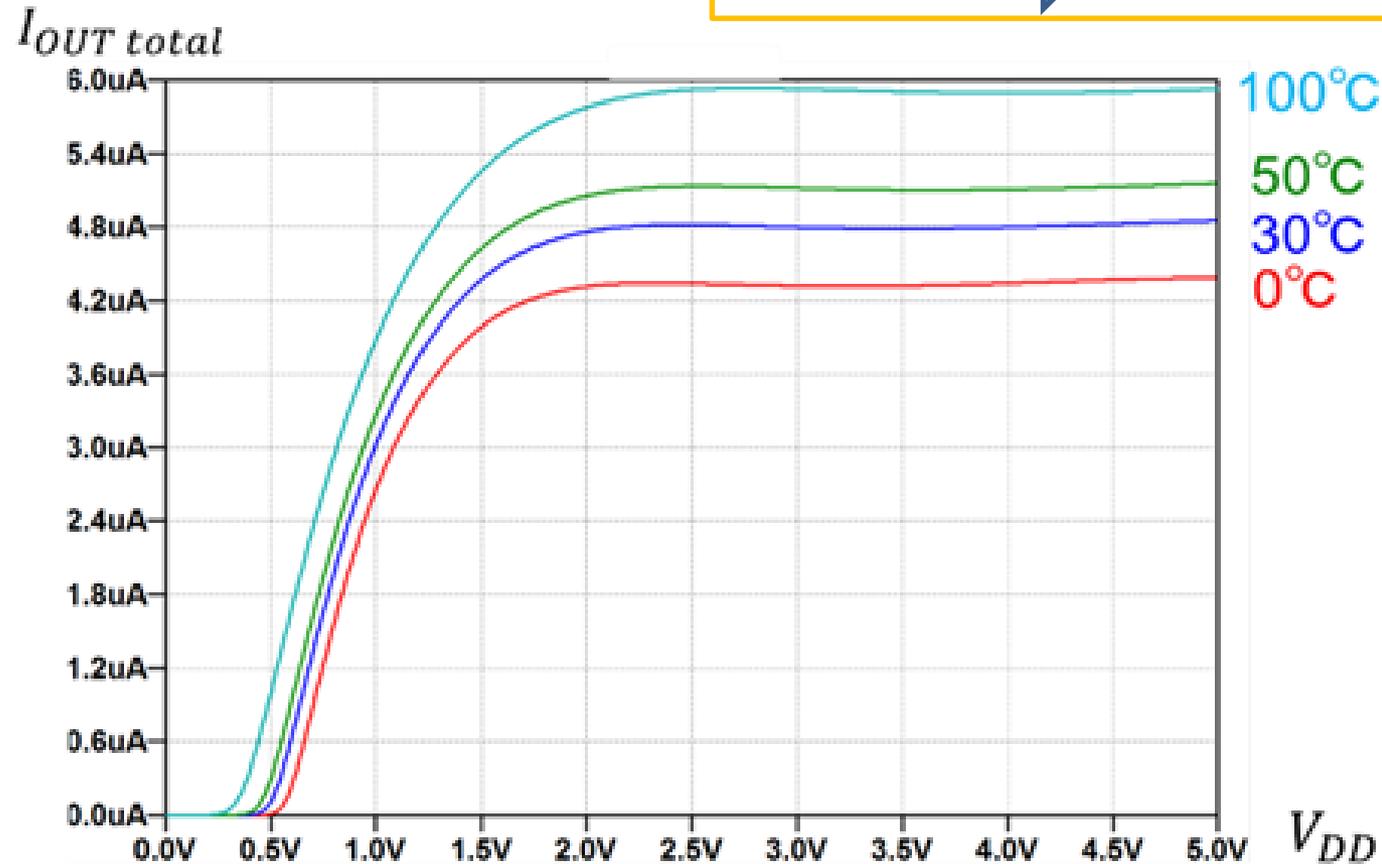


Proposed reference current source does not consider temperature variation effect

Temperature Effect

Proposed **Bipolar** transistor circuit

1°C UP → about 0.015μA UP



Proposed reference current source does not consider temperature variation effect

MOSモデルについて

MOSばらつきについて

MOSばらつき

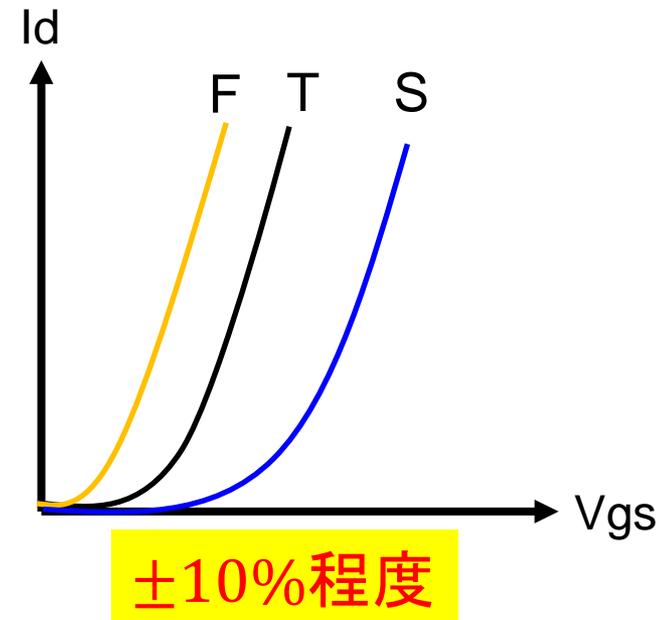
- **Slow** → MOSの閾値を**高く**する
- **Fast** → MOSの閾値を**低く**する

閾値を**高く**する

→ V_{gs} - I_d の立ち上がりが遅くなる

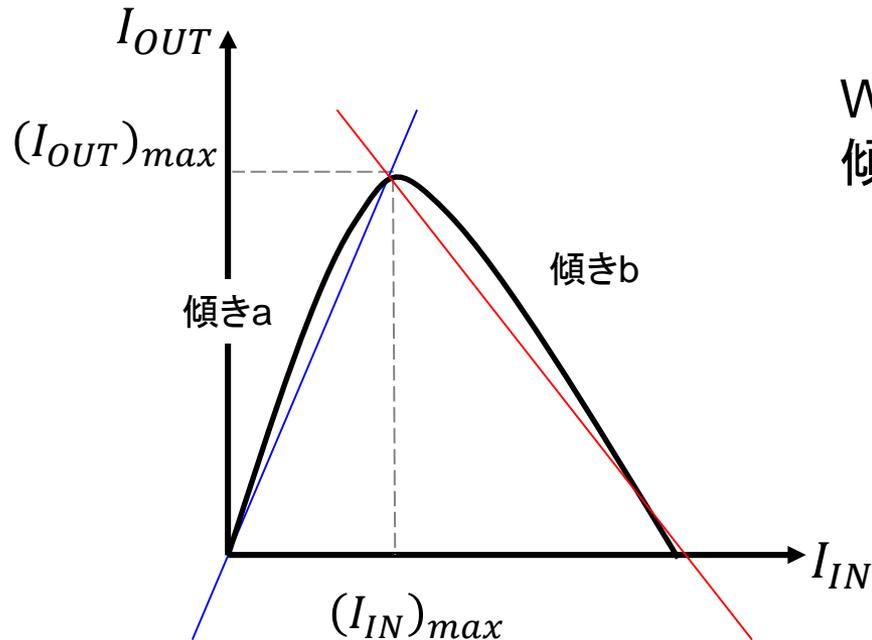
→ 同一の V_{gs} を与えても電流が小さくなる

→ 動作が**Slow**になる



シミュレーション結果

式から求めた比(1:3)とシミュレーションで求めた比が一致するか確認



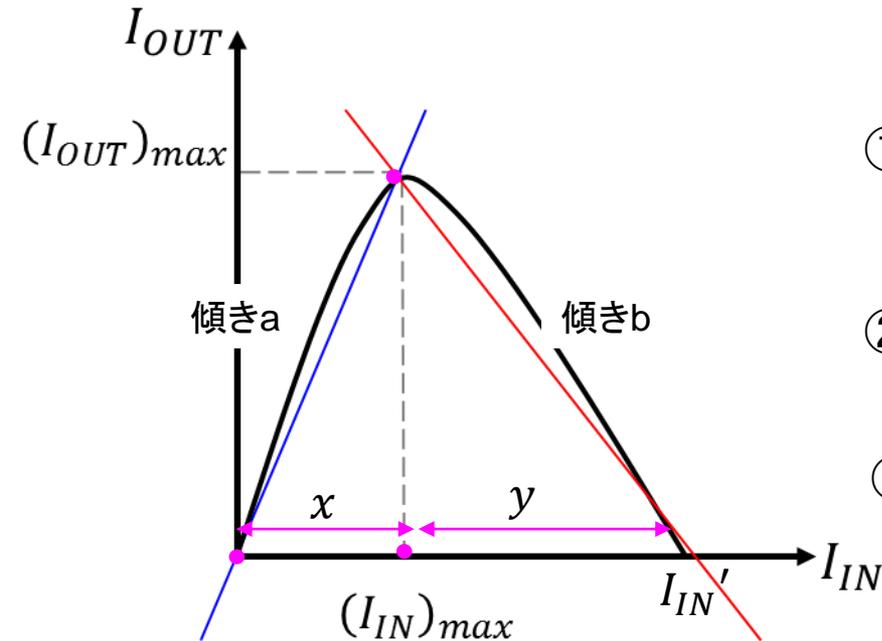
W/Lを変え、各抵抗値(20k・25k...40k)で傾きを調べる

W/L	傾きa	傾きb
7.5	0.38	-0.15
10	0.5	-0.2
12.5	0.63	-0.24
15	0.75	-0.29

各抵抗での傾きの平均

シミュレーションによる比の求め方

0～頂点・頂点～0



① $y = bx + b'$ に点 $((I_{IN})_{max}, (I_{OUT})_{max})$ を代入して切片を求める

② $y=0$ のときの x の値 I_{IN}' を求める

③ 以上より $x:y$ を求める

$$x = (I_{IN})_{max}$$

$$y = I_{IN}' - (I_{IN})_{max}$$

$$x:y = (I_{IN})_{max} : [I_{IN}' - (I_{IN})_{max}]$$

$$y = ax$$

$$y = bx + b'$$

$$x:y = 1:3$$



この比を用いて上手く設計指針を示すことはできないか

Q & A

Q: 提案回路の温度特性による影響は？

A: 今回の提案回路は温度特性はあまり良くない。

Q: リップルが直線近似となっているが、どんな関数？

A: MOSモデルは会社によって異なる。

電流の二乗則を用いて手計算である程度の値を求める。

ルネサス 平木

Q: 表の×の意味は？定量的にどうゆうこと？

バントギャップにもいろいろあるからもっと回路規模とか調べた方がよい

Q: どこをかえたのか？ぱっと見同じなのだが？

A: 従来は永田実電流源を何個も使っていたが、提案手法は抵抗を直列に用いて共有出来る回路。