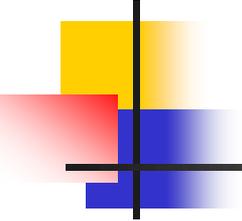


2022年9月30日（金）



グリーン・ヘルスケアエレクトロニクスを支える エグゼクティブエンジニア養成プログラム

「アナログ回路の解析と設計」 後半

1. オペアンプ回路の基礎
2. スイッチト・キャパシタ回路
3. AD/DA変換器の基礎
4. 基準電流源・電圧源回路

講師： 群馬大学 小林春夫



アナログ集積回路テキスト

松澤 昭, はじめてのアナログ電子回路
基本回路編 (KS理工学専門書) 講談社 2015年

松澤 昭, はじめてのアナログ電子回路
実用回路編 (KS理工学専門書) 講談社 2016年



半導体関係全般 テキスト

浅田邦博/PDEA協会 (監修)

はかる×わかる半導体 応用編

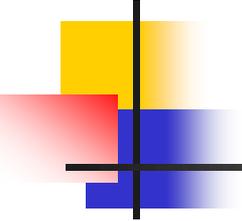
日経BPコンサルティング 2019年

浅田邦博/PDEA協会 (監修)

はかる×わかる半導体 パワーエレクトロニクス編

日経BPコンサルティング 2019年

2022年9月30日（金）



グリーン・ヘルスケアエレクトロニクスを支える エグゼクティブエンジニア養成プログラム

「アナログ回路の解析と設計」 後半

1. オペアンプ回路の基礎

講師： 群馬大学 小林春夫

e-mail: koba@gunma-u.ac.jp

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/lecture/lecture.html>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/analog-web/analogworkshop.html>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/gakkai.html>

センサインターフェース アナログ回路の重要性

英国ロンドンのテムズ川の流速を電磁流量計の原理



測定を試みる。(磁界は地磁気を利用)

出力電気信号が非常に小

フィルタリング・増幅する電子回路がない

自動車に
多数の
センサ

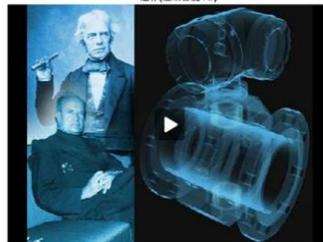
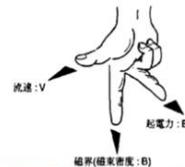
電磁流量計の動作原理

- ファラデーの法則
起電力 \propto 流速

$$E = D \cdot \bar{V} \cdot B$$

E : 起電力(V)
 D : 管内径(m)
 \bar{V} : 平均流速(m/s)
 B : 磁束密度(T)

- フレミングの右手の法則

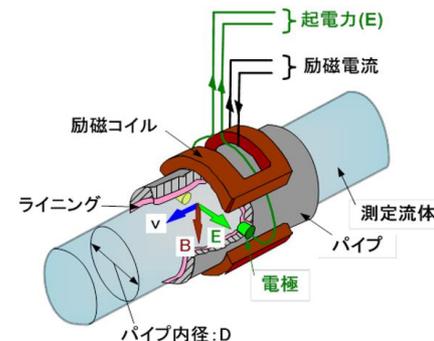


Michael Faraday /
Bonaventura Thurlemann 1941

電磁流量計の動作原理

- 起電力 E (V)
 $E = D \cdot \bar{V} \cdot B$
- 体積流量 Q (m³/s)
 $Q = \frac{\pi}{4} \cdot D^2 \cdot \bar{V}$
- 起電力と体積流量の関係

$$E = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{B}{D} \cdot Q$$



マイケル
ファラデー
1971-1867
英国
化学者
物理学者



アナログは アンプに始まりアンプに終わる

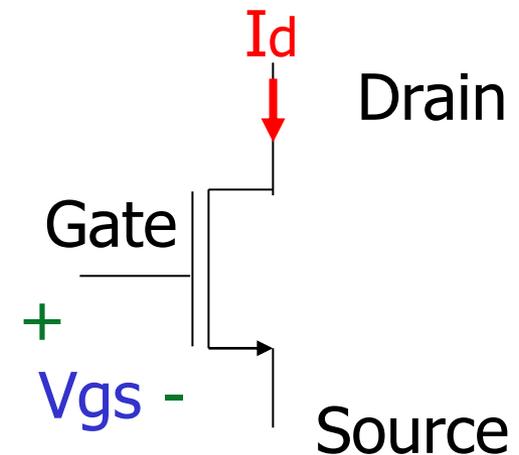
- オペアンプはアナログの基本
- オペアンプは一見脇役のような回路でも
「最後に回路全体の性能を決めるのは
オペアンプの性能」
ということをしばしば経験。
- アンプの回路に注意を払う
→ アナログのプロ

トランジスタによる信号増幅のイメージ

窓のカーテンを開けると
部屋に太陽光が入ってくる



窓のカーテン: ゲート(門)
外の太陽: ソース(供給口)
部屋: ドレイン(排出口)





演算増幅器の歴史

演算増幅器

(オペアンプ, operational amplifier) は
アナログの基本

Operation Amplifier



Operational amplifier の用語はコロンビア大学の
ジョン・ラガツィーニ (John Ragazzini) 教授により
1947 年に公表された論文で初めて使用。

複数の入力電圧にて、数学的な演算 (Operation)
が可能である増幅器 (Amplifier) を
Operational amplifier と定義。

(J. Ragazzini は

R. E. Kalman, E. I. Jury, L. A. Zadeh 等の師)

オペアンプ(演算増幅器)

線形回路応用:

- ・増幅(ゲインアンプ)
- ・信号加減算
- ・差動増幅
- ・電圧源
- ・電流源
- ・電圧-電流変換
- ・電流-電圧変換
- ・アクティブフィルタ
- ・積分回路
- ・微分回路 など

非線形回路応用:

- ・対数演算
- ・指数演算
- ・平方根演算
- ・乗算/除算演算
- ・絶対値演算
- ・正弦波発振
- ・方形波、三角波発振
- ・リミッタ回路 など



1963年世界初
モノリシックオペアンプ
μA702 Fairchild
ゲイン: 68dB
電源: +12V/-6V
価格: 300ドル(売れず)

1965年
μA709 Fairchild
ゲイン: 94dB
電源: $\pm 15V$
商業的に大成功



群馬大学非常勤講師
中谷隆之先生資料より

オペアンプ回路設計の先駆者 Bob Widlar (1937-1991)

フェアチャイルドセミコンダクター社で1960年代に活躍。

様々な世界初のアナログ設計を行ない、後の業界標準となる。

世界初のICオペアンプ $\mu A702$

$\mu A741$ の元となった LM101

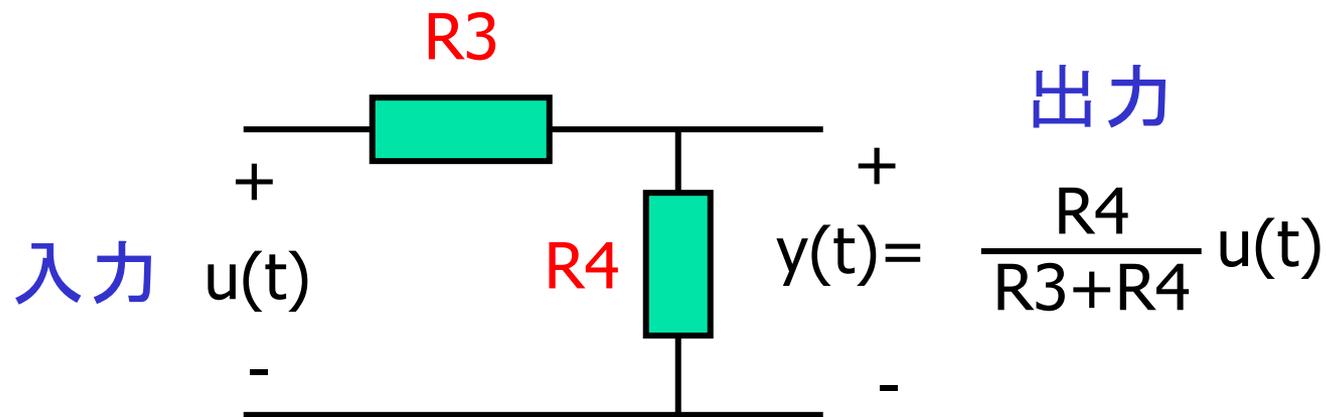
電圧レギュレータ $\mu A723$

ワイドラー電流源

バンドギャップ電圧参照回路 等



抵抗だけでは信号を増幅できない。



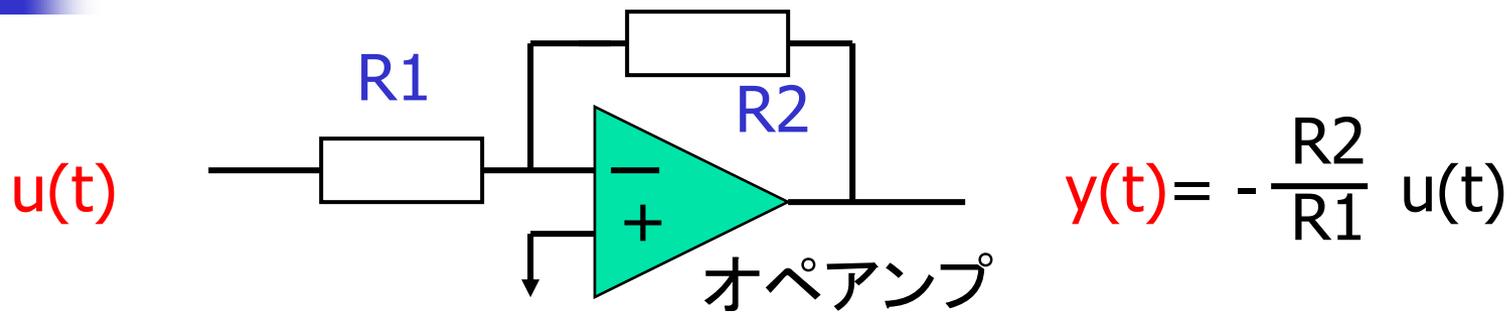
常に $\frac{R4}{R3+R4} < 1$



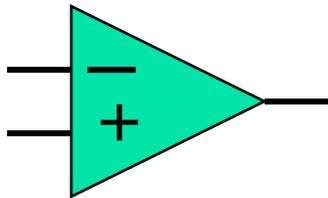
出力信号は
入力信号より小さい

線形であるが信号を増幅できない。

信号増幅・線形電子回路の例



$R2 > R1$ にすれば $\frac{R2}{R1} > 1$ \rightarrow 信号増幅



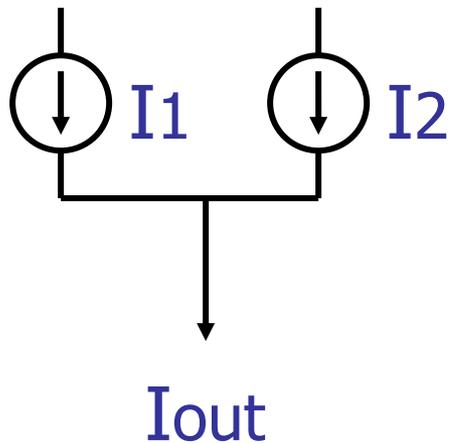
オペアンプ: トランジスタ, R, C から構成する。

電流の加算・減算と電圧の加算・減算

電流の加算・減算： **キリヒホッフ電流則**により
配線の結線だけでよい。

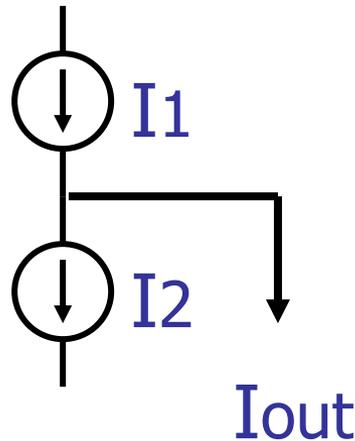
電流加算

$$I_{out} = I_1 + I_2$$



電流減算

$$I_{out} = I_1 - I_2$$



電圧の加算・減算：

電流ほど簡単ではない。

オペアンプを

用いれば可能。

オペアンプ (Operational Amplifier, 演算増幅器)

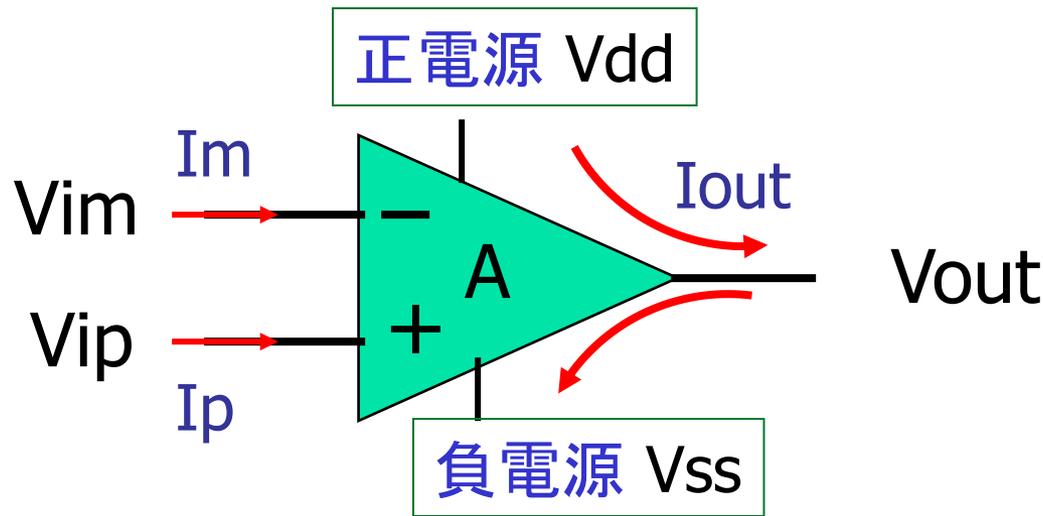
- ゲイン A がきわめて大きい

$$V_{out} = A (V_{ip} - V_{im})$$

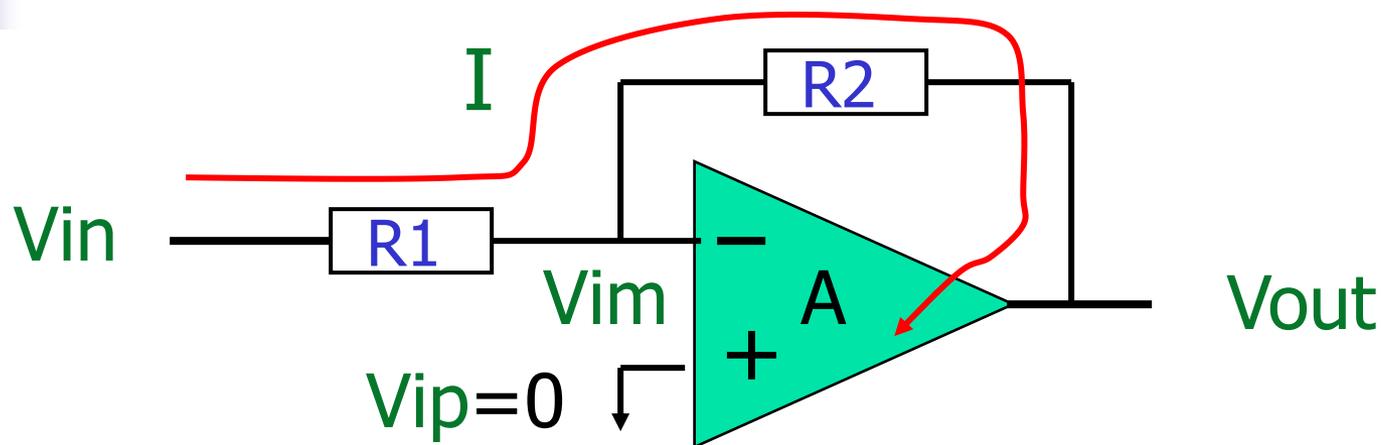
- 入力抵抗がきわめて大きい。 $I_p = 0, I_m = 0$

- 出力抵抗がきわめて小さい

必要に応じて I_{out} がいくらでも供給できる。



オペアンプの動作 (1)



$$I = \frac{V_{in} - V_{im}}{R1} = \frac{V_{im} - V_{out}}{R2}$$

$$V_{out} = A (0 - V_{im}) = -A V_{im}$$

オペアンプの動作 (2)

抵抗の比 ($R2/R1$) でゲインがきまる。

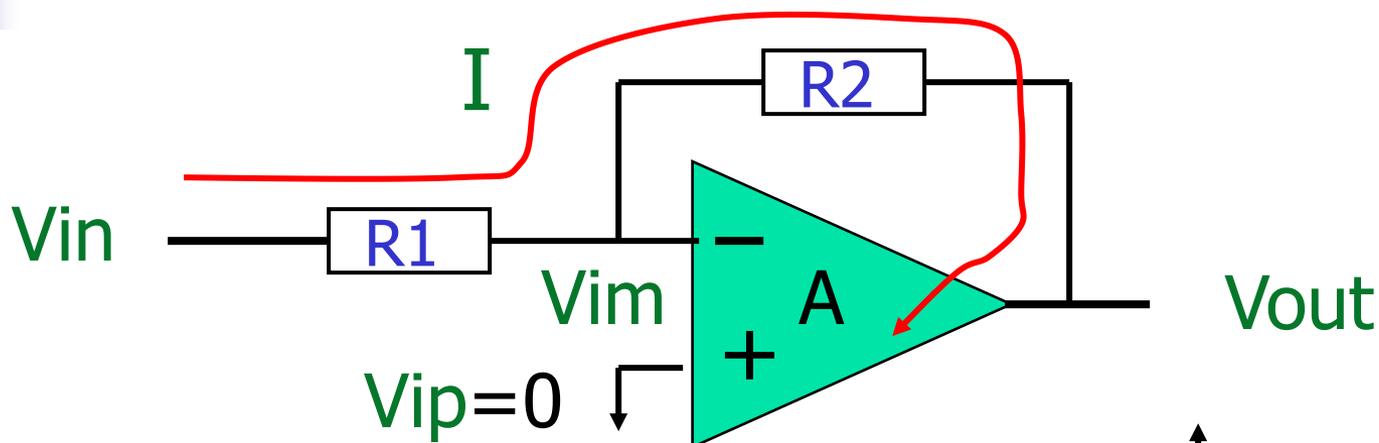
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-R2}{\frac{R1 + R2}{A} + R1} \xrightarrow{A \rightarrow \infty} \frac{-R2}{R1}$$

仮想接地 (Virtual Ground)

$$V_m = \frac{R2 V_{in}}{(R1+R2) + A R1} \xrightarrow{A \rightarrow \infty} 0$$

オペアンプのゲインAは大きければよい。

オペアンプの動作 (3)

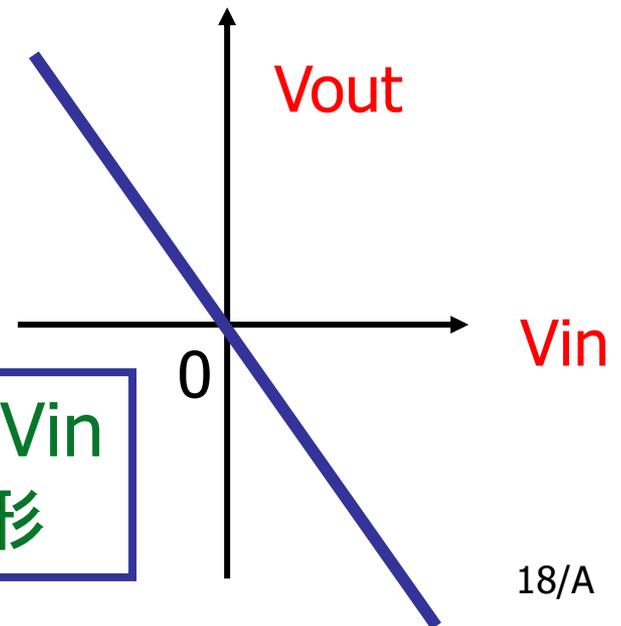


$$V_{out} \doteq -\frac{R_2}{R_1} V_{in}$$

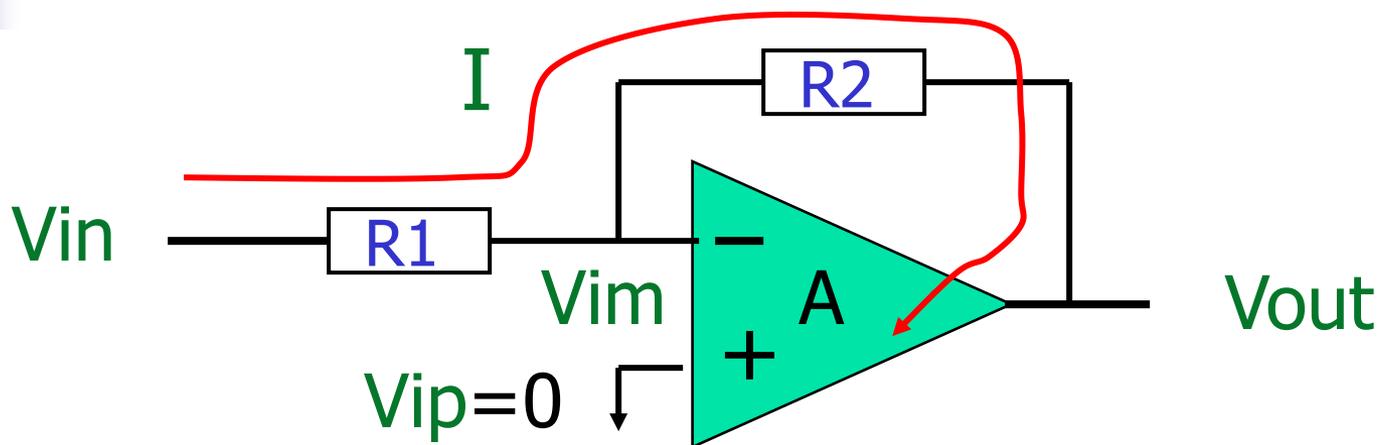
$$V_{im} \doteq 0$$

$$I \doteq \frac{V_{in}}{R_1}$$

広い入力範囲 V_{in}
にわたって線形



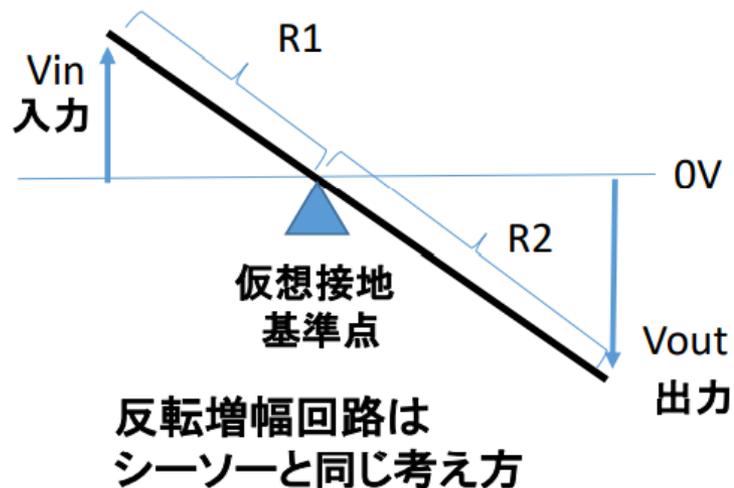
オペアンプの動作 (4)



反転ゲイン式

$$Gain = -\frac{R2}{R1}$$

R1, R2 抵抗の絶対精度ではなく
比精度が重要

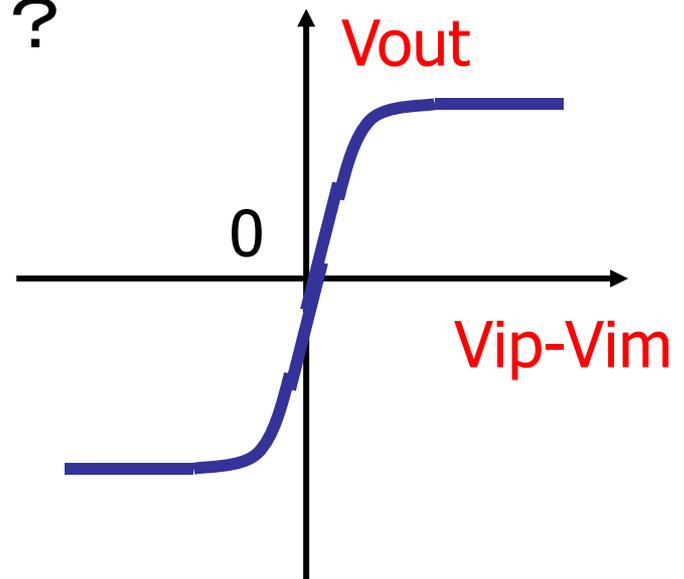


オペアンプの動作 (5)

オペアンプのゲイン $A=10,000$ のとき
入力 $V_{ip} - V_{im} = 1[V]$ のとき
出力 $V_{out} = 10,000[V]$ か？

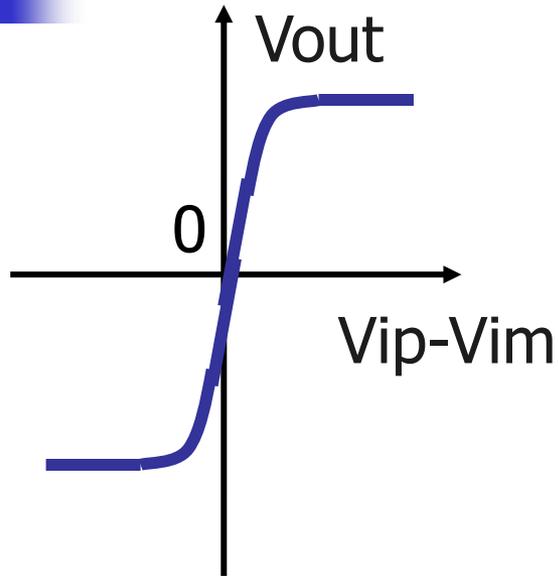
答えは **No!**

$V_{ip} - V_{im} \doteq 0$ (仮想接地)
であることに注意。
 $V_{ip} - V_{im} = 0$ 近辺でのみ
ゲインが高い(傾きが $10,000$)



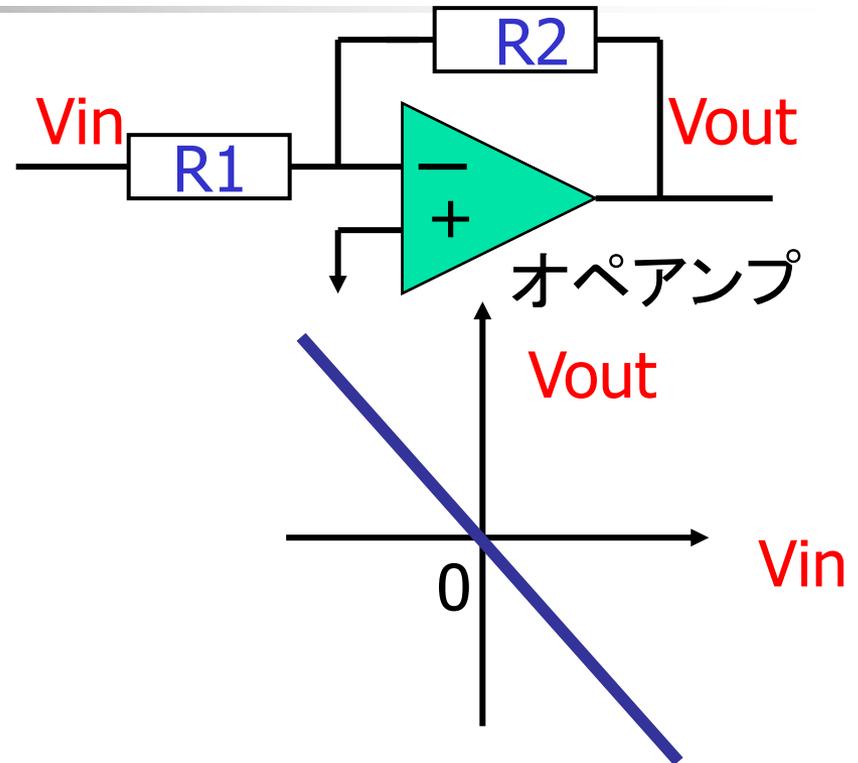
オペアンプの特性

オペアンプの動作 (6)



オペアンプの特性

- 非線形
- 入力ゼロ近辺でのみゲインAが大きい

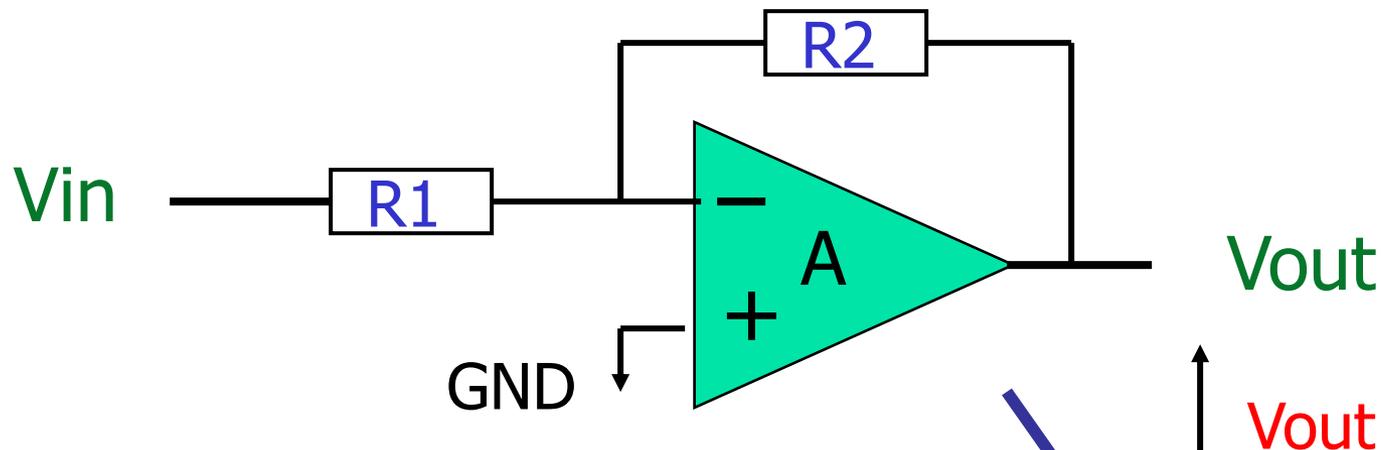


オペアンプを用いた回路

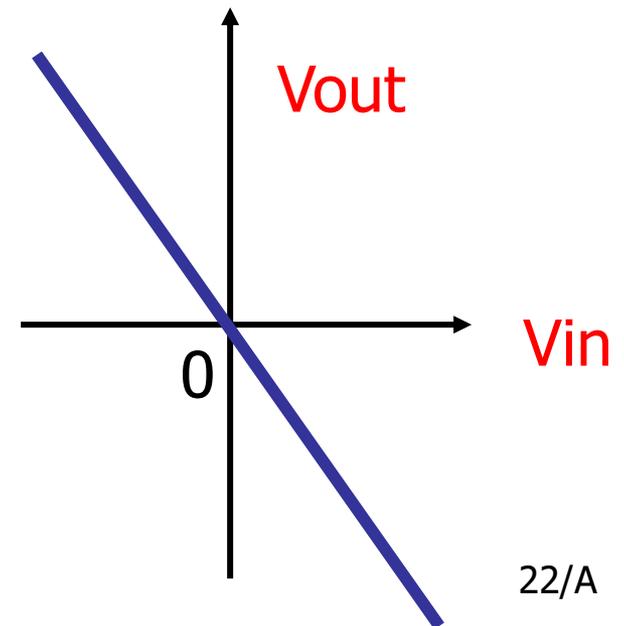
- 広い入力範囲にわたって一定ゲイン、線形

オペアンプの使用法 (1)

入力信号の(反転)増幅

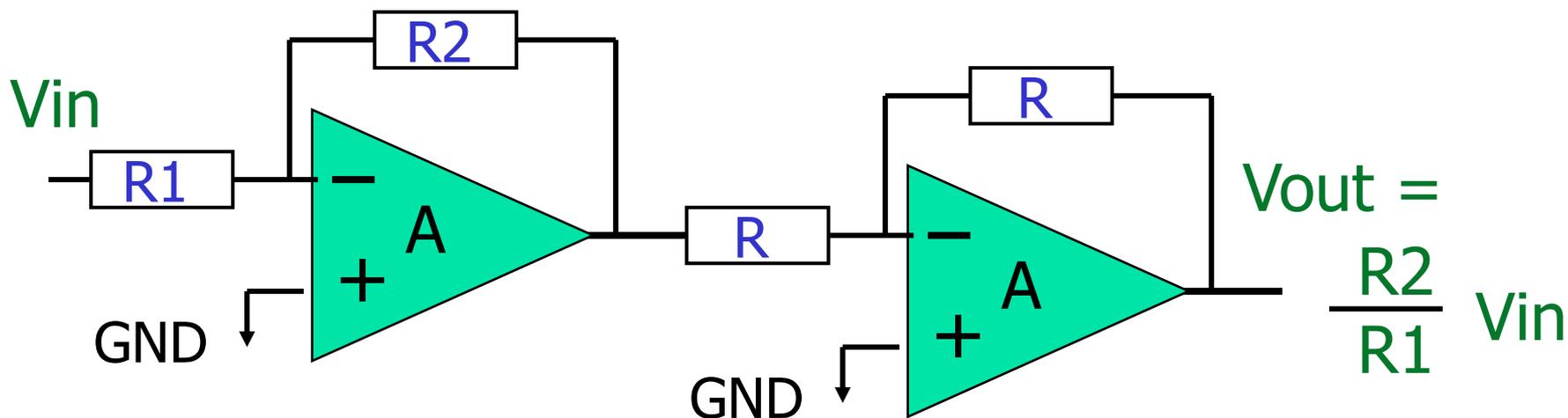
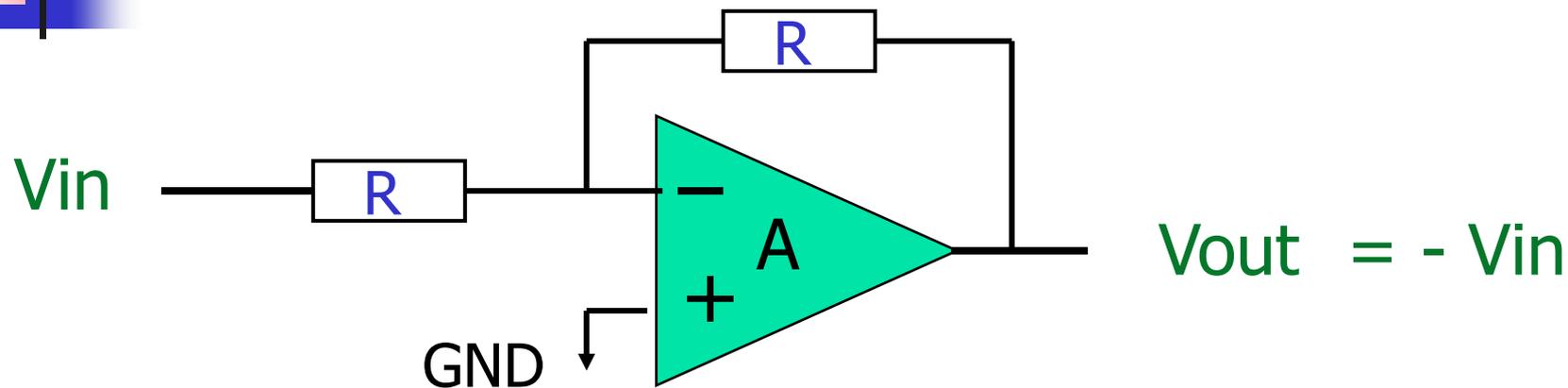


$$V_{out} = - \frac{R2}{R1} V_{in}$$



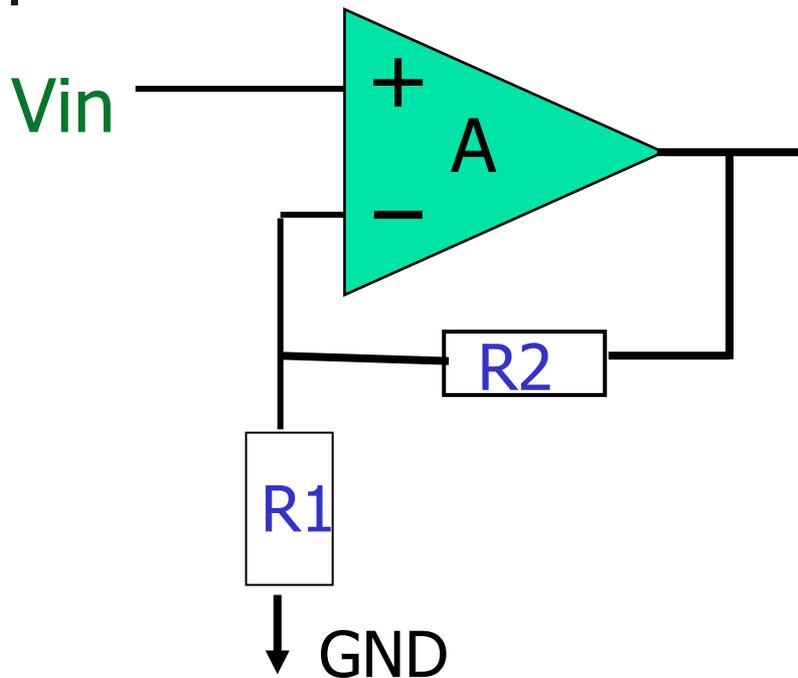
オペアンプの使用法 (2)

入力信号の反転

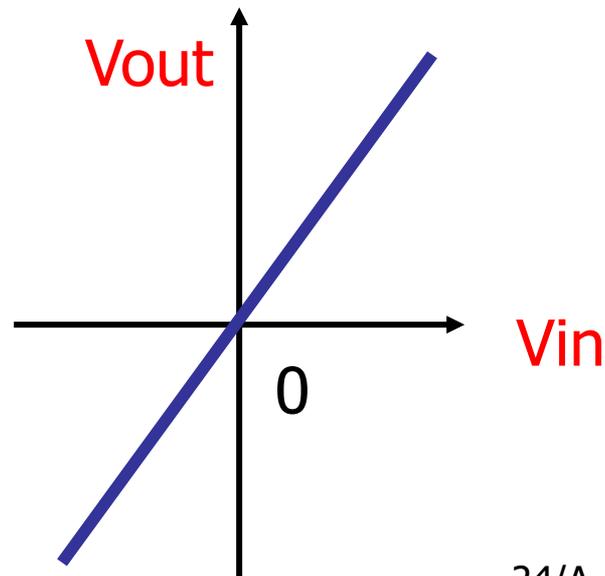
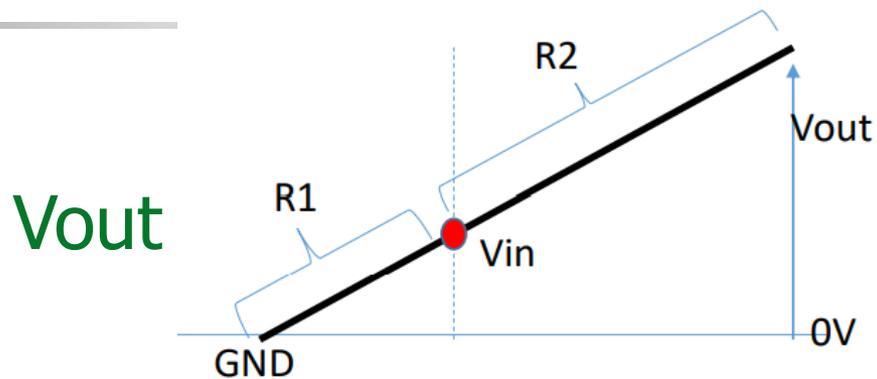


オペアンプの使用法 (3)

入力信号の(非反転)増幅

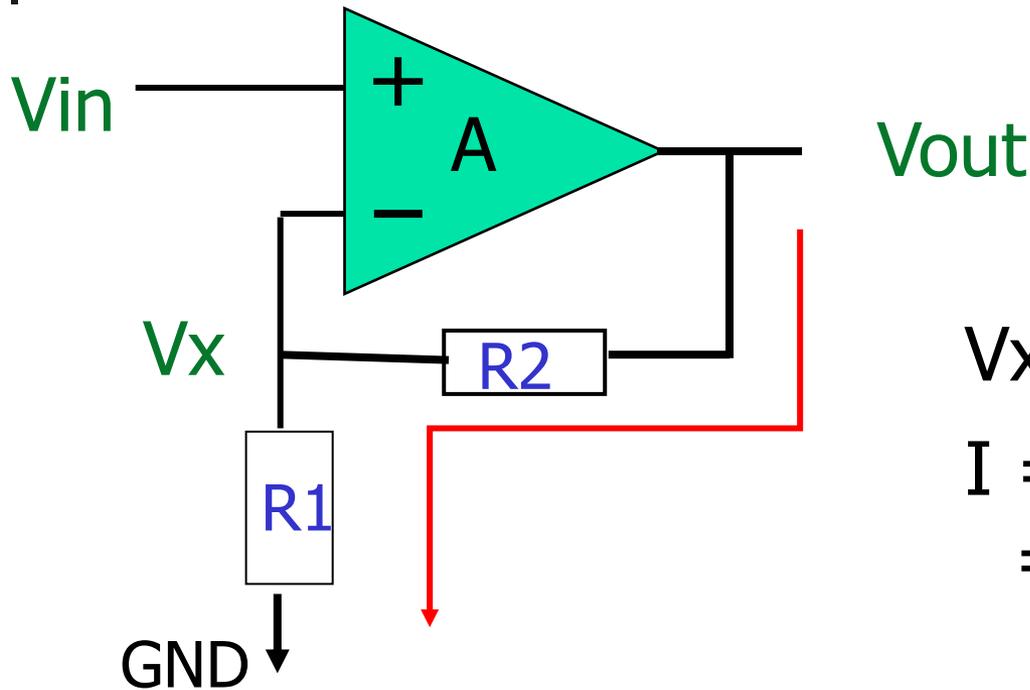


$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{in}$$



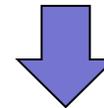
オペアンプの使用法 (3)

入力信号の(非反転)増幅の動作



$$V_x = V_{in}$$

$$I = \frac{V_{in}}{R_1} \\ = \frac{V_{out}}{R_1 + R_2}$$



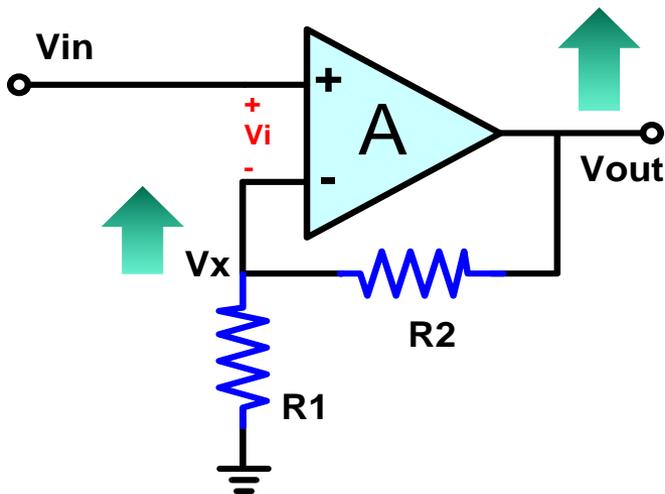
$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{in}$$

負帰還の動作 ($V_x = V_{in}$ になる説明)

$V_x < V_{in}$ のとき

$$V_{out} = A (V_{in} - V_x) \quad \uparrow$$

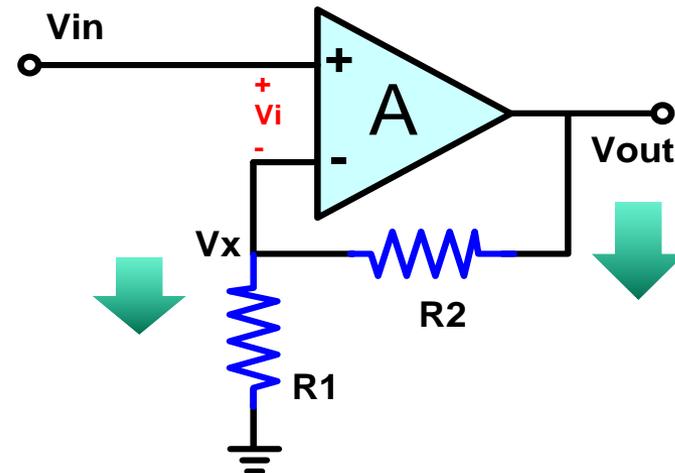
$V_x \quad \uparrow$



$V_x > V_{in}$ のとき

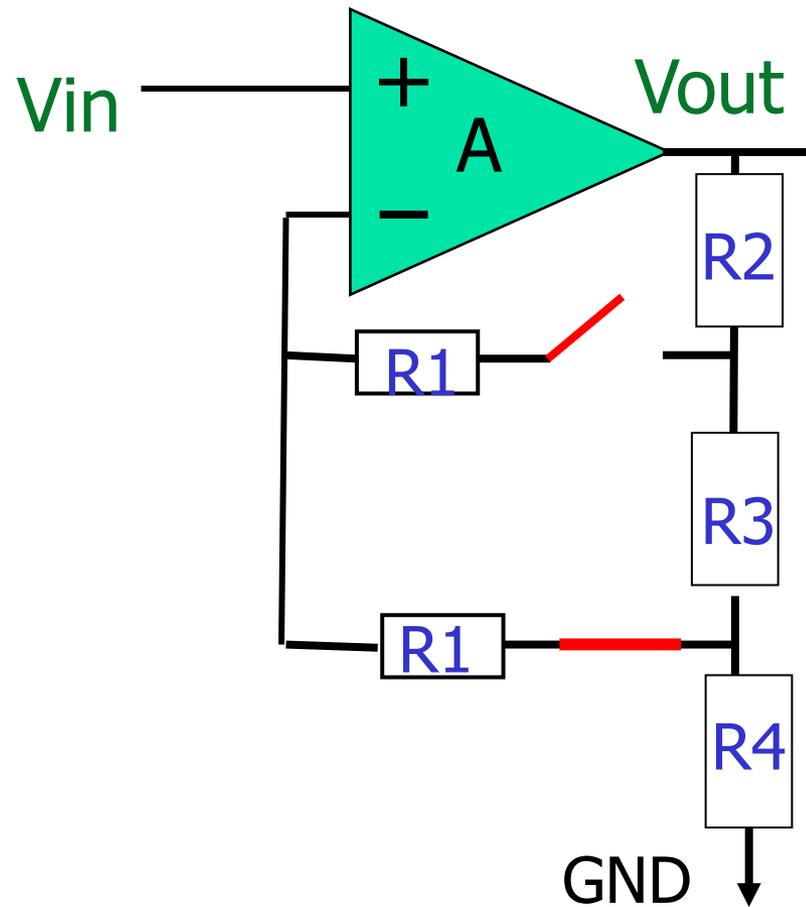
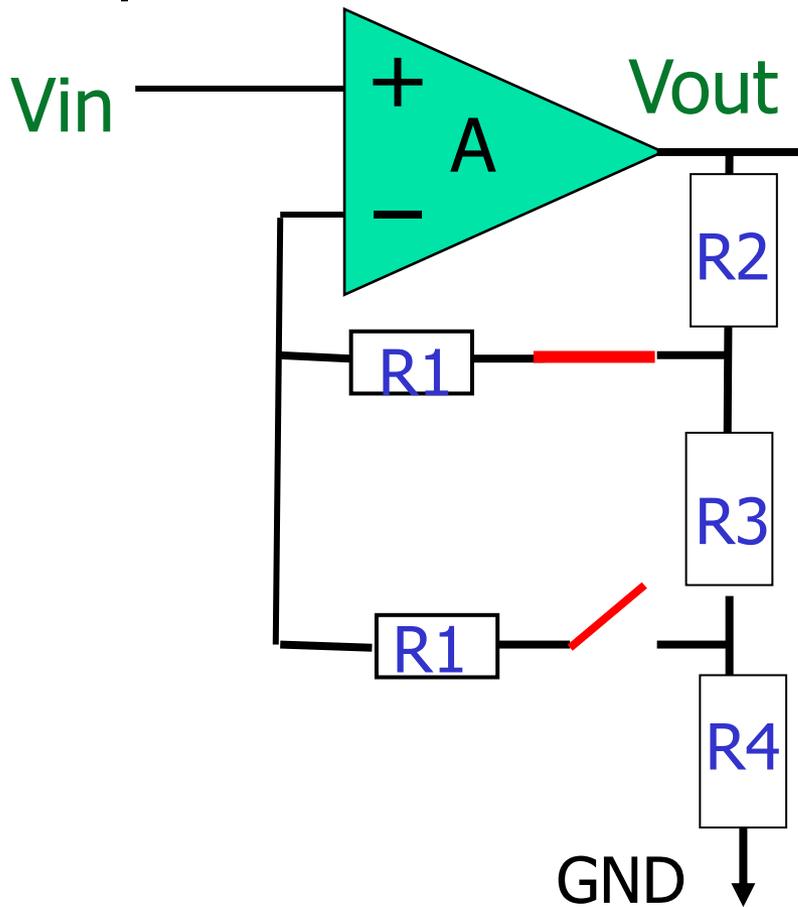
$$V_{out} = A (V_{in} - V_x) \quad \downarrow$$

$V_x \quad \downarrow$



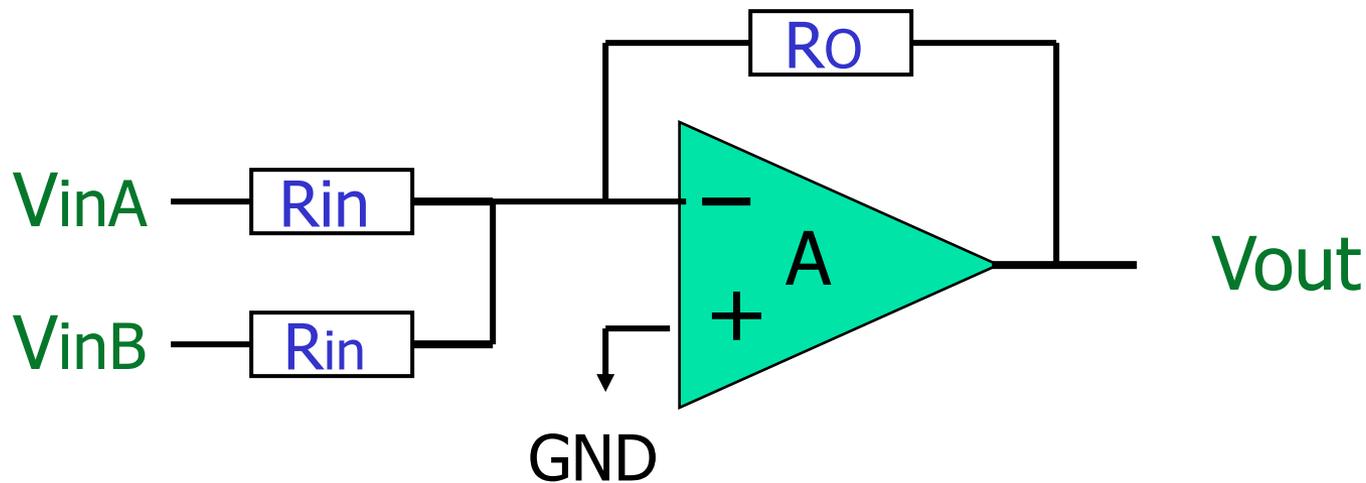
プログラマブルゲイン増幅器

問題： 左、右の回路のゲインを求めよ



オペアンプの使用法 (4)

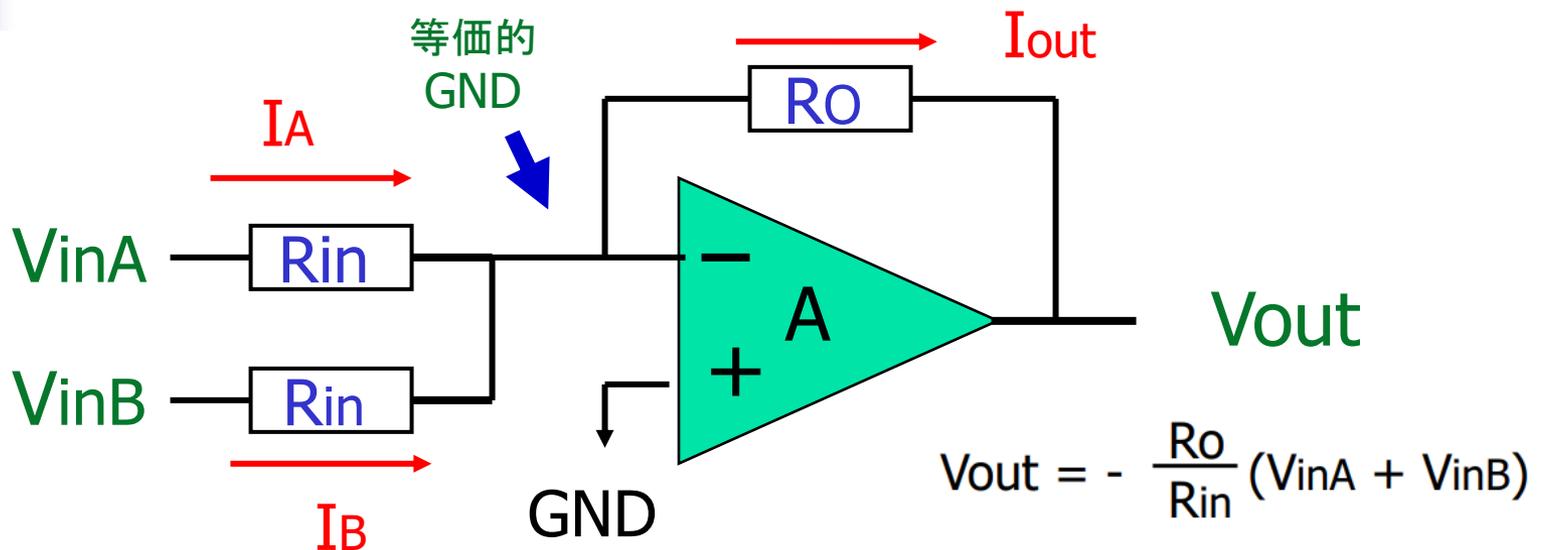
2つの入力電圧の加算



$$V_{out} = - \frac{R_o}{R_{in}} (V_{inA} + V_{inB})$$

オペアンプの使用法 (4)

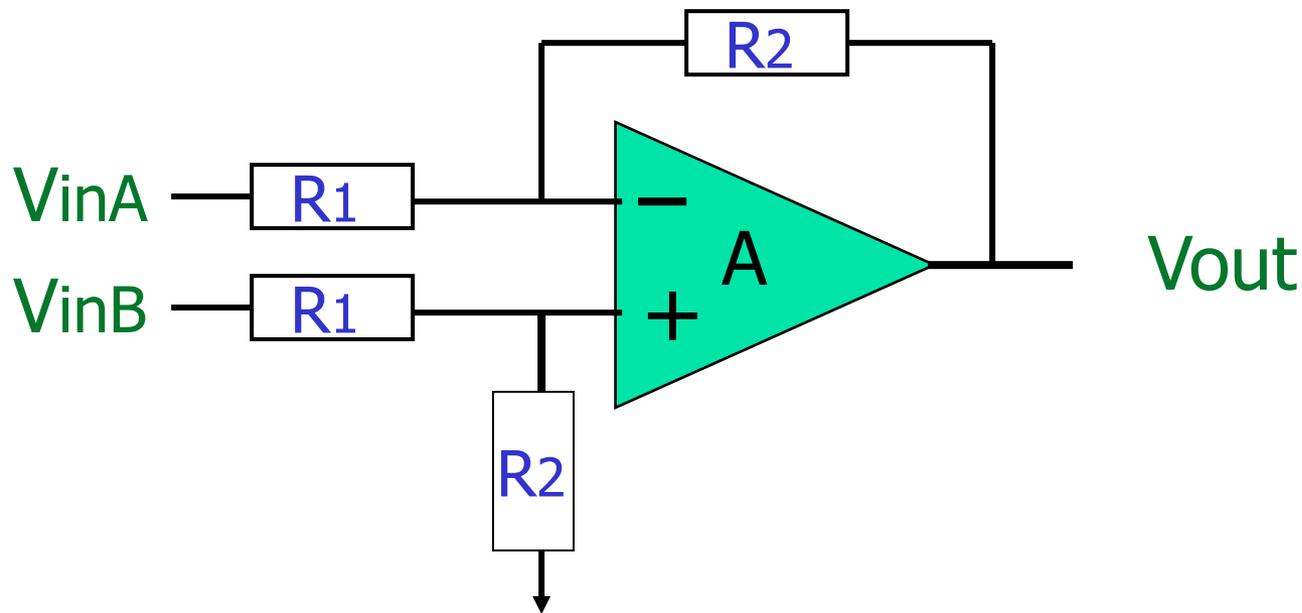
2つの入力電圧の加算の動作



- ① $I_A = V_{inA} / R_{in}$, $I_B = V_{inB} / R_{in}$: オームの法則で電圧を電流に変換
- ② $I_A + I_B = I_{out}$: キリヒホッフ電流則で電流加算
- ③ $V_{out} = - R_o I_{out}$: オームの法則で電流を電圧に変換

オペアンプの使用法 (5)

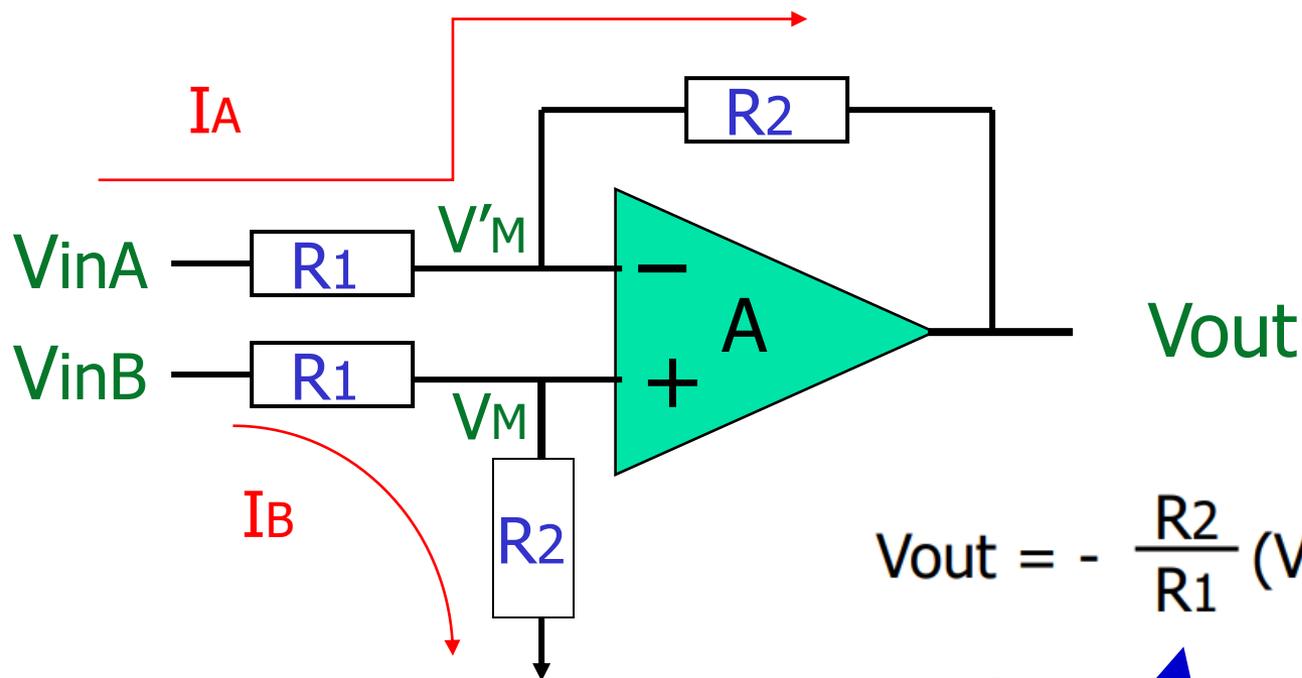
2つの入力電圧の減算



$$V_{out} = - \frac{R_2}{R_1} (V_{inA} - V_{inB})$$

オペアンプの使用法 (5)

2つの入力電圧の減算の動作



$$V_{out} = - \frac{R_2}{R_1} (V_{inA} - V_{inB})$$

$$V_M = [R_2 / (R_1 + R_2)] V_{inB}$$

$$V'_M = V_M$$

$$I_A = (V_{inA} - V'_M) / R_1 = (V'_M - V_{out})$$



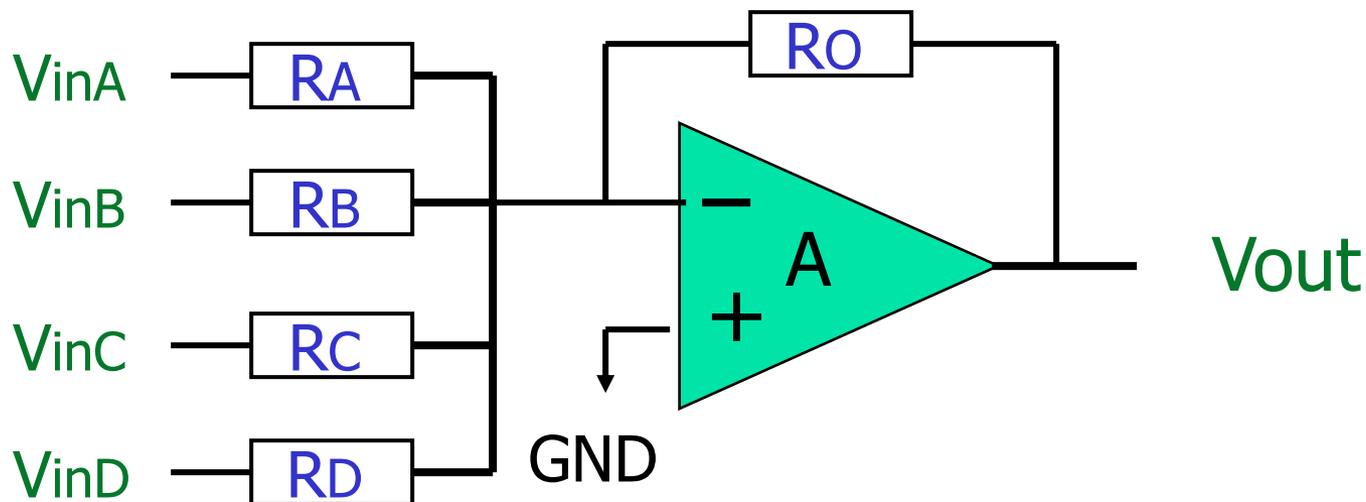
オペアンプ回路解析 早わかり

- 負帰還 (Negative Feedback):
出力はほとんど必ずマイナス入力に戻されている。

プラス入力側に戻されていたら、その回路は(特別な場合を除き)誤り。
- 仮想接地 (Virtual Ground):
プラス入力 = マイナス入力
として解析する。

オペアンプの使用法 (6)

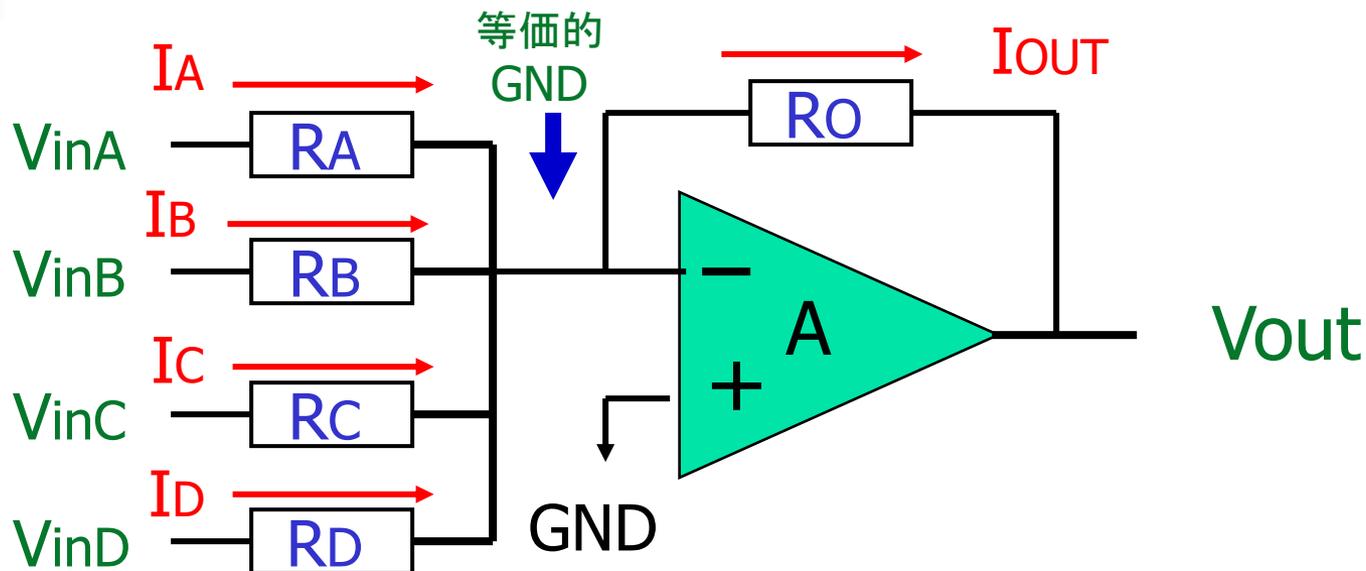
複数入力電圧の積和演算の動作



$$V_{out} = - R_o \left(\frac{V_{inA}}{R_A} + \frac{V_{inB}}{R_B} + \frac{V_{inC}}{R_C} + \frac{V_{inD}}{R_D} \right)$$

オペアンプの使用法 (6)

複数入力電圧の積和演算

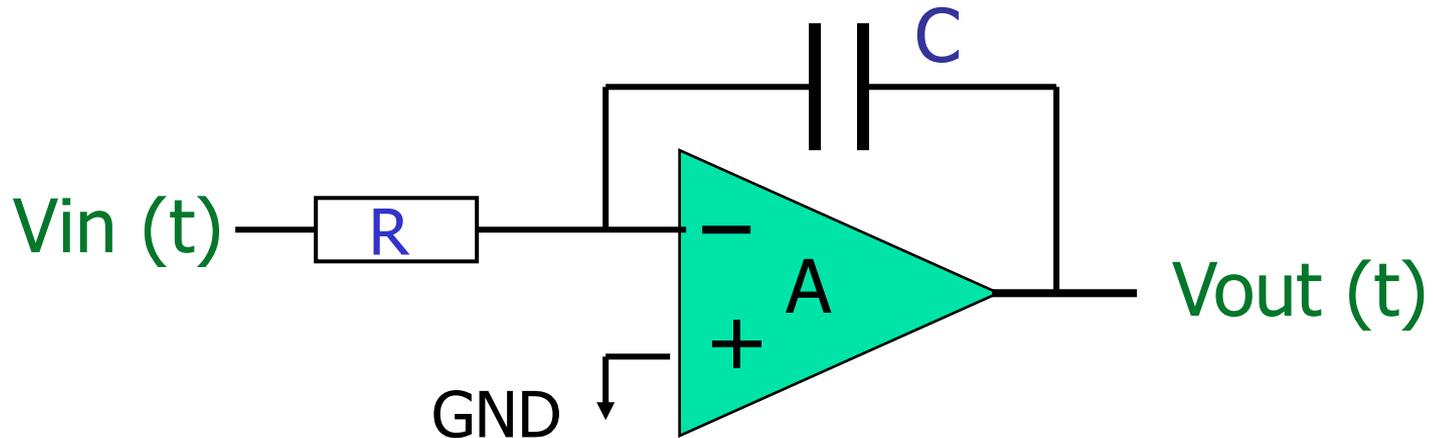


$$I_{OUT} = I_A + I_B + I_C + I_D$$

$$V_{out} = -R_o \left(\frac{V_{inA}}{R_A} + \frac{V_{inB}}{R_B} + \frac{V_{inC}}{R_C} + \frac{V_{inD}}{R_D} \right)$$

オペアンプの使用法 (7) 入力信号の積分

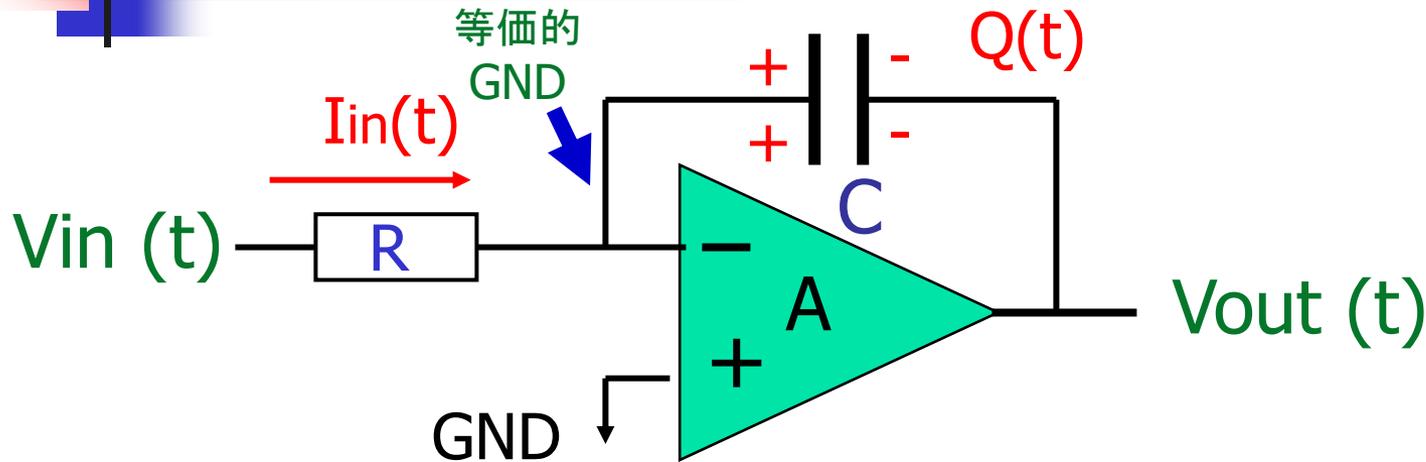
C は電荷蓄積
↓
積分要素



$$V_{out}(t) = -\frac{1}{RC} \int^t V_{in}(p) dp$$

オペアンプの使用法 (7)

入力信号の積分の動作



$$I_{in}(t) = V_{in}(t)/R$$

$$Q(t) = \int^t I_{in}(p) dp = -C V_{out}(t)$$

$$V_{out}(t) = -\frac{1}{RC} \int^t V_{in}(p) dp$$



余談： 容量C 英語では？

正解 Capacitor (キャパシタ)

高校・大学の物理・電子回路・電気回路の教科書

容量Cを「コンデンサ」と表記。 → 不適切

英語の教科書・論文では「capacitor」を使用

30年前に米国の大学(電気電子工学科) condenser の語を使用

米国人はぎょっとして

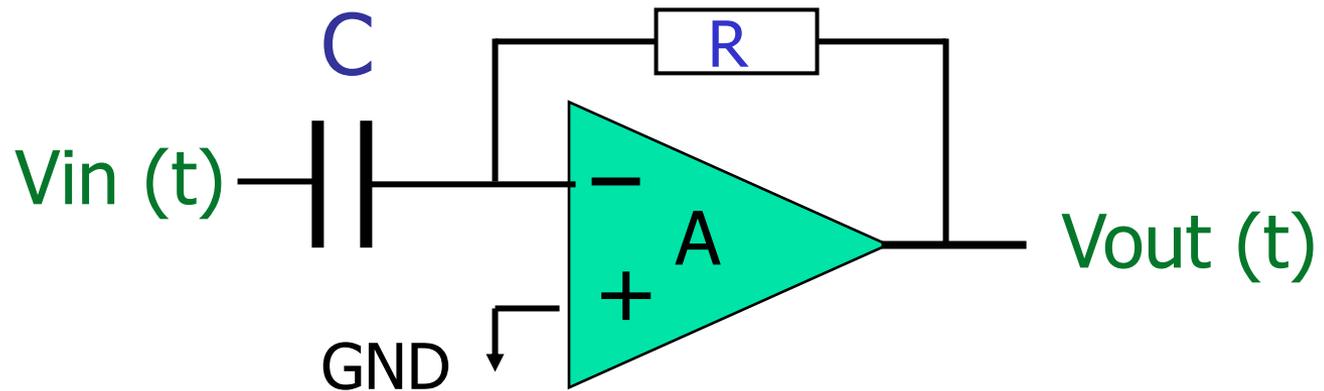
「お前は何という英語を使うんだ。condenser はパワーエレクトロニクスで使う非常に大きい蓄電器くらいにのみ使うだけだ。

電子回路・電気回路 では capacitor を使うんだ」と言われる。

英語の教科書・論文を見ると全部capacitor の使用に気が付く

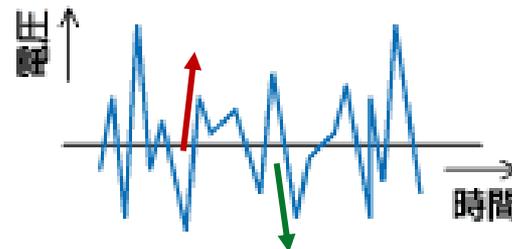
オペアンプの使用法 (8)

入力信号の微分



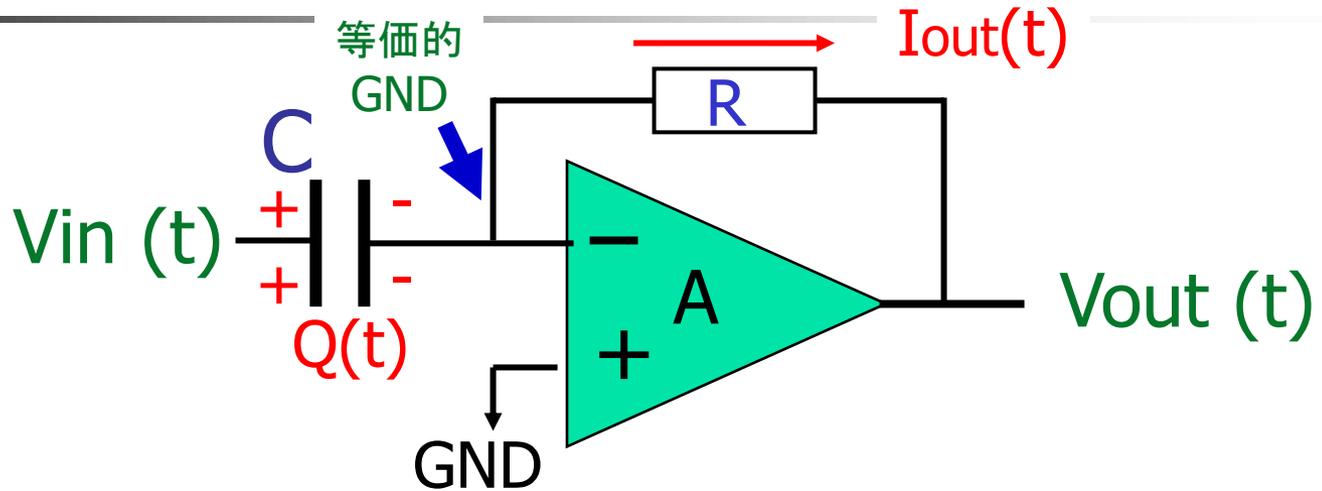
$$V_{out}(t) = -RC \frac{d}{dt} V_{in}(t)$$

微分はノイズに弱い:



オペアンプの使用法 (8)

入力信号の微分の動作



$$Q(t) = C V_{in}(t) = \int^t I_{out}(p) dp$$

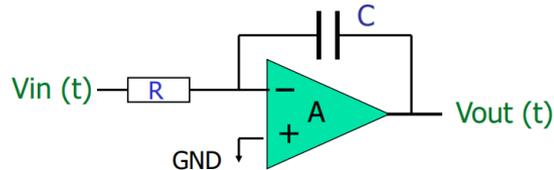
$$I_{out}(t) = - V_{out}(t)/R$$



$$V_{out}(t) = - RC \frac{d}{dt} V_{in}(t)$$

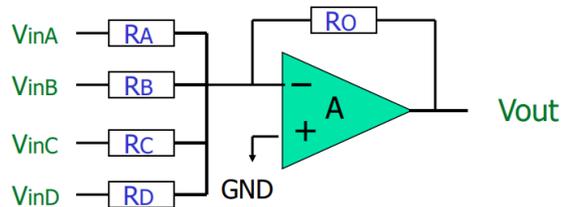
時間積分、時間微分の意味

時間積分：過去の蓄積



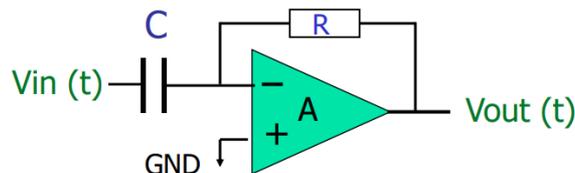
$$V_{out}(t) = -\frac{1}{RC} \int V_{in}(p) dp$$

現在の信号の演算：現在



$$V_{out} = -R_o \left(\frac{V_{inA}}{R_A} + \frac{V_{inB}}{R_B} + \frac{V_{inC}}{R_C} + \frac{V_{inD}}{R_D} \right)$$

時間微分：近未来の予測



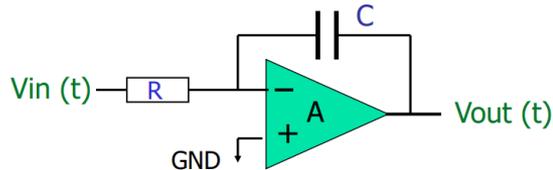
$$V_{out}(t) = -RC \frac{d}{dt} V_{in}(t)$$

わかりやすく例えれば

時間積分、時間微分の意味

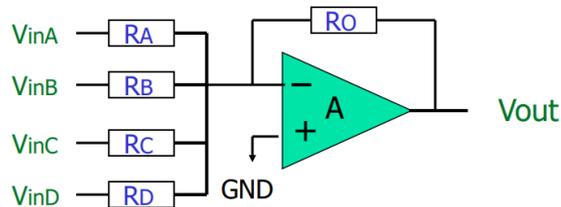
時間積分：過去の蓄積

別れても好きな人



$$V_{out}(t) = -\frac{1}{RC} \int V_{in}(p) dp$$

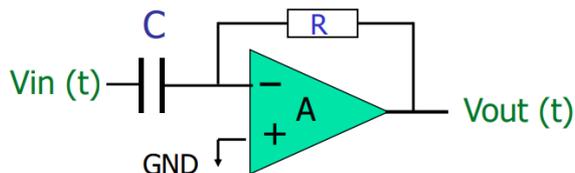
現在の信号の演算：現在



$$V_{out} = -R_o \left(\frac{V_{inA}}{R_A} + \frac{V_{inB}}{R_B} + \frac{V_{inC}}{R_C} + \frac{V_{inD}}{R_D} \right)$$

時間微分：近未来の予測

別れても次の人



$$V_{out}(t) = -RC \frac{d}{dt} V_{in}(t)$$

次元解析 (Dimension Analysis)

左右両辺の「次元」は等しい

RC : 時間の次元 (時定数, time constant)

$$V_{out}(t) = - \frac{1}{RC} \int^t V_{in}(p) dp$$

電圧 時間 電圧 時間

$$V_{out}(t) = -RC \frac{d}{dt} V_{in}(t)$$

電圧 時間 時間 電圧

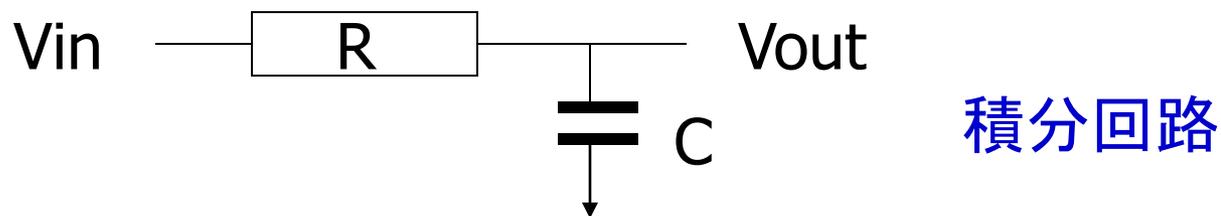
左右両辺とも
次元は「電圧」

受動アナログフィルタ回路

信号は増幅しない

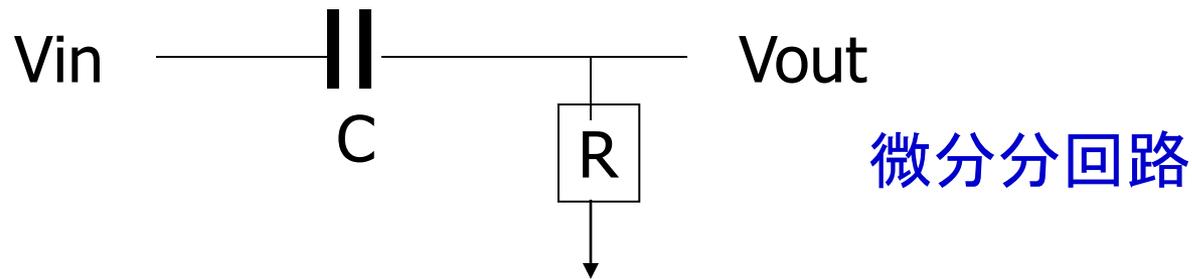
- **低域通過フィルタ** (Low Pass Filter: LPF)

ノイズ成分を除去し、なめらかな信号を取り出す。



- **高域通過フィルタ** (High Pass Filter: HPF)

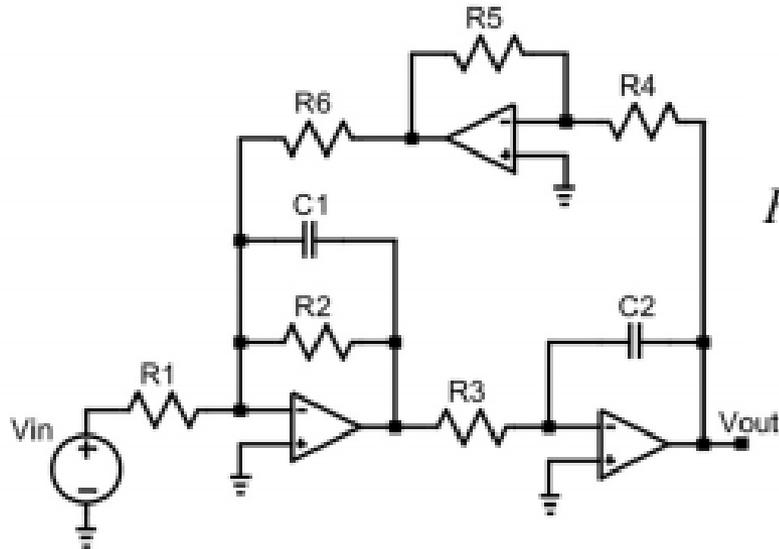
変動の激しい信号を取り出す。



能動アナログフィルタ回路

入力信号を増幅する

2nd-order Tow-Thomas LPF



伝達関数 $V_{out}(\omega)/V_{in}(\omega)$

$$H(\omega) = \frac{\frac{R_4 R_6}{R_1 R_5}}{(j\omega)^2 \frac{R_3 R_4 R_6}{R_5} C_1 C_2 + j\omega \frac{R_3 R_4 R_6}{R_5 R_2} C_2 + 1}$$

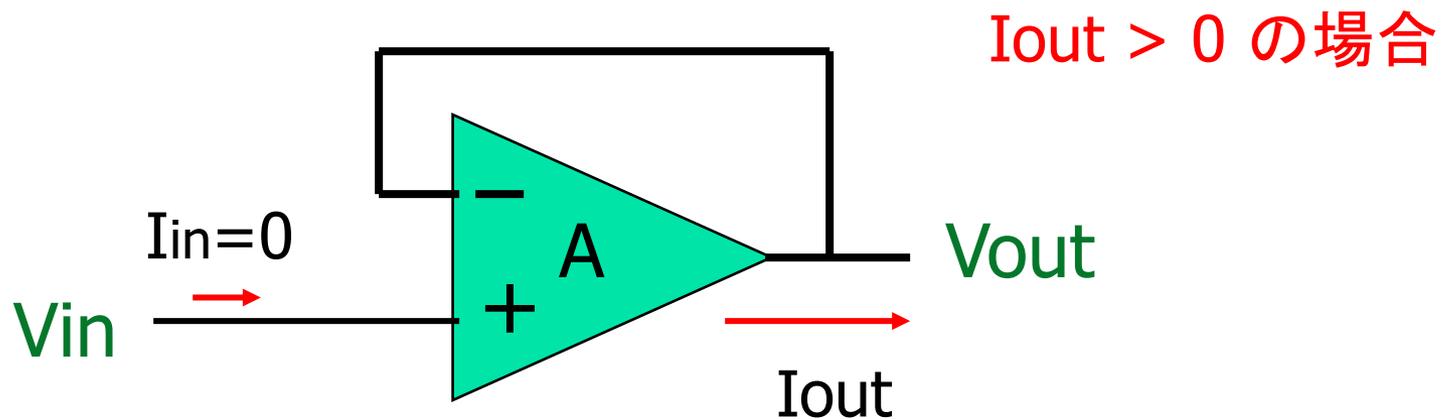
直流入力($\omega=0$)のとき

利得 $H(0) = (R_4 R_6)/(R_1 R_5)$



1より大きくできる(信号を増幅できる)

オペアンプの使用法 (9) ボルテージ・フォロワ回路



$$V_{out} = V_{in} \quad \text{電圧利得 } 1$$

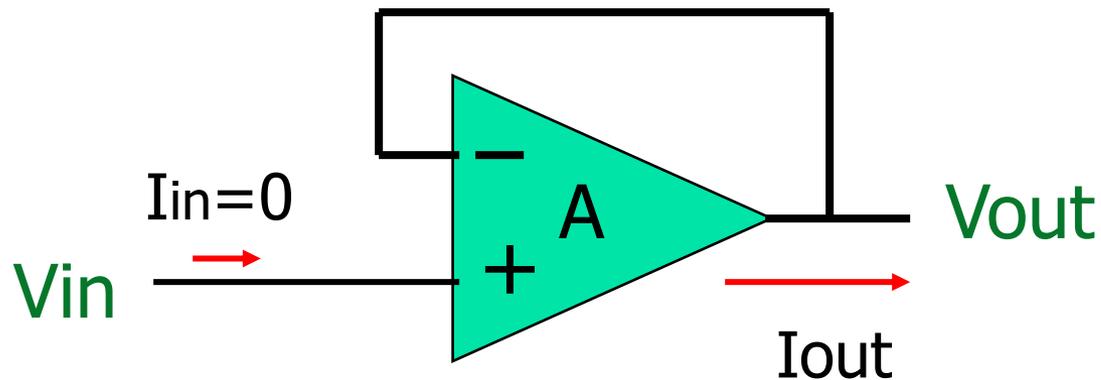
$$P_{in} < P_{out} \quad \text{電力利得 } 1 \text{ より大}$$

$$\text{ここで } P_{in} = V_{in} I_{in}$$

$$P_{out} = V_{out} I_{out}$$

オペアンプの使用法 (9)

ボルテージ・フォロワ回路の動作



$$V_{out} = A (V_{in} - V_{out})$$

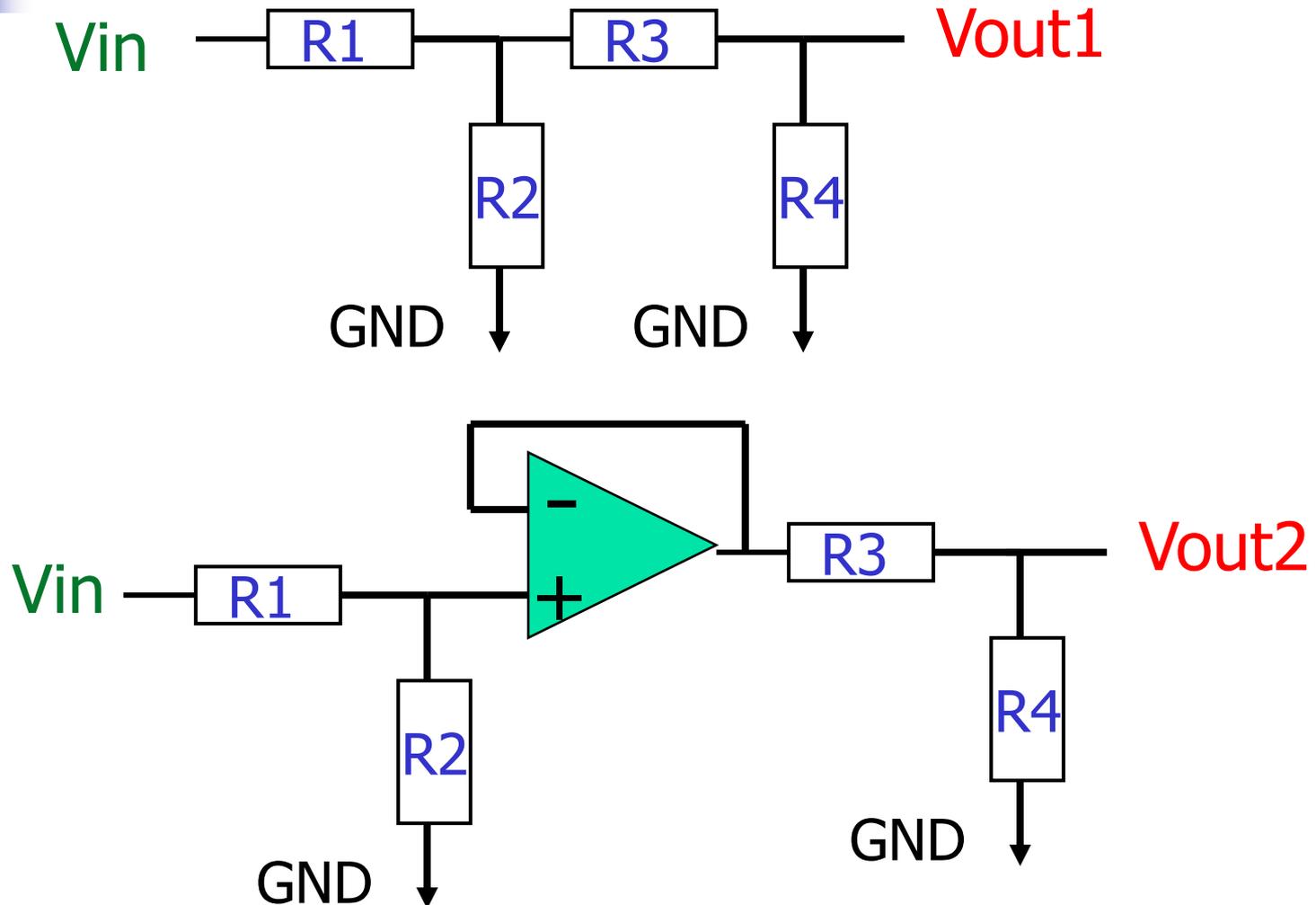


$$V_{out} = [A/(1+A)] V_{in} = [1/(1+(1/A))] V_{in}$$

$\therefore A \gg 1$ のとき $V_{out} \doteq V_{in}$ 電圧利得 1

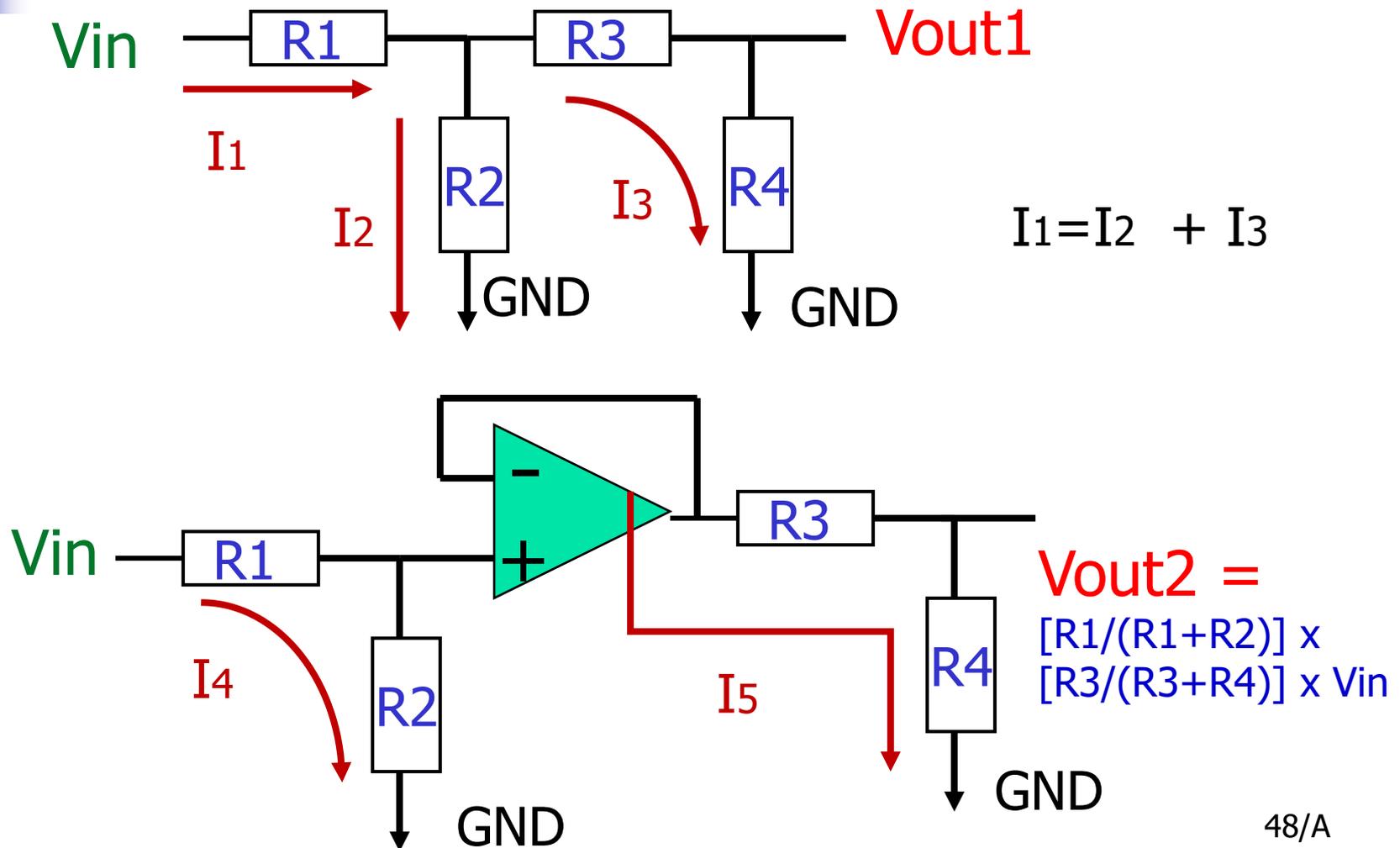
バッファ回路

V_{out1} と V_{out2} は等しくない。



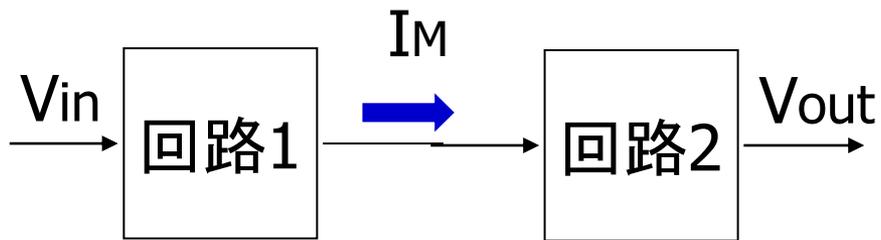
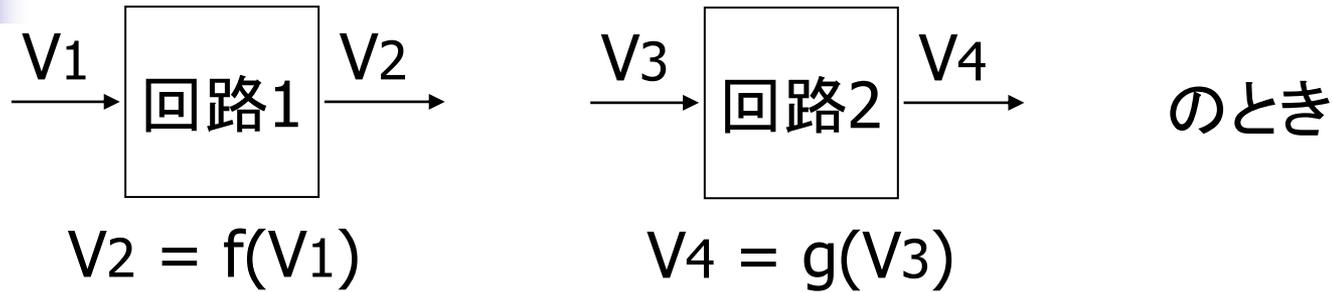
バッファ回路

V_{out1} と V_{out2} は等しくない。なぜ？

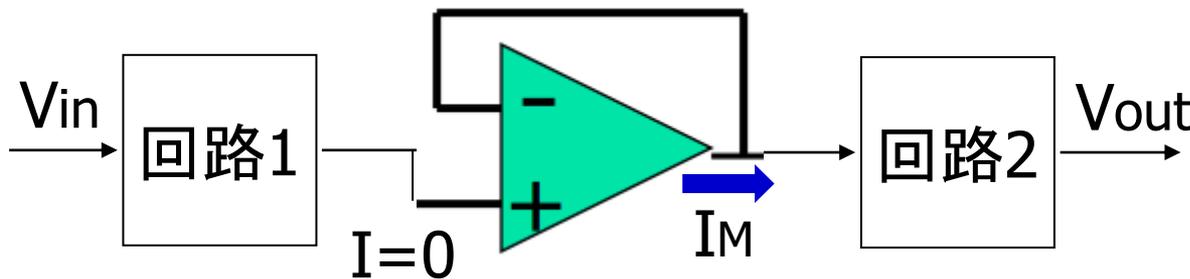


バッファ回路

後段回路の電流の面倒を見る



$I_M \neq 0$ の場合
一般には
 $V_{out} \neq g(f(V_{in}))$

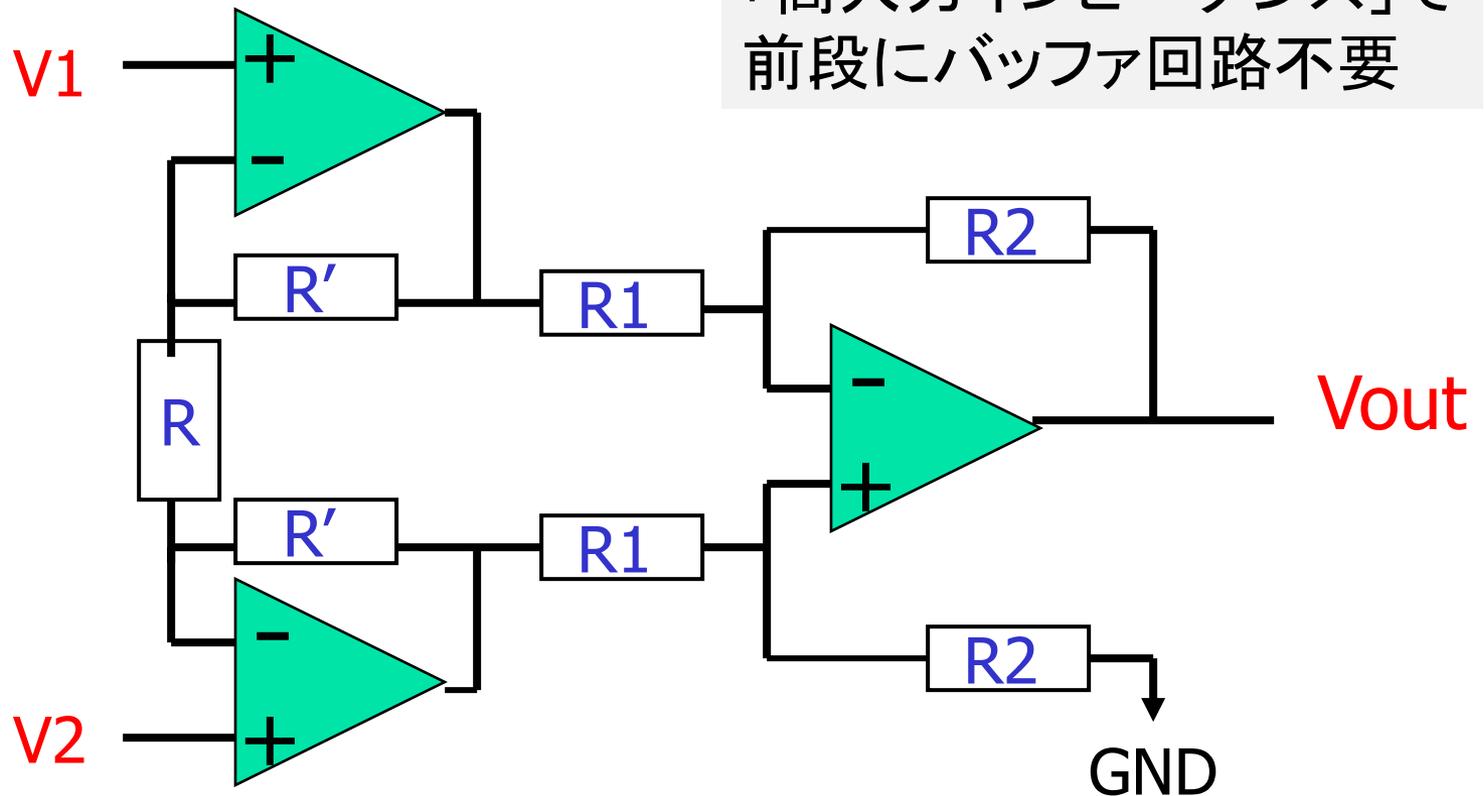


$$V_{out} = g(f(V_{in}))$$

オペアンプの使用法 (10)

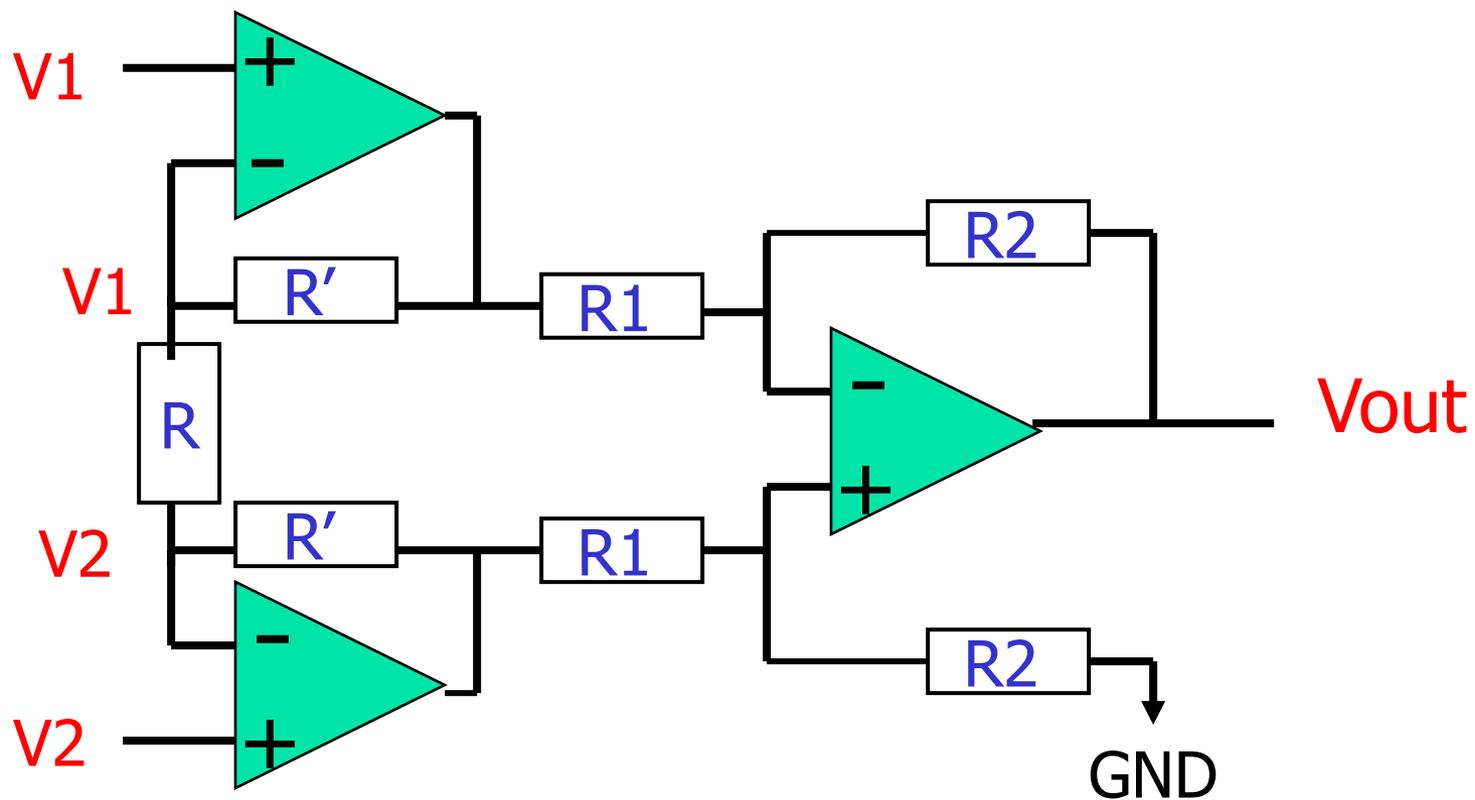
計装増幅回路

「高入力インピーダンス」で
前段にバッファ回路不要

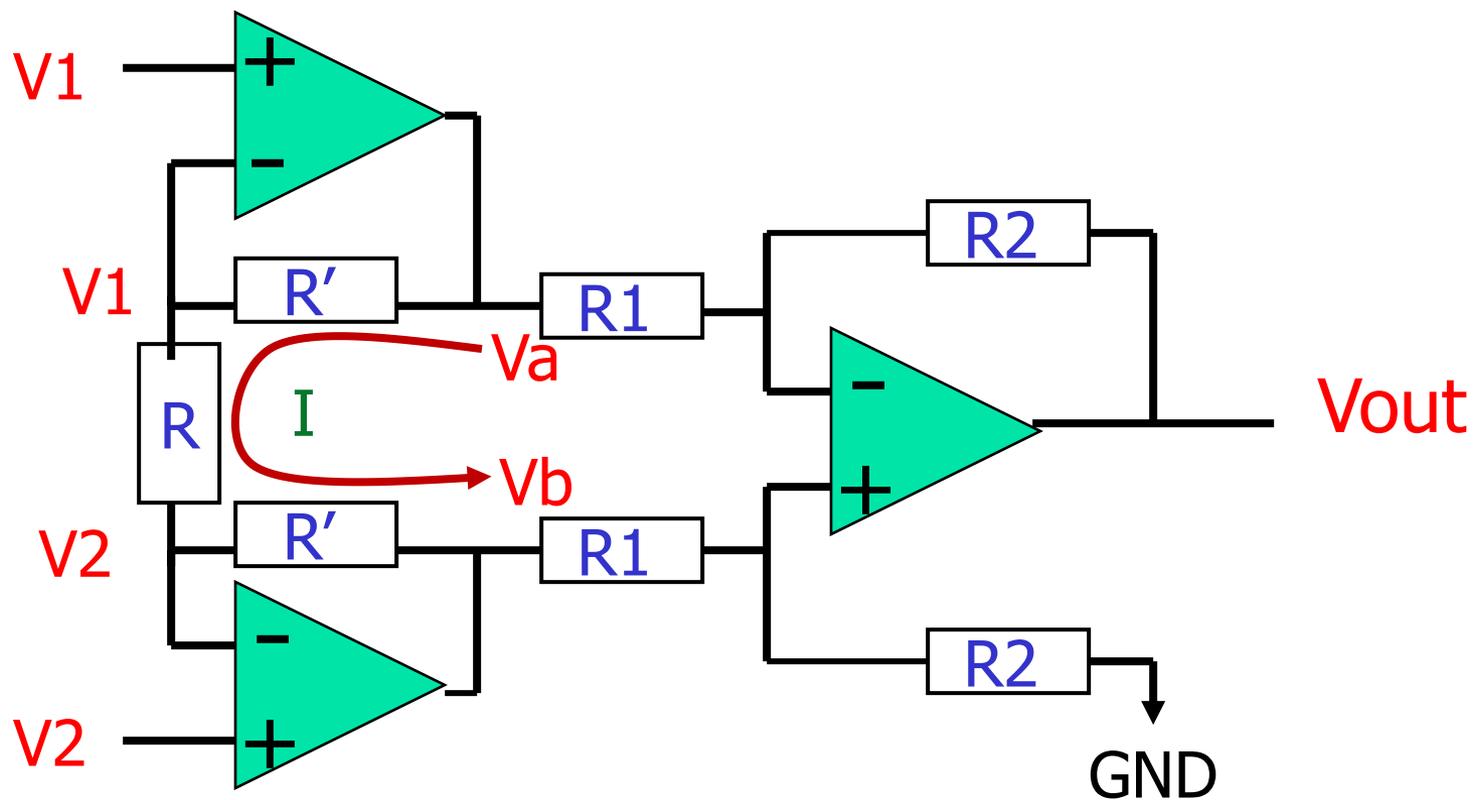


$$V_{out} = \left(1 + \frac{2R'}{R}\right) \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

計裝增幅回路 動作解析 1



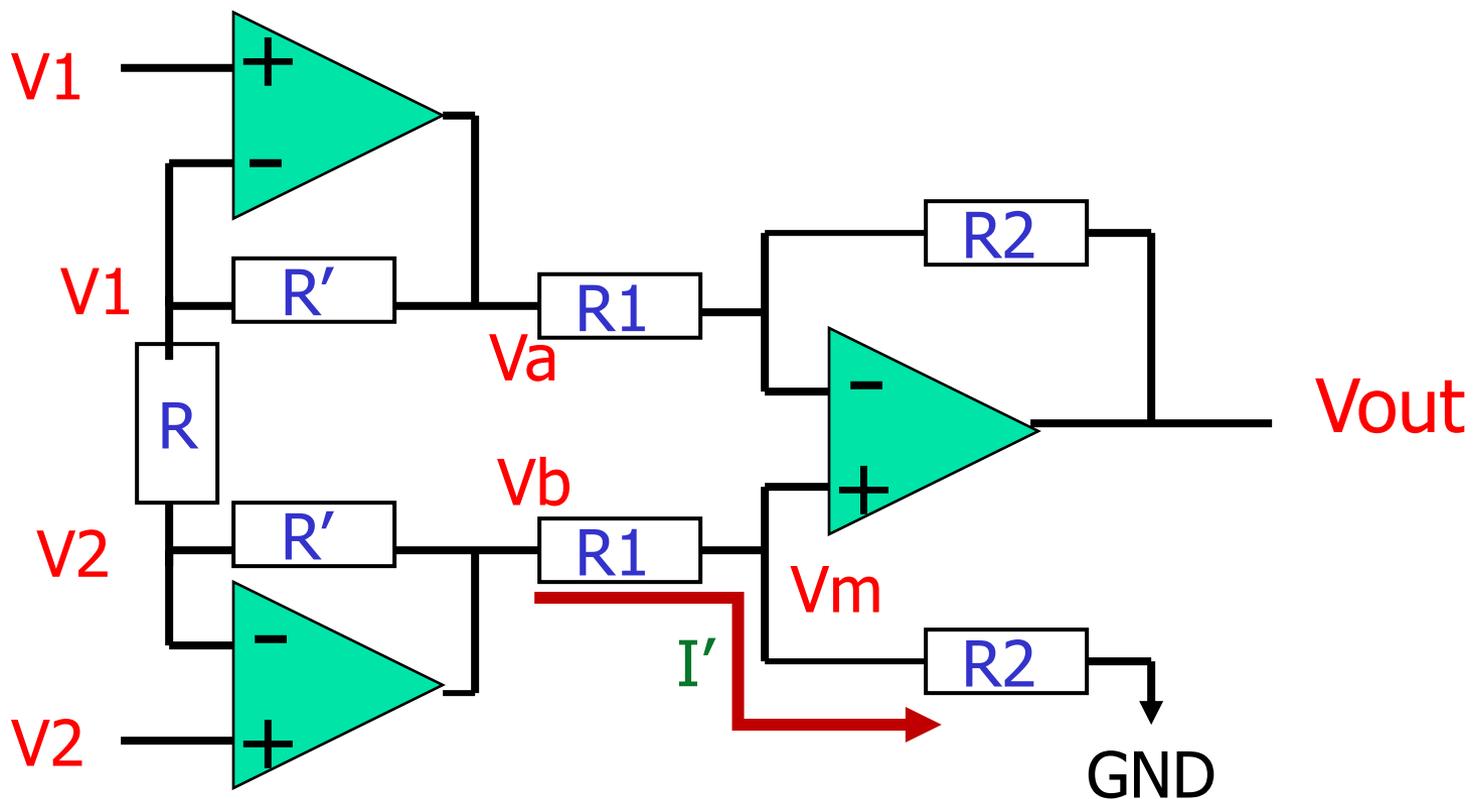
計装増幅回路 動作解析 2



$$I = [V1 - V2] / R = [V_a - V1] / R' = [V2 - V_b] / R' \quad \rightarrow$$

Va, Vb を
V1, V2, R, R' で
表現

計装増幅回路 動作解析 3

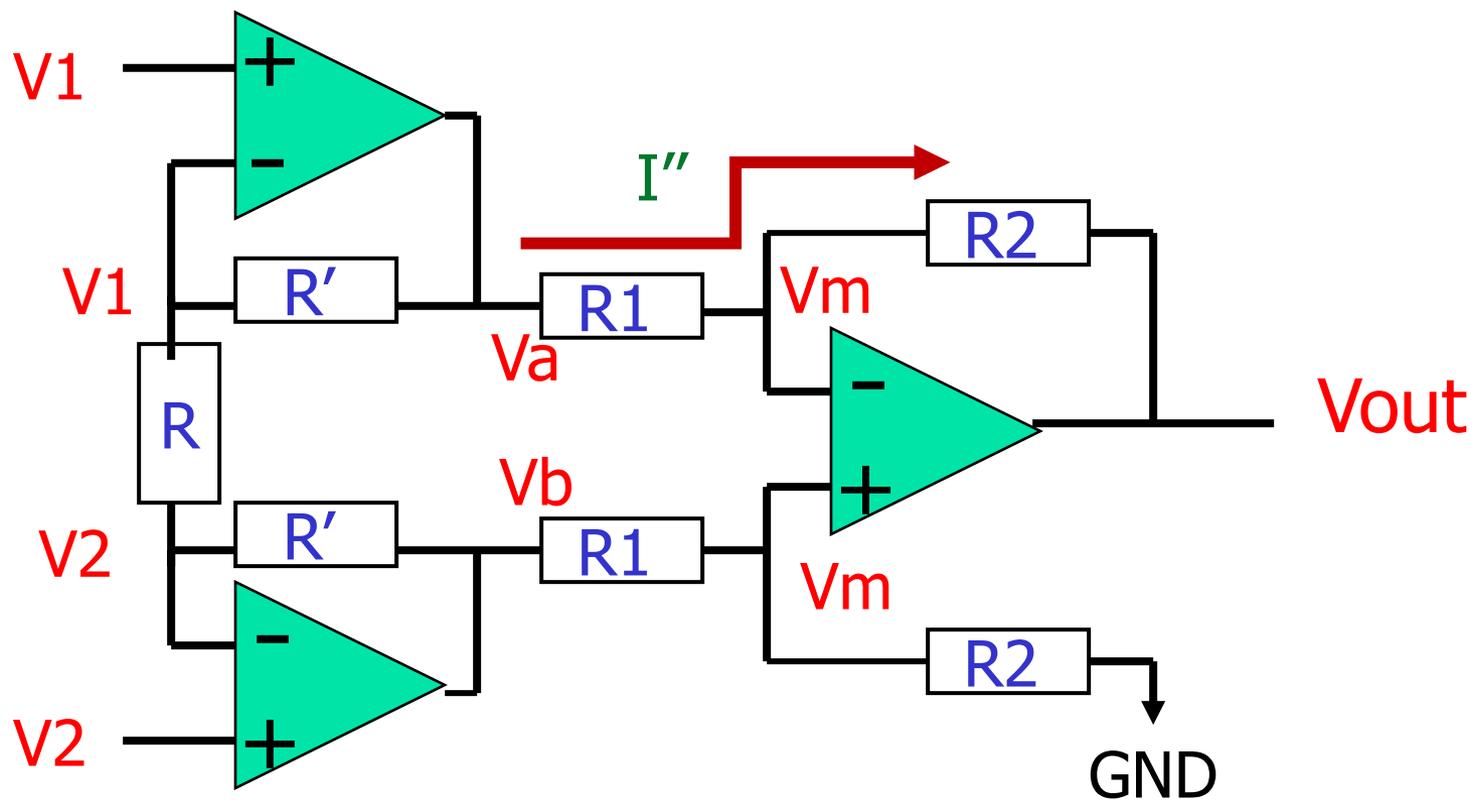


$$I' = [Vb - Vm] / R1 = [Vm - 0] / R2$$



Vm を
 $Vb, R1, R2$ で
表現

計装増幅回路 動作解析 4

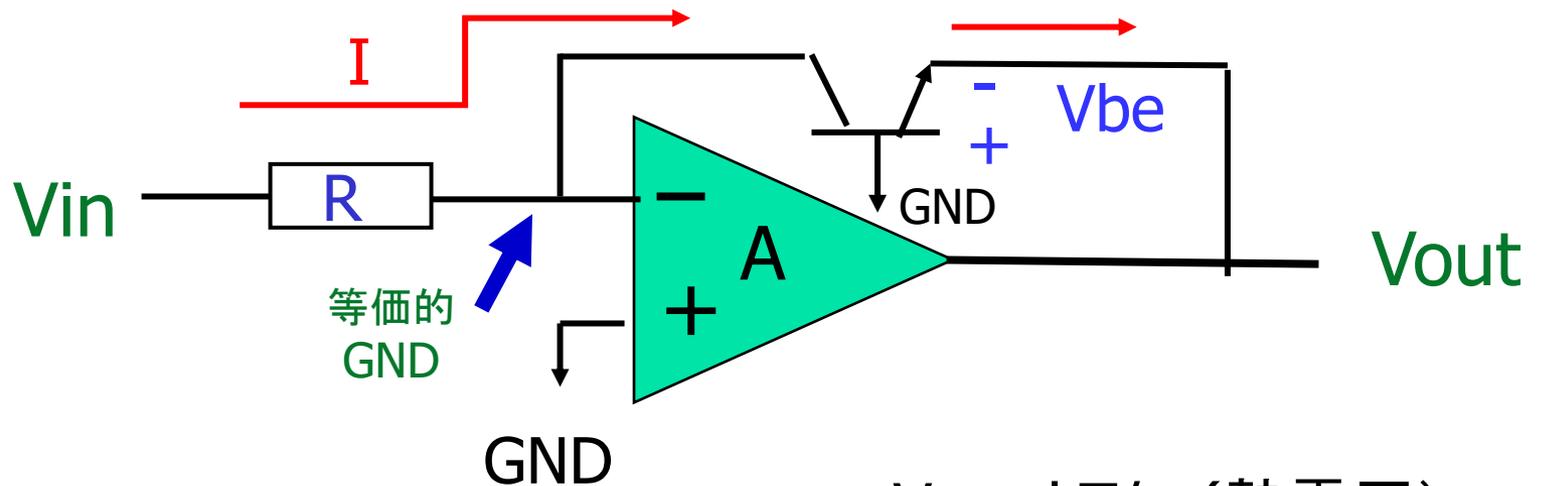


$$I'' = [V_a - V_m] / R_1 = [V_m - V_{out}] / R_2 \quad \rightarrow$$

V_{out} を
 V_a, V_m, R_1, R_2 で
 表現

対数計算

非線形アナログ演算



$$I = V_{in} / R$$

$$I = I_s \exp(V_{be}/V_T)$$

$$V_{out} = -V_{be}$$

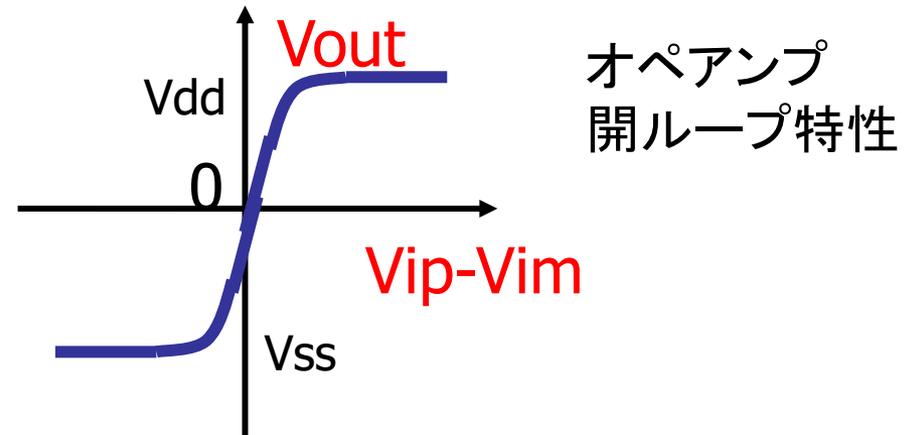
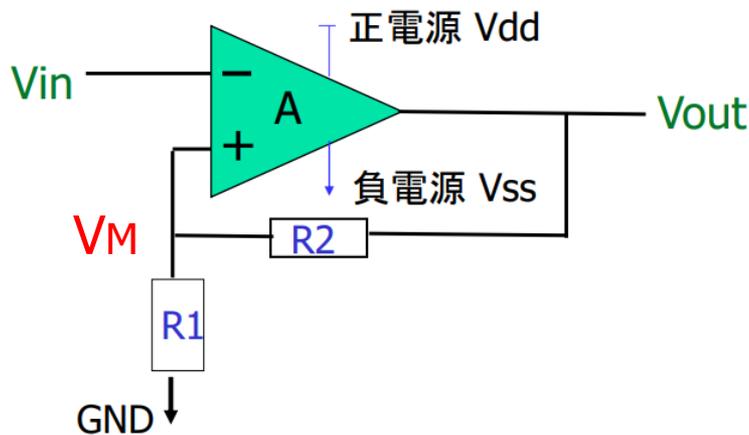
$V_T = kT/q$ (熱電圧)

I_s : 飽和電流

$$V_{out} = -V_T \ln (V_{in}/(I_s R))$$

ヒステリシス付比較器の動作(1)

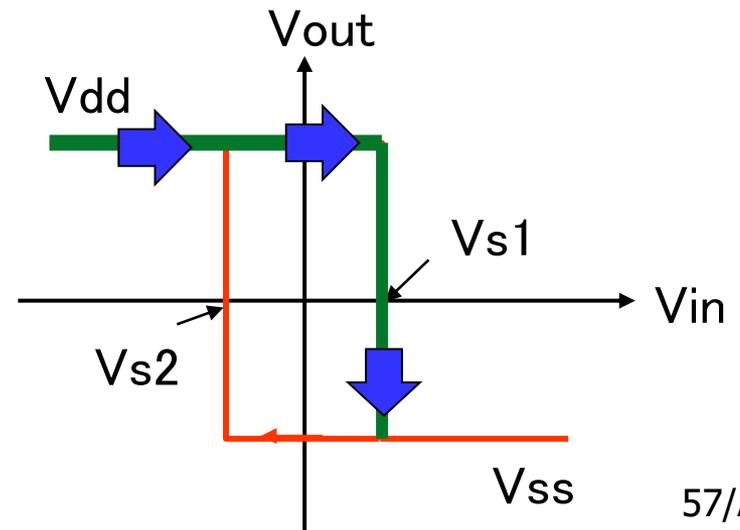
出力をプラス側入力にフィードバック(正帰還)



$$\begin{aligned} V_{in} &= V_{ss} \text{ のとき} \\ V_{out} &= V_{dd} \\ V_M &= [R_1 / (R_1 + R_2)] V_{dd} = V_{s1} \end{aligned}$$

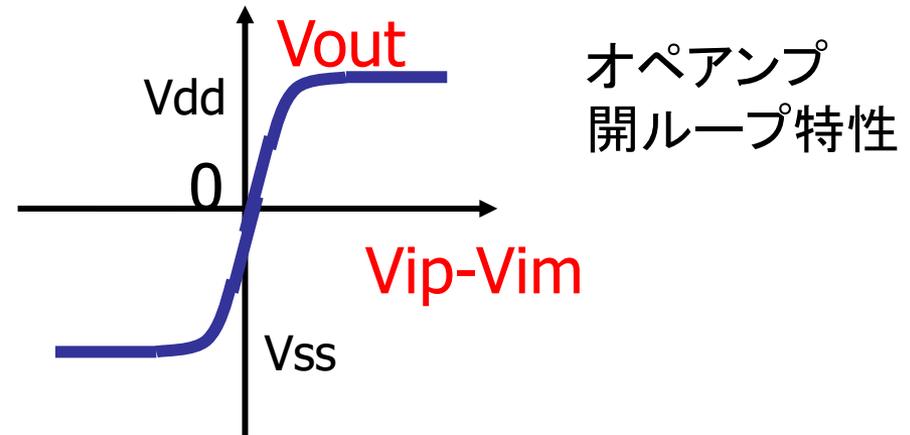
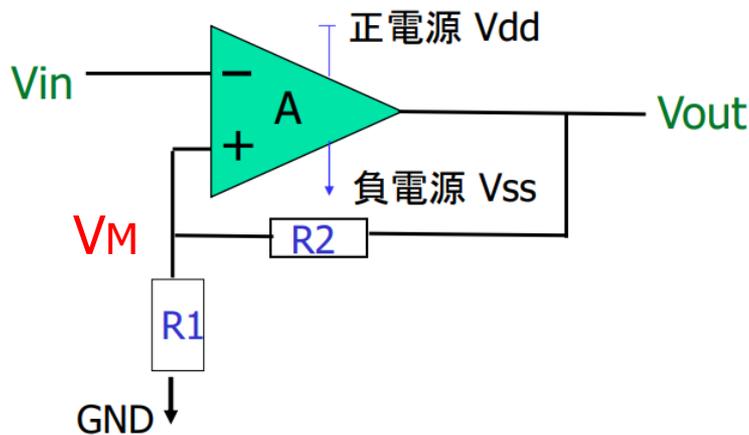


$$V_{in} < V_{s1} \text{ で } V_{out} = V_{dd}$$



ヒステリシス付比較器の動作(2)

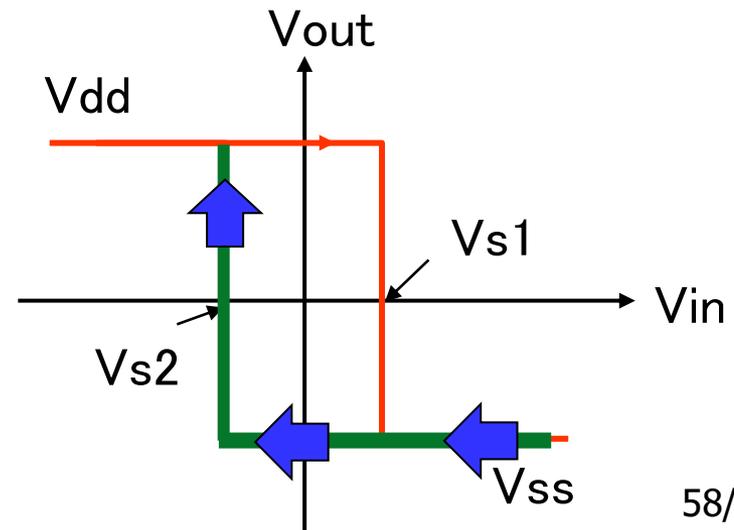
出力をプラス側入力にフィードバック(正帰還)



$V_{in} = V_{dd}$ のとき
 $V_{out} = V_{ss}$
 $V_M = [R_1 / (R_1 + R_2)] V_{ss} = V_{s2}$

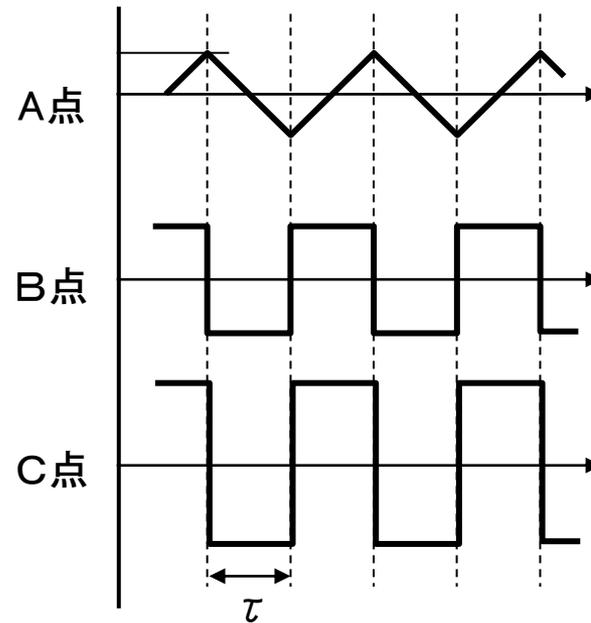
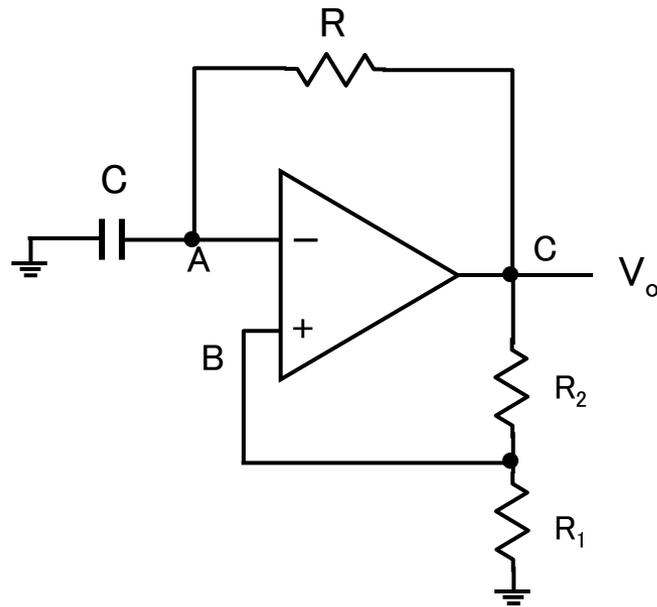


$V_{in} > V_{s2}$ で $V_{out} = V_{ss}$



弛張発振回路 (Relaxation Oscillator)

演習：なぜ下記の動作になるかを説明せよ



$$\tau = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot CR$$

マルチバイブレータ
Multi-Vibrator

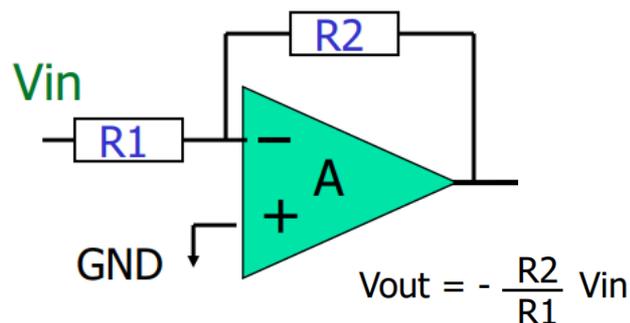
各部の波形

反転増幅回路と非反転増幅回路の比較

両方使われている

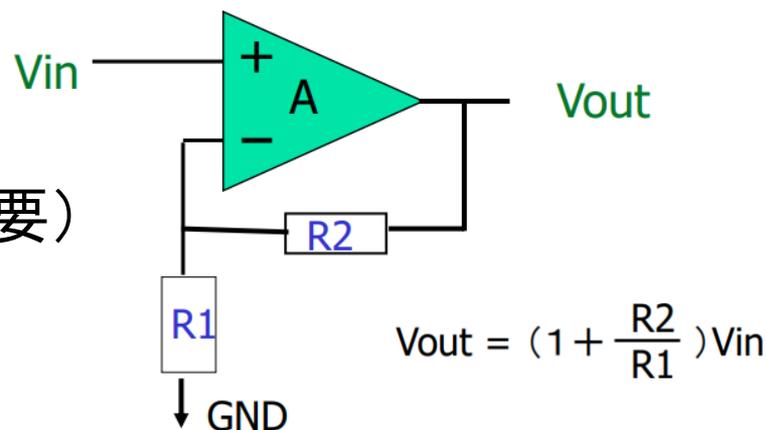
● 反転増幅回路

- 😓 $I_{in} = V_{in}/R$
- 😓 ゲインが負
- 😊 オペアンプ入力電圧が V_{in} に依存しない
(オペアンプ設計が容易)

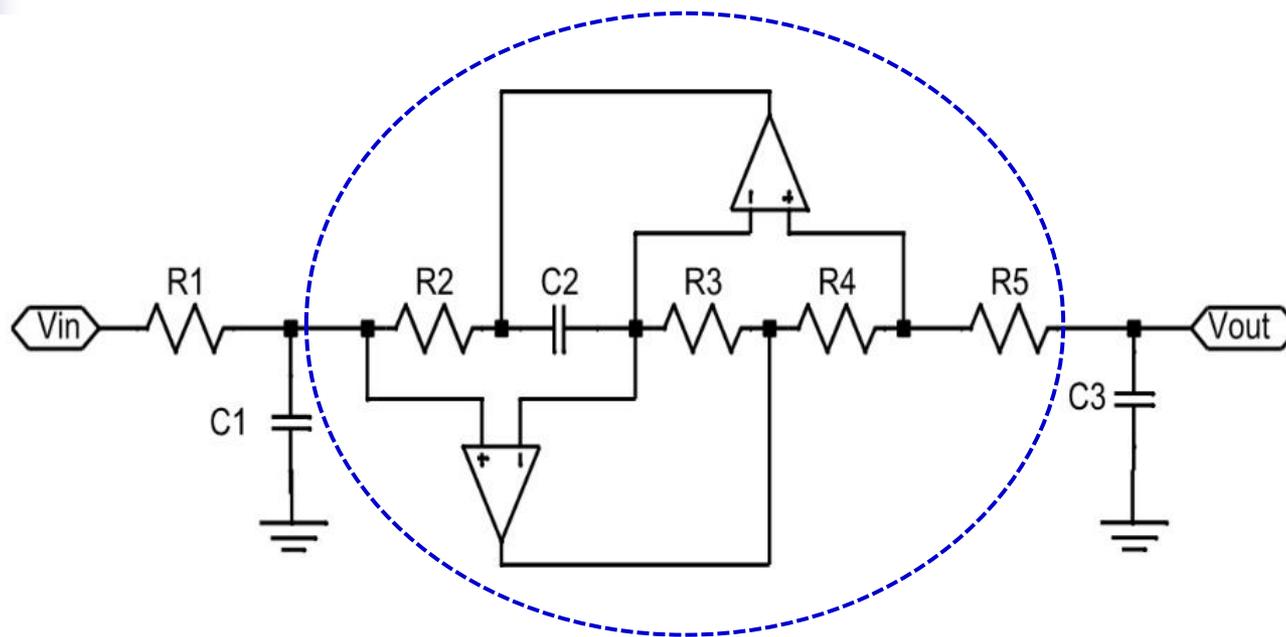


● 非反転増幅回路

- 😊 $I_{in}=0$ (前段にバッファ回路不要)
- 😊 ゲインが正
- 😓 オペアンプ入力電圧が V_{in}
(オペアンプ設計が難)



演習問題1

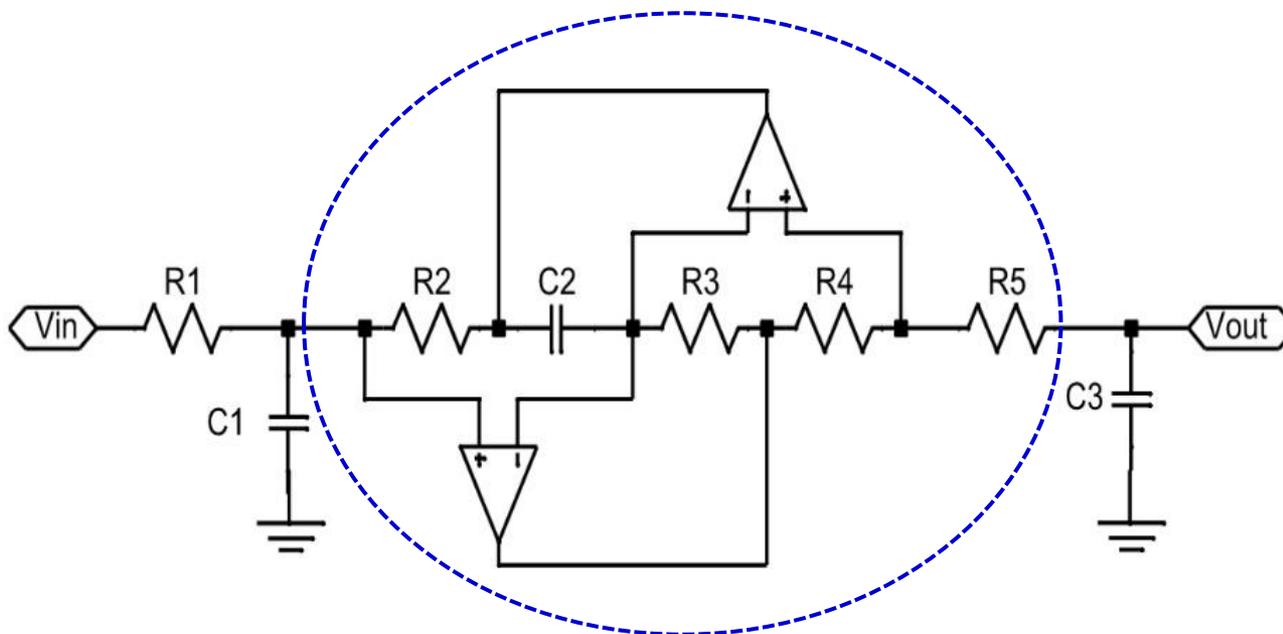


General impedance converter (GIC)

GIC部分はインダクタLと等価になる。
Lを $R2, C2, R3, R4, R5$ で表せ

演習問題2

$V_{in}(t)$ と $V_{out}(t)$ の関係を求めよ

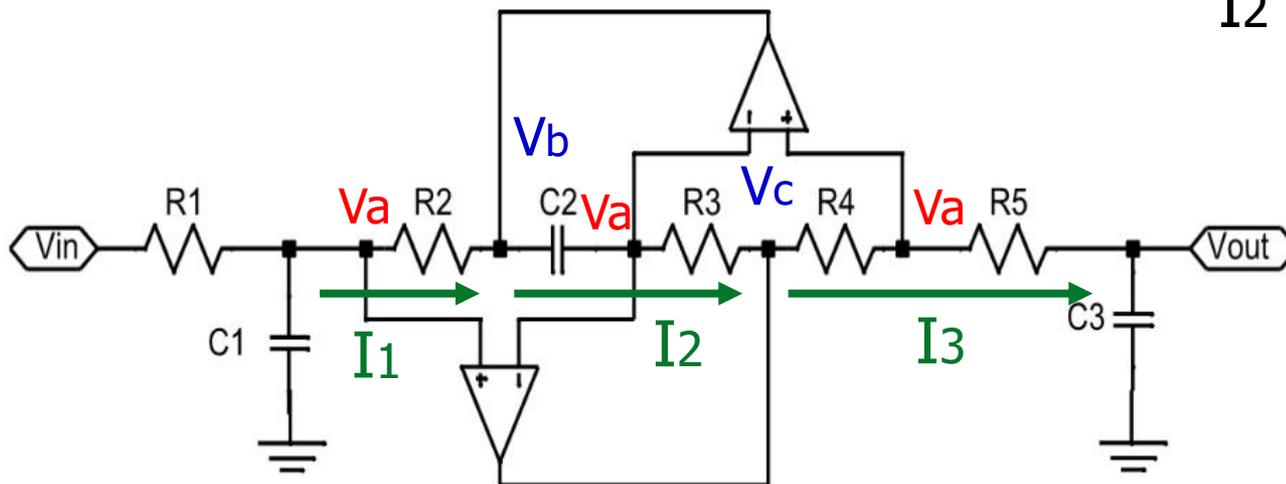


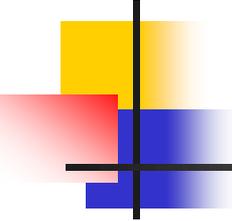
General impedance converter (GIC)

演習問題

ヒント

$$I_3 = [V_a - V_{out}] / R_5$$
$$= [V_c - V_a] / R_4$$
$$I_2 = [V_a - V_c] / R_3$$





アナログ・コンピュータ (1)

- オペアンプを用いたアナログ回路で微分方程式を解く回路。
- デジタルに比べて**高速**に演算ができる。
- 精度・汎用性の点で
現在はデジタル・コンピュータが全盛。
- 一部にアナログ・コンピュータ的技術が使われうる。

アナログ・コンピュータ (2)

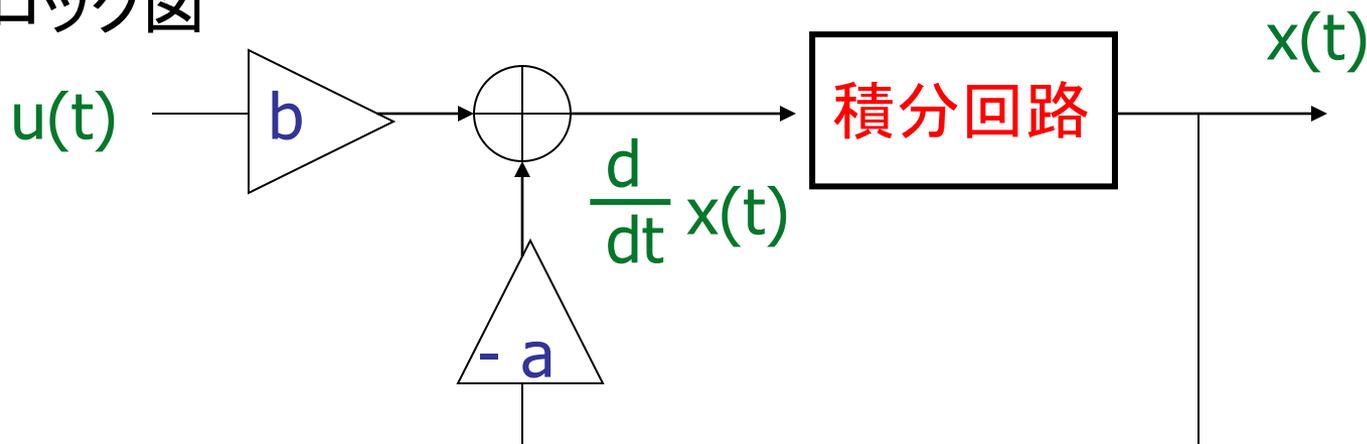
例題1: 微分方程式 入力 $u(t)$, 出力 $x(t)$

$$\frac{d}{dt} x(t) + a \cdot x(t) = b \cdot u(t)$$



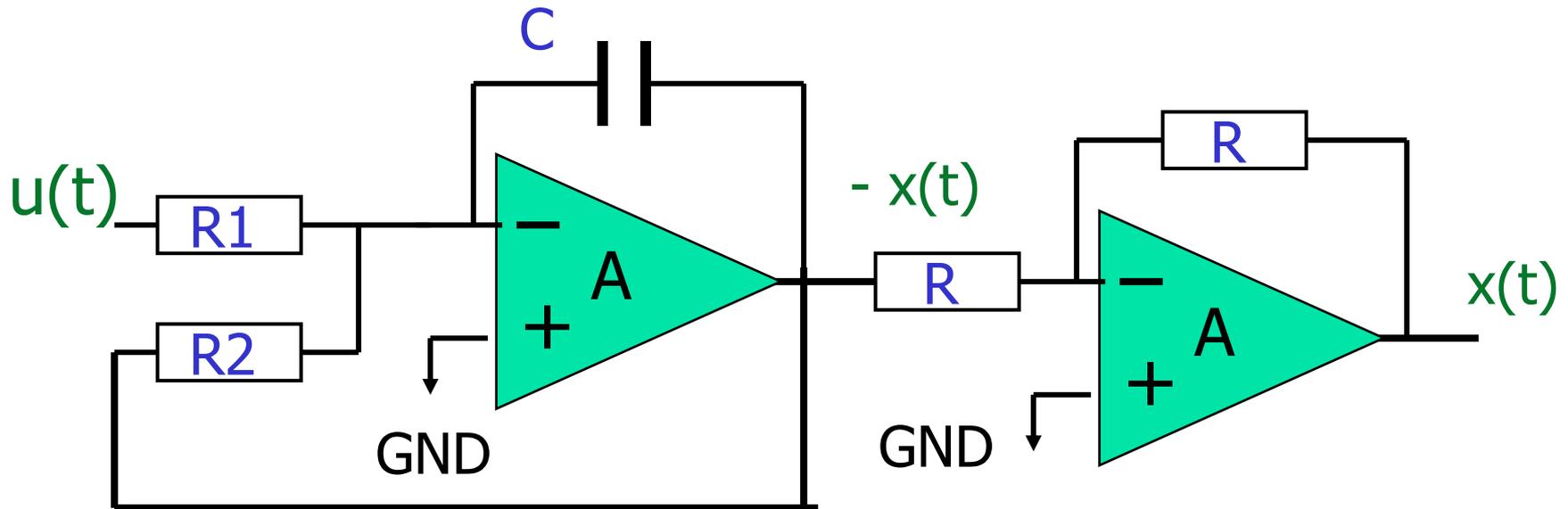
$$\frac{d}{dt} x(t) = b \cdot u(t) - a \cdot x(t)$$

ブロック図



アナログ・コンピュータ (3)

$a > 0, b > 0$ のとき オペアンプ回路での実現例



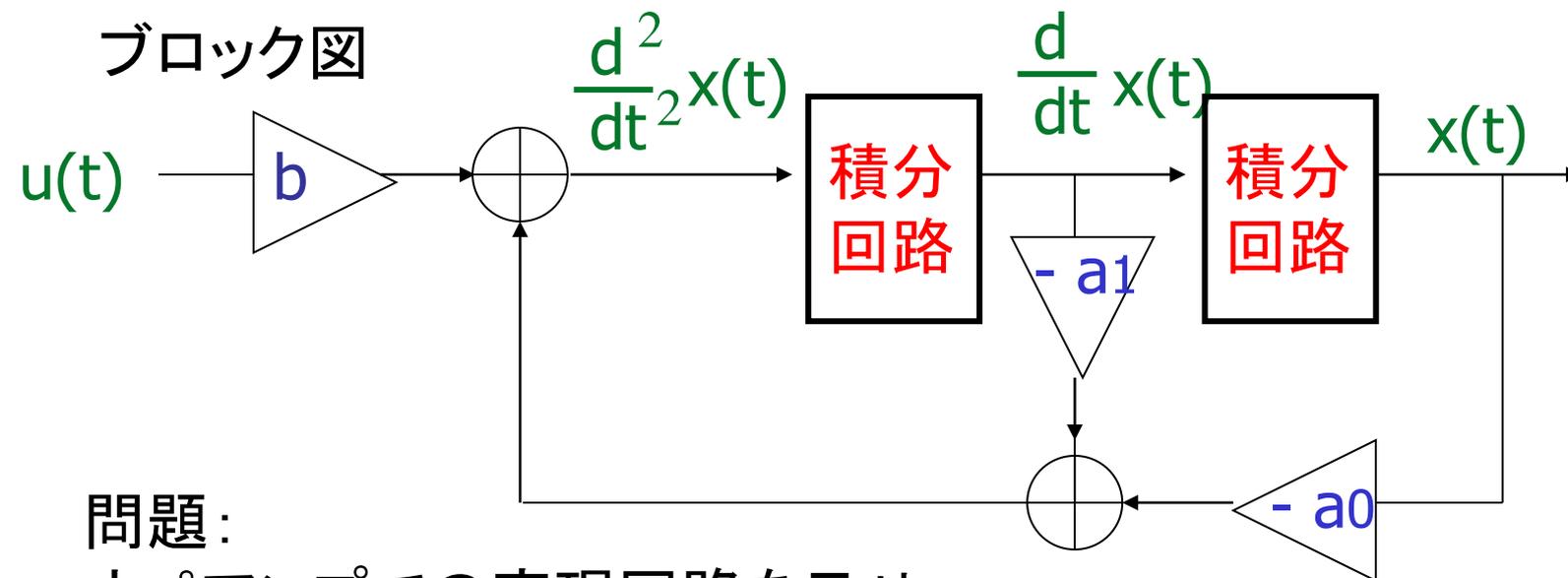
問題: a, b と R_1, R_2, C の関係を求めよ。

アナログ・コンピュータ (4)

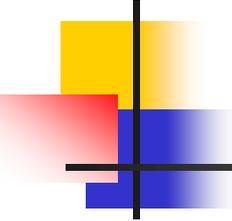
例題₂: 微分方程式 入力 $u(t)$, 出力 $x(t)$

$$\frac{d^2}{dt^2}x(t) + a_1 \frac{d}{dt}x(t) + a_0 \cdot x(t) = b \cdot u(t)$$

ブロック図



問題:
オペアンプでの実現回路を示せ。

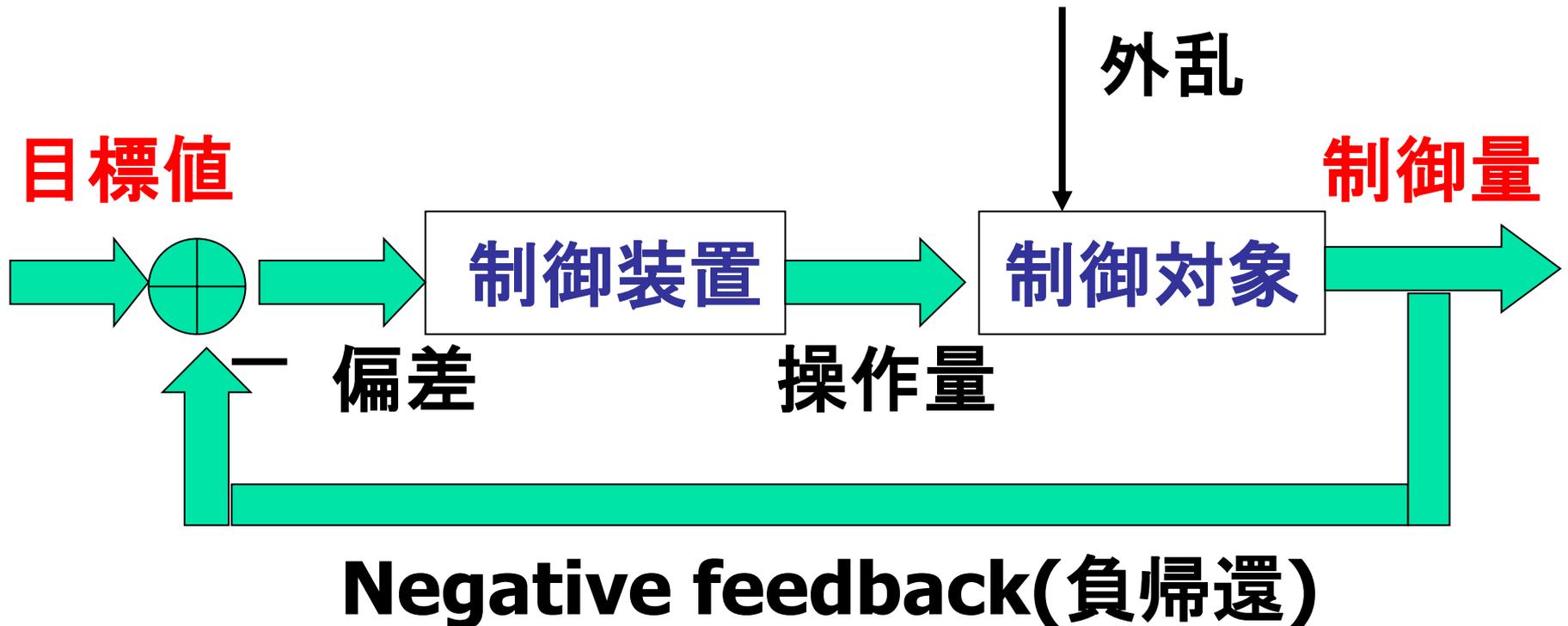


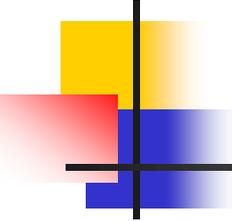
付録1-1

オペアンプの安定性

フィードバック制御

自動制御の基本



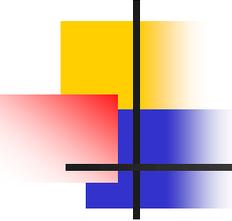


フィードバック制御の利点

- ① 外乱の影響の除去
- ② 制御対象の特性変動の除去
- ③ 不安定なシステムの安定化

example: 飛行機

- 悪天候の中を方向、高度、スピードを一定に保つ
- 制御しなければ墜落(不安定なシステム)



フィードバック制御の注意点

- フィードバック制御により安定なシステムが不安定になることがある。

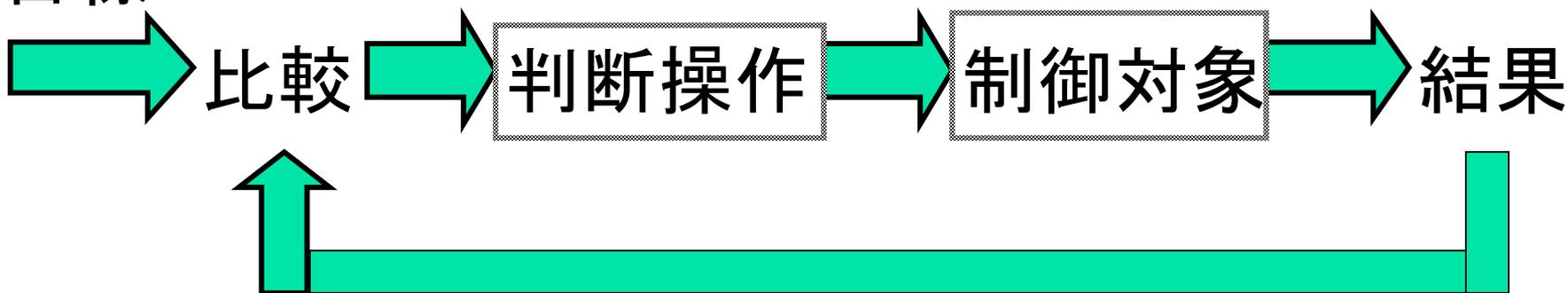


システムの**安定性**の理論が必要

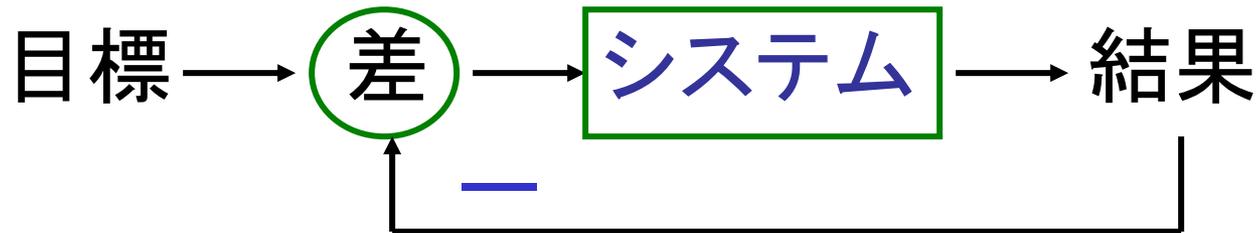
動作の流れ

■ (例) 車の運転

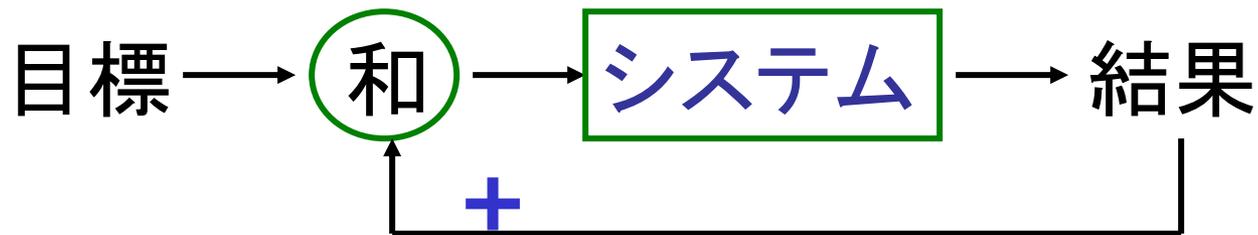
目標



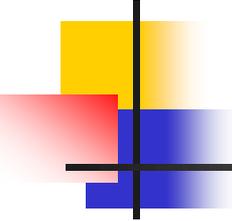
Feedbackの種類



Negative Feedback (負帰還)



Positive Feedback (正帰還)



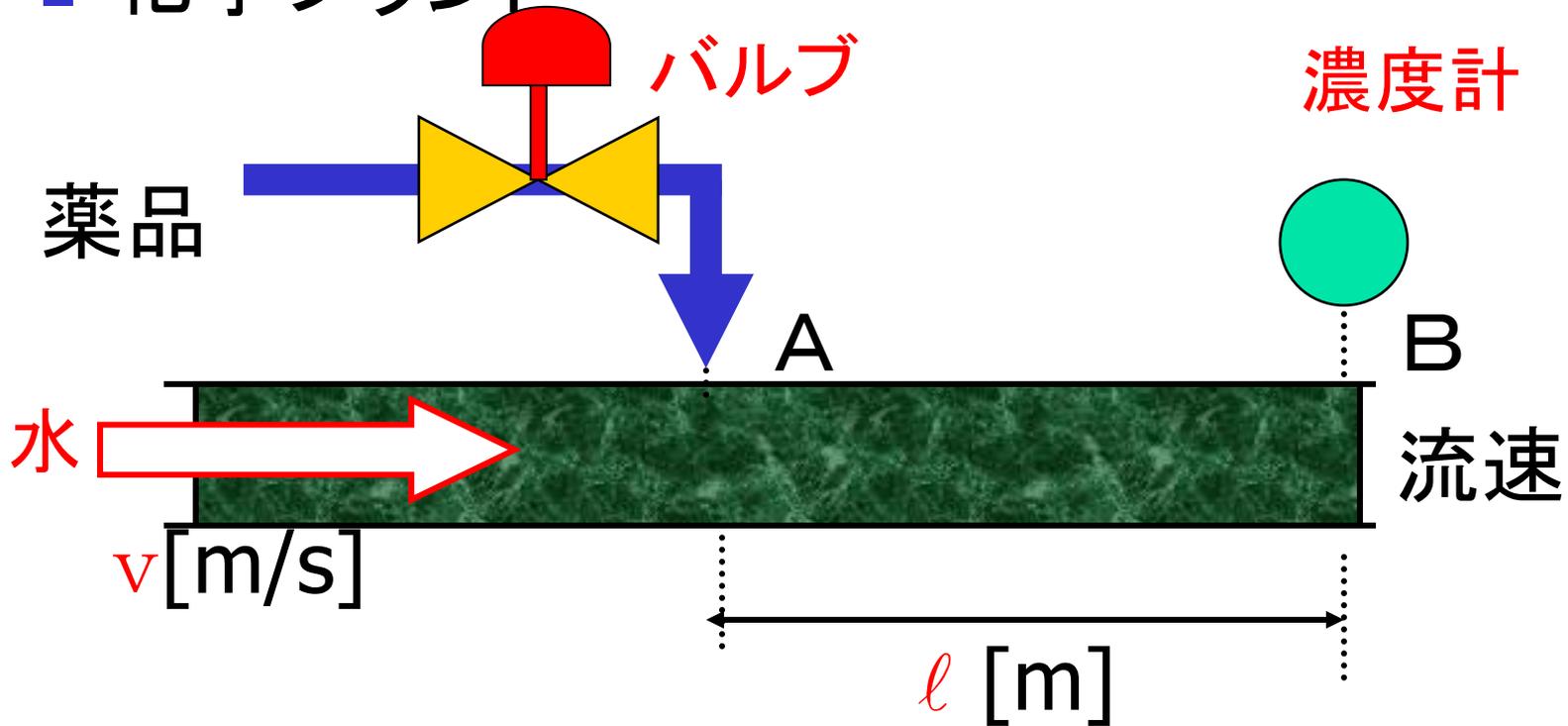
Positive Feedbackの例

- 悪循環
- 好循環
- 口論
- 酒の注ぎあい

- 自動制御では「フィードバック」は Negative Feedbackのこと。
cf. 電子回路では Positive Feedbackも積極的に利用されている。

フィードバック制御により不安定になる例

■ 化学プラント

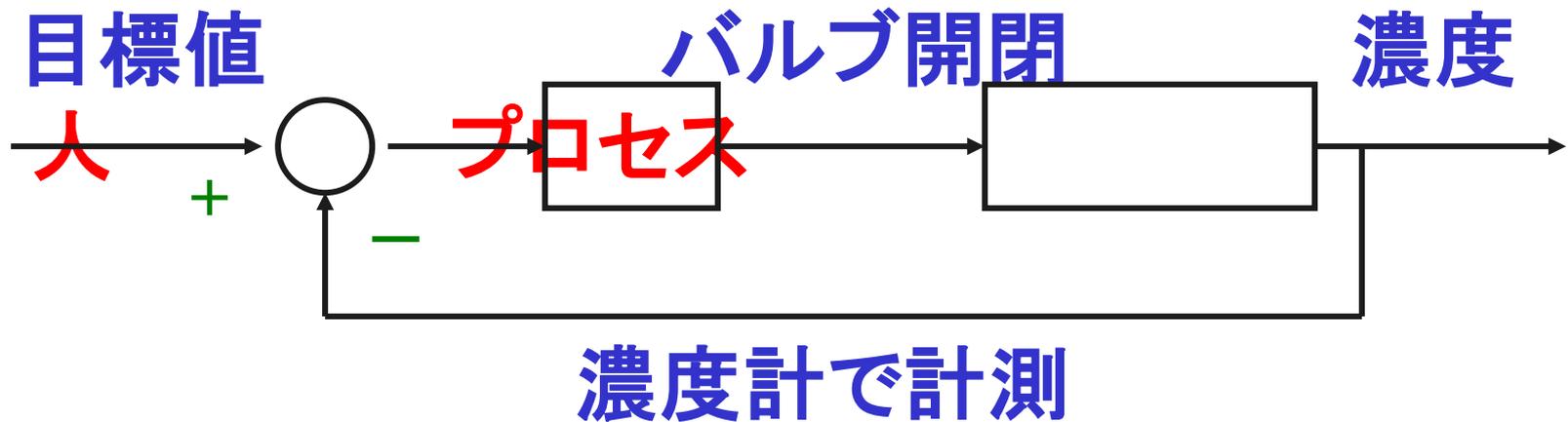


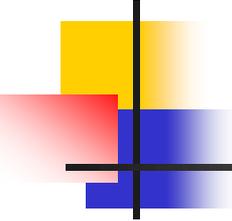
バルブの開閉によって薬品濃度を一定

AB間の時間遅れ l/v [s]

続き(1)

- 時間遅れがあることを知らない人が、このプロセス(バルブの開閉)を手動で制御する場合を考える。



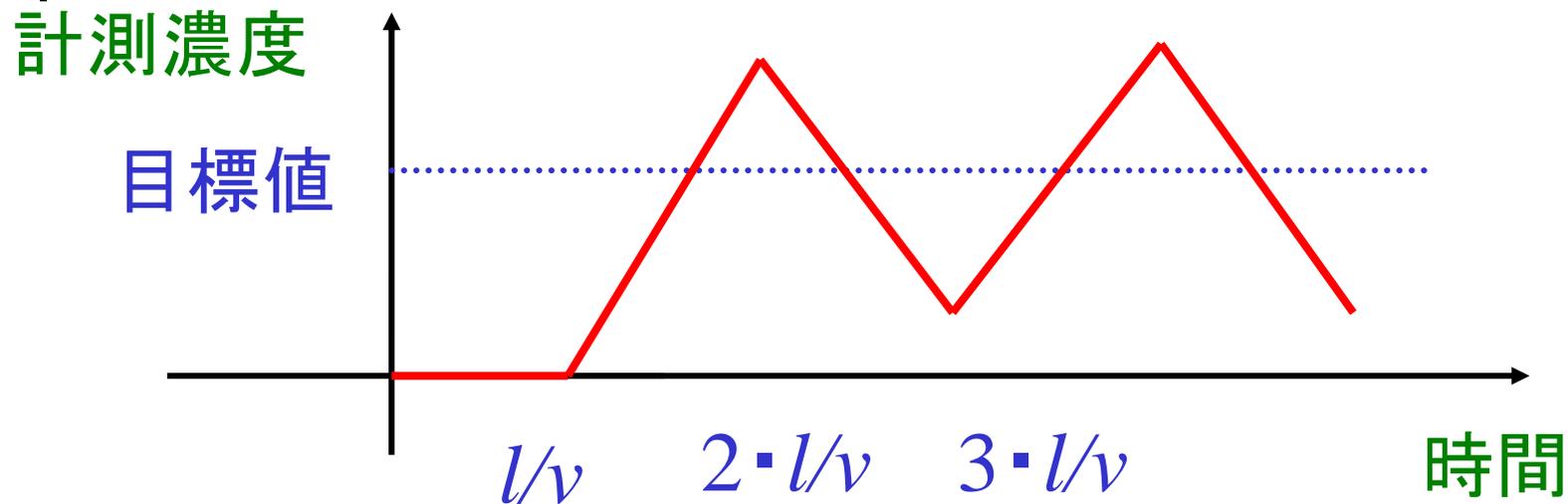


続き(2)

濃度が目標値より低かったとする。

- バルブを少し開け、濃度を上げようとする。
- しかし、時間遅れ(無駄時間) l/v [s]があるので濃度計の出力は最初は少しも上がらない。
- そこでバルブをどんどん開ける。
- l/v [s]後に急に濃度が増し、目標値を越えて行き過ぎてしまう。

続き(3)

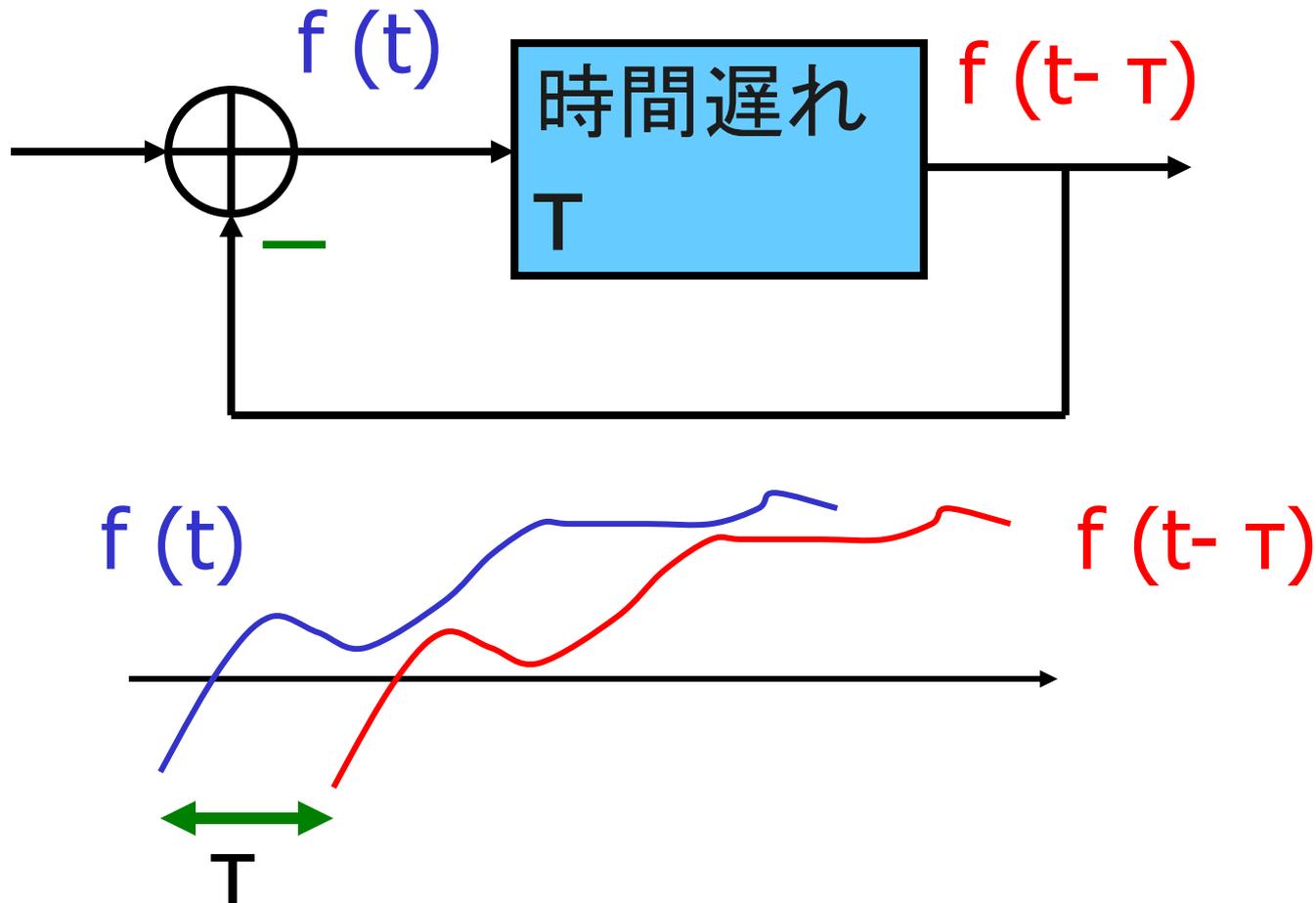


これは「シマッタ」と思い、バルブを閉め始める。
濃度はすぐには下がらない。

いつまでたっても濃度は目標値に整定しない。

→ 不安定

時間遅れが大きいフィードバック系 ほど不安定になりやすい



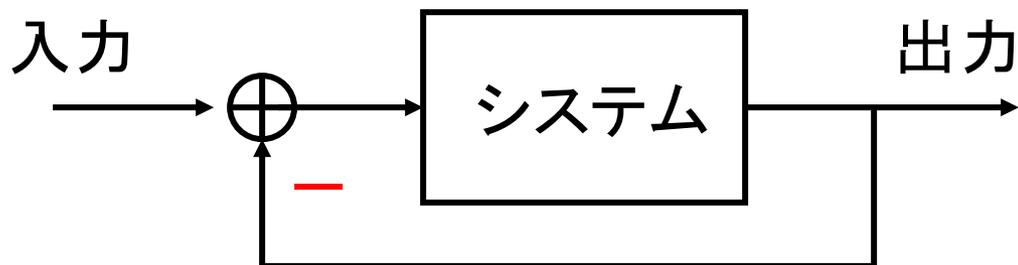
オペアンプの安定判別： フィードバックと安定性

安定なシステムにフィードバックをかける。

➡ 安定にも不安定にもなりうる。

不安定なシステムにフィードバックをかける。

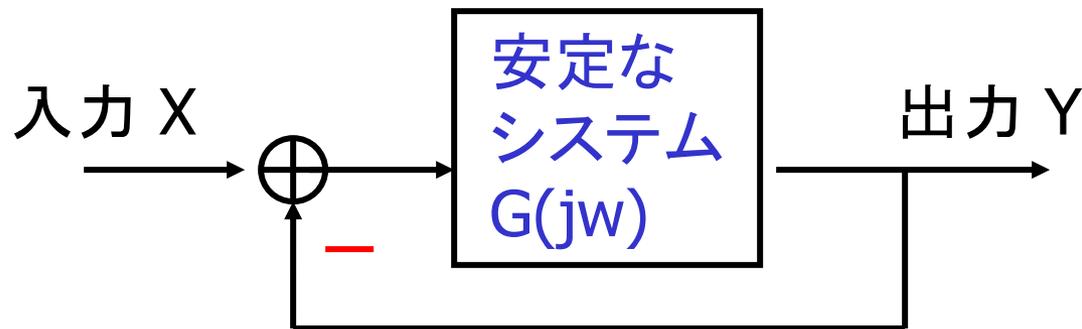
➡ 安定にも不安定にもなりうる。



システムの
遅延が大
↓
不安定に

ナイキストの安定判別の 問題設定(1)

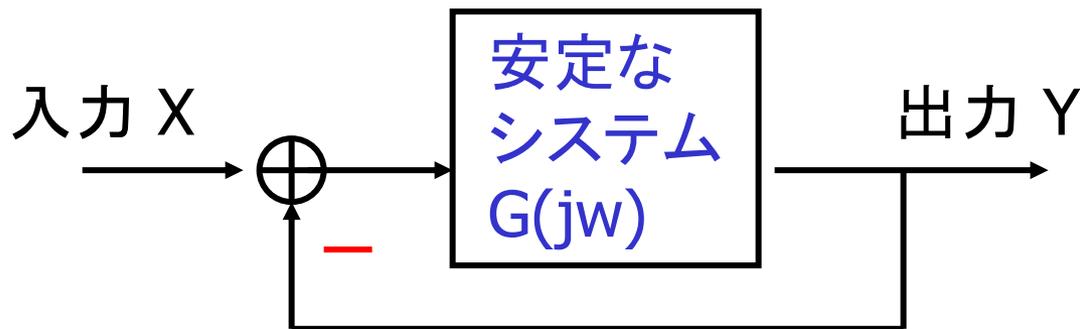
安定なシステム $G(j\omega)$ にフィードバックをかける
周波数伝達関数 $G(j\omega)$ から、
フィードバックをかけた
システム全体の安定性を判定する。



システム全体は安定 ?

ナイキストの安定判別の 問題設定(2)

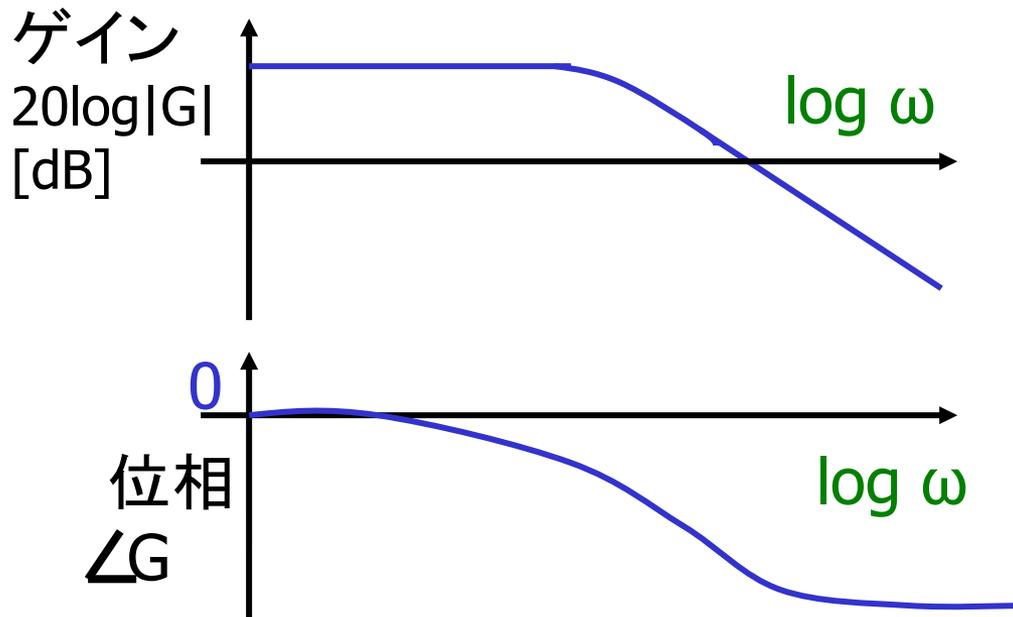
周波数伝達関数 $G(j\omega)$ は測定データ
(ボーデ線図、またはベクトル線図)
で与えられる。



システム全体は安定 ？

典型的システムの周波数特性 (ゲイン特性、位相特性)

多くの(安定な)システムでは周波数 ω が大きくなると
ゲイン $|G(j\omega)|$ が小さくなる、
位相 $\angle G(j\omega)$ がマイナスの値で大きくなる。

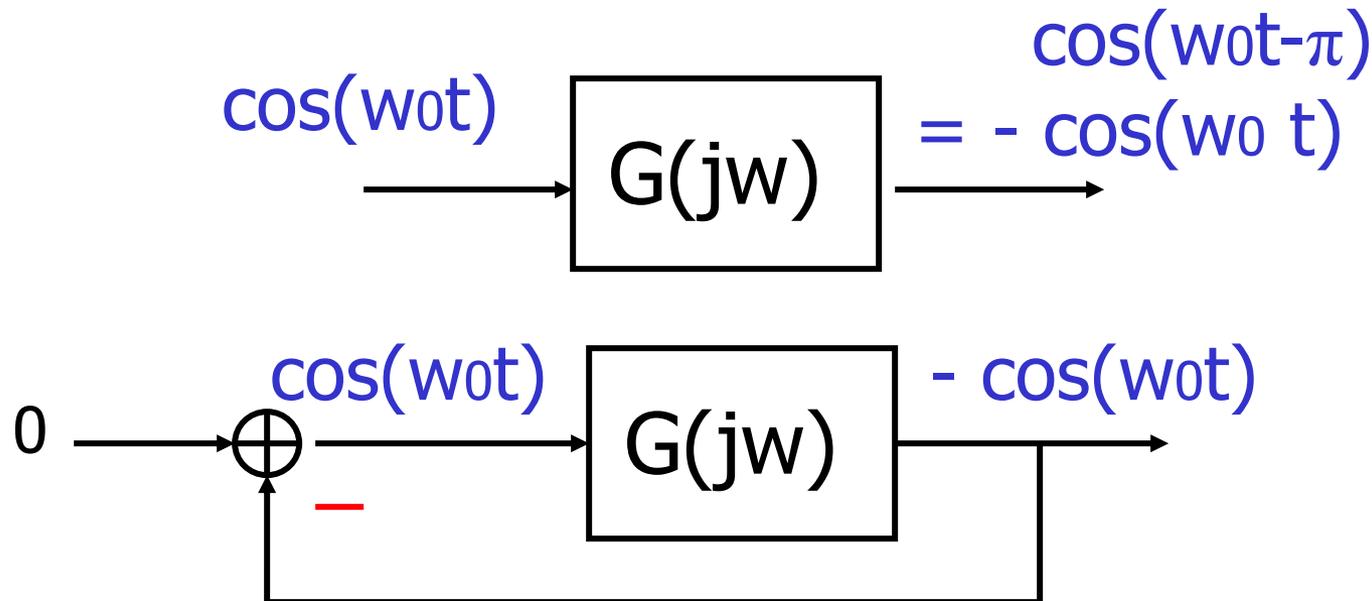


$$\cos(\omega t) \quad |G|\cos(\omega t + \angle G)$$



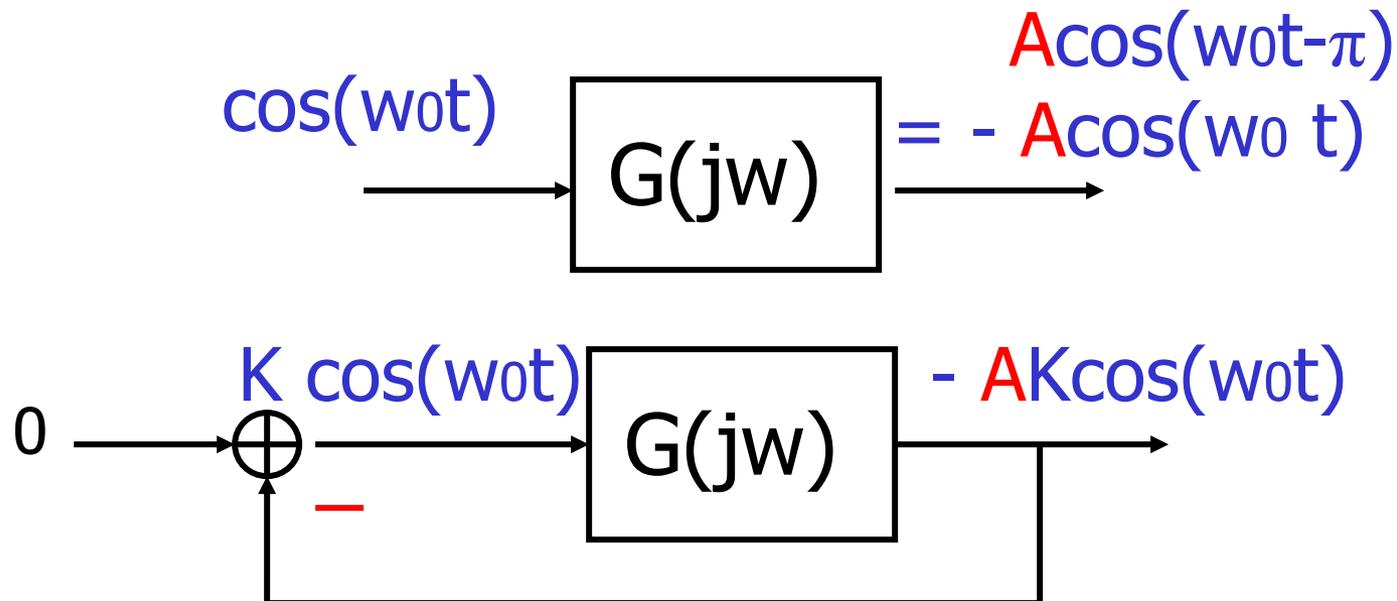
位相遅れ π の周波数で ゲインが1の場合

ある周波数 $\omega = \omega_0$ で $\angle G(j\omega_0) = -\pi$ のとき
 $|G(j\omega_0)| = 1$ の場合、
フィードバックシステムは周波数 ω_0 で発振する。



位相遅れ π の周波数で ゲインが1より小さい場合

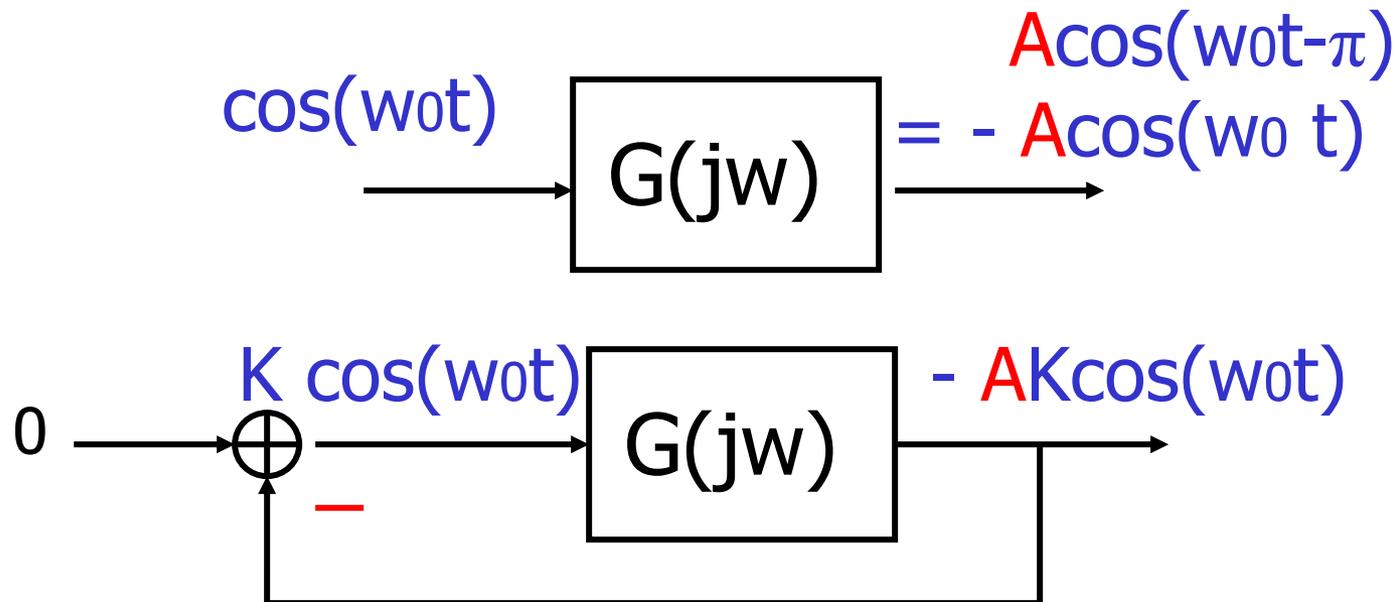
ある周波数 $\omega=\omega_0$ で $\angle G(j\omega_0) = -\pi$ のとき
 $|G(j\omega_0)| < 1$ の場合、
フィードバックシステムは安定である。



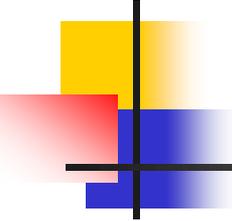
$$|A| < 1$$

位相遅れ π の周波数で ゲインが1より大きい場合

ある周波数 $\omega=\omega_0$ で $\angle G(j\omega_0) = -\pi$ のとき
 $|G(j\omega_0)| > 1$ の場合、
フィードバックシステムは不安定である。



$$|A| > 1$$



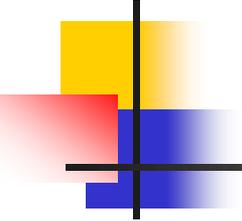
ゲインの線形表記の場合の 安定判別

ある周波数 $\omega=\omega_0$ で $\angle G(j\omega_0) = -\pi$ のとき

(I) $|G(j\omega_0)| < 1$ の場合、
フィードバックシステムは安定である。

(II) $|G(j\omega_0)| = 1$ の場合、
.. 安定限界である。

(III) $|G(j\omega_0)| > 1$ の場合、
.. 不安定である。



ゲインのdB表記の場合の 安定判別

ある周波数 $\omega=\omega_0$ で $\angle G(j\omega_0) = -\pi$ のとき

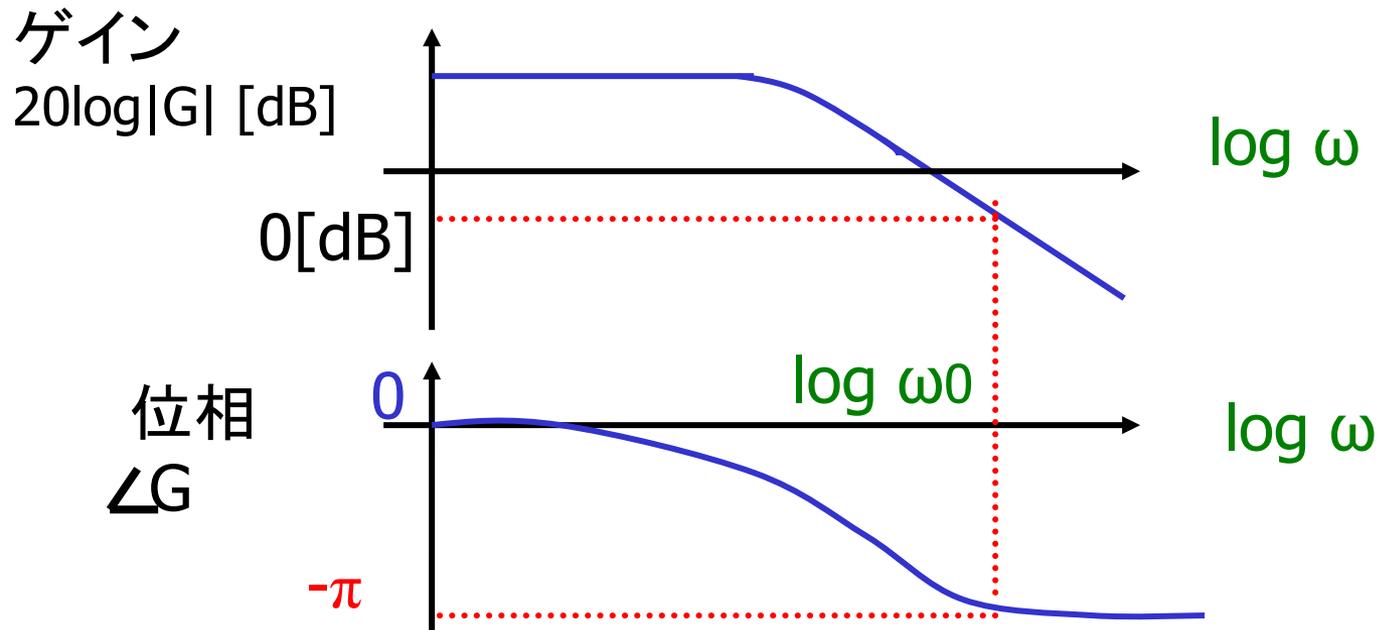
(I) $20 \log |G(j\omega_0)| < 0$ [dB] の場合、
フィードバックシステムは安定である。

(II) $20 \log |G(j\omega_0)| = 0$ [dB] の場合、
.. 安定限界である。

(III) $20 \log |G(j\omega_0)| > 0$ [dB] の場合、
.. 不安定である。

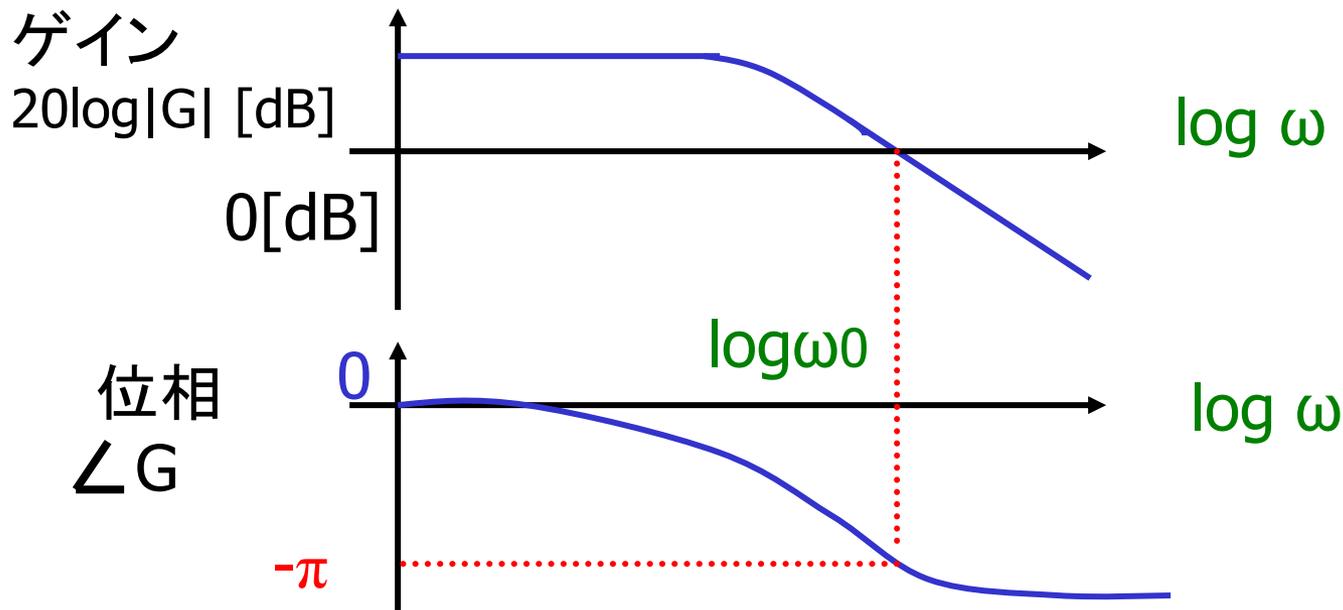
ボーデ線図による安定判別(1)

ある周波数 $\omega=\omega_0$ で $\angle G(j\omega_0) = -\pi$ のとき
 $20 \log |G(j\omega_0)| < 0$ [dB] の場合、
フィードバックシステムは安定である。



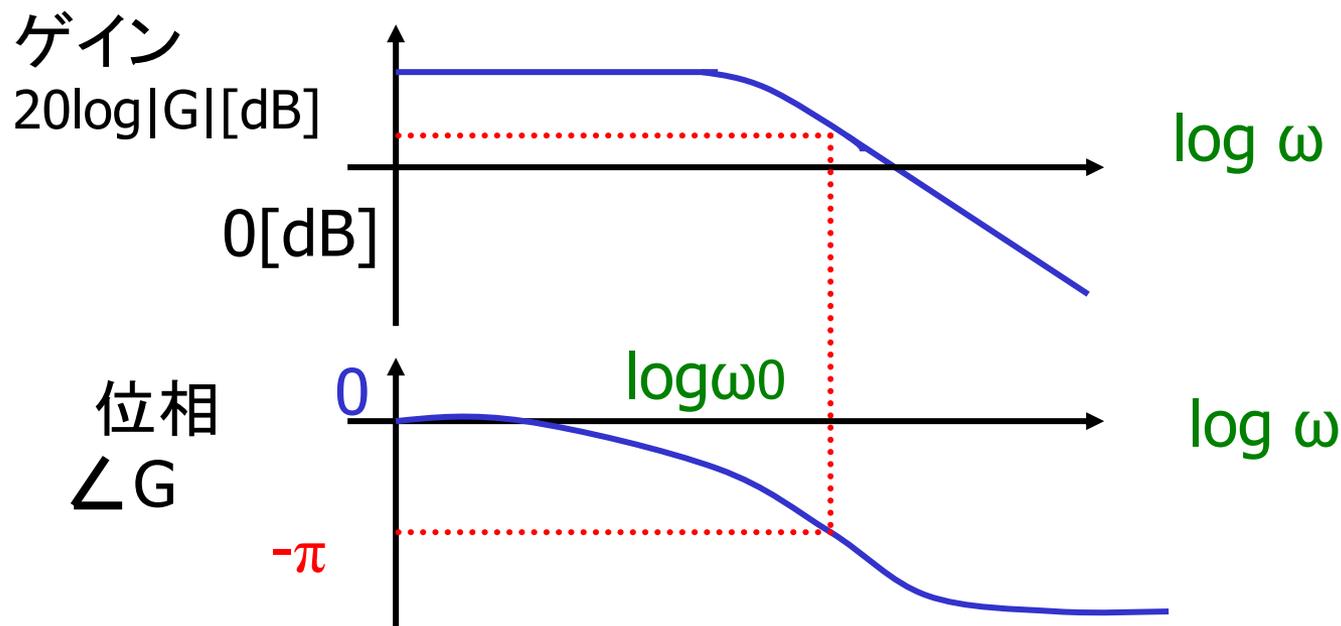
ボート線図による安定判別(2)

ある周波数 $\omega=\omega_0$ で $\angle G(j\omega_0) = -\pi$ のとき
 $20 \log |G(j\omega_0)| = 0$ [dB] の場合、
フィードバックシステムは安定限界である。



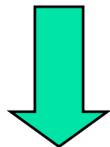
ボーデ線図による安定判別(3)

ある周波数 $\omega=\omega_0$ で $\angle G(j\omega_0) = -\pi$ のとき
 $20 \log |G(j\omega_0)| > 0$ [dB] の場合、
フィードバックシステムは不安定である。

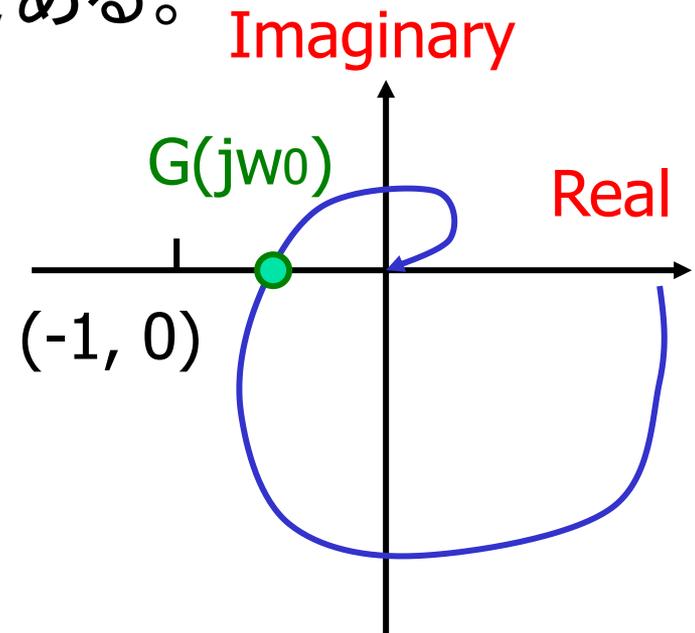


ベクトル線図による安定判別(1)

ある周波数 $\omega=\omega_0$ で $\angle G(j\omega_0) = -\pi$ のとき
 $|G(j\omega_0)| < 1$ の場合、
フィードバックシステムは安定である。

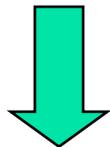


$G(j\omega)$ のベクトル線図が
 $(-1, 0)$ の内側を通るとき
フィードバックシステムは安定。

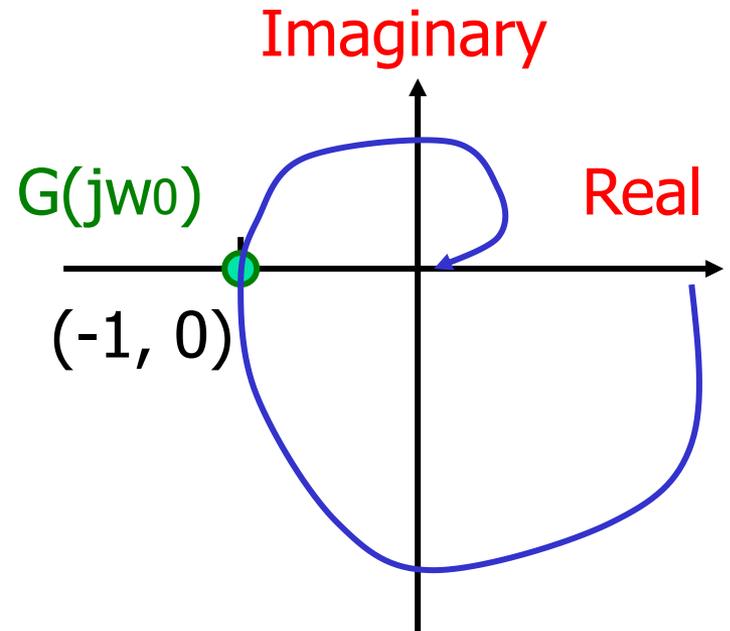


ベクトル線図による安定判別(2)

ある周波数 $\omega=\omega_0$ で $\angle G(j\omega_0) = -\pi$ のとき
 $|G(j\omega_0)| = 1$ の場合、
フィードバックシステムは安定限界である。

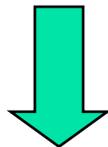


$G(j\omega)$ のベクトル線図が
 $(-1, 0)$ 上を通るとき
フィードバックシステムは
安定限界。

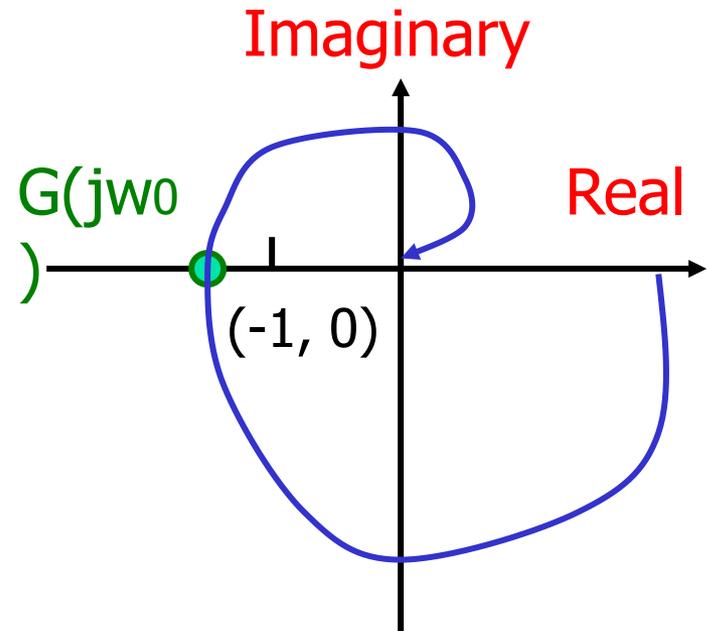


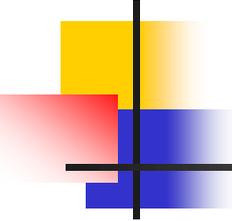
ベクトル線図による安定判別(3)

ある周波数 $\omega=\omega_0$ で $\angle G(j\omega_0) = -\pi$ のとき
 $|G(j\omega_0)| > 1$ の場合、
フィードバックシステムは不安定である。



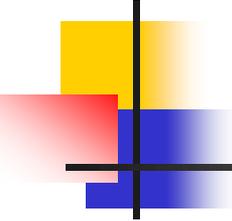
$G(j\omega)$ のベクトル線図が
 $(-1, 0)$ の外側を通るとき
フィードバックシステムは
不安定。





付録1-2

ご参考までに読んでみてください



オペアンプはアナログの μ P

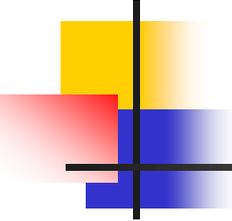
マイクロプロセッサ： プログラムの変更で
様々なデジタル処理が可能

オペアンプ： 周辺回路の変更で
様々なアナログ処理が可能

半導体メーカー：

マイクロプロセッサ、オペアンプを大量生産

「多品種少量生産」を避けられる



オペアンプ技術開発

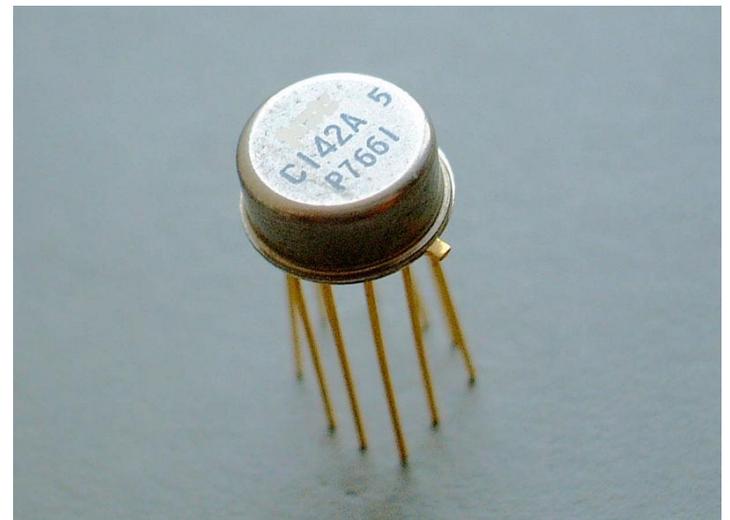
オペアンプの日本メーカー
技術系役員の方

「オペアンプの技術革新は今も活発。
方向は簡単。性能を理想のオペアンプに
いかに近づけるかである。」

実際のオペアンプ性能は
理想のオペアンプ性能に劣る。

オペアンプの技術革新

- 低コスト化（バイポーラからCMOSへ）
- 低電源電圧動作
- 低消費電力化
- 高周波化
- 高ゲイン化
- 低ノイズ化
- 大電流出力化



アプリケーションに依存

20世紀で電子回路分野での最大の発明

負帰還回路

今日、負帰還の原理は一般的である

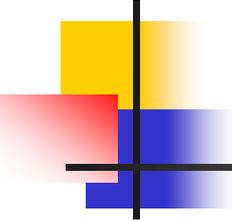
電子回路のみならず、さまざまなシステムに利用

当時であればとてつもなく新鮮な考え方であった



発明者が原理を思いついたのは
“ひらめき”ではなく専門的な思考ゆえ

負帰還が発明される歴史を追ってゆく



演算増幅器と負帰還

- 演算増幅器の応用のほとんどは、負帰還を利用したもの。
- 演算増幅器と負帰還を組み合わせた負帰還増幅器
 - 増幅器の性能を大幅に向上。
 - 1927年にハロルド・ブラック氏により発明。
- 負帰還増幅器の不適切な設計は、発振のような不安定な動作を引き起こす。
- 適切な設計法の理論がない。
- そこで、実用的な負帰還増幅器を設計するため、ナイキストの安定判別法 (Nyquist criterion) ボーデ線図 (Bode plots) が考案された。

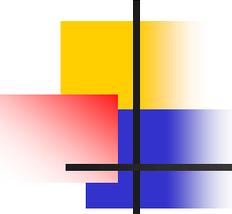
負帰還増幅器の発明者

ハロルド・ブラック

1898-1983



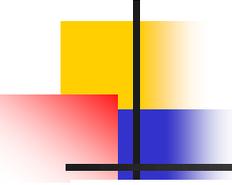
- 電話産業ウエスタン・エレクトリックに在籍
(※ウエスタン・エレクトリックはベル研究所で有名なAT&T社の製造部門)
 - 負帰還の発明者
 - 生涯特許は347件



負帰還増幅器発明の時代背景

1910年代の米国通信業界は活気に溢れていた。

- 3極管の発明
- 大陸横断電話伝送システムにも使える
高真空度の真空管が開発
- マルコニー無線会社とアームストロングが
再生回路を試験
- ベル電話会社の創業者アレクサンダー・ベルが
ニューヨークとサンフランシスコ間を結ぶ
世界初の大陸間横断通話を公開



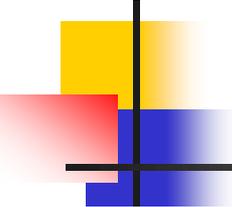
負帰還回路発明の動機

せっかくトランジスタを使って増幅するのに
その増幅度を制限してしまう
長距離電話網で、
「真空管が切れても動くrepeater を作れ」の要請。

Harold S. Black 1898-1983

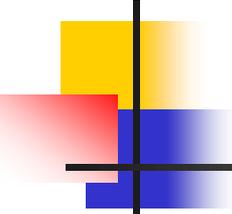
1920年 Western Electric 社 電話産業

電話伝送システムの改善



フィードフォワード増幅器

増幅器の出力から歪みを取り去ることを考えだす。
原因が非直線性であれ、真空管のゲインの変化であれ、
それを取り出して除去することを追求。
出力から入力と同じ振幅で引き算。
そのためには歪みを別の増幅器を通して、
出力でキャンセルする。
出力側のトランスカブリッジ回路で加えて取り除く回路。
実験では歪みは従来の40dB 減となる。
この方式をフィードフォワード増幅器と名づけ特許出願。
が、この方法では一日中誰かが調整しなければならない。



負帰還のアイデアと実現

1927年8月2日のこと、突然、ブラックに負帰還のアイデアがひらめいた。

ニュージャージーからニューヨークへ通勤するフェリーボートの中で、

増幅器の出力を入力に、逆相でもどし、

出力から歪みをキャンセルする方法を思いつく。

小林 注) 「制御工学での フィードバック制御とは異なる発想から生まれた」との印象を持ちます

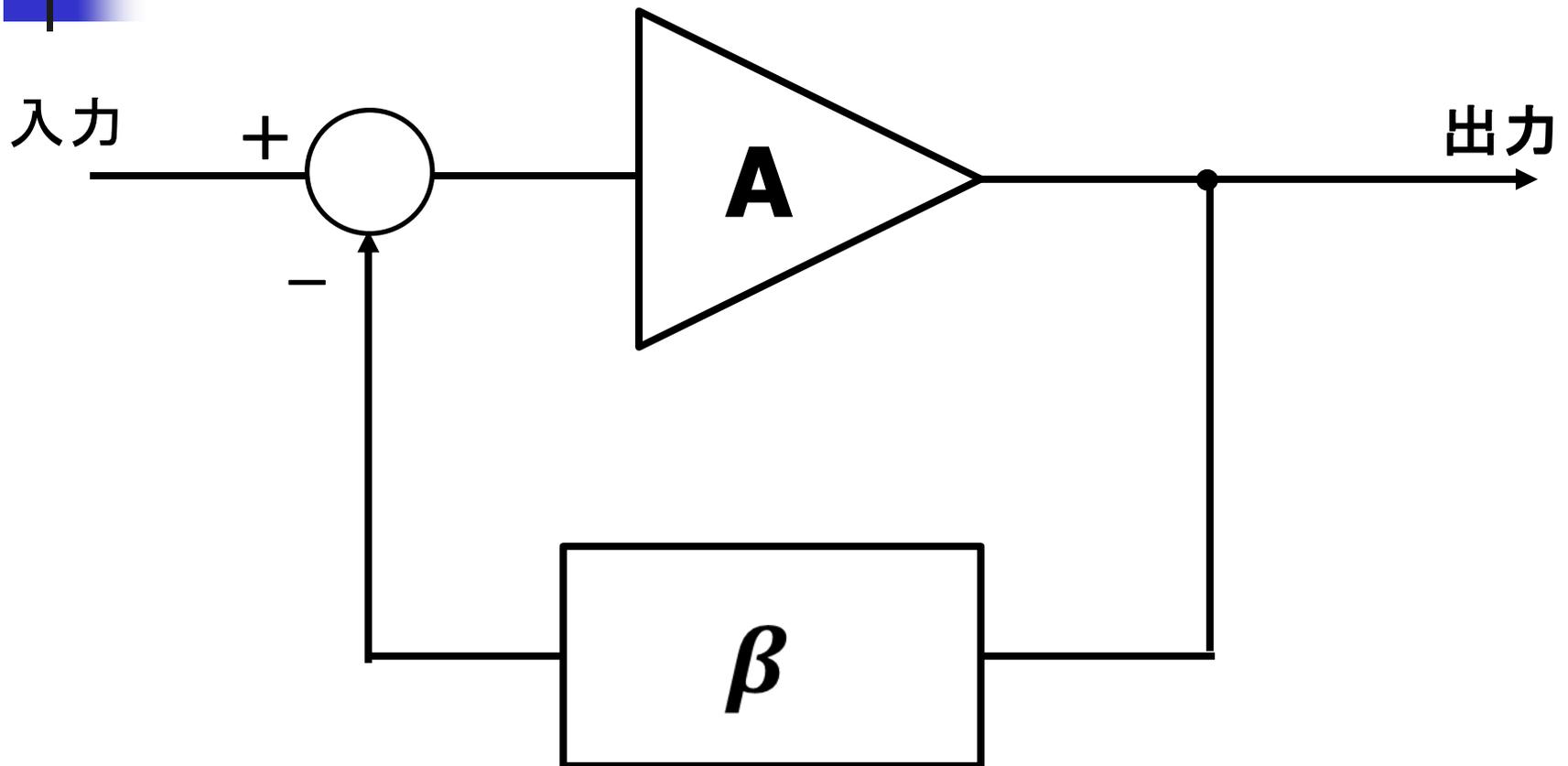
Harold Black 氏の

負帰還増幅回路を思いついた際の記述

Then came the morning of Tuesday, August 2, 1927, when the concept of the negative feedback amplifier came to me in a flash while I was crossing the Hudson River on the Lackawanna Ferry, on the way to work. For more than 50 years I have pondered how and why the idea came, and I can ' t say any more today than I could that morning. All I know is that after several years of hard work on the problem, I suddenly realized that if I fed the amplifier output back to the input, in reverse phase, and kept the device from oscillating (singing, as we called it then), I would have exactly what I wanted: a means of canceling out the distortion in the output. I opened my morning newspaper and on a page of *The New York Times*. I sketched a simple diagram of a negative feedback amplifier plus the equations for the amplification with feedback. I signed the sketch, and 20 minutes later, when I reached the laboratory at 463 West Street, it was witnessed, understood, and signed by the late Earl C. Blessing.

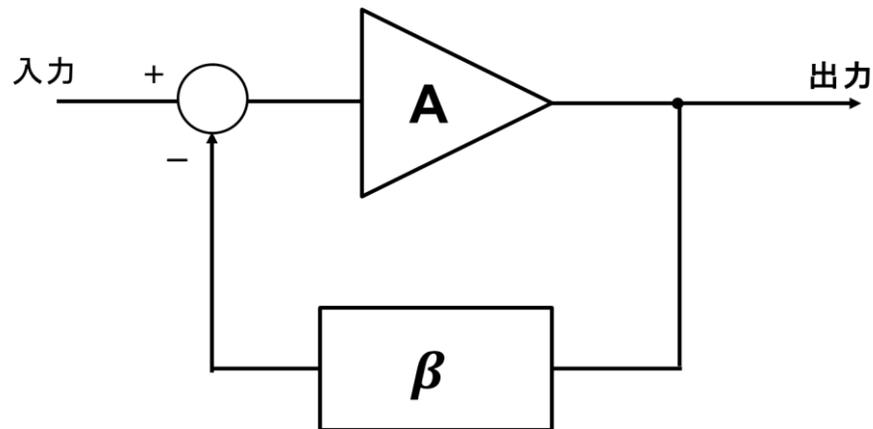
I envisioned this circuit as leading to extremely linear amplifiers (40 to 50 dB of negative feedback), but an important question is: How did I know I could avoid self-oscillations over very wide frequency bands when many people doubted such circuits would be stable? My confidence stemmed from work that I had done two years earlier on certain novel oscillator circuits and three years earlier in designing the terminal circuits, including the filters, and developing the mathematics for a carrier telephone system for short toll circuits.

負帰還増幅回路



入力に出力を逆相で戻す

負帰還の効果1



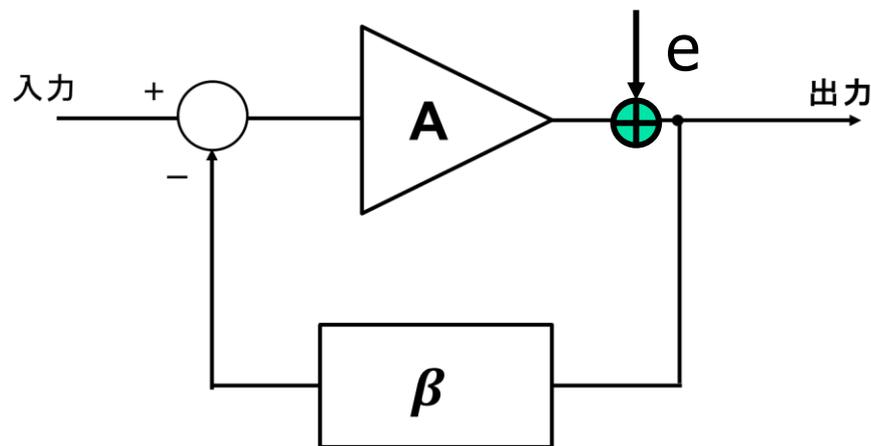
- 回路の利得は減衰器のみで決定 ($A \approx \infty$ の時)

$$G \approx \frac{1}{\beta}$$



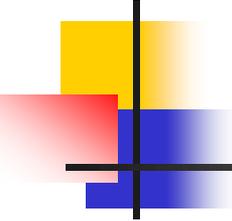
増幅器の特性変動に左右されない

負帰還の効果2



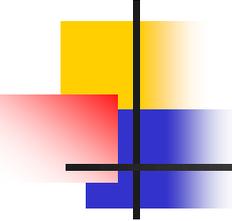
- 増幅器出力のひずみ(e)を低減

$$\text{出力: } V_{out} \approx \frac{A}{1+A\beta} V_{in} + \frac{e}{1+A\beta}$$



その後の発展

数年後にはナイキスト
が負帰還増幅器の不安定をさける手法を解析し、
ボード (Heinrich Bode、1905 — 1982) が
システム的手法を編み出した。
ようやく負帰還回路の理論が確立したことになる。
やがて、ベル研究所長のKelly の言うように、
「負帰還はあらゆる目的につかわれる増幅器に
採用されるだろう」は現実のものとなっていく。

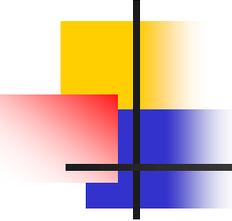


オペアンプでの負帰還の効果

歪低減、精度改善

入力インピーダンス増加

出力インピーダンス軽減



演算増幅器の使用法

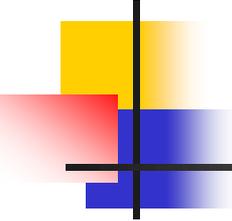
演算増幅器を応用する際には、
ほかの素子と組み合わせて
所望の機能を実現する。

素子の接続方式で分類

負帰還の応用： 増幅器, レギュレータ

正帰還の応用： 発振回路、ヒステリシスコンパレータ

帰還なしの場合： コンパレータ



Harry Nyquist (AT&T, 1889-1976)

1927年 米国ベル研究所 Harold Black により、
Negative Feedback による電子管増幅器が考案される。

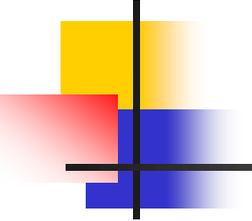
出力から入力へのフィードバック量により増幅器が
安定、不安定になることが経験される。

1932年 Nyquist によりこの問題が理論的に検討され、
安定になるための条件が明らかになる。

電気通信の技術課題を解決するためのもの

安定判別は詳しくは3年前期の「制御工学I」で学びます。

(ナイキストの安定判別)



Harry Nyquist

名前が残る多くの研究業績

Nyquist plot

Nyquist–Shannon sampling theorem

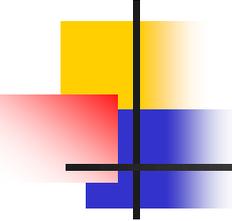
Nyquist frequency

Nyquist stability criterion

Nyquist ISI criterion

Johnson–Nyquist noise





群馬大学オペアンプ関係資料

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/lecture/2016-6-21gendai.pdf>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/lecture/2016-4-19analog.pdf>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/lecture/2018-6-6opamp.pdf>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/lecture/2018-6-6adda.pdf>

https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/lecture/20200930_nakatani.pdf

https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/lecture/20190709_kobayashi_stability.pdf

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2021/ITC-2021-Slide-daisukeimori.pdf>

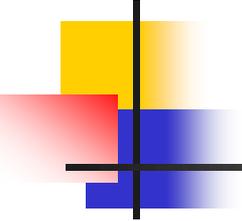
https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2019/ASICON_B8-4_aoki.pdf

https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2020/ats2020slide_201207_am07_ogihara.pdf

https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2019/ITCAAsia_sasaki.pdf

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/news/pdf/2021/ITC-2021-Slide-daisukeimori.pdf>

2022年9月30日（金）



グリーン・ヘルスケアエレクトロニクスを支える エグゼクティブエンジニア養成プログラム

「アナログ回路の解析と設計」 後半

2. スイッチドキャパシタ回路

講師： 群馬大学 小林春夫

e-mail: koba@gunma-u.ac.jp

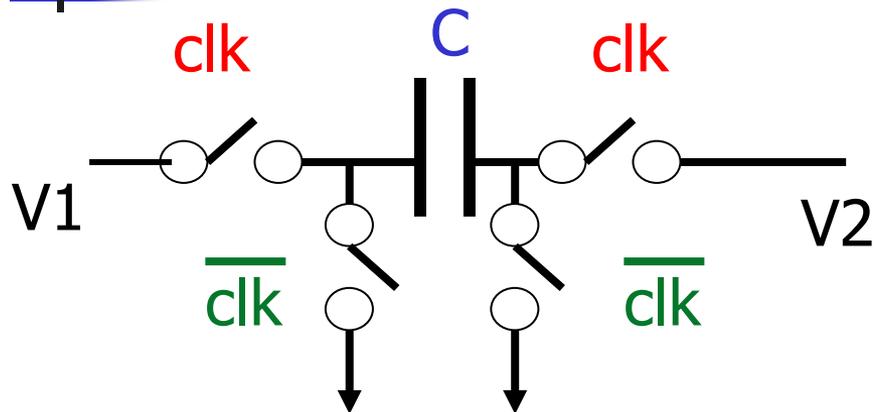
<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/lecture/lecture.html>

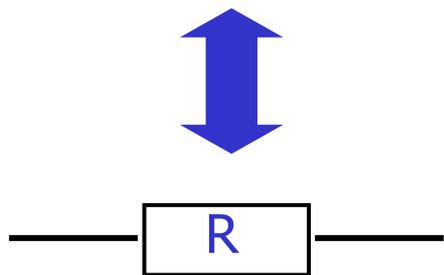
<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/analog-web/analogworkshop.html>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/gakkai.html>

スイッチド・キャパシタ回路

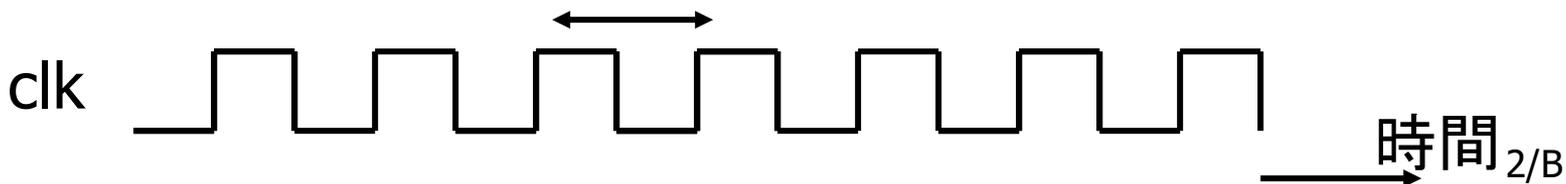


- 容量 C とスイッチで等価的に抵抗 R を実現
- MOSスイッチ使用
- **バイポーラでは実現困難**
- 米国カルフォルニア大学の大学院生が考案
- 多くの製品に使用。



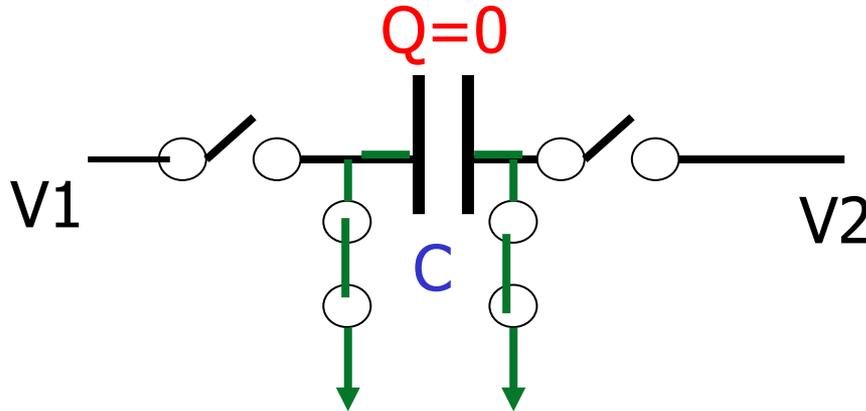
$$R = T / C$$

T: clk 周期

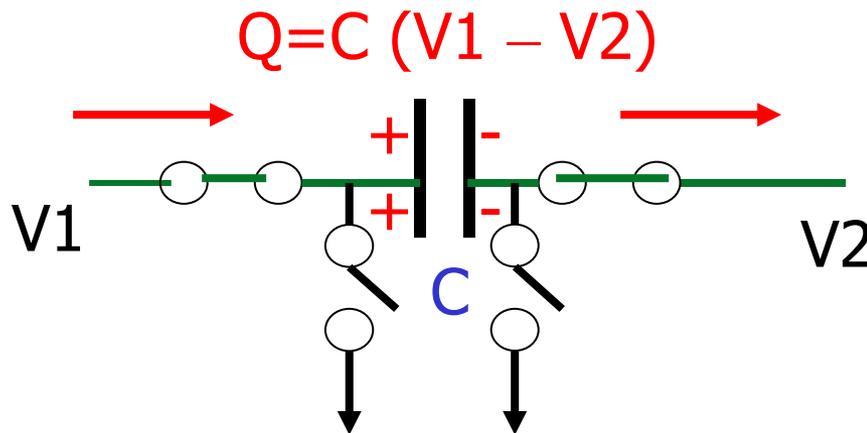


スイッチド・キャパシタ回路の 動作原理(バタフライ型)

clk=low
のとき



clk=high
のとき



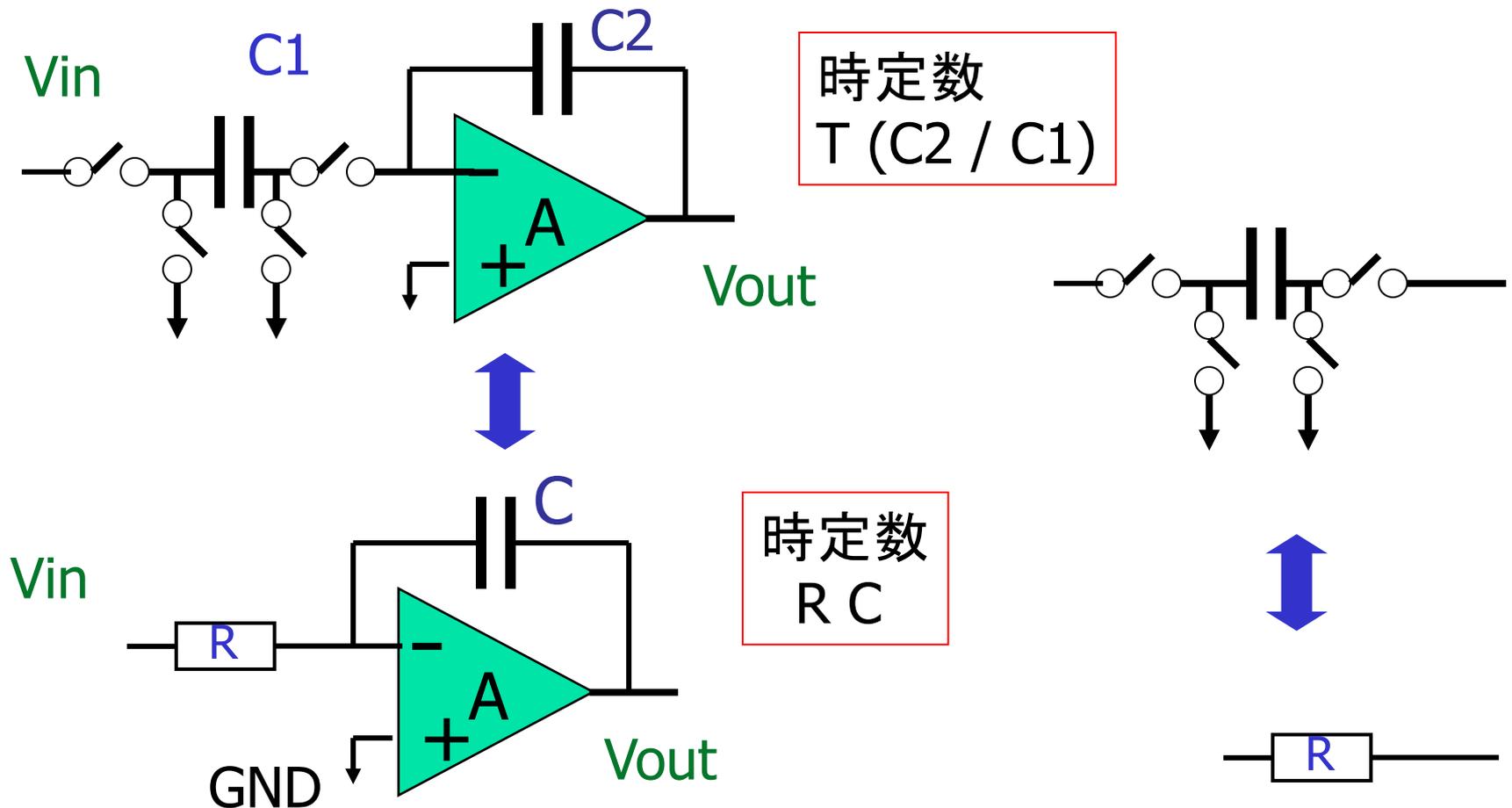
時間Tに電荷
 $Q=C(V1 - V2)$
が流れる。



$$I = \frac{C}{T}(V1 - V2)$$
$$= \frac{1}{R}(V1 - V2)$$

$$\therefore R = \frac{T}{C}$$

スイッチド・キャパシタ回路を用いた積分回路(バタフライ型)



なぜスイッチド・キャパシタ回路を用いるのか？

- スイッチド・キャパシタ積分回路 時定数 T ($C2 / C1$)
 - クロック周期 T で制御可能
 - 集積回路内では $C2 / C1$ は高精度に実現可能
集積回路内では 絶対精度は良くないが
比精度は良い。
 - $C2 / C1$ の値は温度が変化しても一定
- 連続時間積分回路 時定数 RC
 - 集積回路内で RC の値の高精度な実現が困難
 - RC の値は温度が変化すると変わる。

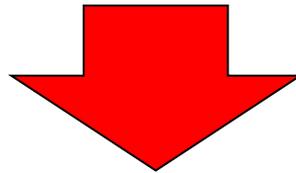
デジタル回路、アナログ回路、 スイッチド・キャパシタ回路

- デジタル信号：
信号レベルの量子化（離散信号レベル）
時間レベルの量子化（離散時間）
- スイッチド・キャパシタ回路
➡ 離散時間アナログ回路

	時間レベル	連続	離散
振幅レベル			
連続		アナログ	スイッチド キャパシタ
離散		PWM等	デジタル

スイッチトキャパシタ回路

- MOS集積回路技術では、帰還増幅器の受動素子として抵抗の代わりにキャパシタが用いられることが多い。

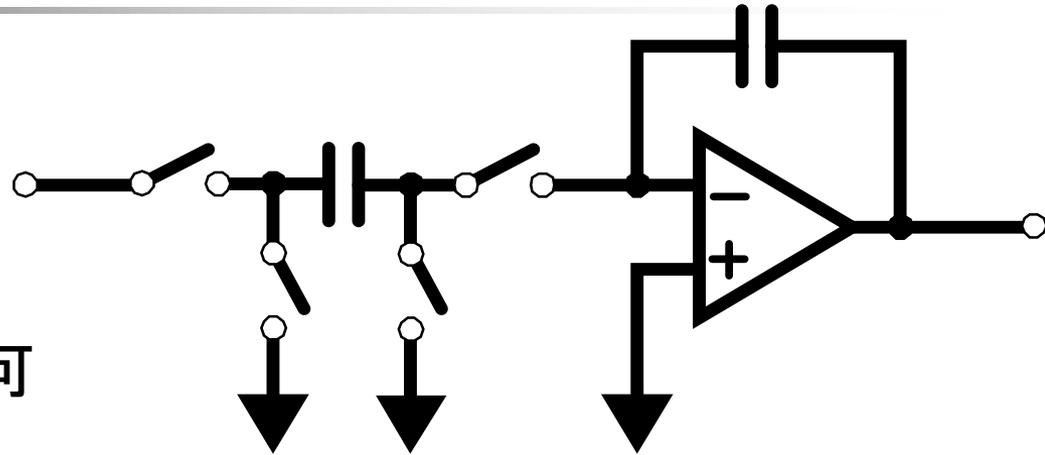


- Cは集積回路内の最も特性の良い受動素子。
- Cに扱うアナログ信号に比例した電荷を保存。
- MOSをキャパシタに接続するスイッチとして動作。
- MOSのゲート電流ゼロ(漏れ電流なし)。
- **離散時間信号処理**を実現。

スイッチドキャパシタ VS. 連続時間積分器

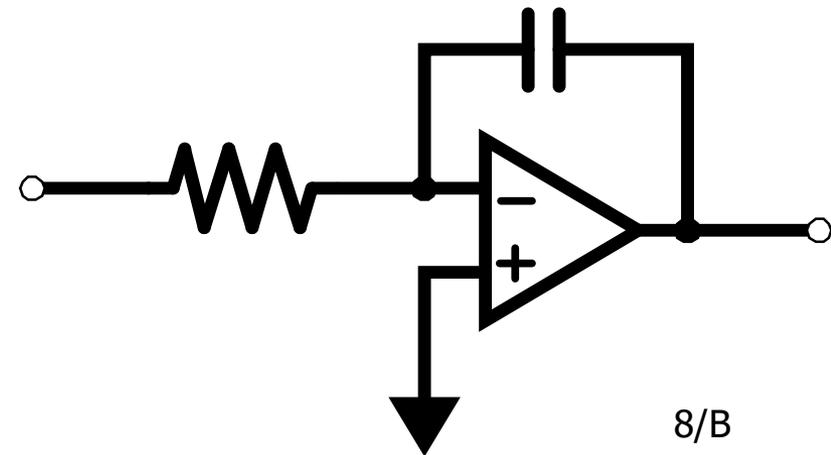
■ 離散時間積分器

- 時定数が安定
 - 容量比で決定
 - クロック周期 T で制御可
- 消費電力大
- 低速・低周波信号しか扱えない



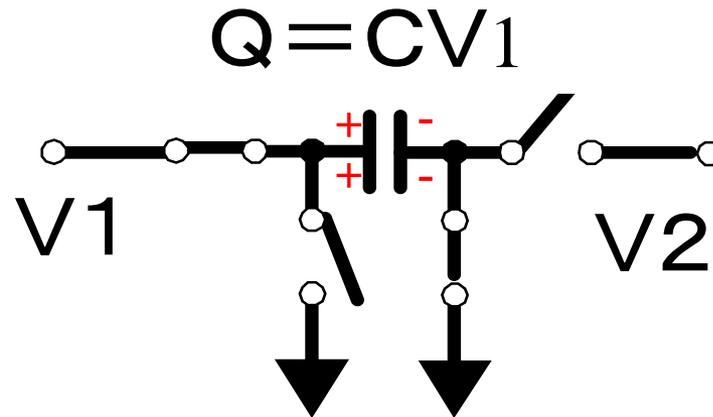
■ 連続時間積分器

- 時定数がチップ毎にばらつく
 - 調整回路が必要
- 低消費電力
- 高速・高周波信号を扱える

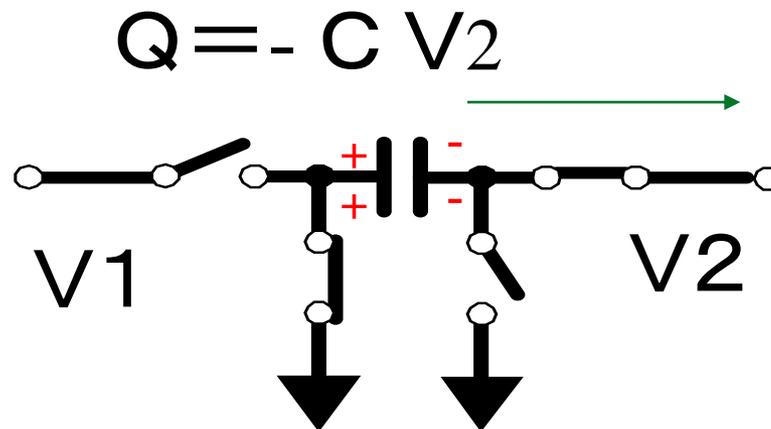


スイッチド・キャパシタの動作原理 (クロール型)

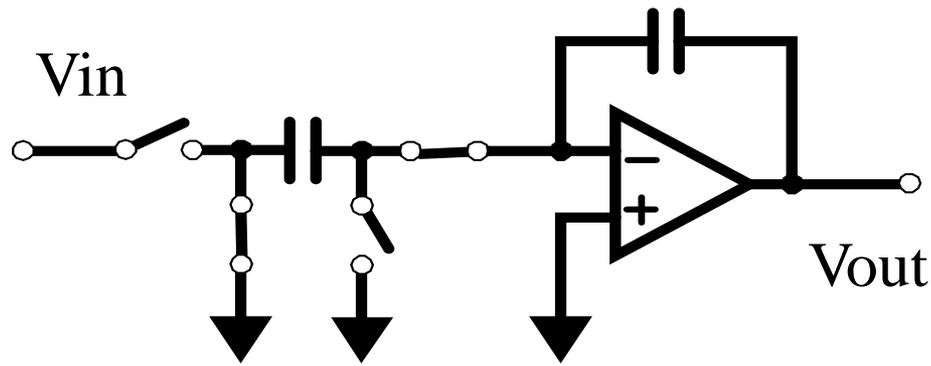
Clk=low
のとき



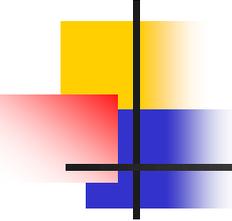
Clk=high
のとき



スイッチド・キャパシタ回路 (クローラ型)を用いた積分回路

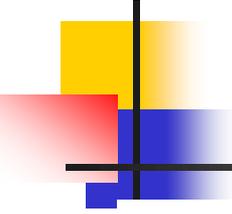


問題: この回路を解析し、積分器であることを示せ



付録

ご参考までに読んでみてください



MOSアナログ回路

- バイポーラのほうが高性能アナログ回路を実現しやすい。
- デジタルと1チップ化、低コスト化が可能のためCMOSアナログ回路の研究・実用化。
- スイッチド・キャパシタ回路はMOSでしか実現できない。

<http://techon.nikkeibp.co.jp/article/NEWS/20121017/246161/>

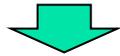
LSIでCMOSは主流のデバイス

半導体デバイスの歴史

バイポーラトランジスタ



PMOS: 低コスト



NMOS: PMOSより高速



CMOS (PMOS+NMOS): 低消費電力

CMOSは究極のデバイス。
すべてのデバイスは
CMOSに収束する。
(東工大 松澤昭先生)

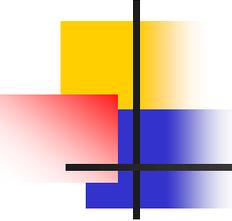
注) BiCMOS (Bipolar + CMOS)

高コストのため主流にならず

1個のトランジスタからなる基本増幅段 CMOSとバイポーラとの比較

特徴項目	CMOS	バイポーラ
デジタルとの混載	容易	困難
トランスコンダクタンスGm	低い	高い
入力抵抗	∞	低い
雑音	大きい(1/f雑音)	小さい
ドライバビリティ	小さい	大きい
遮断周波数 fT	高い	高い
その他	ASIC向き	低雑音、高ゲイン向き

MOS は特性の製造ばらつき大
MOS のモデリングは複雑



LSI分野での低コスト化の重要性

性能重視

軍事

計測器

信頼性

車載

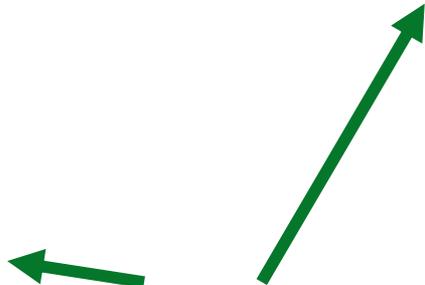
産業応用

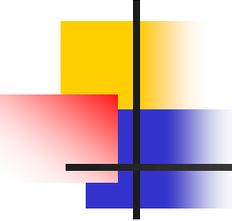
医療機器

コスト重視

民生用

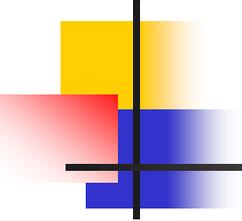
市場大





「低コスト」「低価格」が世界を変えた

- かつては コンピュータは世界で数台あるだけであった。
- エレクトロニクス・半導体の技術進歩、**低コスト化**により、現在は Ubiquitous Computer の時代
- **Ubiquitous**
ラテン語の宗教用語。
神はあまねく存在する の意味。



なぜ大学でCMOSアナログか

87－89年 UCLA留学： CMOSアナログの研究

産業界の要請があるから。

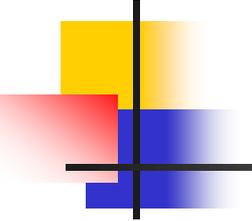
バイポーラアナログ回路をCMOSで
置き換えるのは産業的に価値がある。

大学は「真理追究」が使命？

カルチャーショックを受ける。

「工学とは何か」を考える。

2022年9月30日（金）



グリーン・ヘルスケアエレクトロニクスを支える エグゼクティブエンジニア養成プログラム

「アナログ回路の解析と設計」 後半

3. AD/DA変換器の基礎

講師： 群馬大学 小林春夫

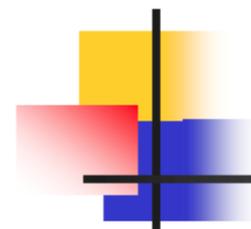
e-mail: koba@gunma-u.ac.jp

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/lecture/lecture.html>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/analog-web/analogworkshop.html>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/gakkai.html>



「デジタル化」の2つの言葉

- **Digitization (デジタイゼーション)**

アナログ信号のデジタル化

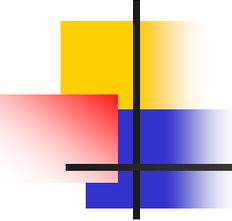
AD変換 → 電子回路技術で知的に面白い

- **Digitalization (デジタルリゼーション)**

デジタル技術を利用して

ビジネス・モデルを変革し

新たな利益や価値を生み出す機会を創出



アナログ信号とデジタル信号

アナログ信号

連続的な信号

例：自然界の信号（音声、電波）、アナログ時計

「坂道」

デジタル信号

離散的・数値で表現された信号

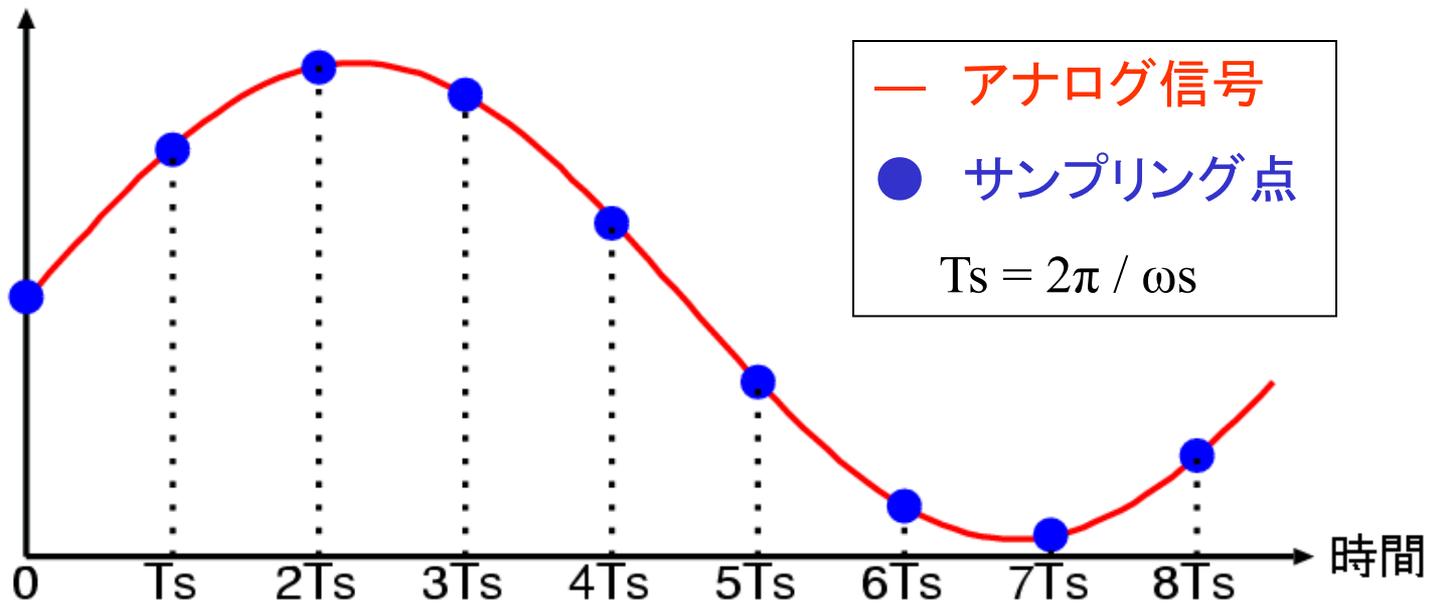
例：コンピュータ内での2進数で表現された信号

デジタル時計

「階段」

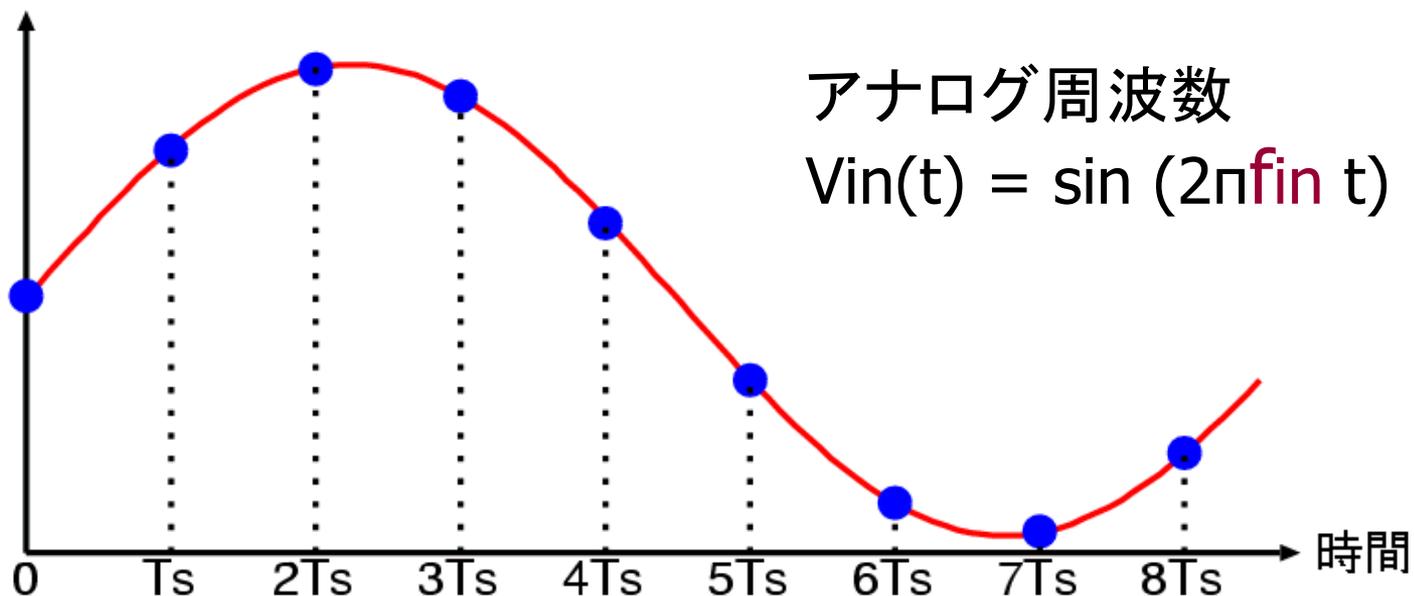
デジタル信号の特徴(1)

時間の量子化 (サンプリング)



一定時間間隔のデータを取り、間のデータは捨ててしまう。

サンプリング定理

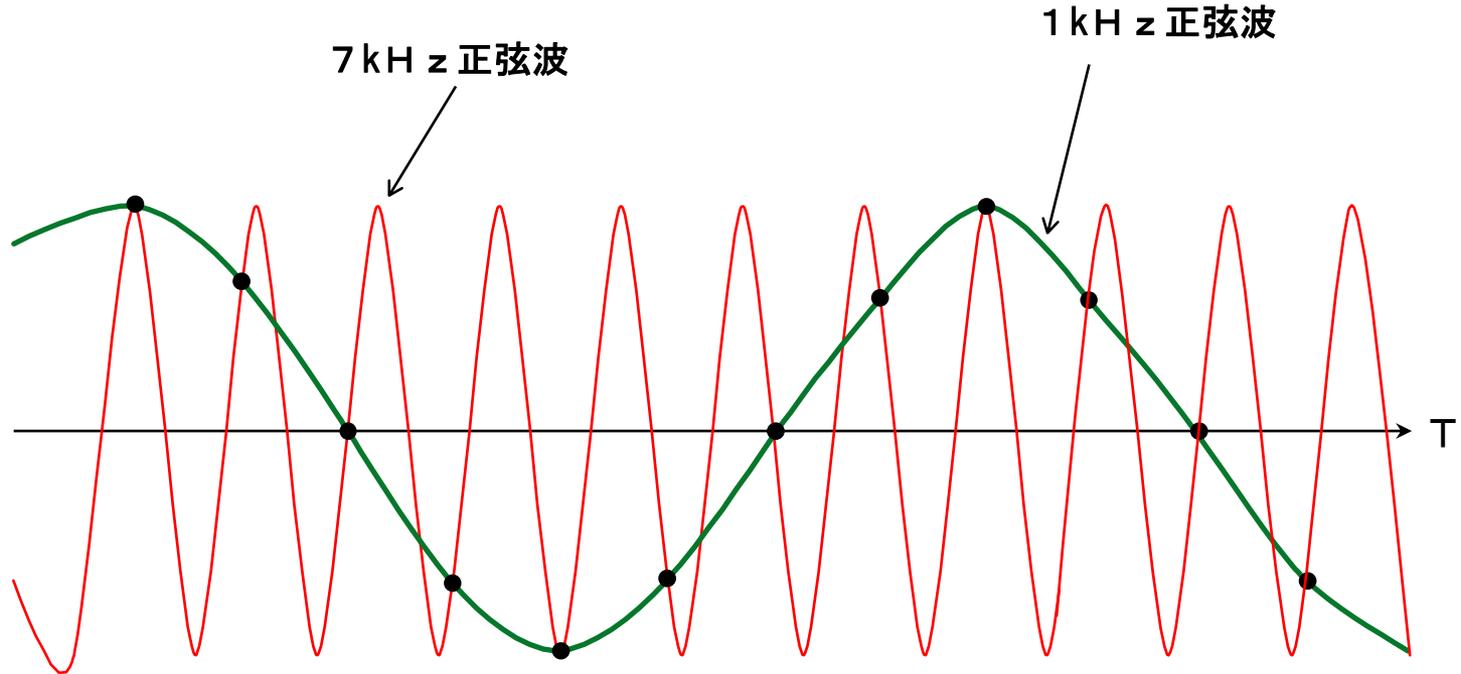


サンプリング周波数 $f_s = 1/T_s$

$f_s > 2 f_{in}$ ならば サンプリングされたデータ(●)から
アナログデータ(—)が復元できる。

サンプリングと折り返し (aliasing)

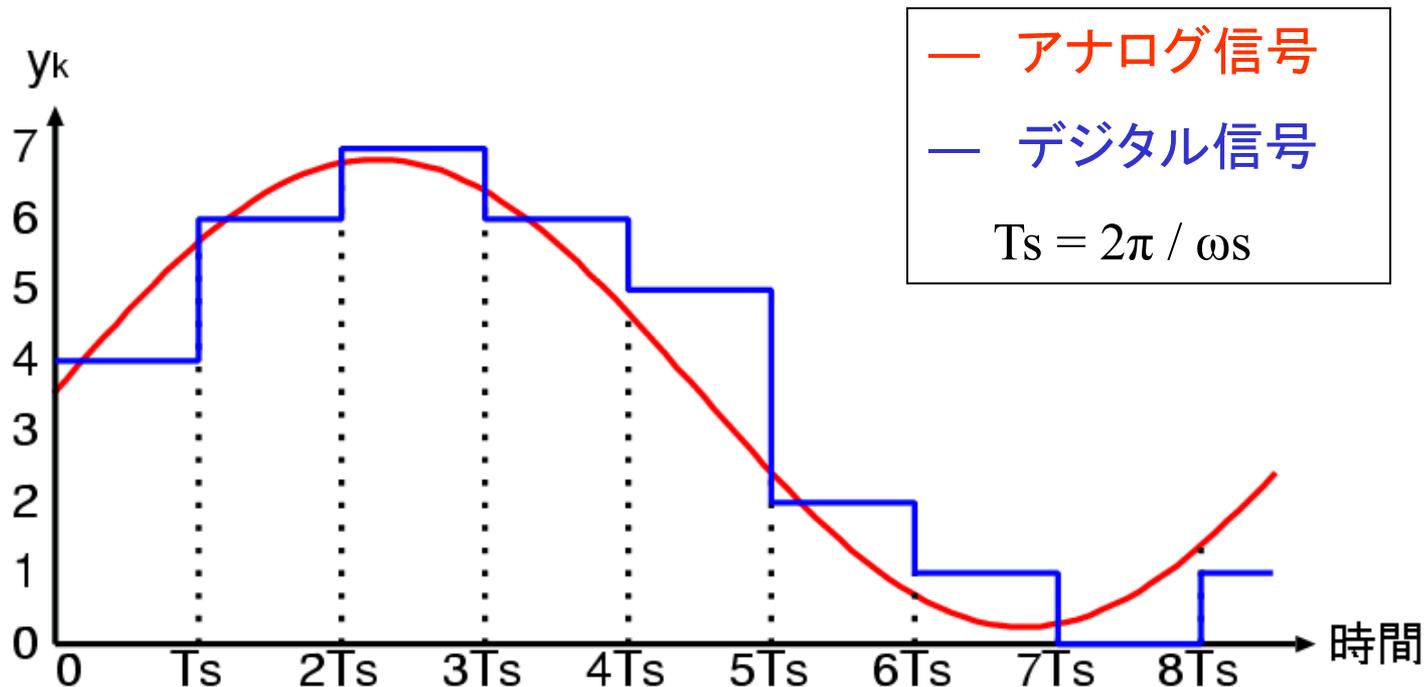
8 kHz サンプリングを行うと、1 kHz と 7 kHz は区別できない。



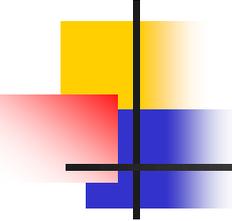
● は 8 K H z サンプリング値を表す。

デジタル信号の特徴(2)

空間の量子化 (信号レベルの数値化)



デジタル信号はアナログ信号レベルを
四捨五入(または切り捨て)



サンプリング周期 T_s

サンプリング速度 (周波数) $f_s = 1/T_s$

T_s

f_s

1s

1Hz

1ms

1kHz

1 μ s

1MHz

1ns

1GHz

例えば 1ms (1000分の1秒)

電子回路分野の感覚では「気の遠くなるような長い時間」

AD変換器の分解能

信号 2進

レベル 4 2 1

0 0 0 0

1 0 0 1

2 0 1 0

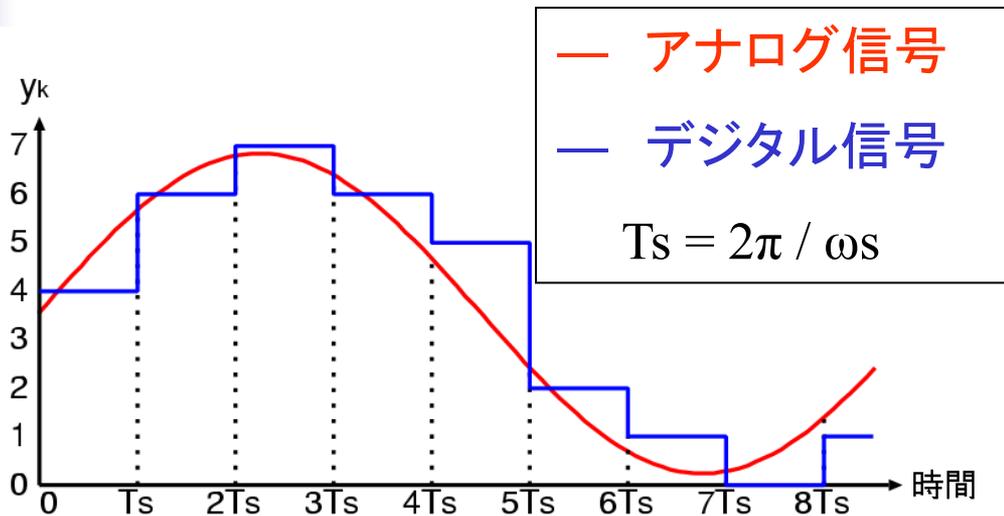
3 0 1 1

4 1 0 0

5 1 0 1

6 1 1 0

7 1 1 1



0 - 7 の8レベル: $2^3 = 8$ → 3ビットの分解能

よく用いられるAD変換器の分解能

0 - 255 の256レベル: $2^8 = 256$

8ビットの分解能

0 - 1023 の1024レベル: $2^{10} = 1024$

10ビットの分解能

数の感覚

2のべき乗はとてつもなく大きな数になる

$$\begin{aligned}2^8 &= 256 \\2^{10} &= 1,024 \\2^{20} &= 1,048,576 \\2^{30} &= 1,073,741,824\end{aligned}$$

Nビット AD変換器

N→大 → 極めて細かい最小分解能

- 曾呂利新左衛門(初代)が豊臣秀吉から褒美を問われ、今日は米1粒、翌日には倍の2粒、その翌日には更に倍の4粒と、日ごとに倍の量の米を100日間もらう事を希望

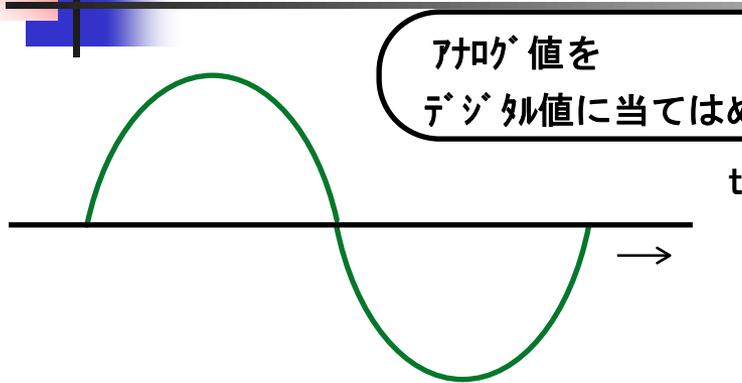
→ とてつもない量

- 新聞紙を26回2つ折りにすると、富士山より高くなる

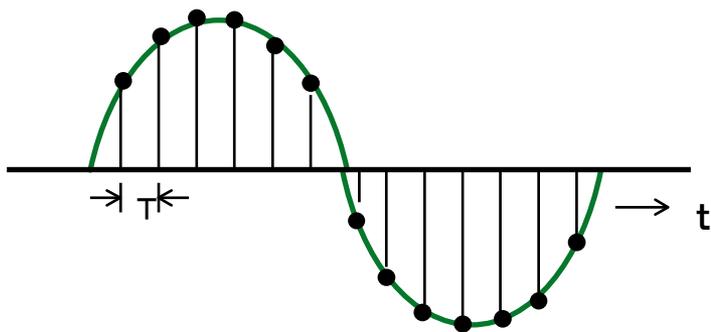
<https://ja.wikipedia.org/wiki/曾呂利新左衛門>

<https://ja.wikipedia.org/wiki/2の冪>

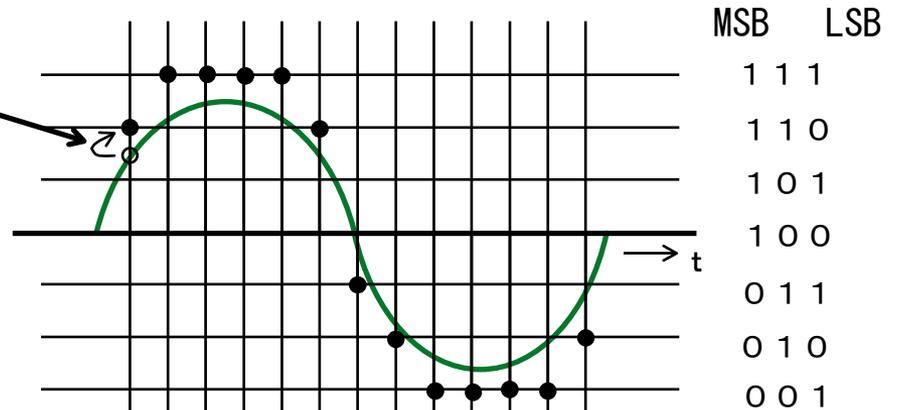
アナログ -> デジタル 変換波形



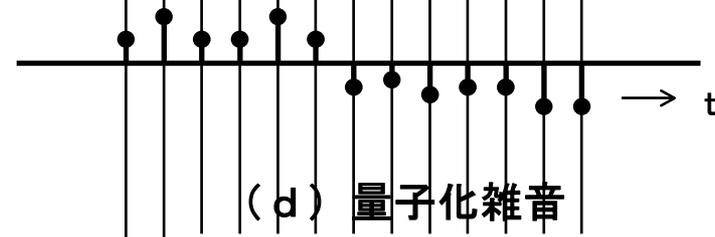
(a) アナログ入力



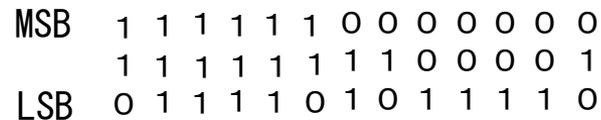
(b) 標本化



(c) 量子化



(d) 量子化雑音



(e) 符号化

デジタル信号処理システムと AD/DA変換回路



アナログ

デジタル

デジタル

アナログ

AD変換器: アナログ・デジタル変換回路

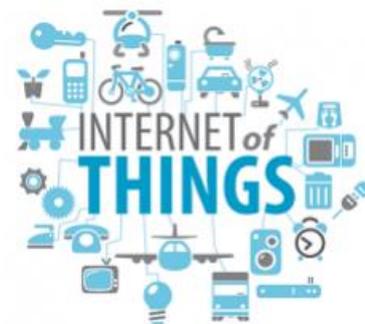
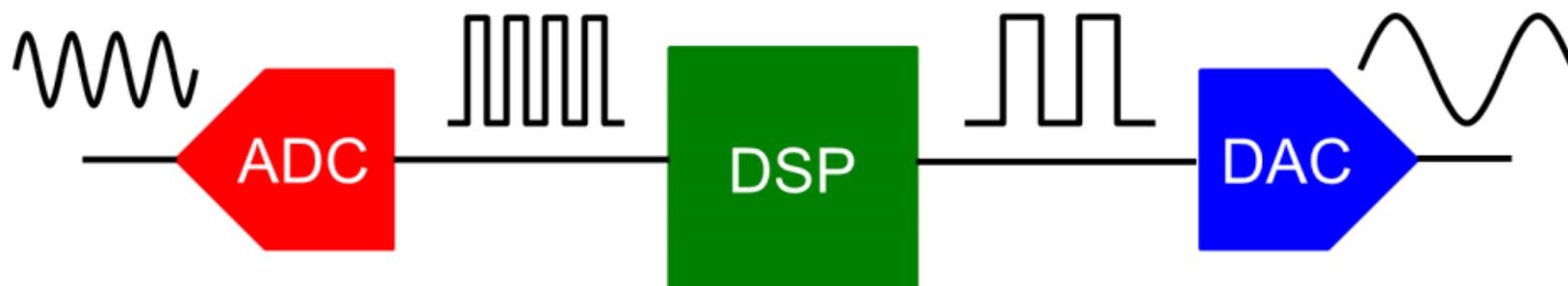
DA変換器: デジタル・アナログ変換回路

(重要) 自然界の信号は全てアナログ

ex. 音声、電波、電圧、電流、

アナログ回路が不要になることはない！！

ADC と DACの重要性

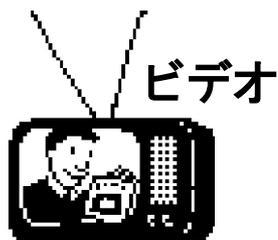
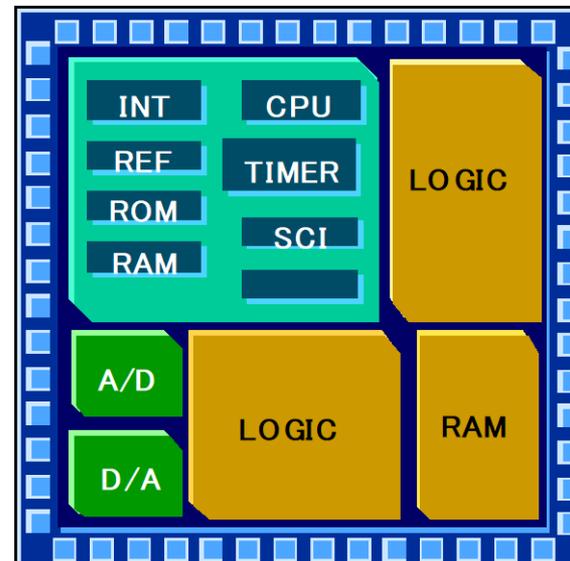


デジタル技術をささえる AD/DA変換器

自然界の信号は
アナログ



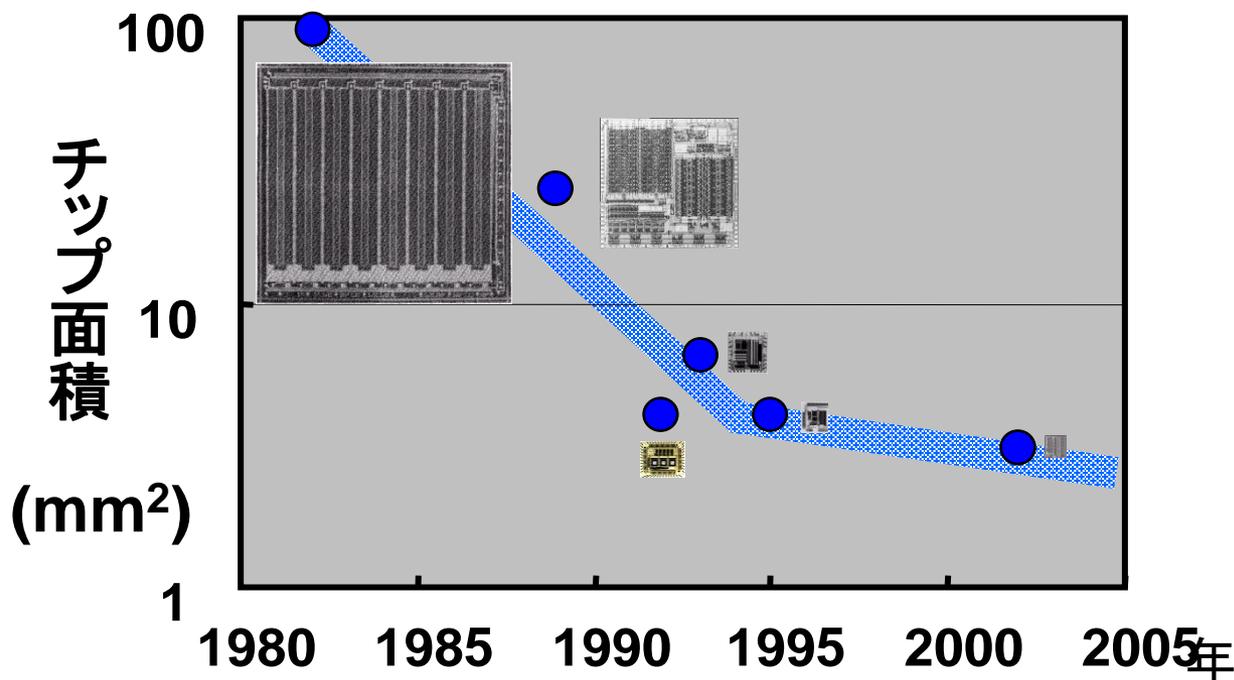
LSIでの信号処理は
デジタル



SOC:
System On a Chip

AD変換器の熾烈な研究開発競争

半導体プロセス、アーキテクチャ、回路構成の進歩により
性能向上スピードがデジタルLSI以上。

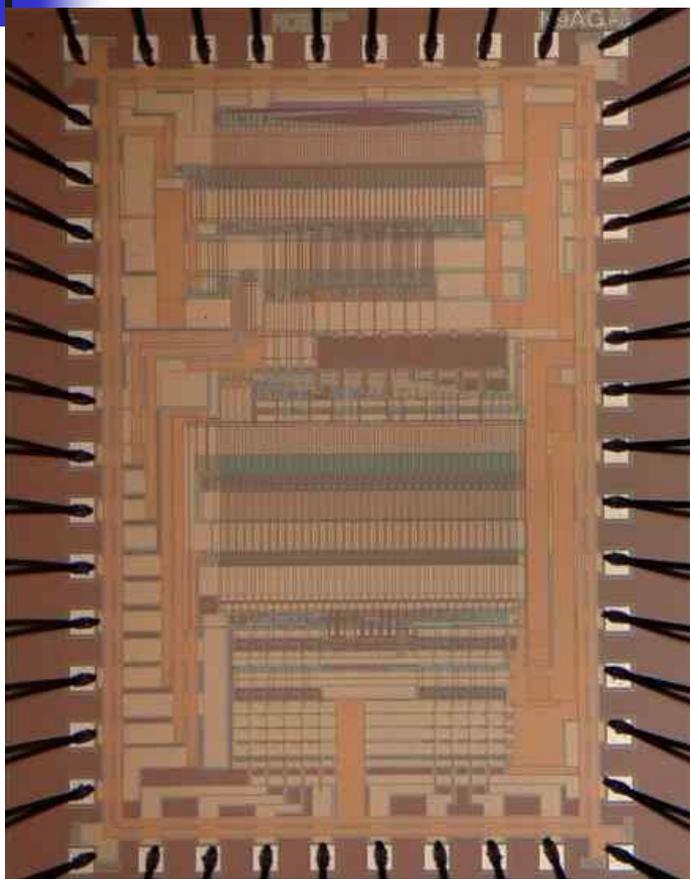


武蔵工大
堀田先生
作成資料

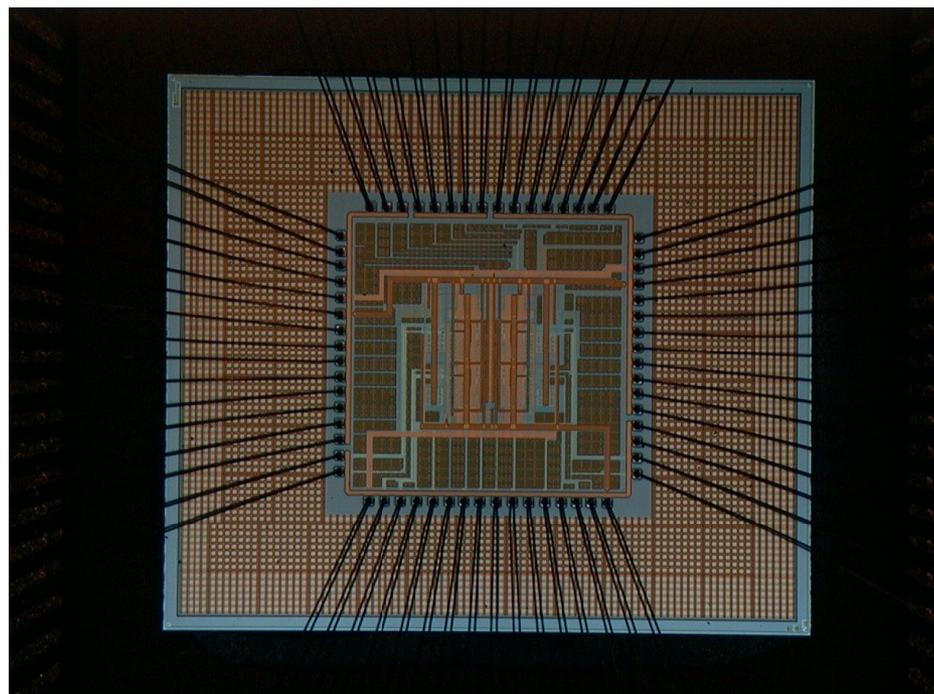
10ビットビデオ用AD変換器のチップ面積推移

群馬大と半導体メーカーの共同研究開発

CMOS A/D変換器



三洋電機との共同開発



ルネサステクノロジ社との
共同開発

計測制御機器とAD変換器

計測器(電子計測器)

制御システム(ファクトリーオートメーション):

➡ アナログ回路は重要

例:

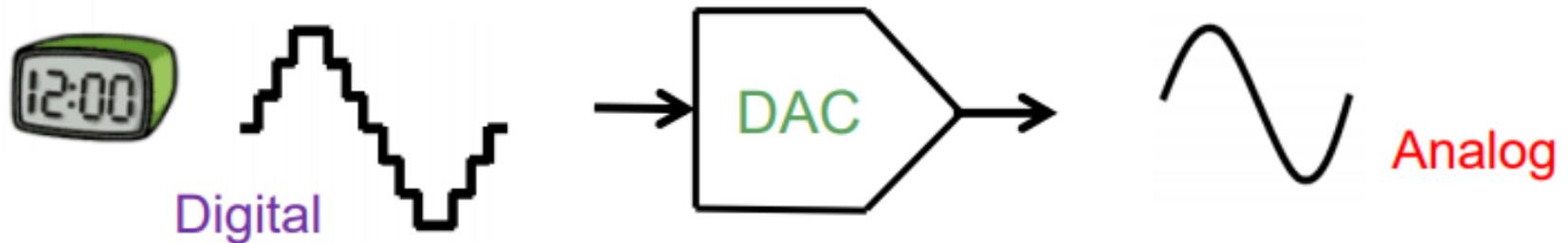


デジタルオシロスコープ内のAD変換器

DA変換器

(Digital to Analog Converter)

離散的なデジタル値を連続的なアナログ信号に変換する回路



DACは広く使用されている



通信機器
(送信機部)

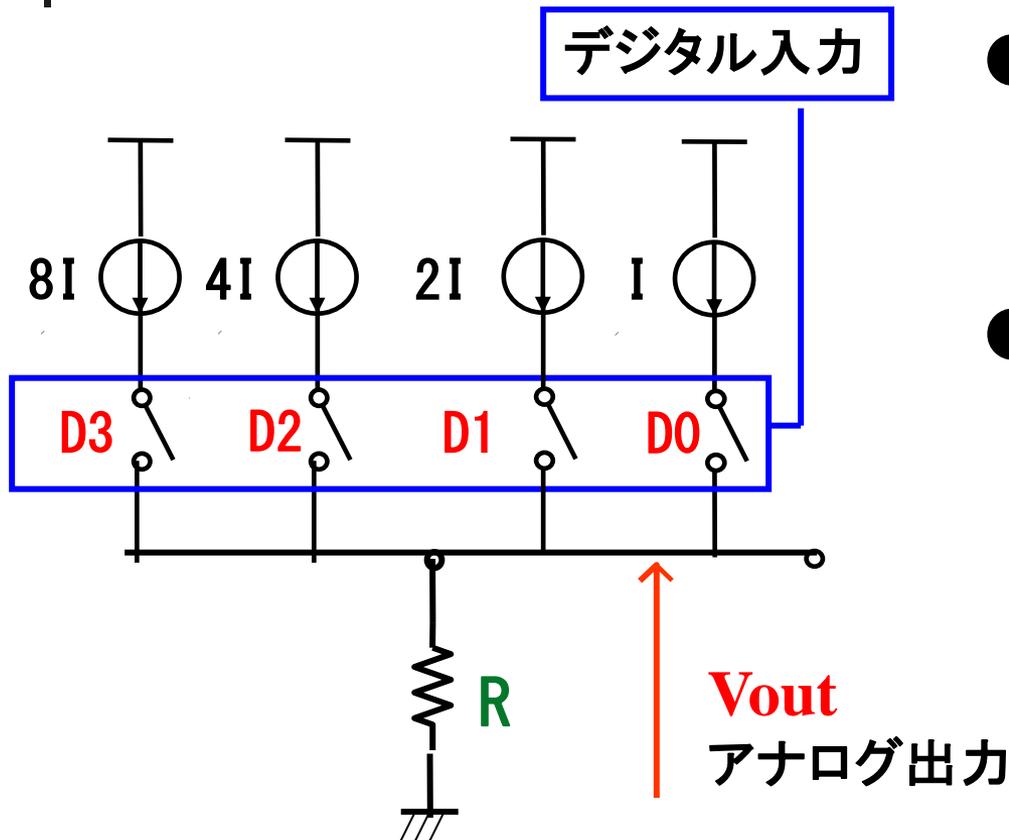


電子計測器
(信号発生器)



オーディオ機器

電流型2進重み付け DA変換回路（回路）



● メリット

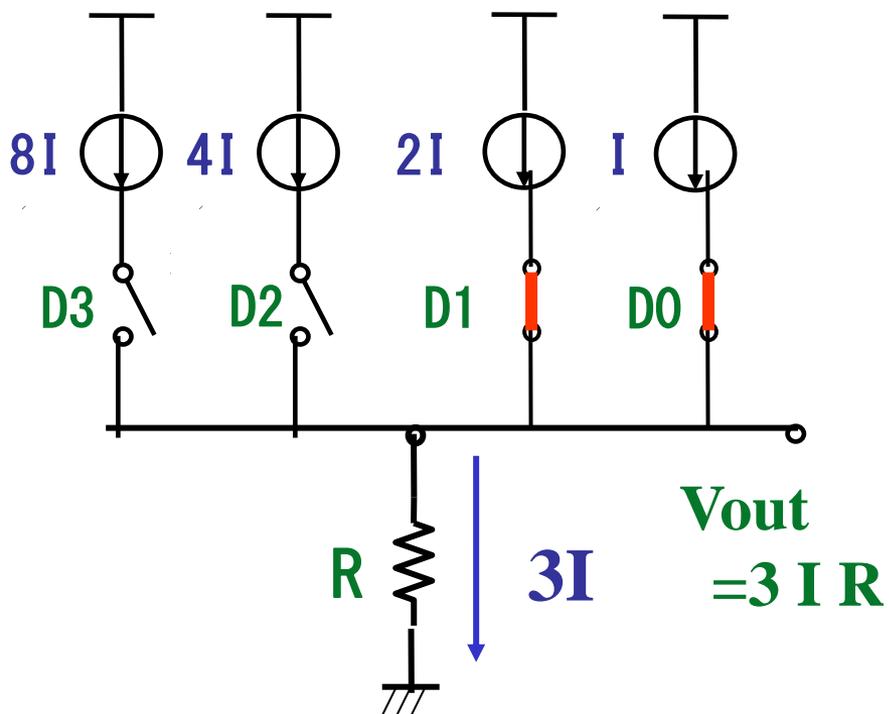
- ・回路規模が小さい
- ・サンプリング速度が速い

● デメリット

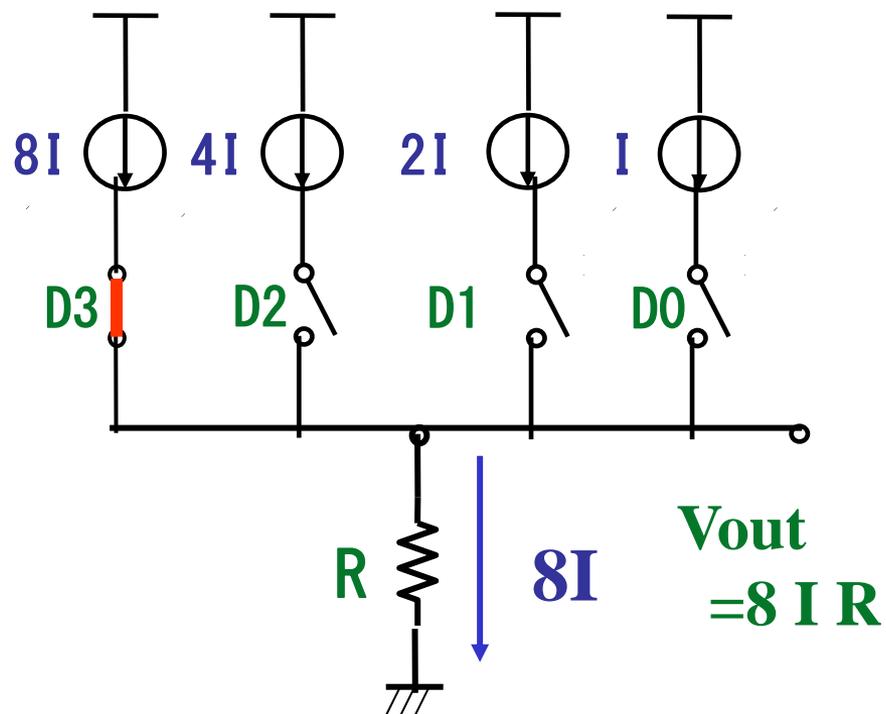
- ・グリッチが大きい
- ・入出力間の単調性が確保出来ない

電流型2進重み付け DA変換回路（動作）

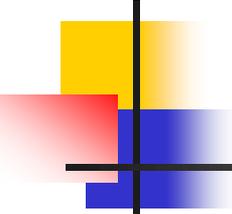
例：入力データが3のとき



例：入力データが8のとき



2進重み付けDA変換回路 (原理)



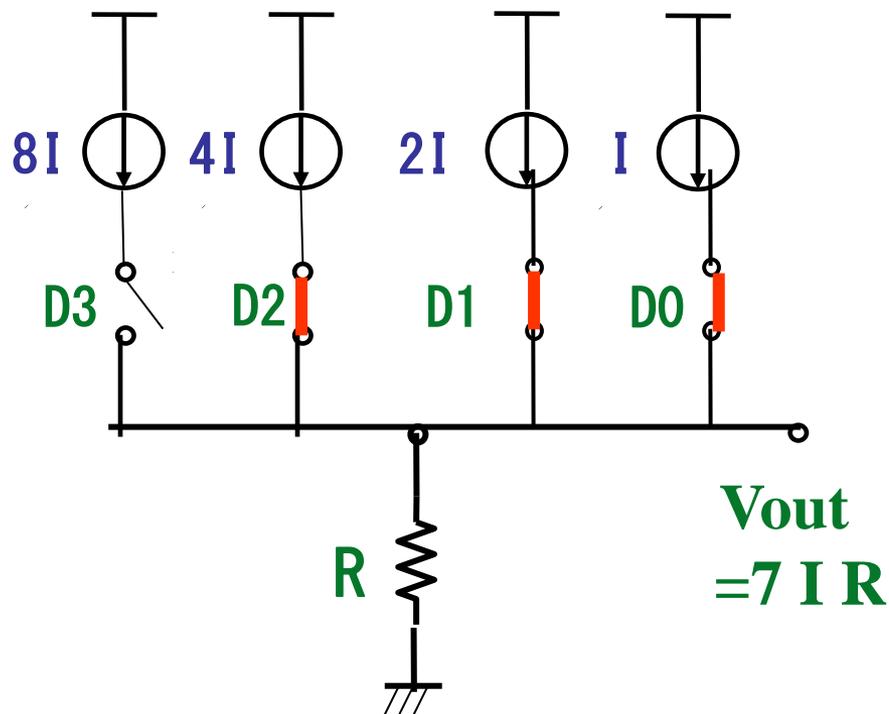
デジタル 入力データ	スイッチ				出力
	D3	D2	D1	D0	Vout
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1R
2	0	0	1	0	2R
3	0	0	1	1	3R
4	0	1	0	0	4R
5	0	1	0	1	5R
6	0	1	1	0	6R
7	0	1	1	1	7R
8	1	0	0	0	8R
⋮			⋮		⋮
15	1	1	1	1	15R

スイッチ 1のとき ON
0のとき OFF

デジタル入力データに
比例したアナログ出力
Vout が生成される。

スイッチ切り替えタイミング スキューが有る場合 (1)

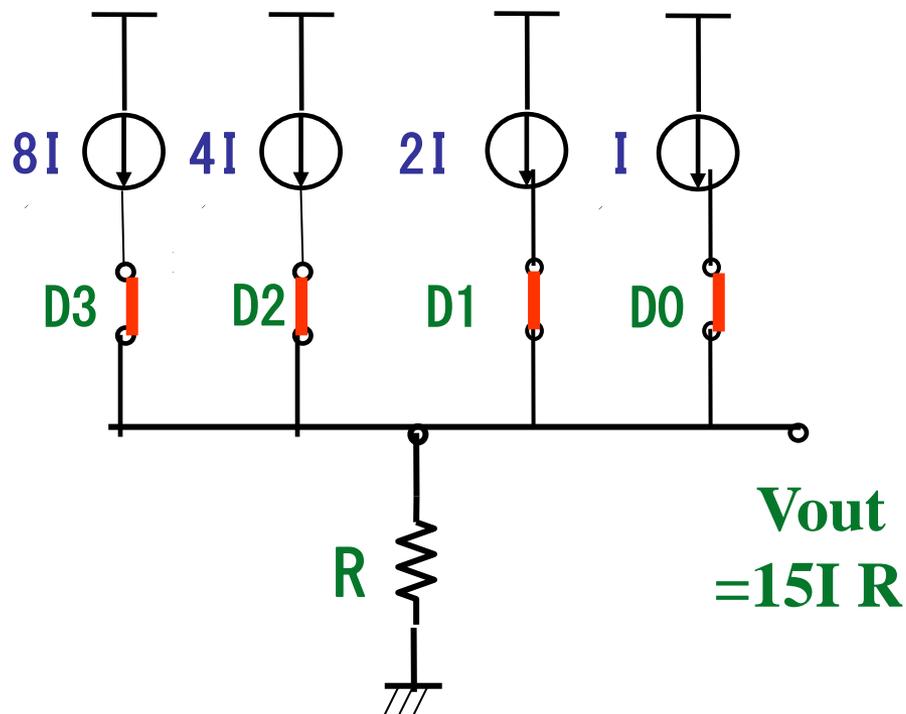
入力データが7



$(0,1,1,1) = 7$

スイッチ切り替えタイミング スキューが有る場合 (2)

オンのタイミングが早い

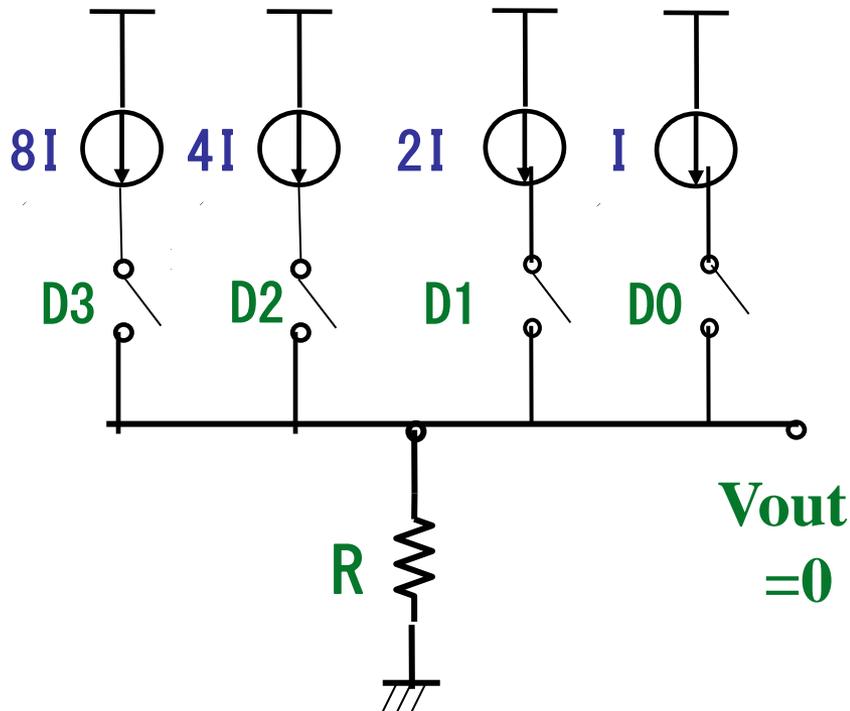


$$(1,1,1,1) = 15$$

$$(0,1,1,1) = 7$$

スイッチ切り替えタイミング スキューが有る場合 (3)

オフのタイミングが早い



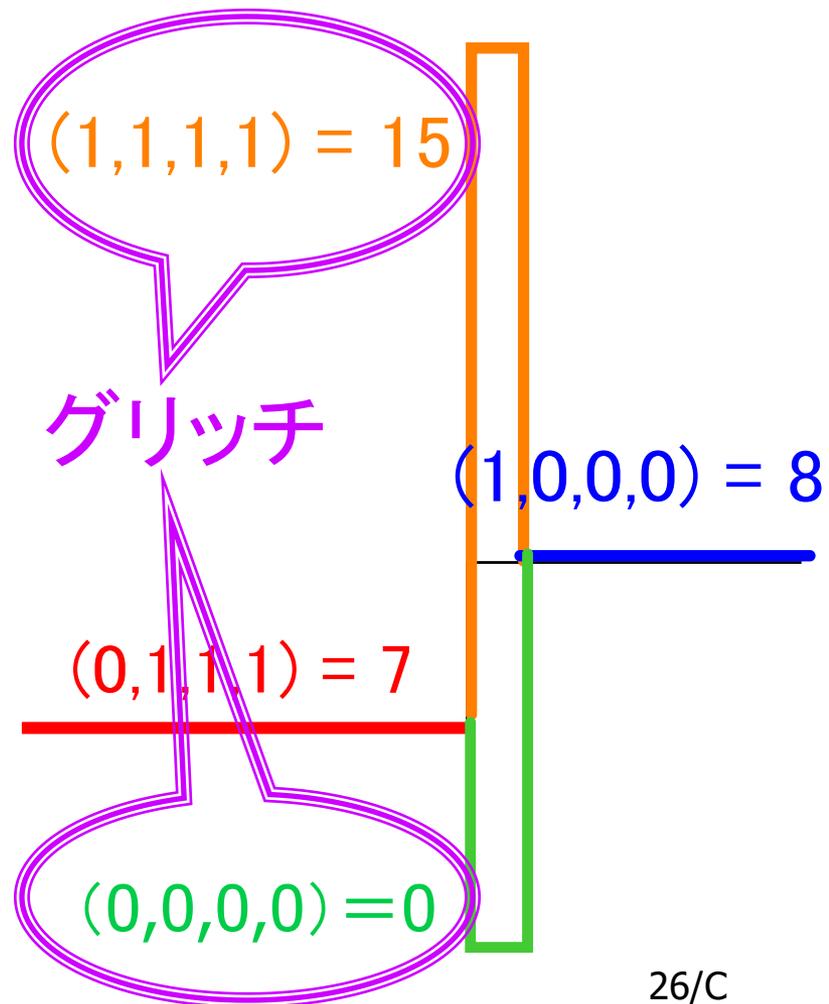
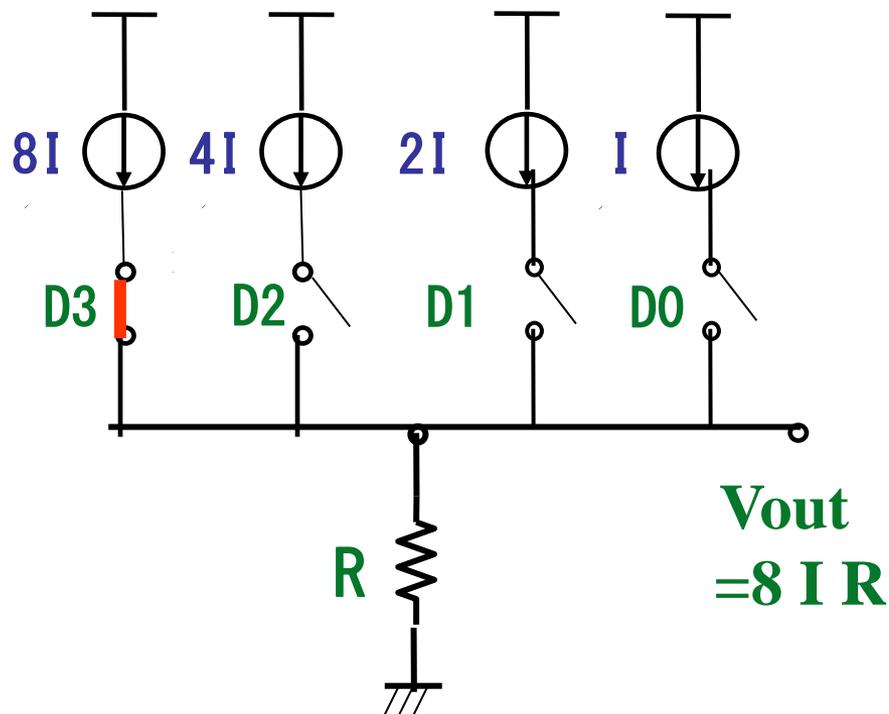
$$(1,1,1,1) = 15$$

$$(0,1,1,1) = 7$$

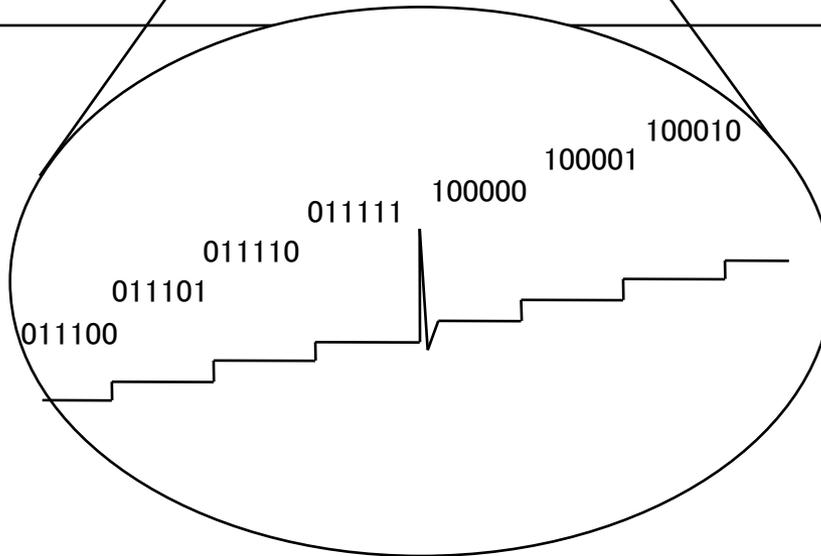
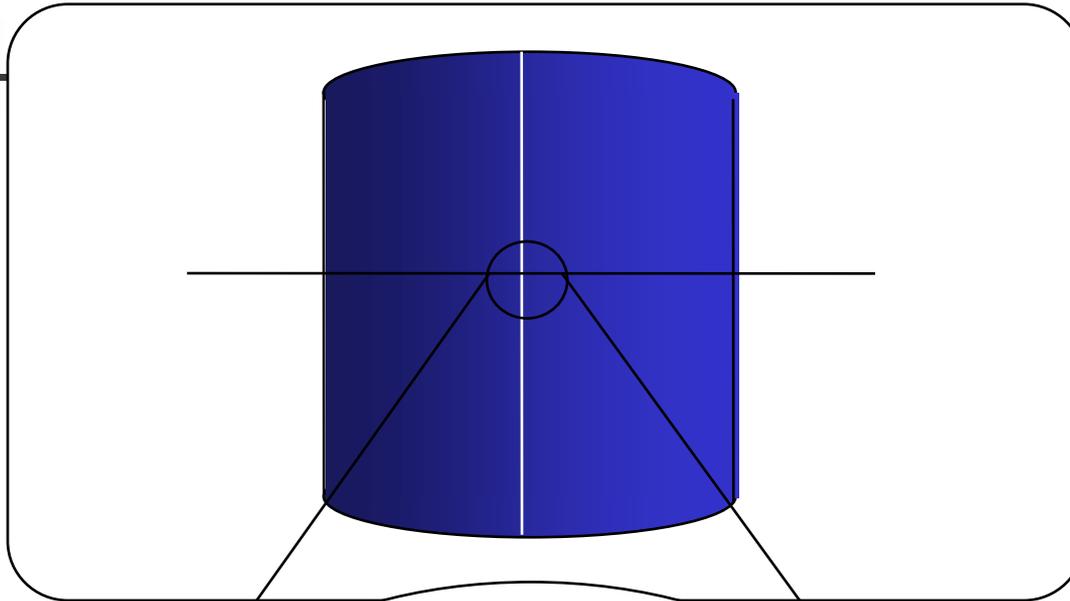
$$(0,0,0,0) = 0$$

スイッチ切り替えタイミング スキューが有る場合 (4)

入力データが8

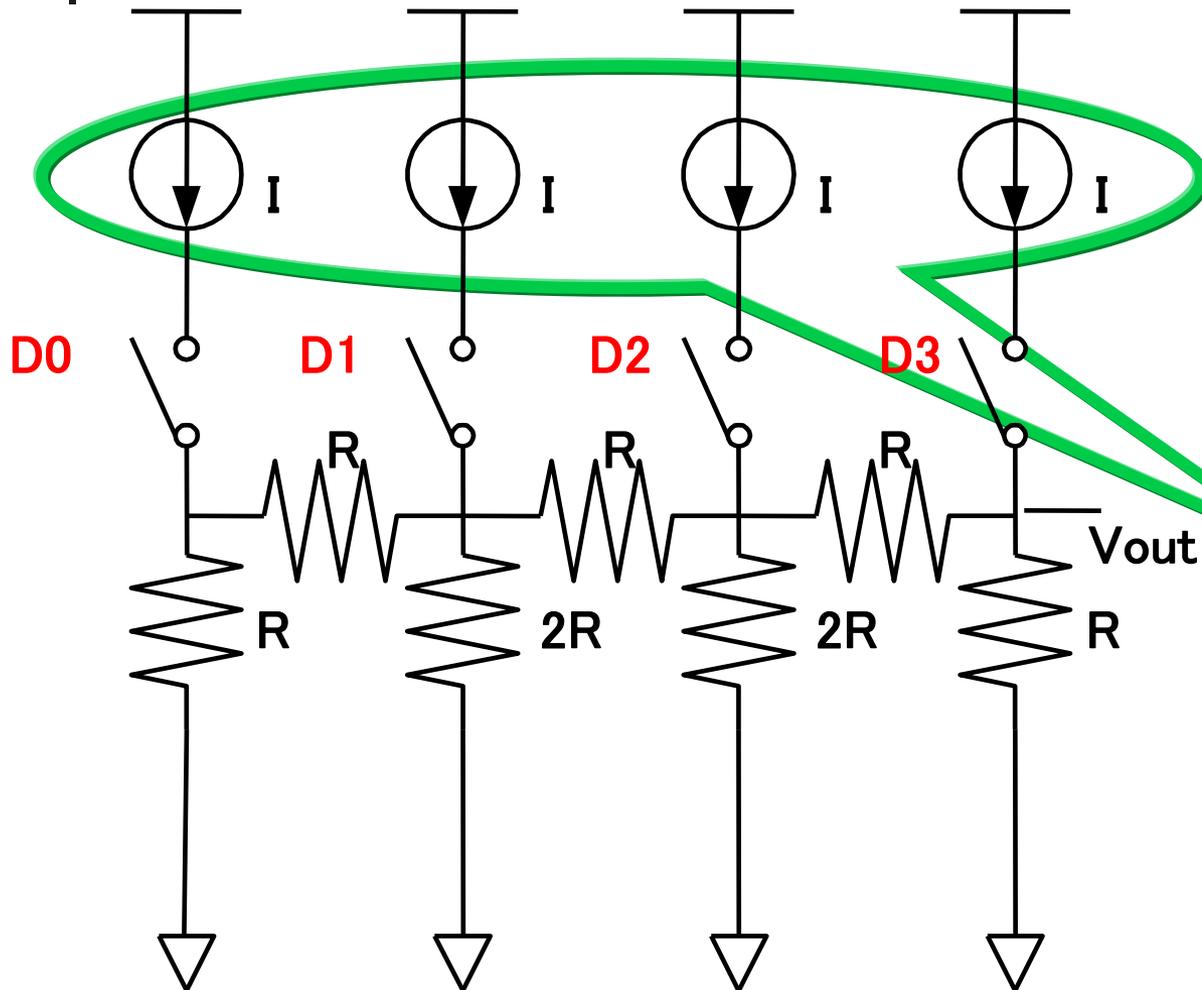


グラフィックディスプレイ用 DA変換器におけるグリッチの影響



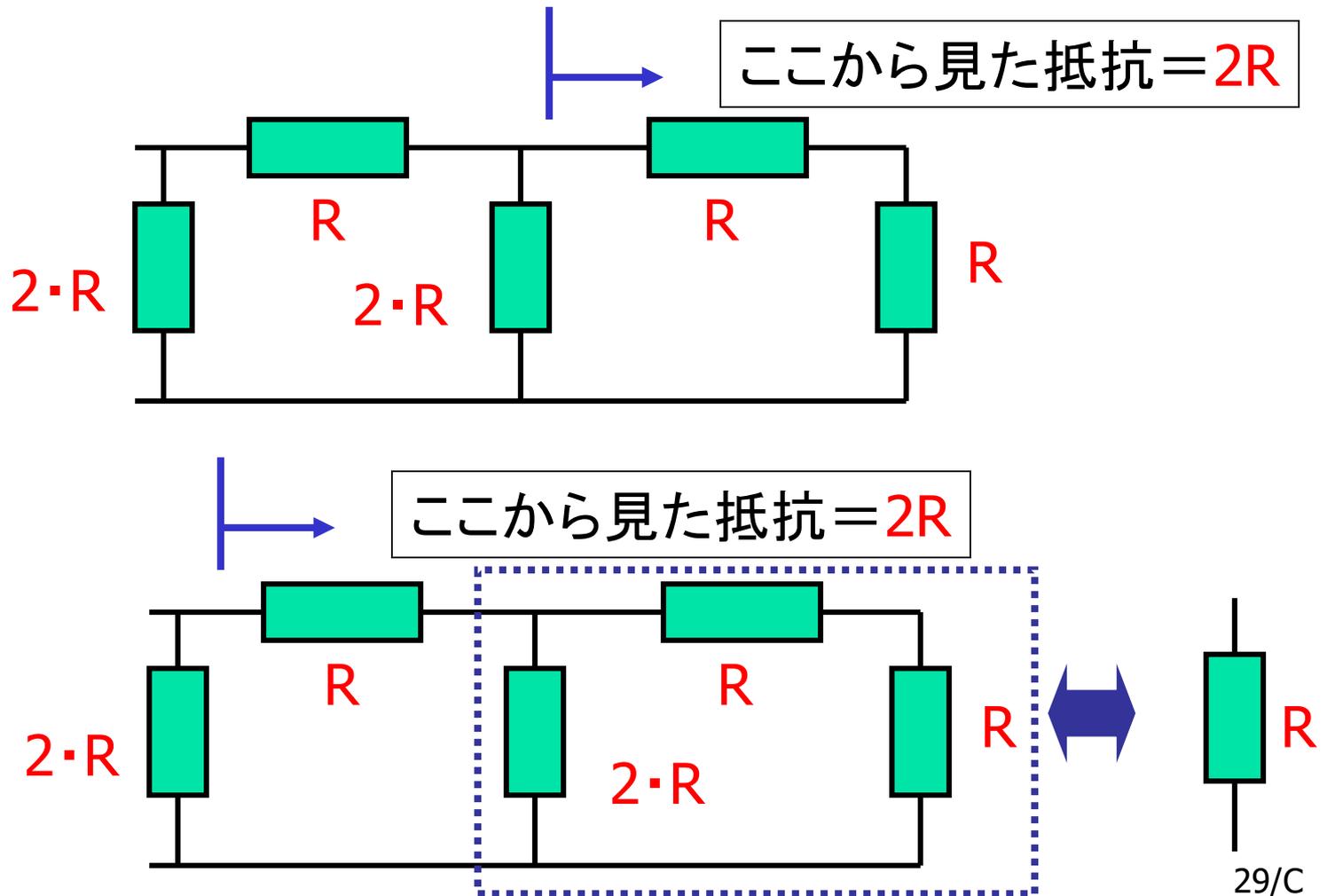
全ての
アプリケーションで
グリッチが問題に
なるわけではない。

R-2Rラダー DA変換器 (バイナリ型の一つ)

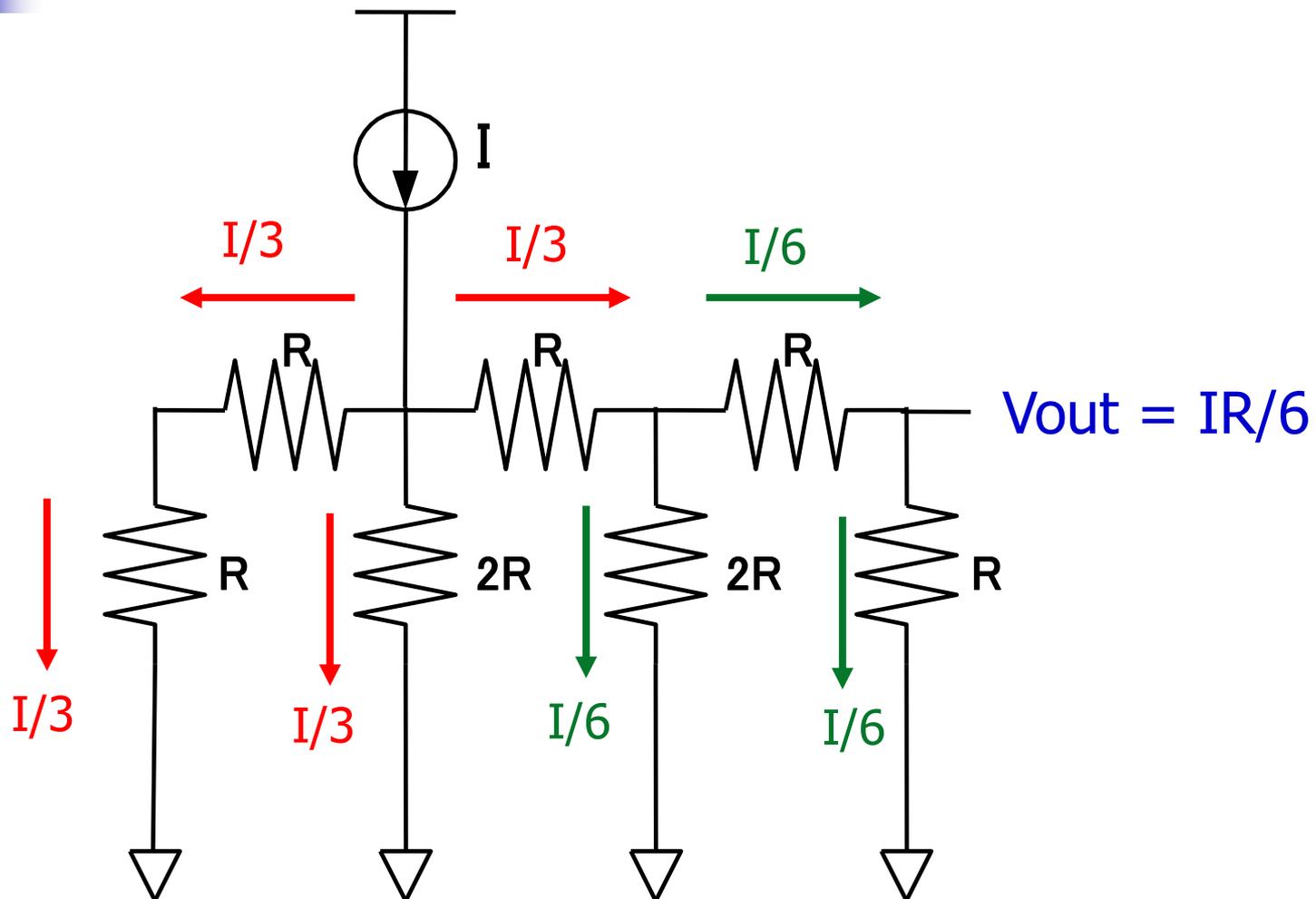


一定値の
電流源が
使用可能

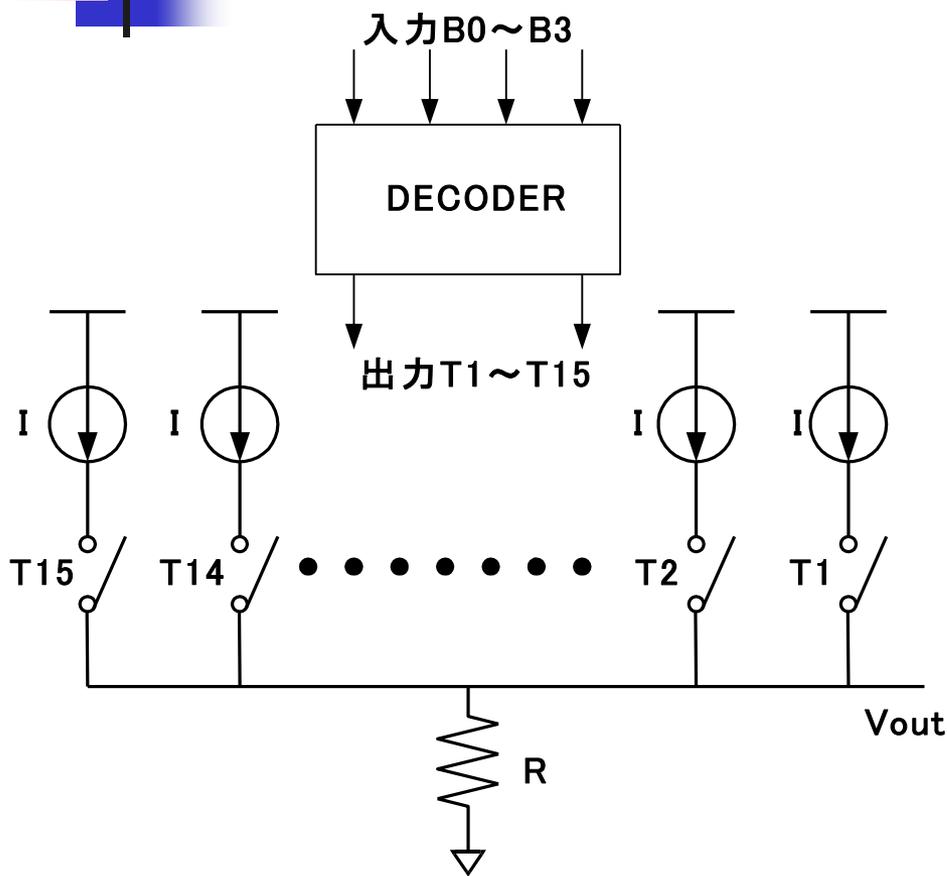
R-2R ラダーDA変換回路



R-2Rラダーの動作



セグメント型DA変換器



4bitセグメント型DA変換器

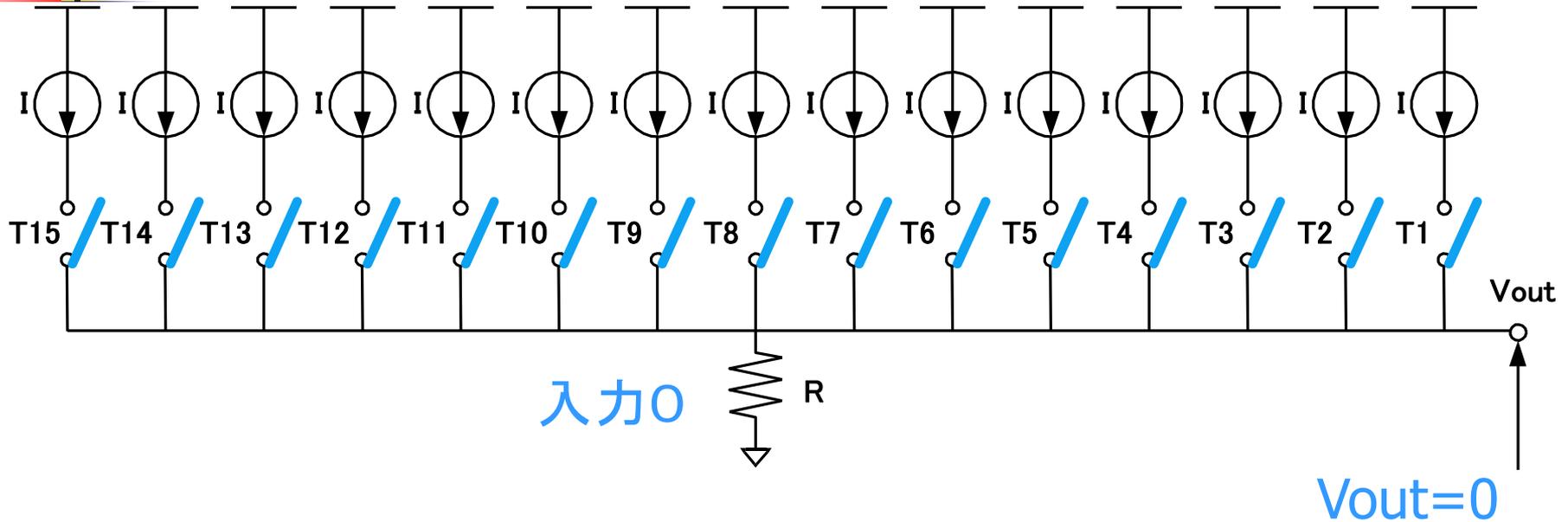
● メリット

- ・グリッチが小さい
- ・入出力間の単調性が確保できる

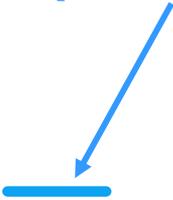
● デメリット

- ・回路規模が大きい
- ・サンプリング速度がやや低下する

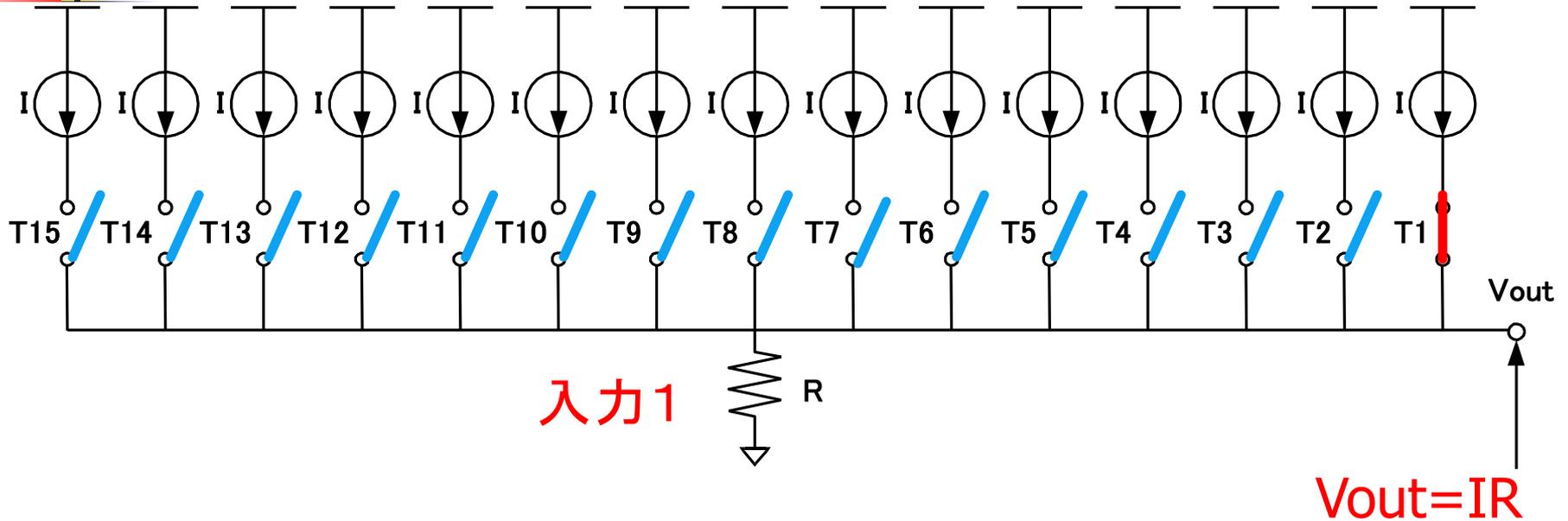
セグメント型DA変換器の動作 (1)



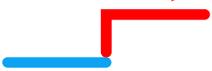
(0000000000000000)



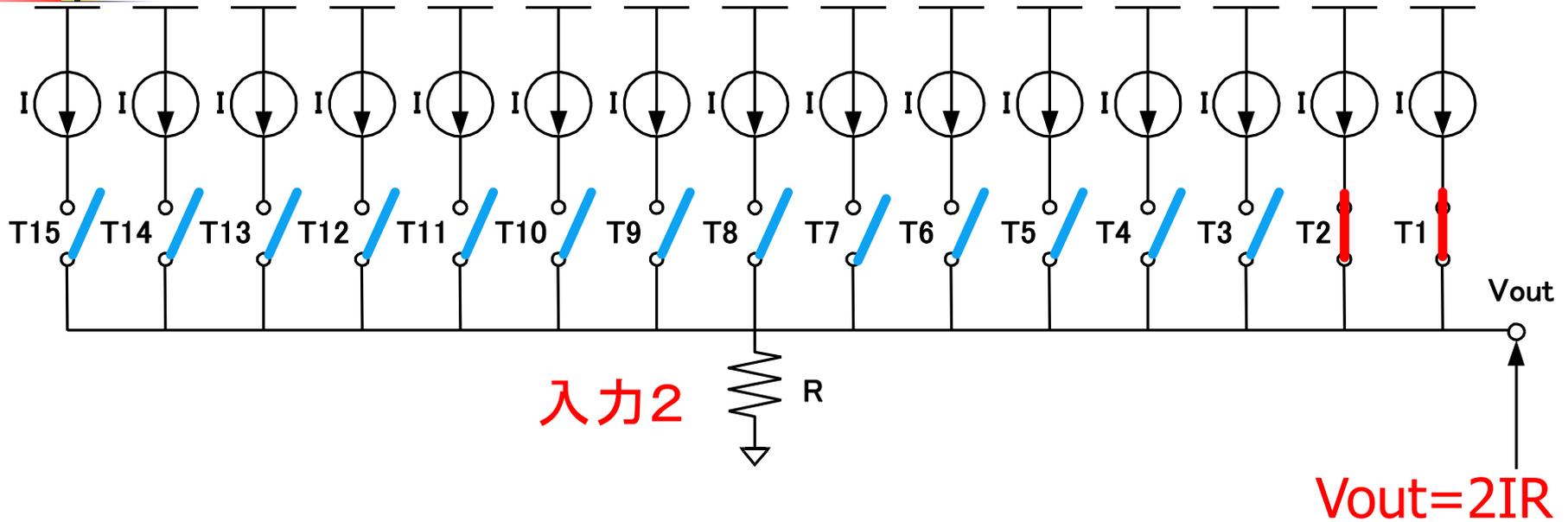
セグメント型DA変換器の動作 (2)



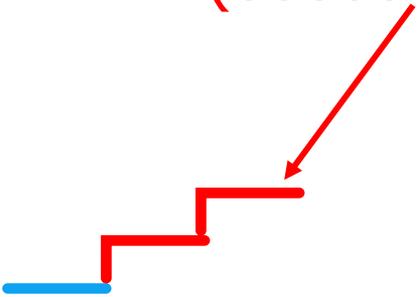
(0000000000000001)



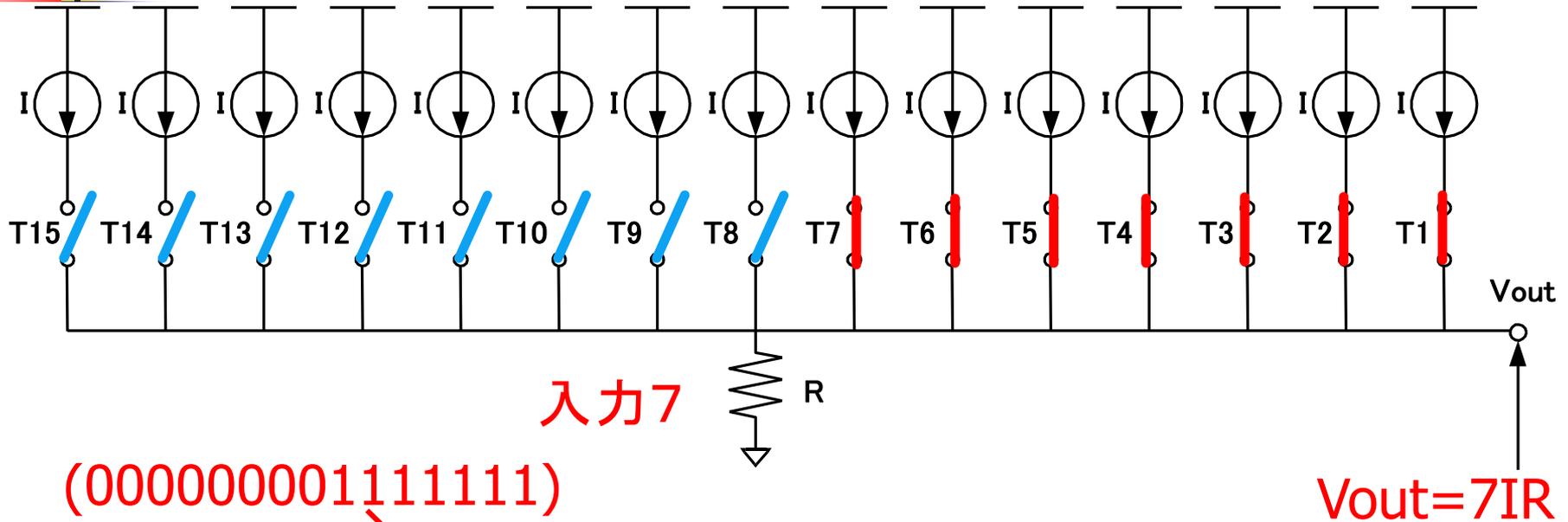
セグメント型DA変換器の動作 (3)



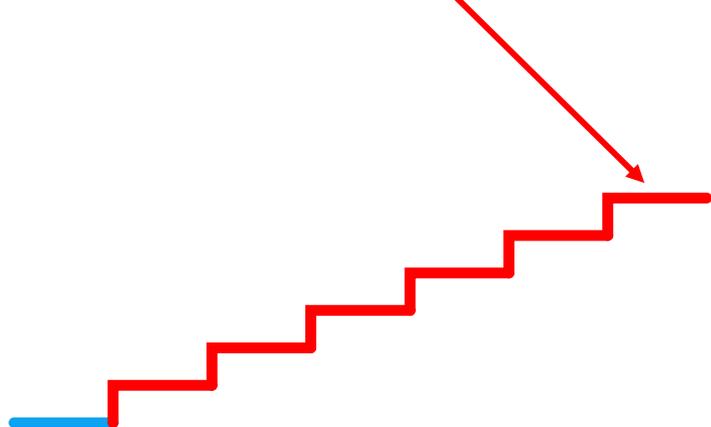
(0000000000000011)



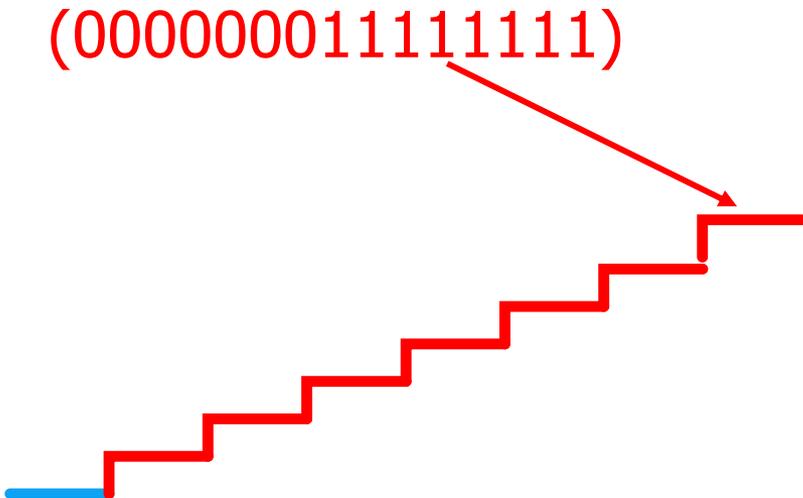
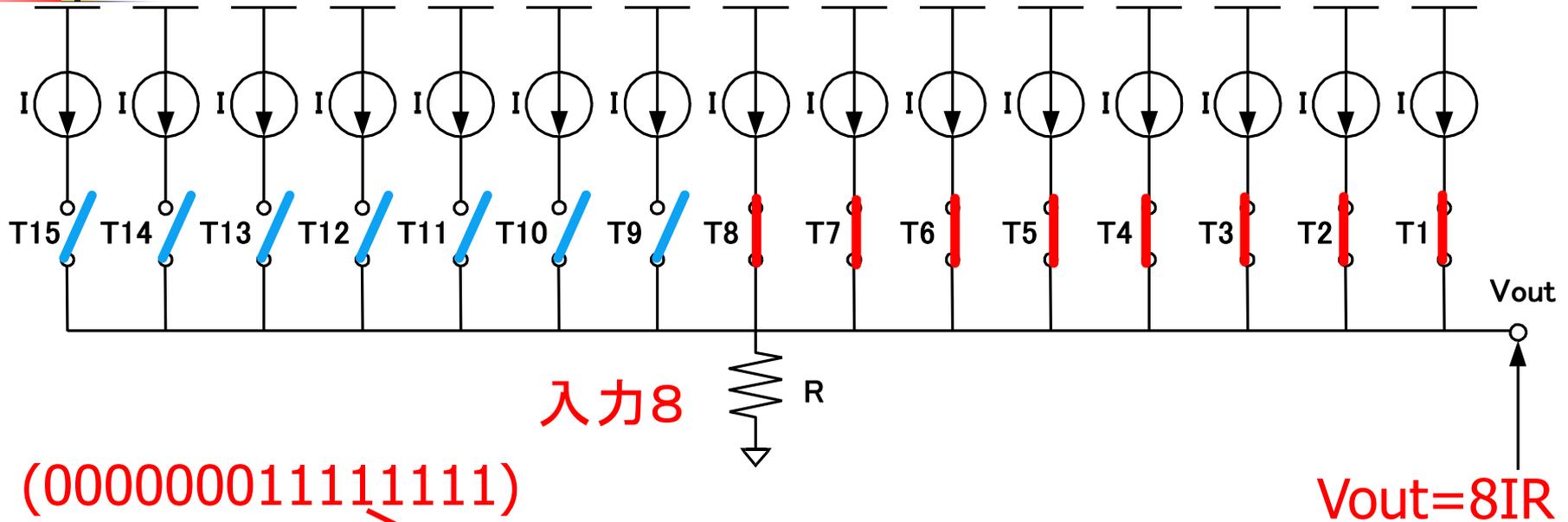
セグメント型DA変換器の動作 (4)



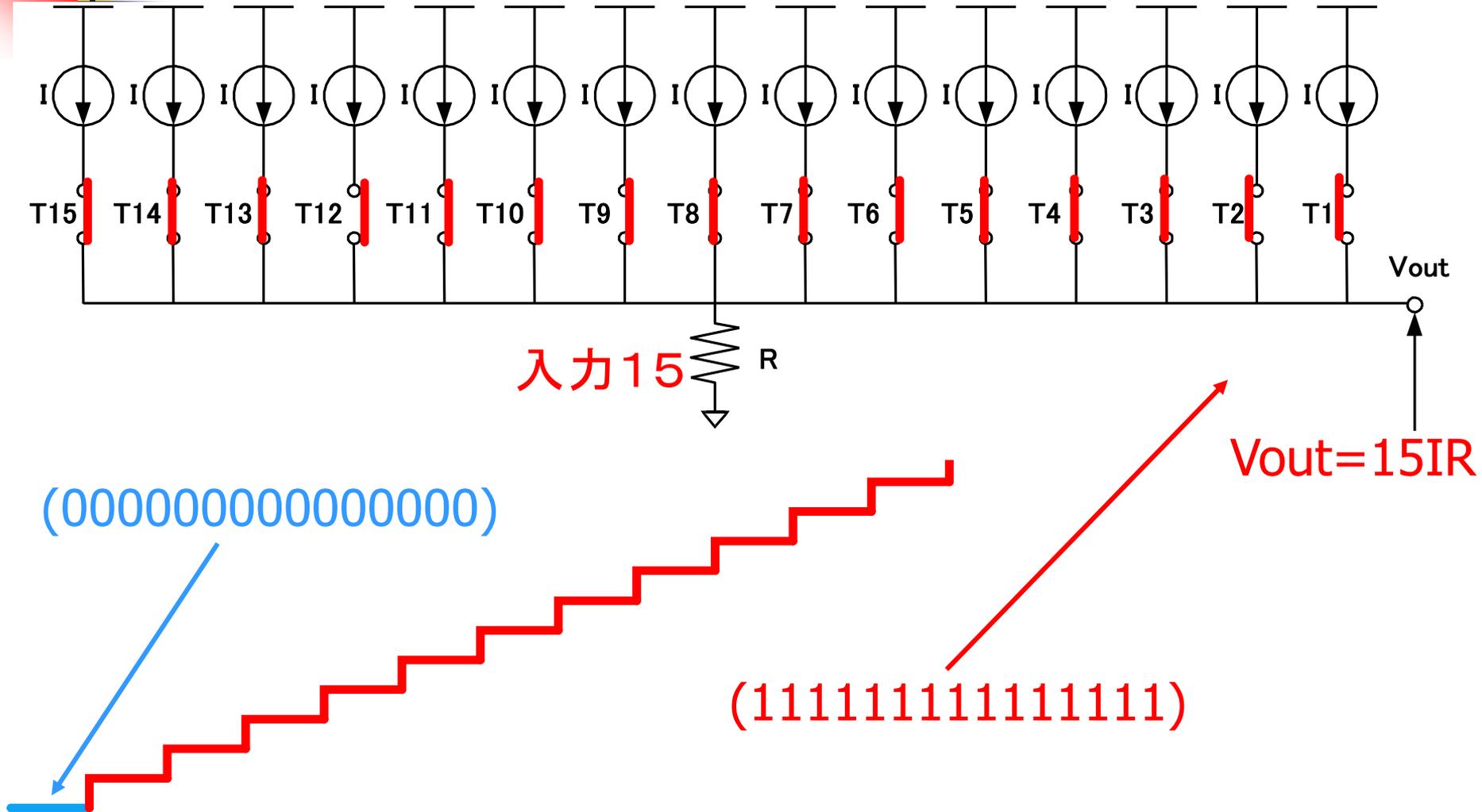
(000000001111111)



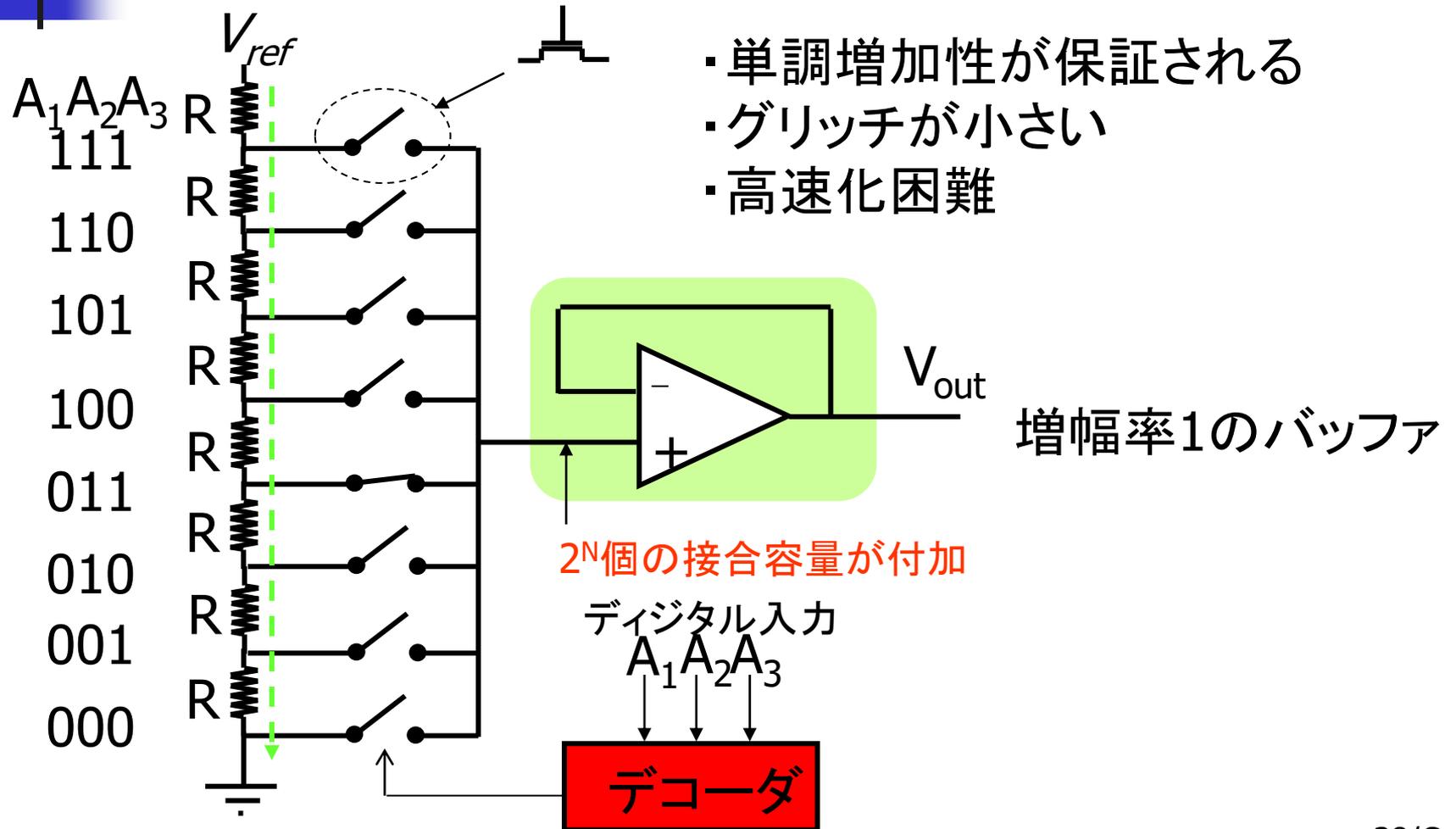
セグメント型DA変換器の動作 (5)



セグメント型DA変換器の動作 (6)

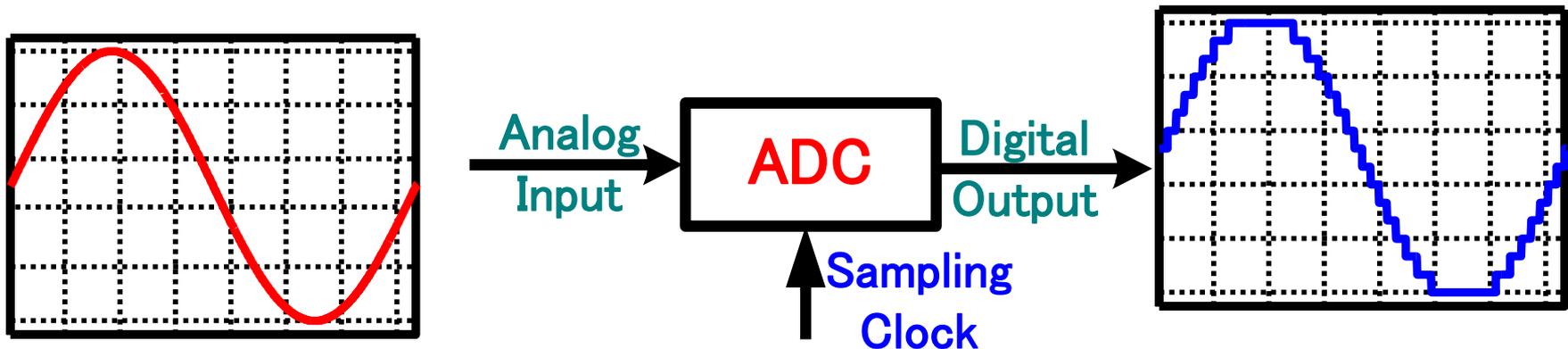


抵抗分圧方式D/Aコンバータ



AD変換器

- アナログ信号（電波、音声、電圧、電流等）をデジタル信号（0, 1, 1, 0, ...）に変換する回路。

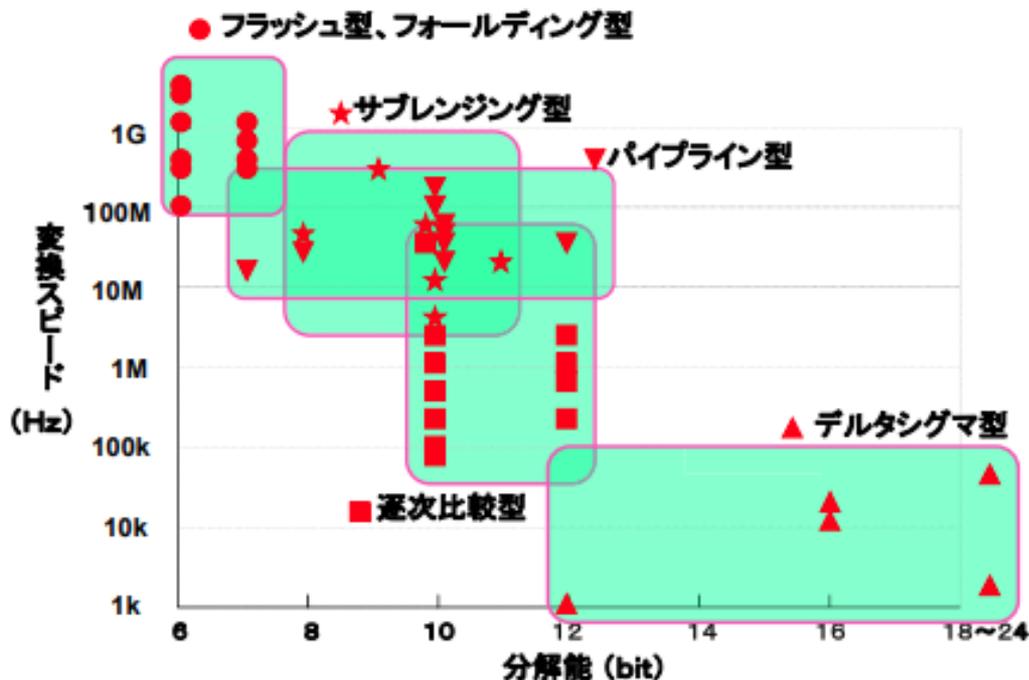


- 連続信号 → 離散信号
⇒ デジタル信号処理が可能

AD変換器の性能と変換方式

トレードオフ関係： 変換スピード ↔ 分解能

性能要求に対応した構成



群馬大学客員教授
松浦達治先生 資料

逐次比較近似AD変換器の背景

- 高分解能
- 中速
- 低消費電力
- 小型・小チップ面積

産業界で広く使用

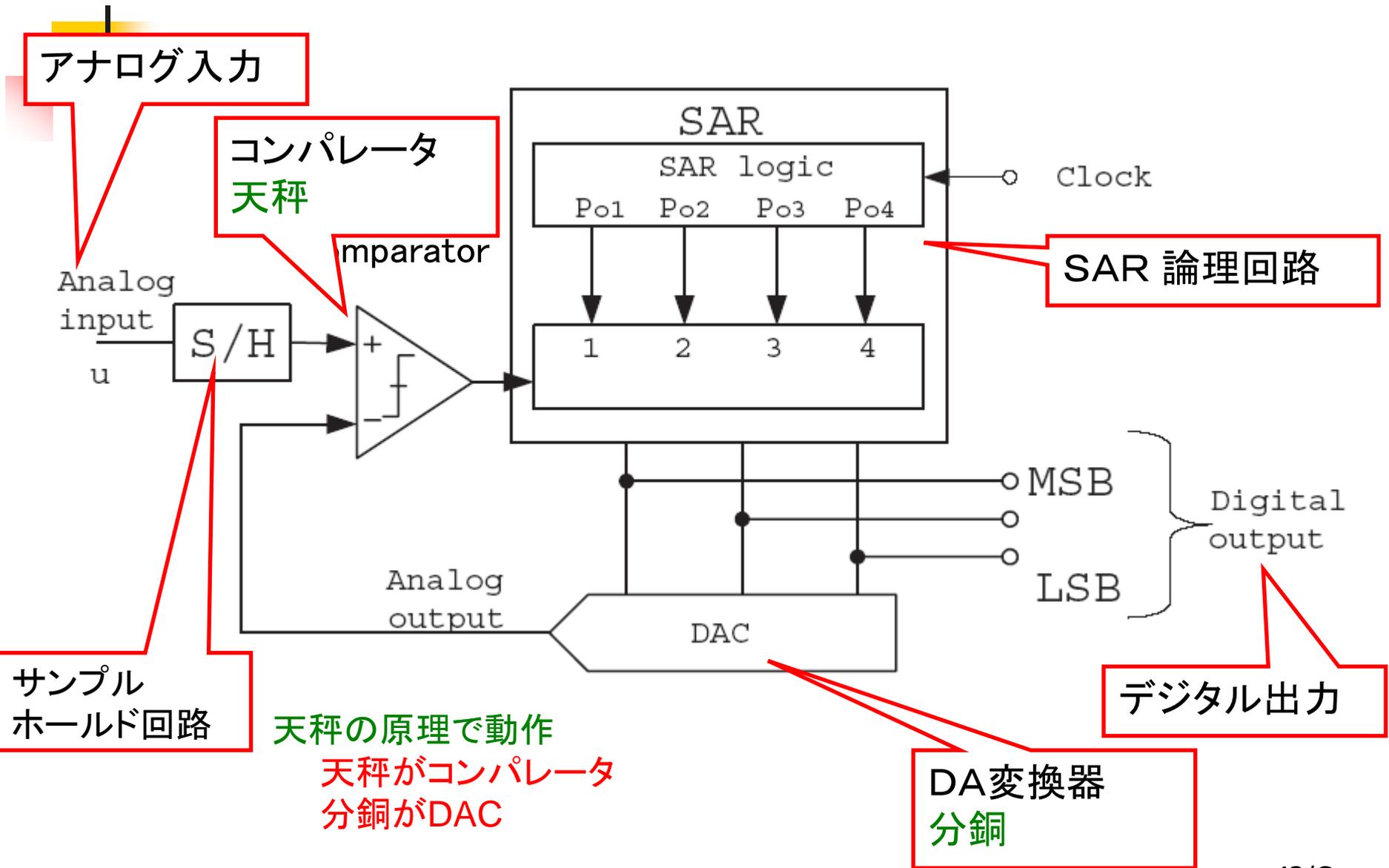
- 車載用マイコンに混載
- ペンデジタイザ
- 工業用制御機器

天秤の原理で動作

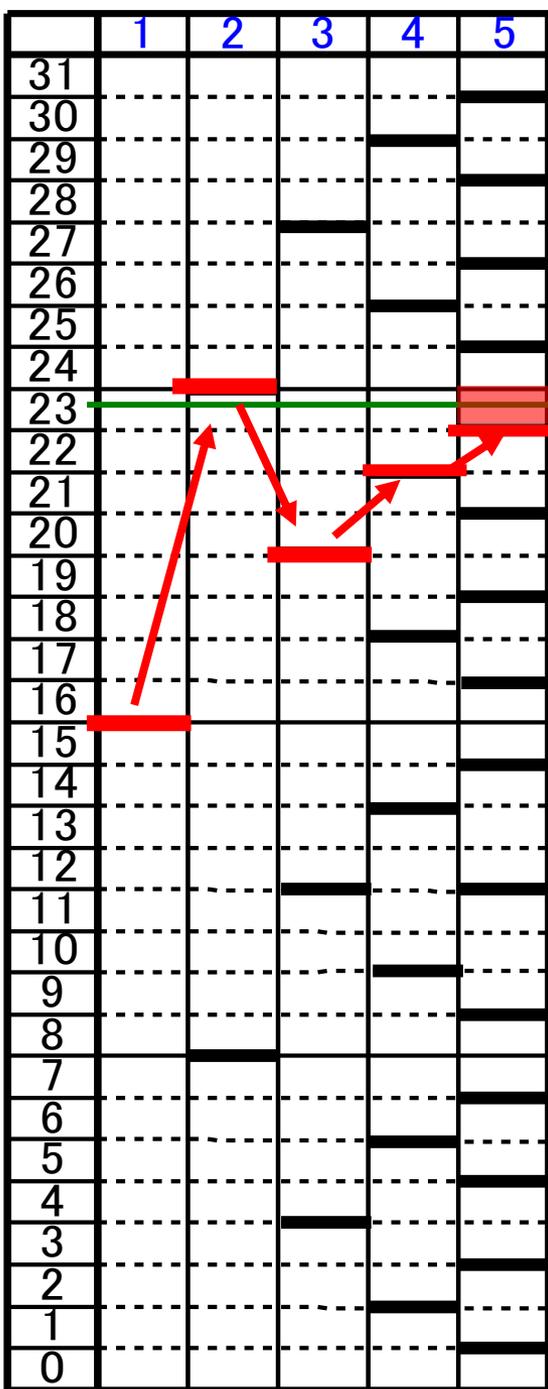


- 大部分がデジタル回路で構成
ナノCMOSでの実現に適す

逐次比較近似ADCの構成と動作

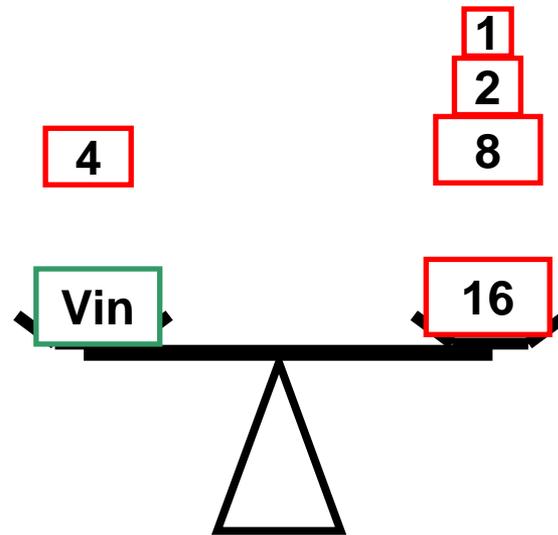


2進探索アルゴリズム動作 5ビット



動作例: アナログ入力 23.5 のとき

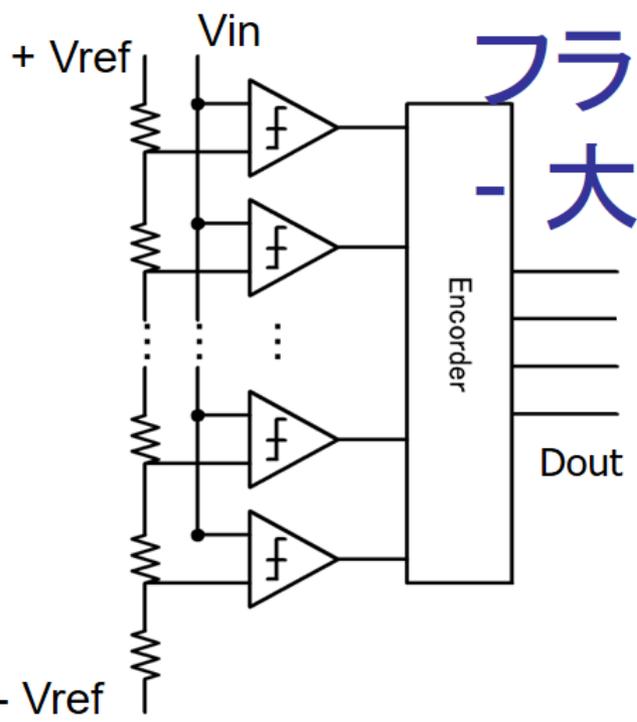
23.5



$$\boxed{\text{Vin}} = \begin{array}{c} \boxed{1} \\ \boxed{2} \\ \boxed{8} \\ \boxed{16} \end{array} - \boxed{4} = \boxed{23}$$

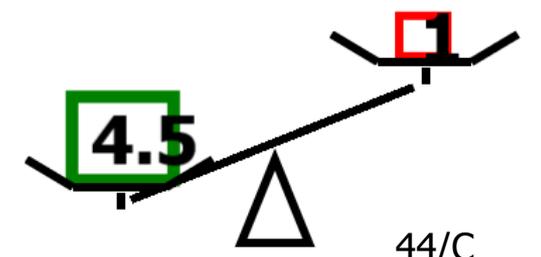
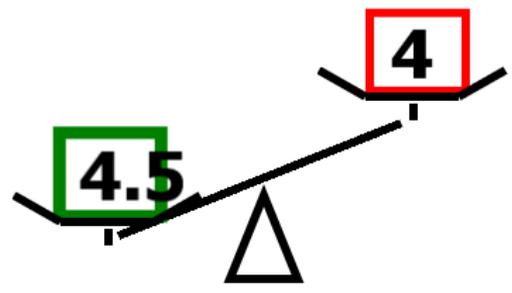
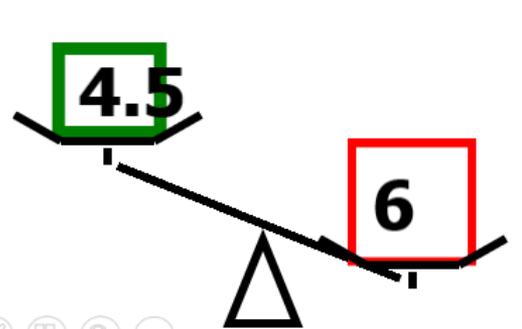
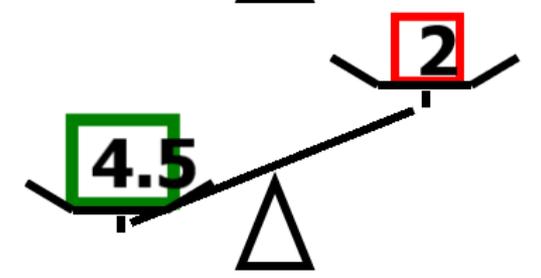
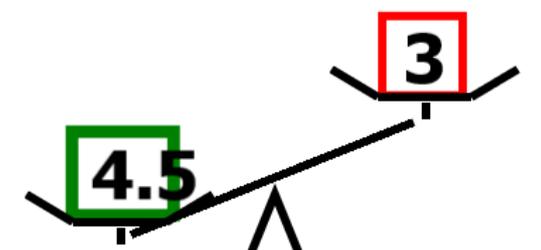
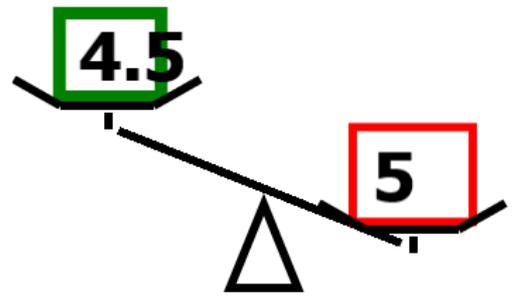
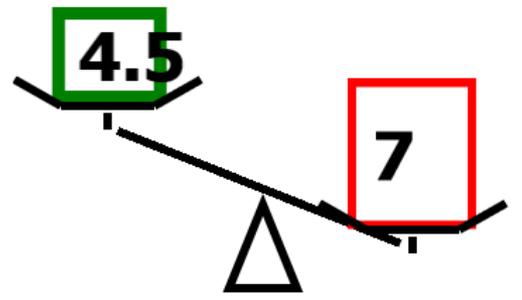
フラッシュ型ADC

- 大きな冗長性の回路 -



全ての重さの分銅と
それを載せる天秤を用意

入力Vin 4.5



フラッシュ型ADCへの見方

「フラッシュ型ADCは無駄な回路が多く賢い構成ではない」
「6bit フラッシュADC など目をつぶっても実現できる」



「フラッシュ型ADCは偉大な構成」

- 低分解能・超高速ADCのアーキテクチャとしてフラッシュ型を超えようとして、(公表されてないが、まわりで) いくつかの研究が失敗している (UCLA Abidi 先生)
- 産業界で フラッシュ型は生き残っている。

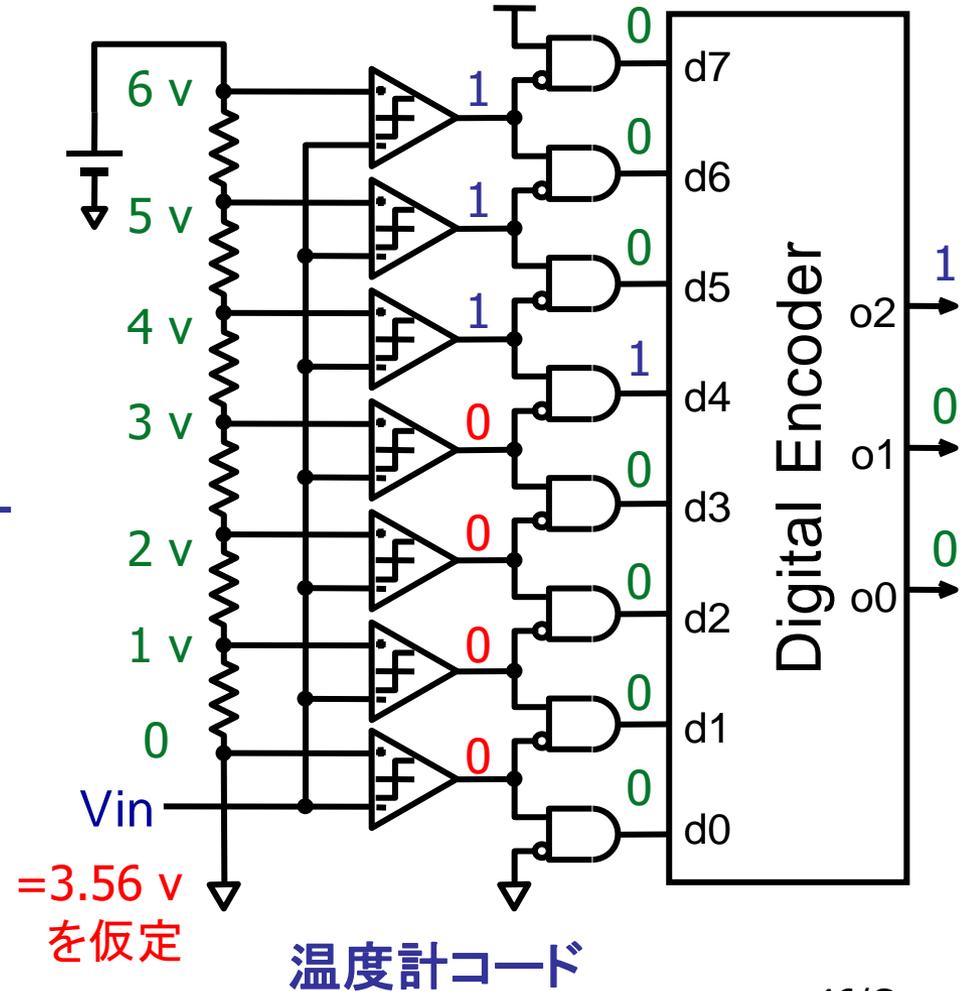
フラッシュADC

長所：高速

短所：回路量 大
消費電力 大
入力容量 大

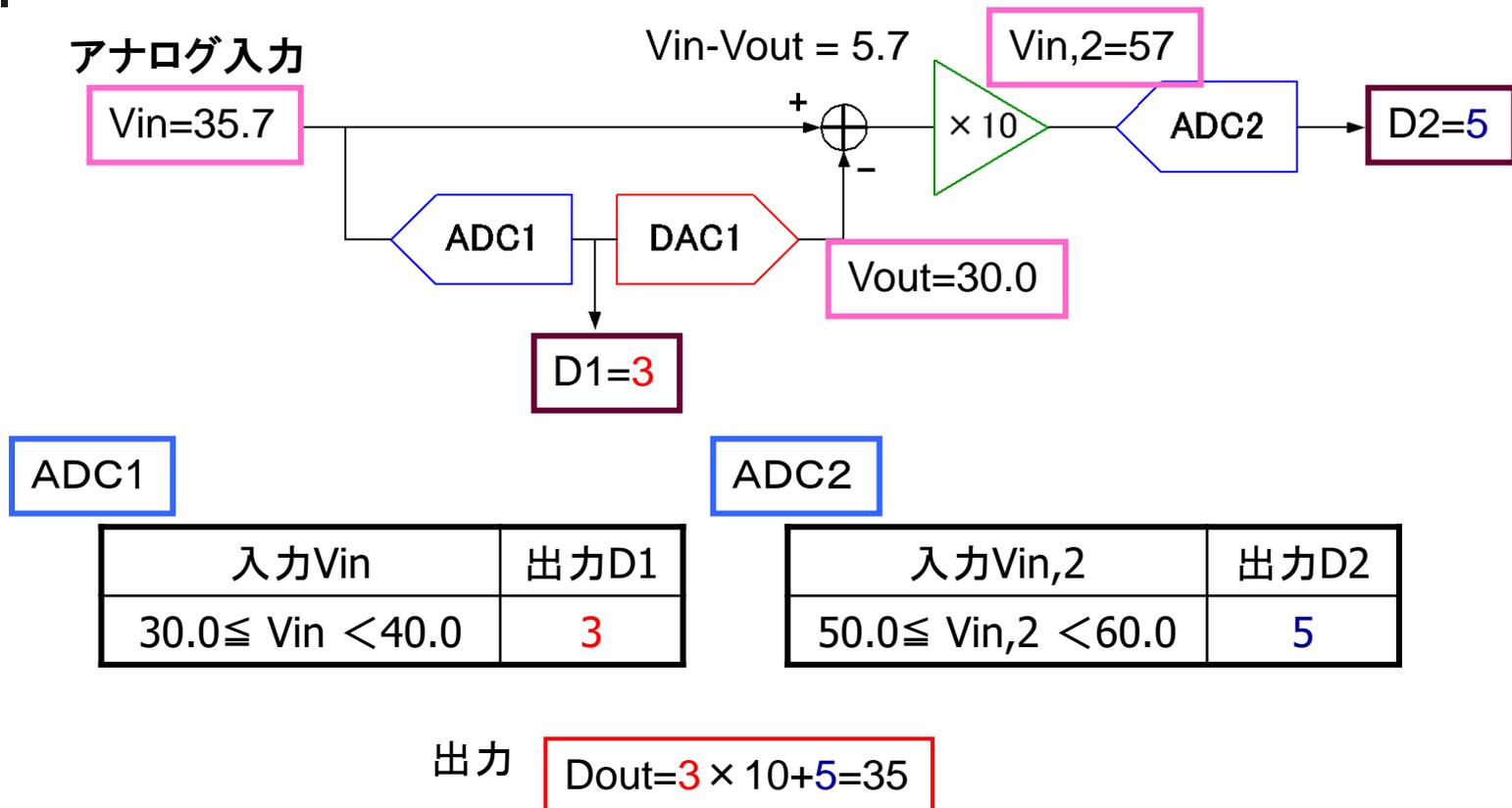
Encoder 真理値表

d7	d6	d5	d4	d3	d2	d1	d0	o2	o1	o0
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0
0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1
0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1
0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0
1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1



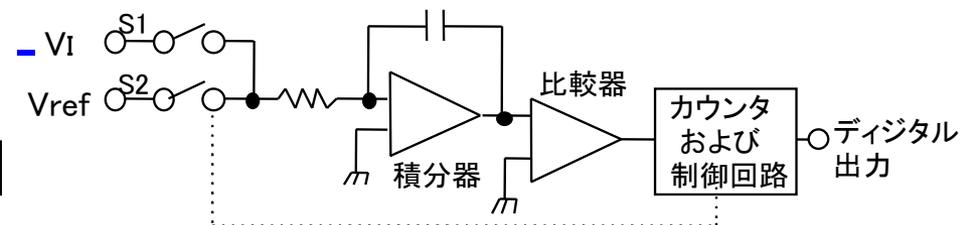
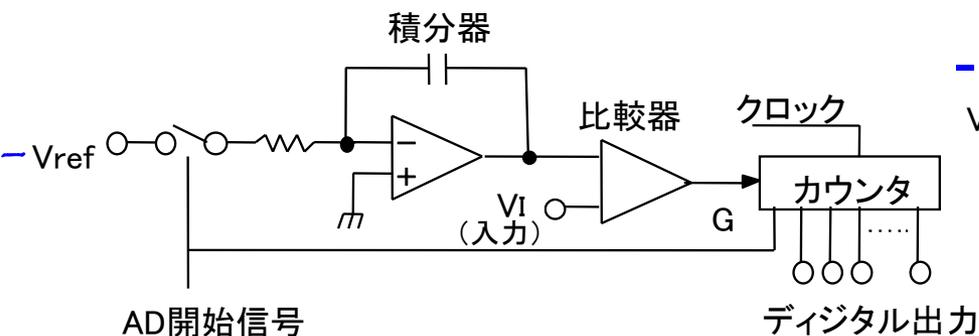
パイプラインADC

米国の大学での発明、長く産業界での標準構成

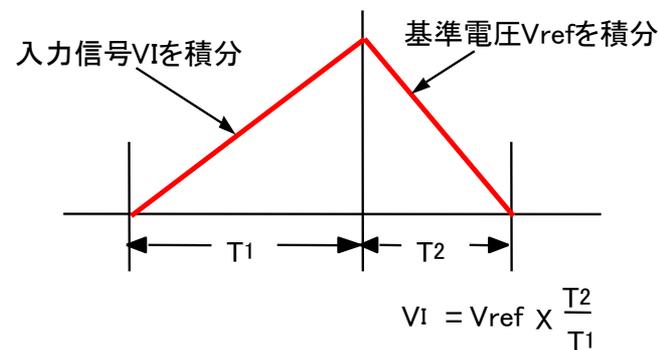
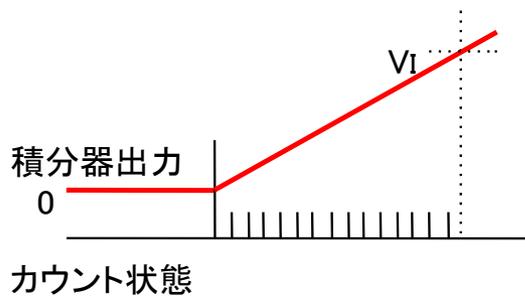


- DACはADC内部にも使用されている

積分型AD変換回路



(a) 回路図



(b) 積分波形

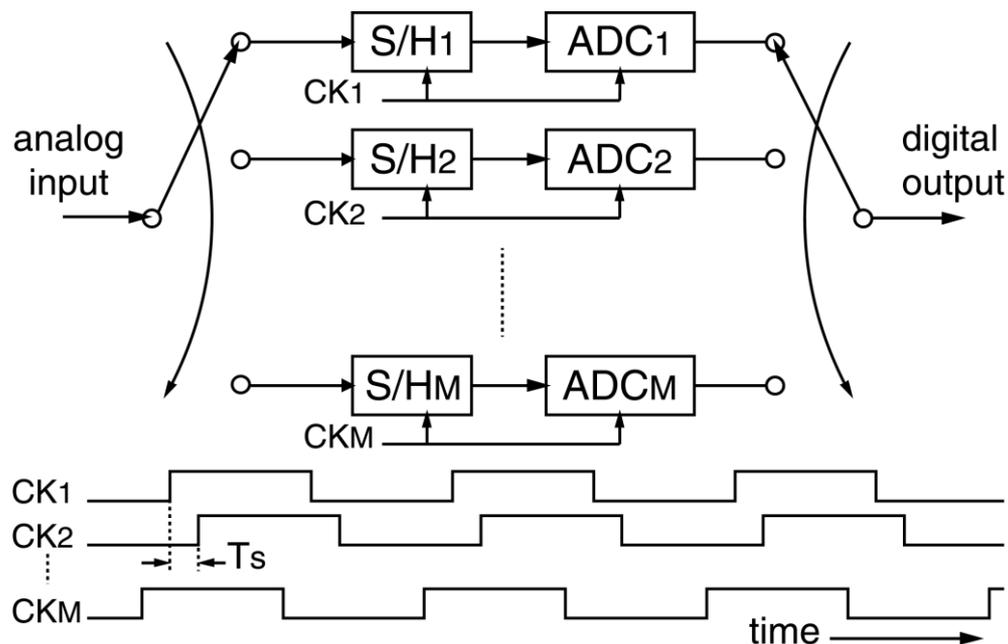
積分型AD変換回路の原理図

2重積分型AD変換回路

インターリーブADCの構成と動作

M個のADCのインターリーブでM倍のサンプリングレートを実現

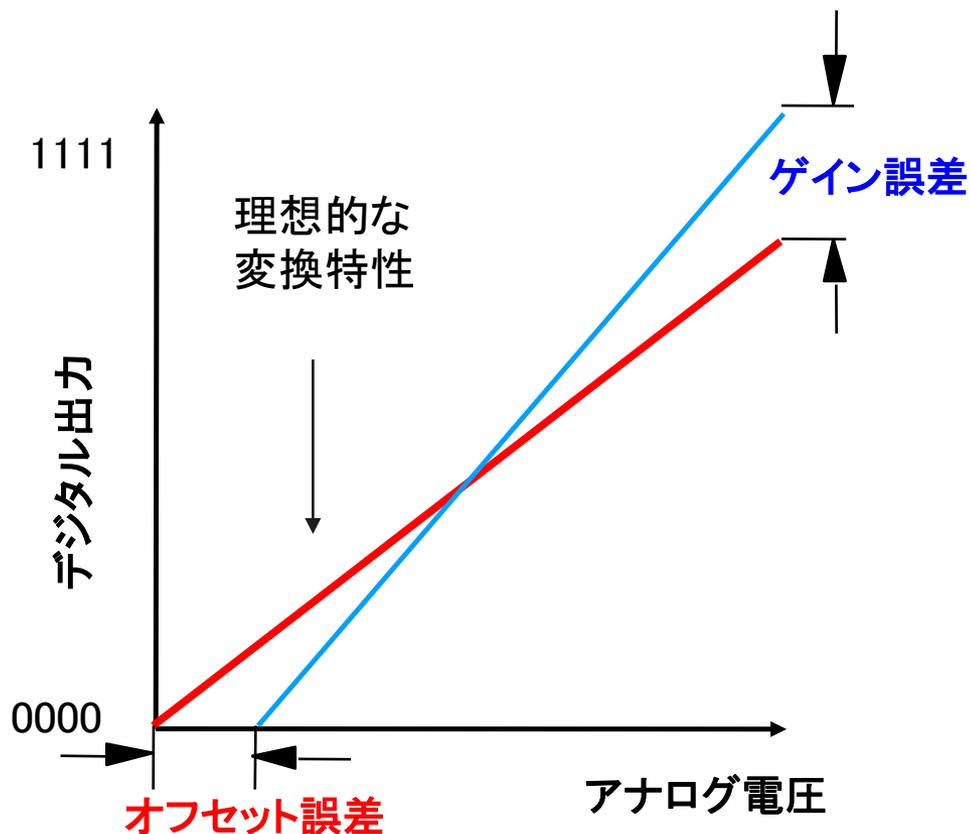
- サンプリングレートの高いADC実現（電子計測器等に使用）
- 最近では低消費電力化の観点からも注目



「一人のスーパーマン」
より
「多数の普通の人
が連携して」

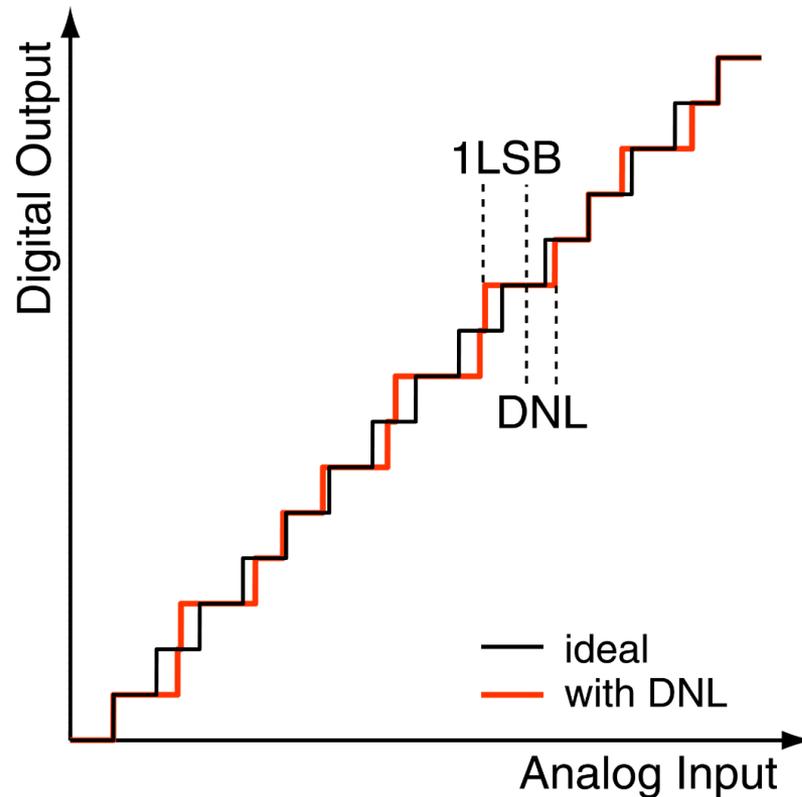
AD変換器の特性

- オフセット誤差
- ゲイン誤差
- 非線形性
 - 積分非線形性 INL
 - 微分非線形性 DNL
- 量子化誤差
- SNR



AD変換器の微分非線形性 DNL

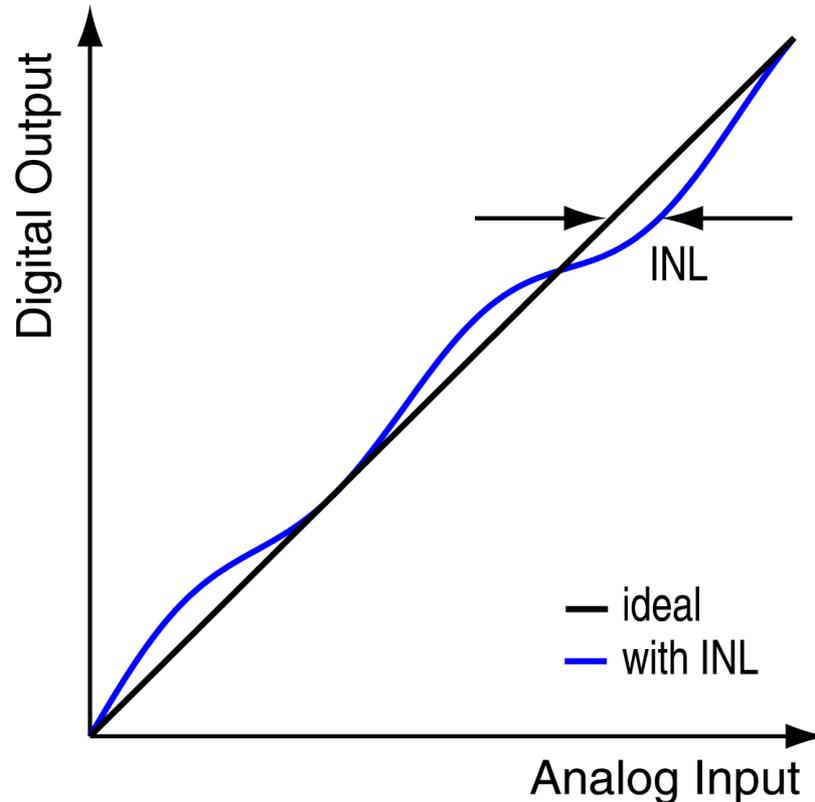
- あるデジタルコードに対応するアナログ入力範囲の理想(1LSB)からのずれ



DNL: Differential Non-Linearity

AD変換器の積分非線形性 INL

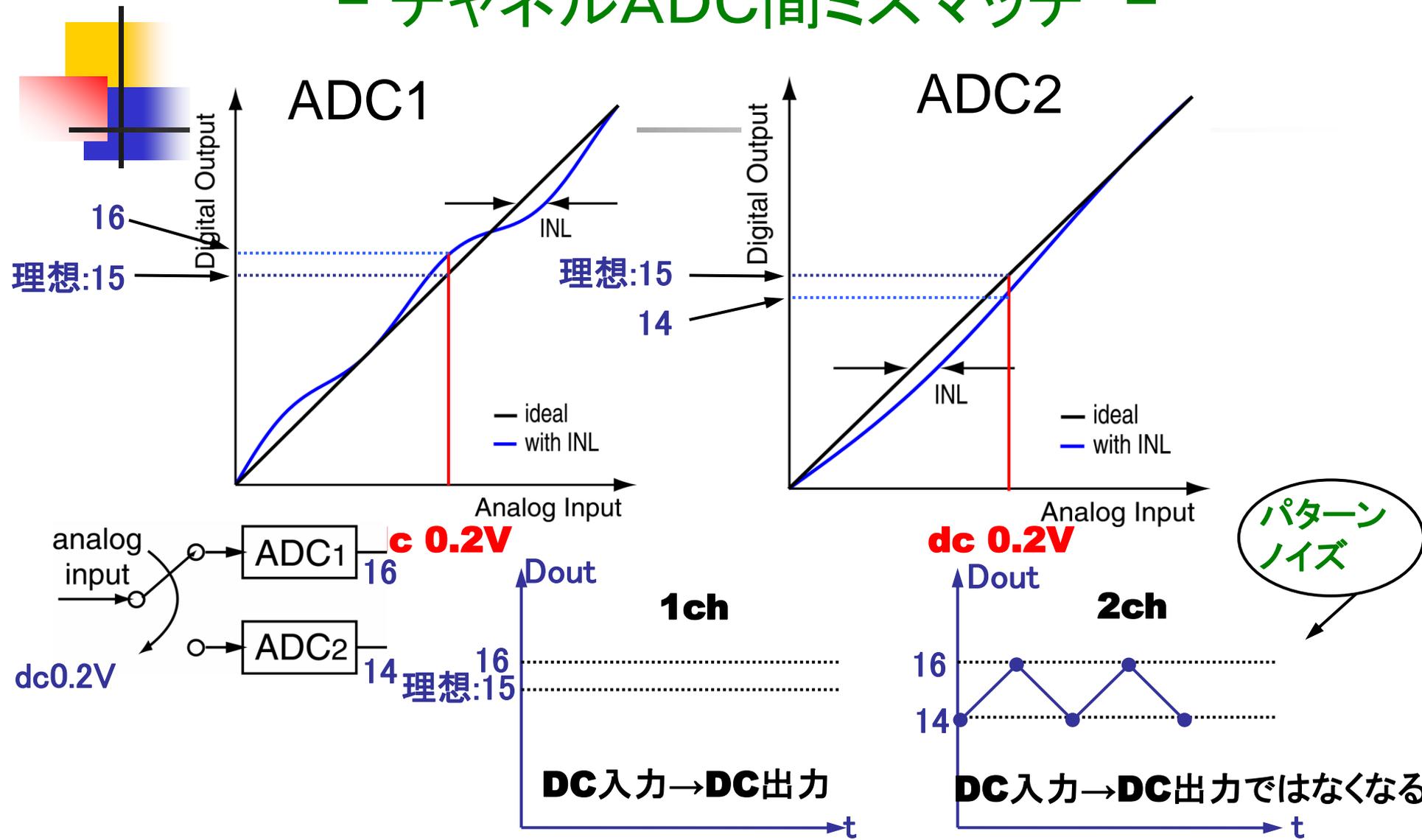
- 理想入出力特性からのずれ



INL: Integral Non-Linearity

インターリーブADCの問題点

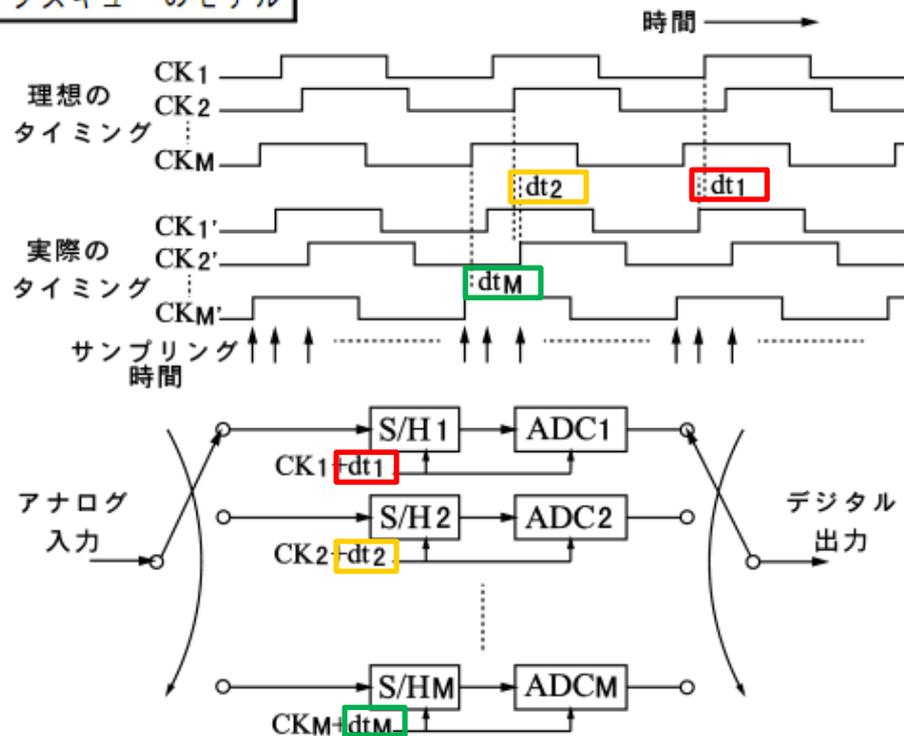
- チャンネルADC間ミスマッチ -



インターリーブADCの問題点

タイミングスキューの影響

タイミングスキューのモデル

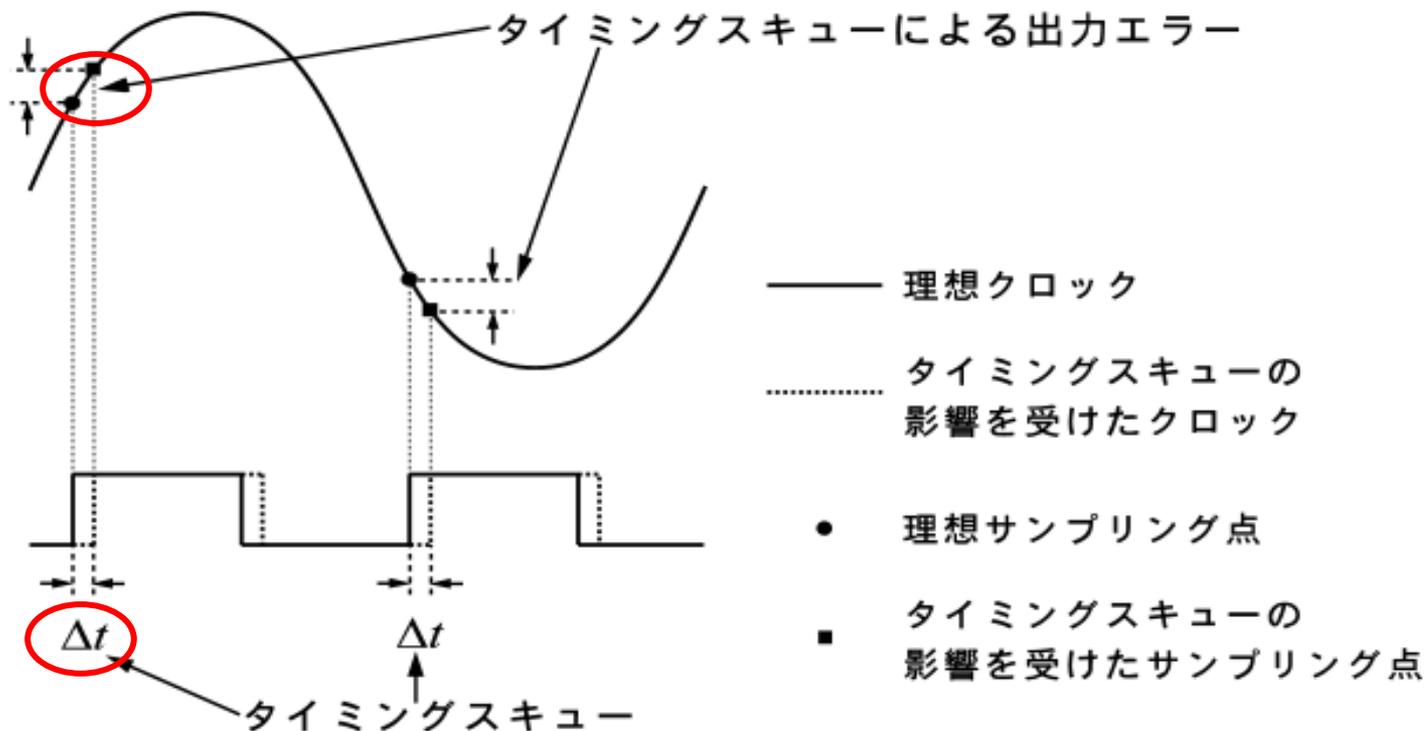


正確なM相クロックを生成することは難しい

—タイミングスキューが発生

インターリーブADCの問題点

タイミングスキューの出力への影響

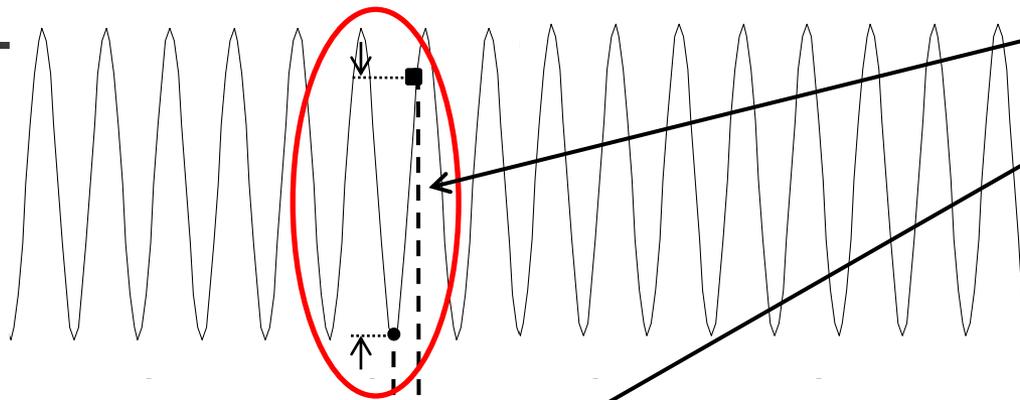


タイミングスキューの発生により、サンプリング点が理想とずれる

インターリーブADCの問題点

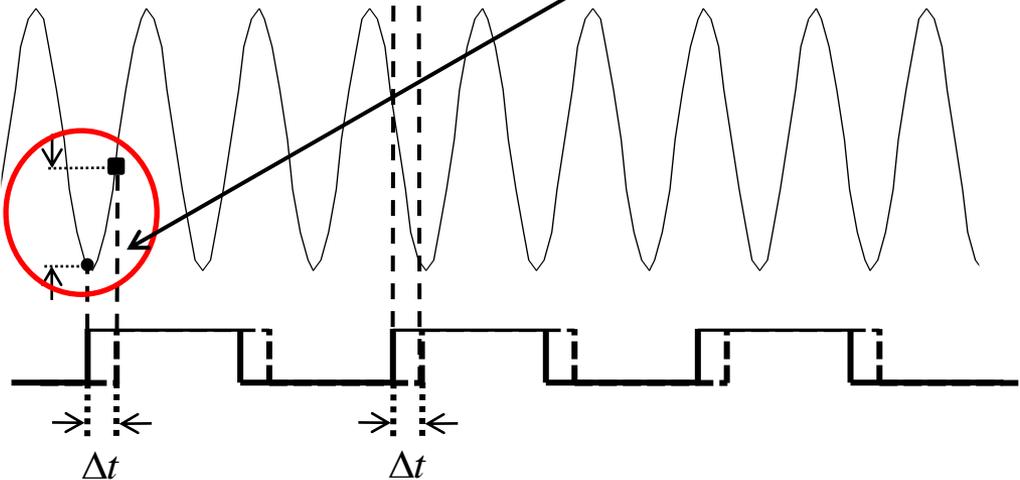
タイミングスキューの影響

高周波



タイミングスキューによる
出力エラーの違い

低周波



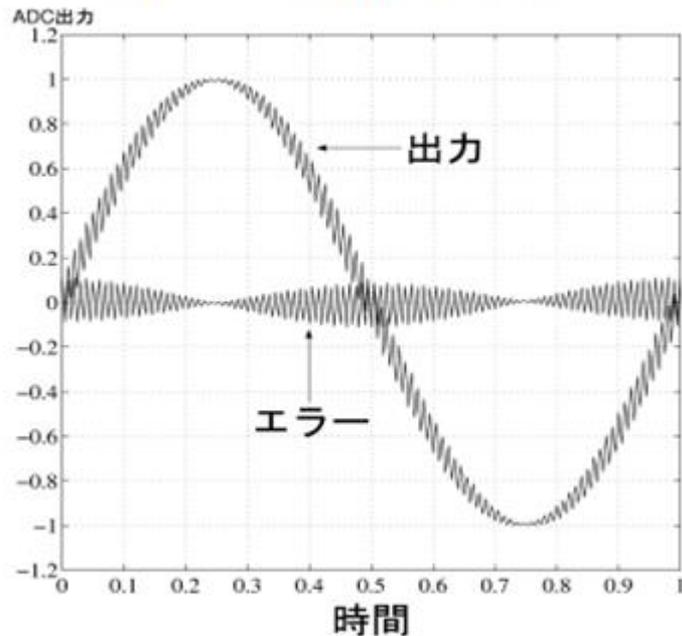
- 理想クロック
- タイミングスキューの影響を受けたクロック
- 理想サンプリング点
- タイミングスキューの影響を受けたサンプリング点

入力信号が高周波になるほど影響が大きくなる

タイミングスキューの 時間・周波数領域での影響

4chインターリーブADC

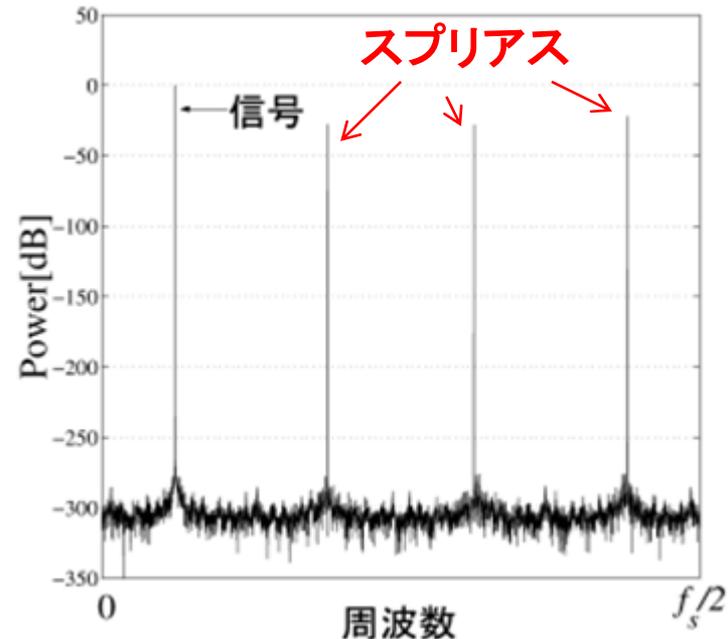
ADCシステムの出力とエラー



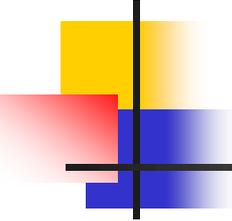
時間領域の影響

- 入力信号の傾きが大きいほど影響が大。
- 位相変調(PM)的ノイズ

ADC出力のパワースペクトラム



周波数領域の影響



デルタ・シグマAD/DA変調技術

- アナログ最小、デジタルリッチな構成
- スピードを精度に変換
- 高精度なデバイス、回路不要

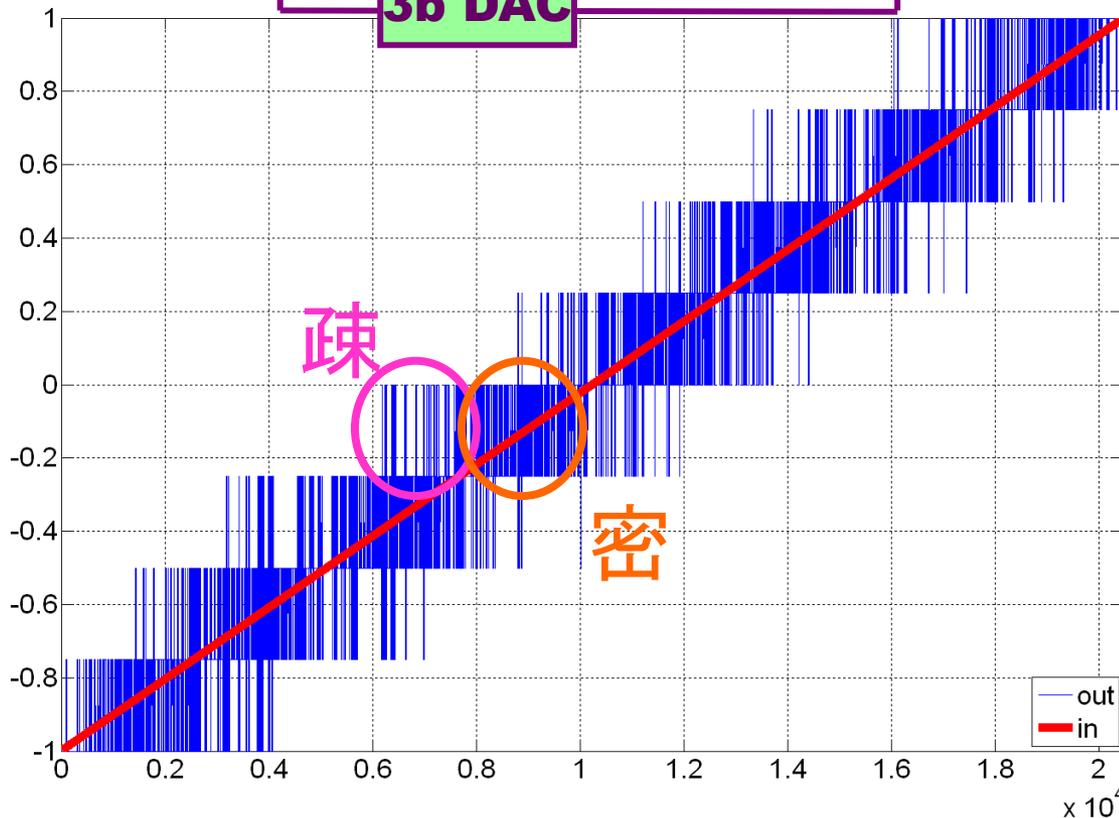
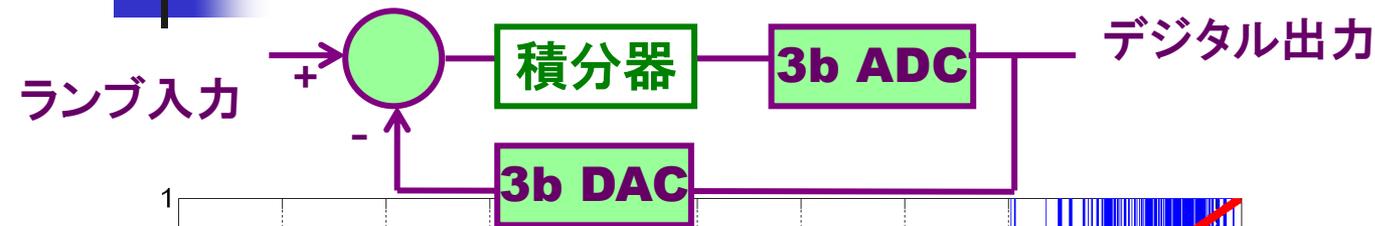


ナノCMOSで高精度なADC/DACを
実現するのに適した構成

経験則：デルタシグマ変調技術を使うとうまくいく

- DC-DC変換器制御
- 完全デジタルPLL
- デルタシグマTDC

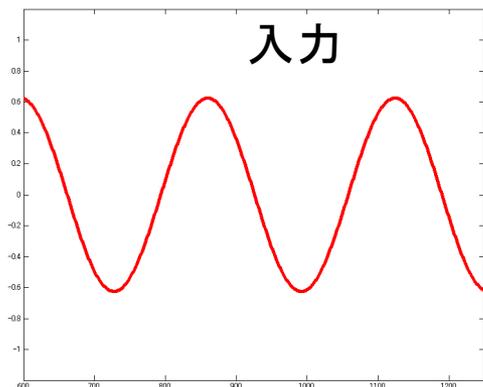
デルタシグマ変調による高精度化



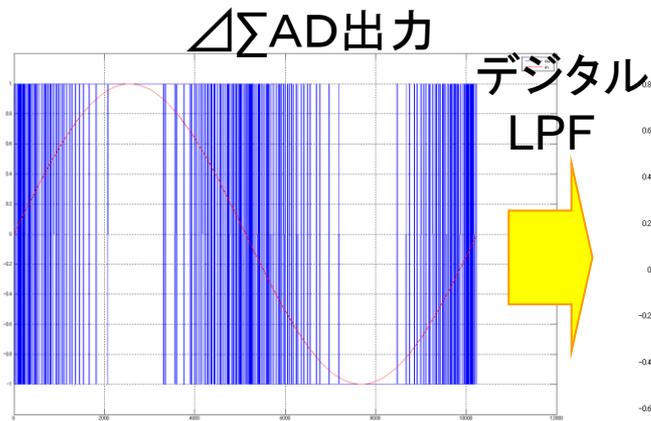
内部のADC
は低分解能

疎密により
より細かい
デジタル値を
表現できる

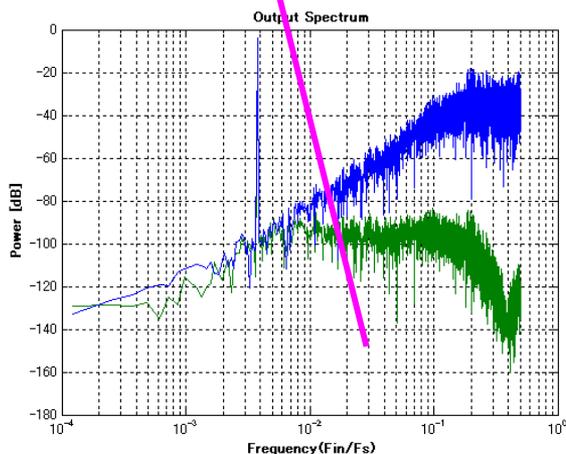
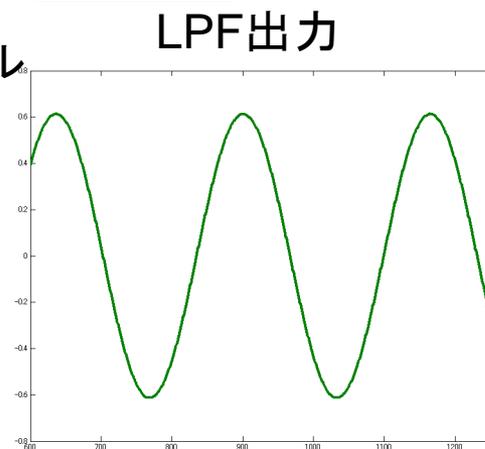
デルタシグマAD変調器の 入出力波形



$\Delta\Sigma$ 変調



デジタル
LPF



PDM(パルス密度変調)

↓
フーリエ級数展開

↓
高周波成分 大

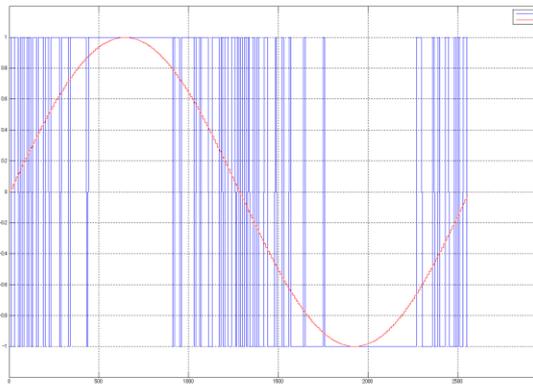


ローパスフィルタ

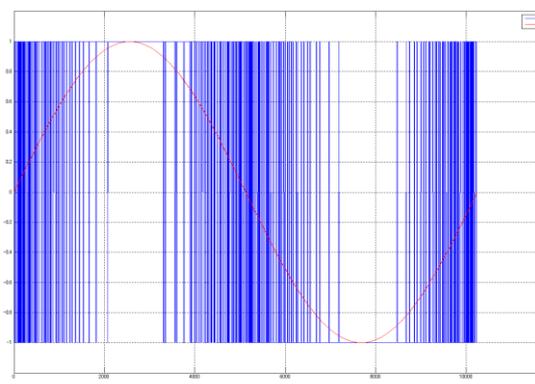
↓
高周波成分(ノイズ)除去

↓
元信号 復元

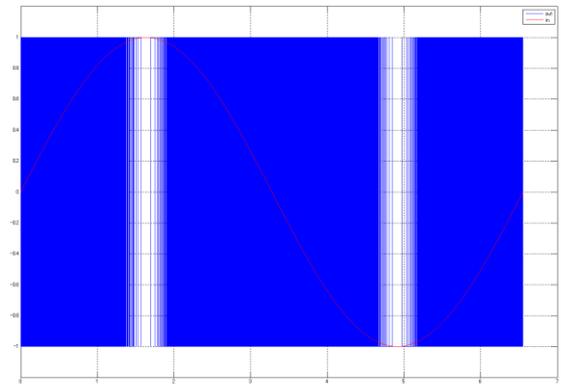
高速サンプリングによる高精度化



OSR=2⁸



OSR=2¹⁰



OSR=2¹⁶

OSRが大きいほどON,OFFの回数が増える
⇒細かい値が表現可能。

OSR: OverSampling Ratio (オーバーサンプリング比)

「アナログ回路の解析と設計」 後半

4. 基準電流源・電圧源回路

講師： 群馬大学 小林春夫

e-mail: koba@gunma-u.ac.jp

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/lecture/lecture.html>

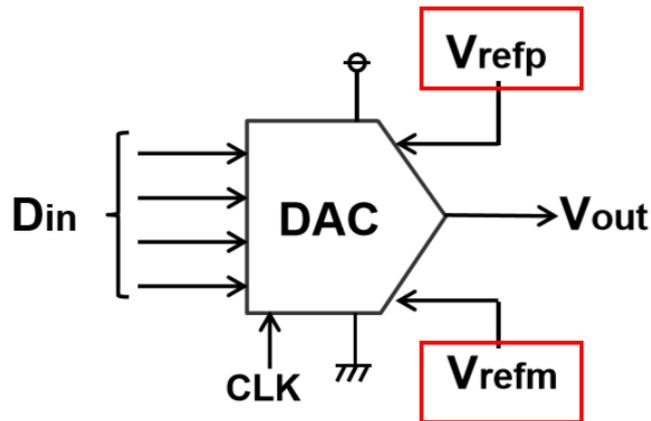
<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/analog-web/analogworkshop.html>

<https://kobaweb.ei.st.gunma-u.ac.jp/gakkai.html>

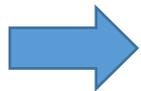
DA変換器とは

Digital-to-Analog Converter (DAC) :

- デジタル信号をアナログ信号に変換する回路

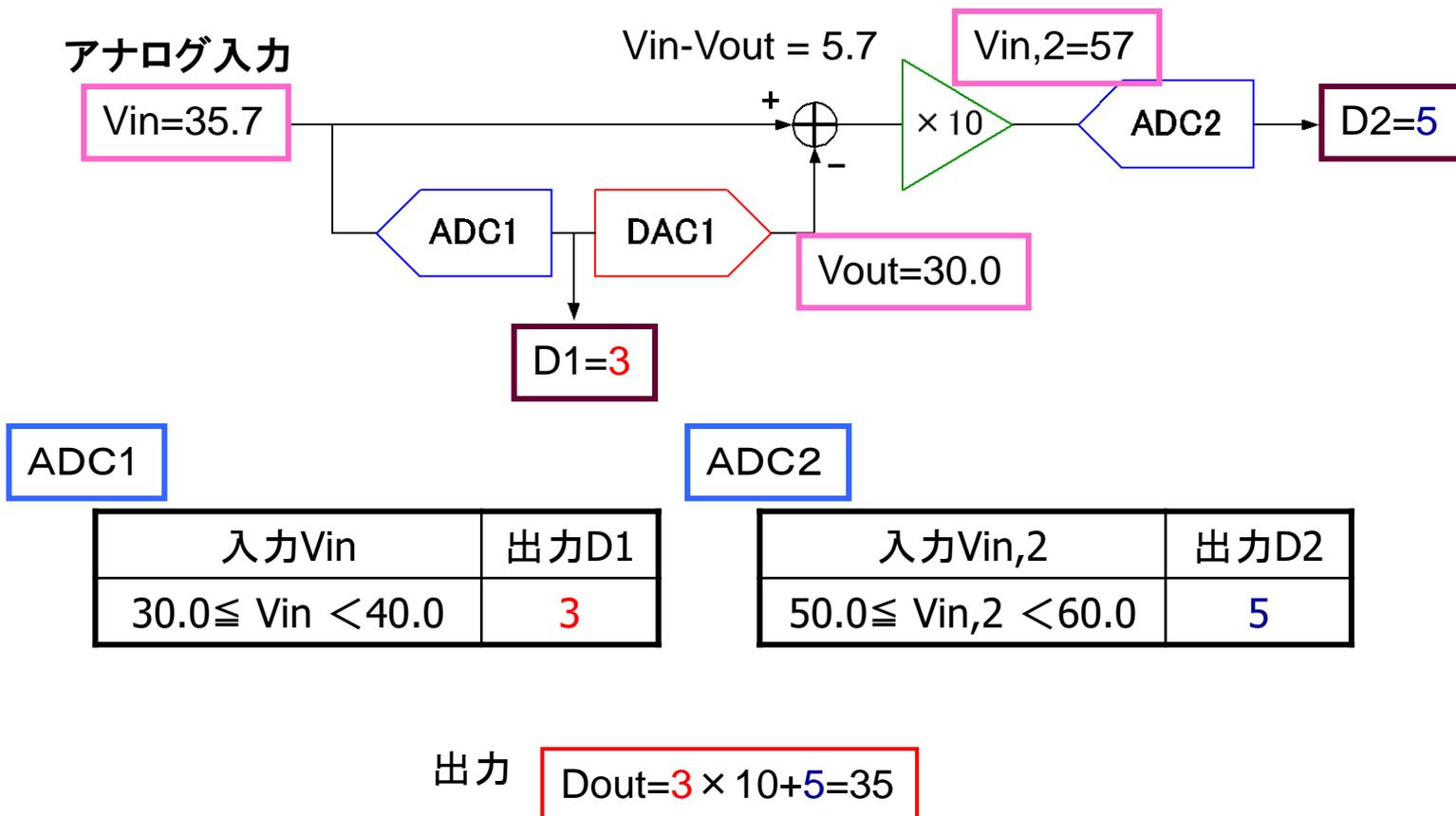


- **単位基準電圧**(または電流、電荷)の入力デジタル値倍を出力する回路

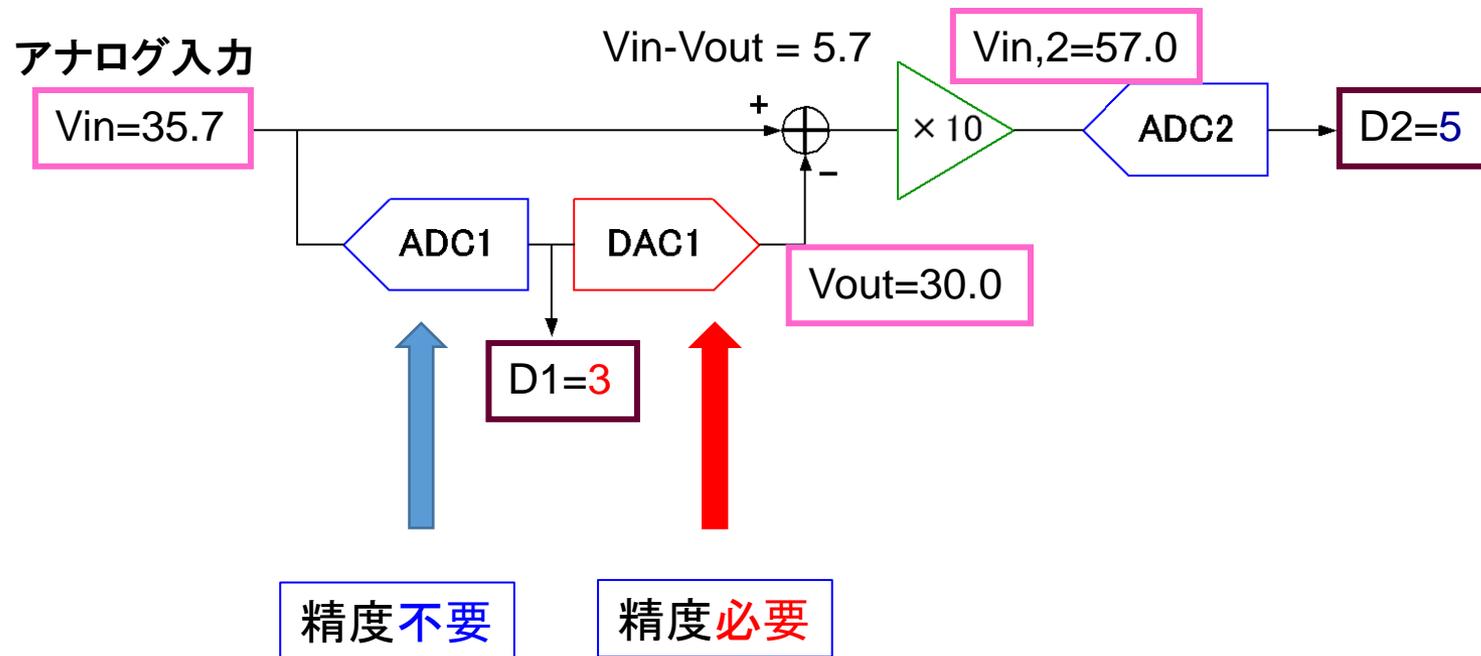


回路センスを感じる

パイプラインADCの構成と動作



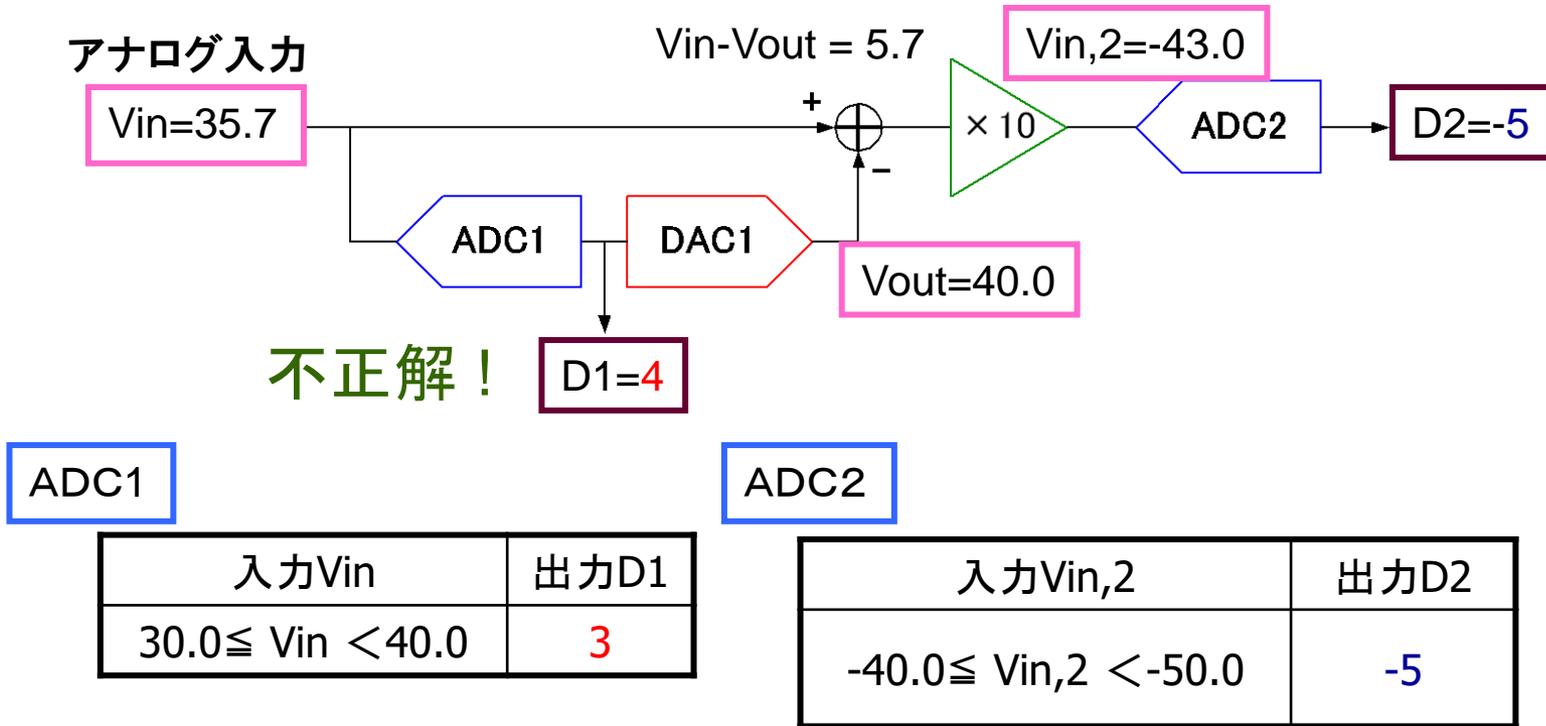
パイプラインADC の内部のADC/DAC



なぜ？

内部ADC1 で精度不要

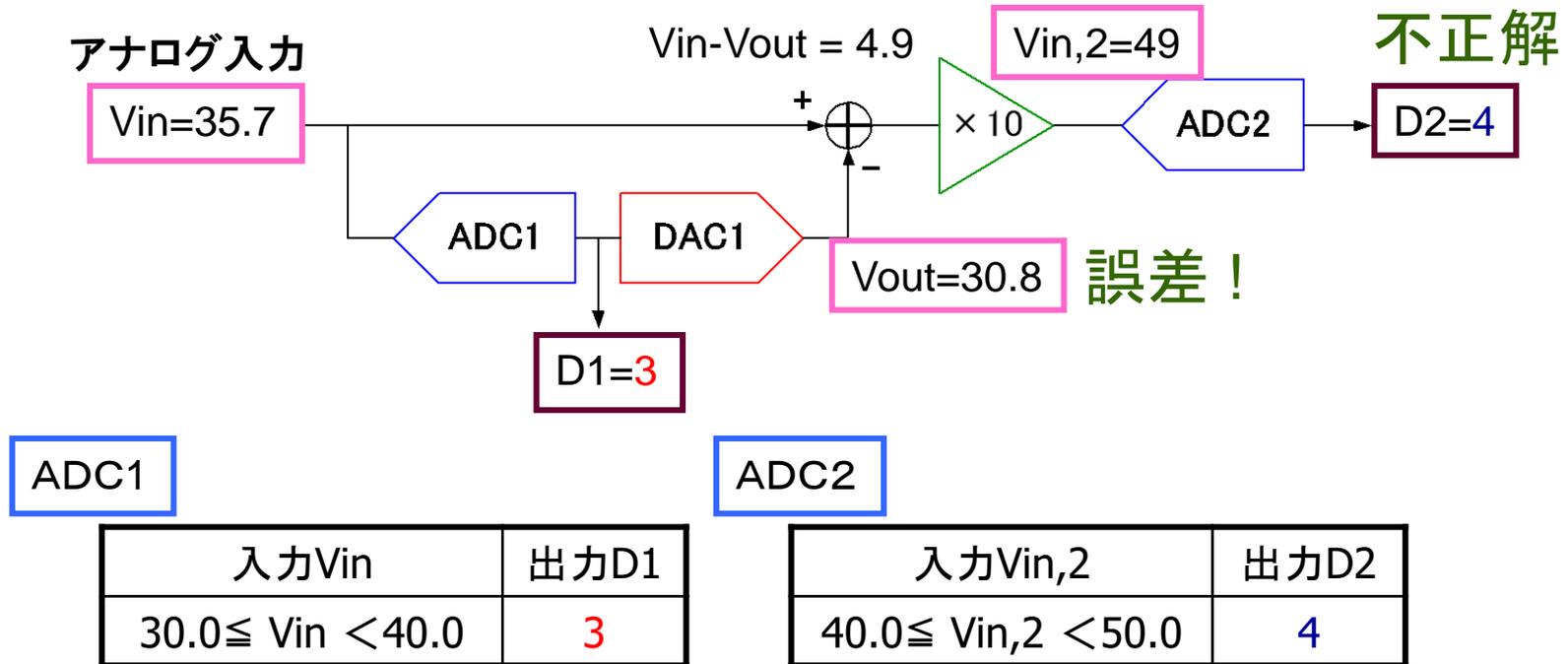
ADC2の入カレンジ冗長性で対応可能



出力 $D_{out}=4 \times 10 - 5 = 35$

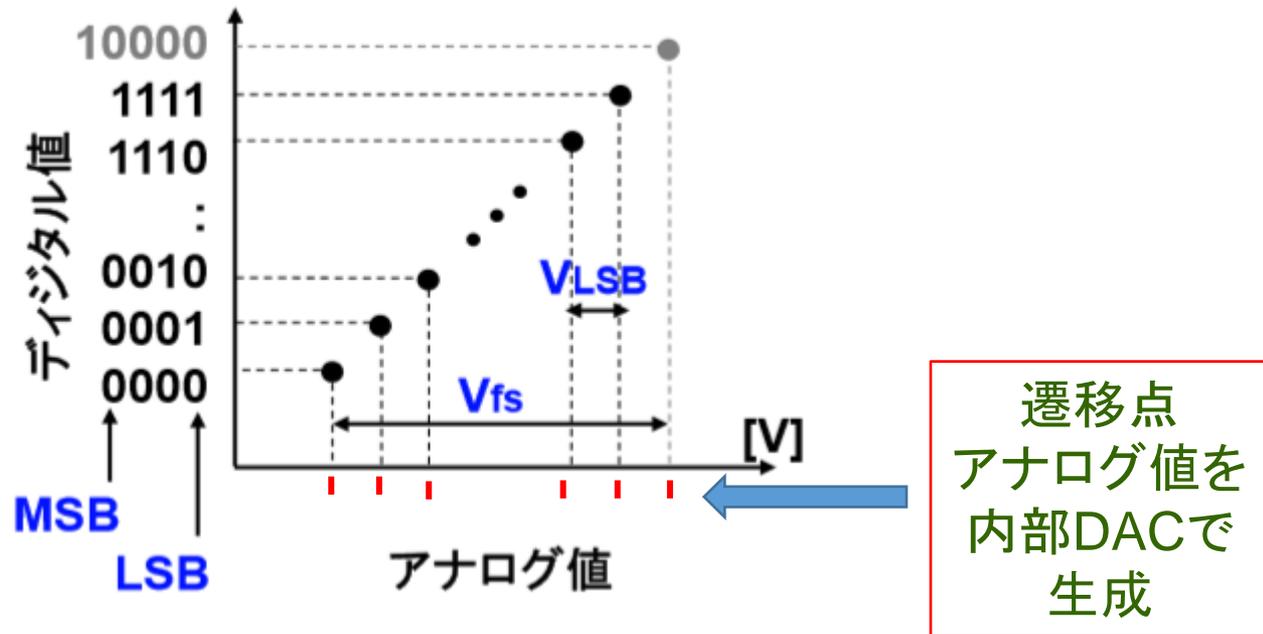
正解!

内部DAC1 で精度必要



出力 $D_{out}=3 \times 10+4=34$ 不正解

ADCの線形性を考える



「ADC全体の線形性の基準は内部DACの線形性である」

(東京都市大名誉教授 堀田正生先生)

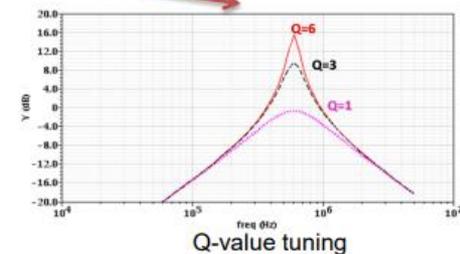
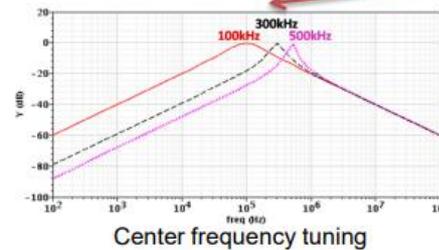
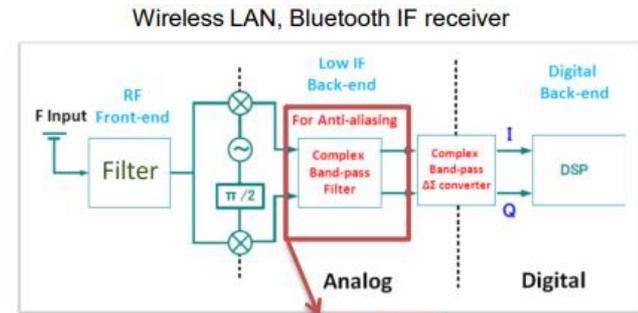
アナログフィルタ特性調整は基準周波数が必要

バンドパスフィルタ中心周波数の調整

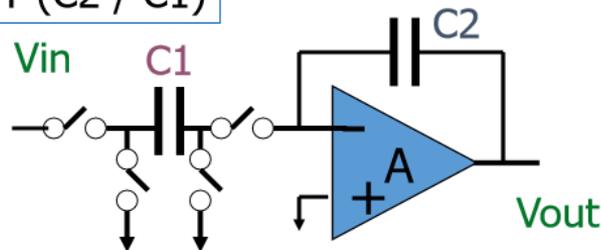


基準周波数(時間)が必要

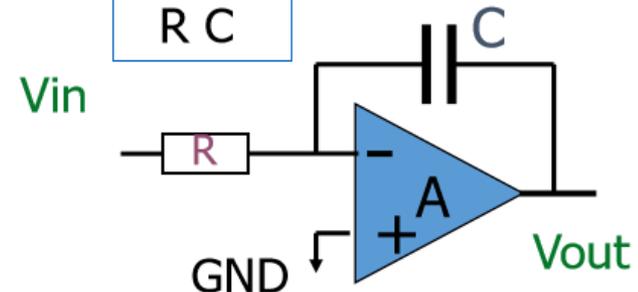
アナログフィルタ回路の
キーコンポーネント:
アナログ積分回路
時定数の調整必要



時定数
 $T (C2 / C1)$



時定数
 RC



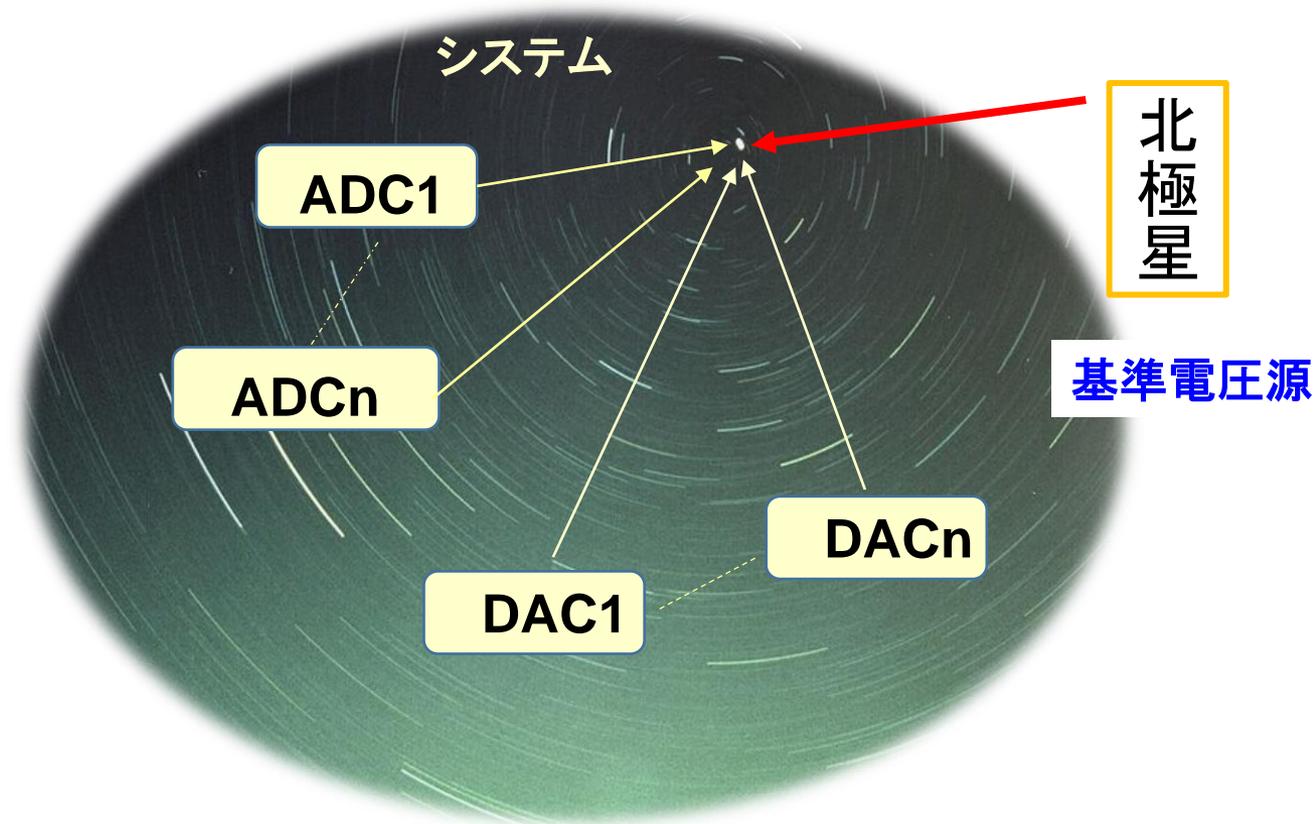
基準電圧源はシステムの北極星

システムの基準電圧源は、システム精度の基準となるもの。

システム内に複数の基準は設けない。

一つの基準にたいして、システム内の全てのアナログ部精度がトレースする様に設計。

基準電圧源は、システム精度における北極星



IC設計での温度特性の重要性

自動販売機メーカーの技術者

「**広い範囲の温度で電子回路の特性保証する必要あり。**
学会論文・発表で少しでも温度特性に言及していると
少しは信用する気になる。」

沖縄の炎天下

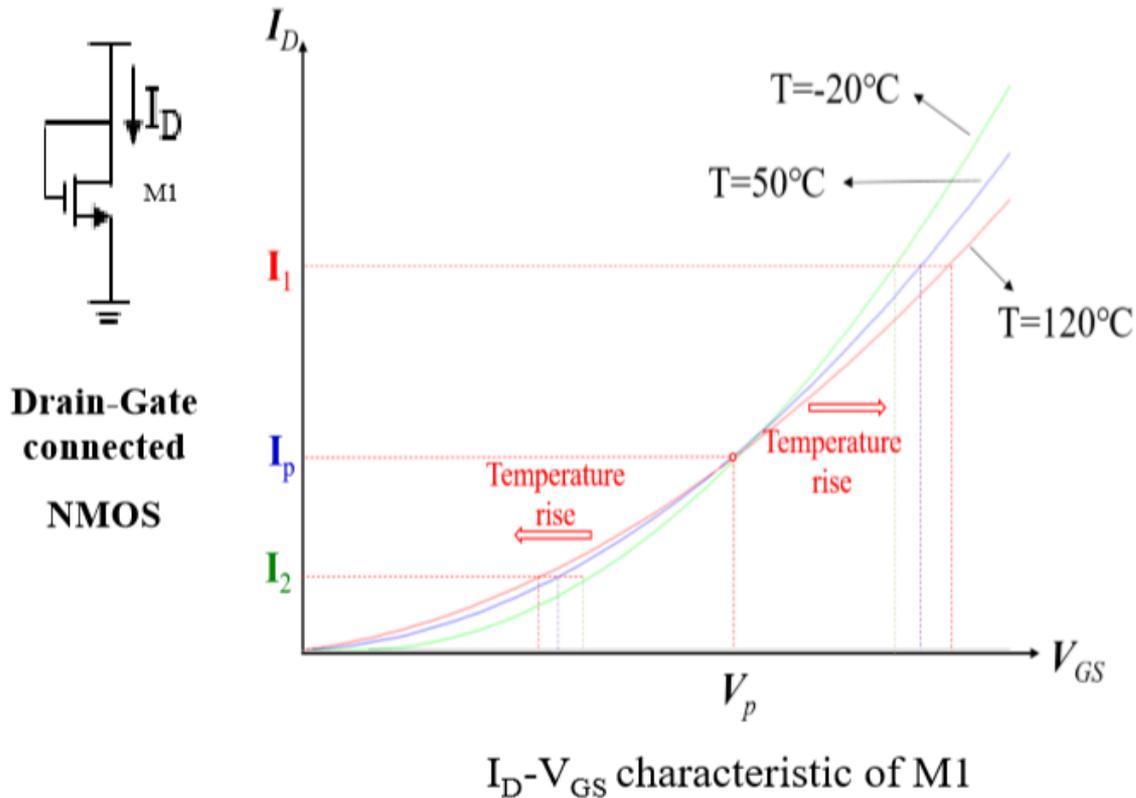


北海道の氷点下



- 「温度特性を調べてなければ信用できない」と指摘
- **信頼性:** ICはジャンクション温度 10°C 上昇で寿命半分

MOS 温度特性

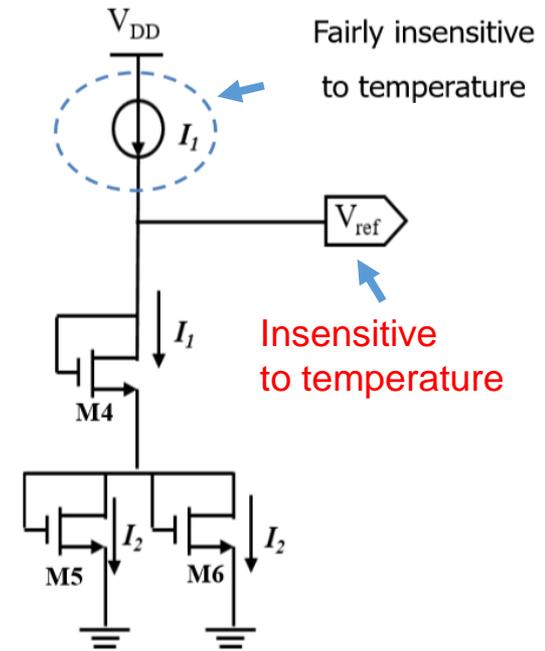
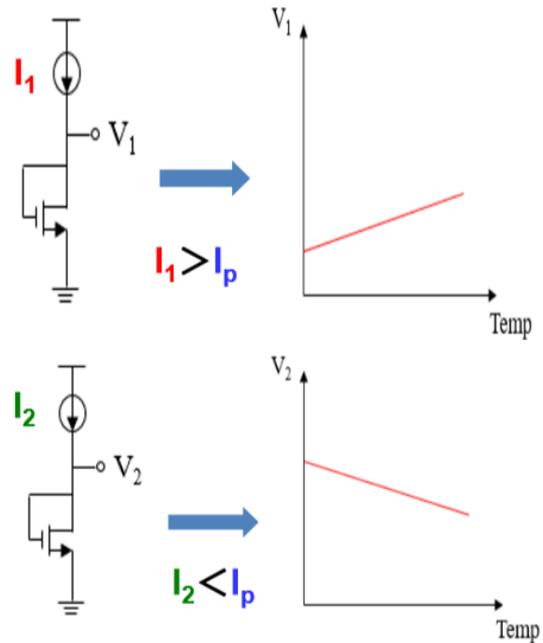
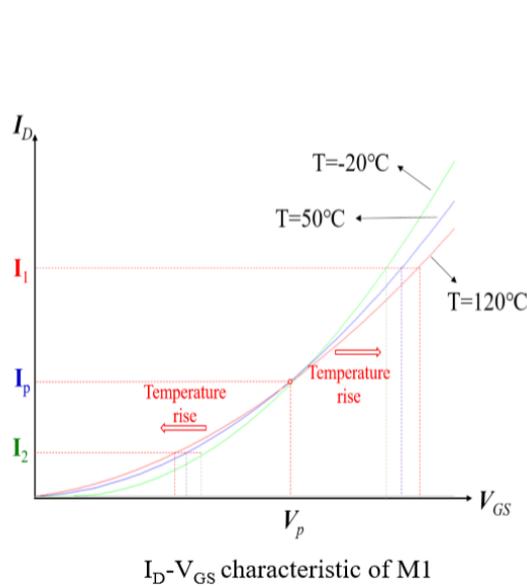


温度が高くなる \rightarrow MOS は寝起きが悪くなる

夜： なかなか寝ない (なかなか**オフ**しない)
朝： なかなか起きない (なかなか**オン**しない)

温度不感 基準電圧源

Drain-Gate connected NMOS



2019年6月のVLSI Circuit Symp で特殊デバイス使用をした発表有



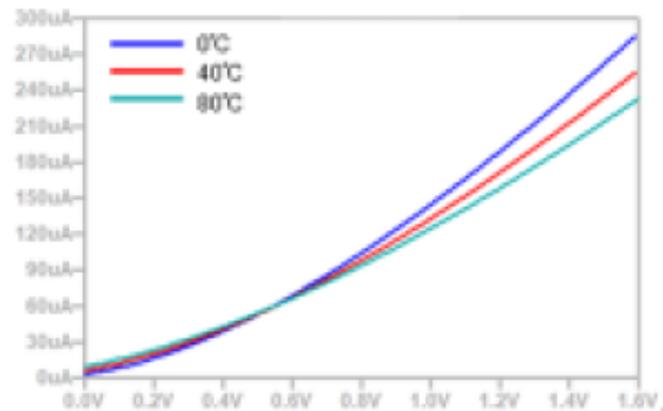
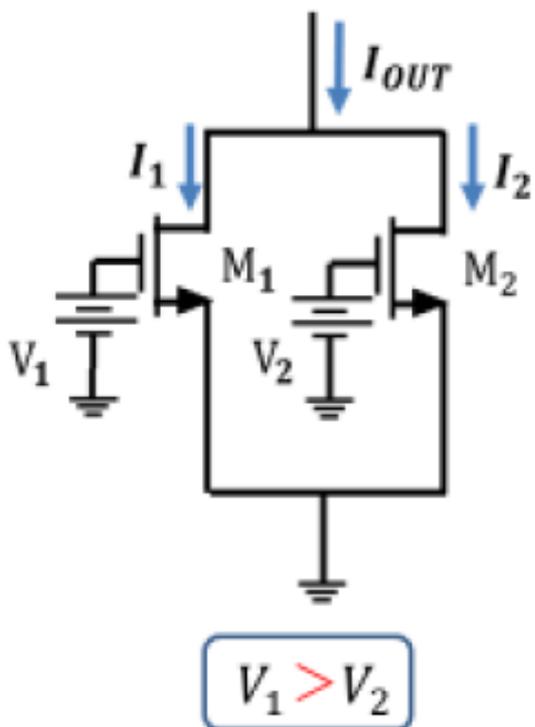
標準CMOS で 正と負の温度特性を実現できることを発見

[1] L. Sha, A. Kuwana, H. Kobayashi, "Reference Voltage Generation Circuit Insensitive to Temperature", Taiwan and Japan Conference on Circuits and Systems (TJCAS), Nikko, Japan (Aug. 2019)

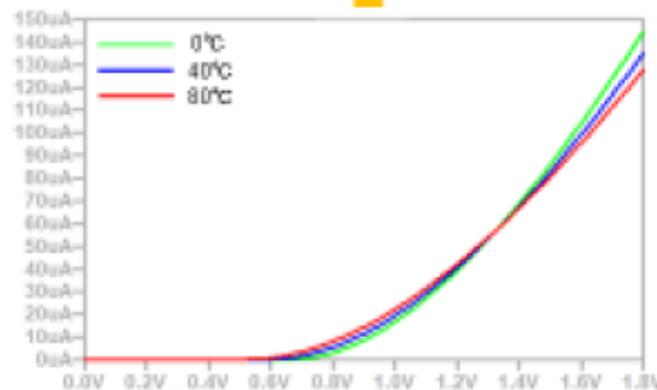
温度不感 基準電流源の基本アイデア

Concept of proposed circuit

Applied different bias voltages to the gates of the NMOSFETs



I_D - V_{GS} characteristic of M1

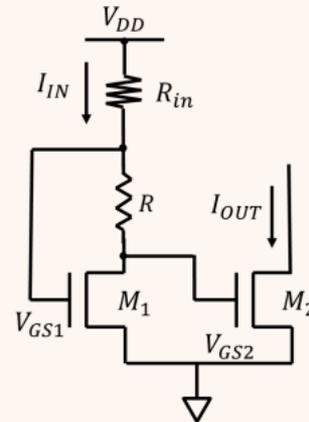


I_D - V_{GS} characteristic of M2

電源電圧不感 改良永田電流源

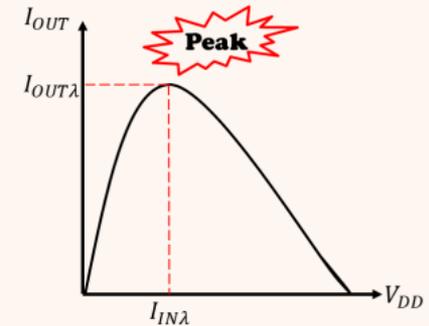
オリジナル 永田電流源

1960年代
日立製作所 永田穰氏
(パイポーラTr)



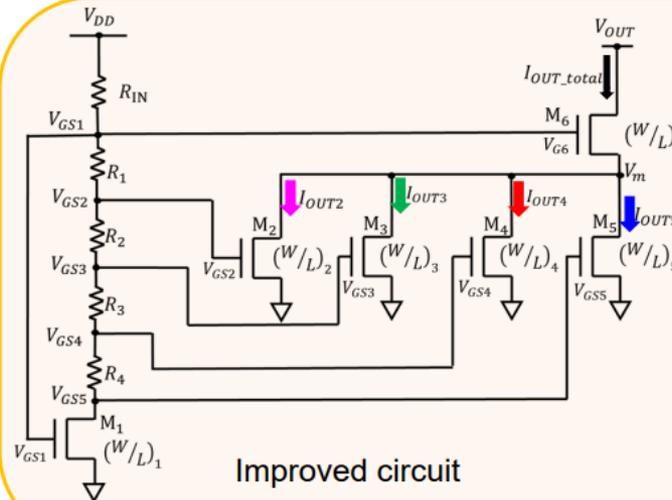
MOS Nagata
Current Mirror Circuit

ピーキング電流源

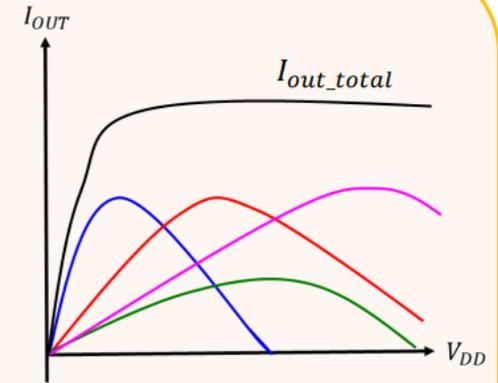


Peaking current
characteristics

改良 永田電流源



Improved circuit



Peaking current characteristics
of improved circuit

改良永田電流源 試作・測定

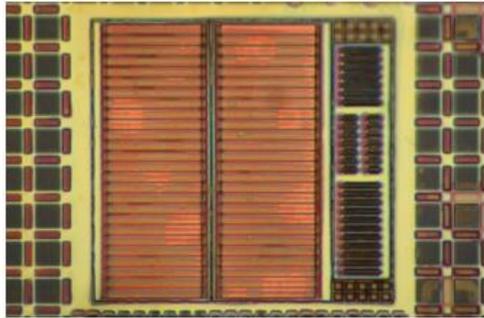
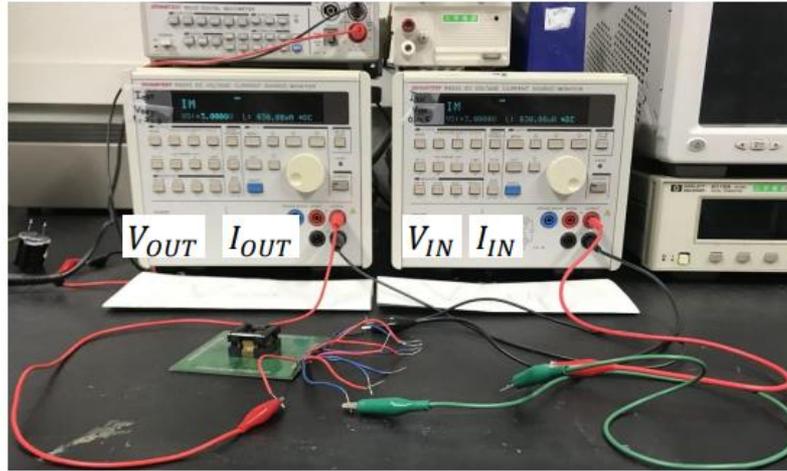
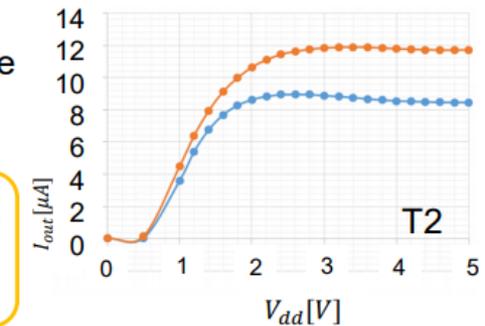
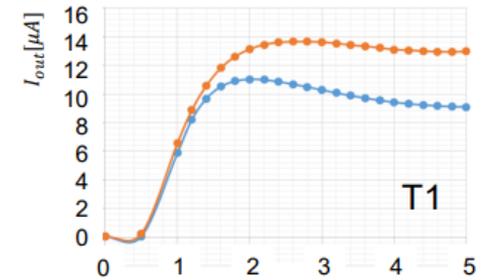


Photo of prototype chip



Measurement environment

- 電源電圧不感
- 温度変動に弱い

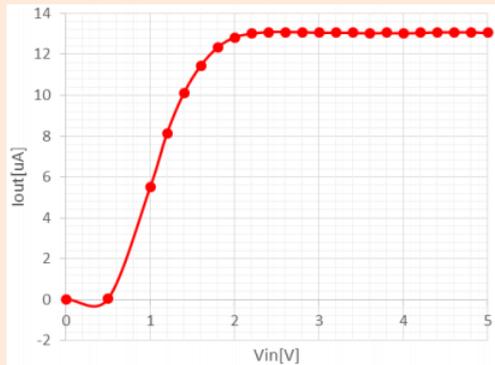


- Room temperature
- High temperature

Use a hair dryer

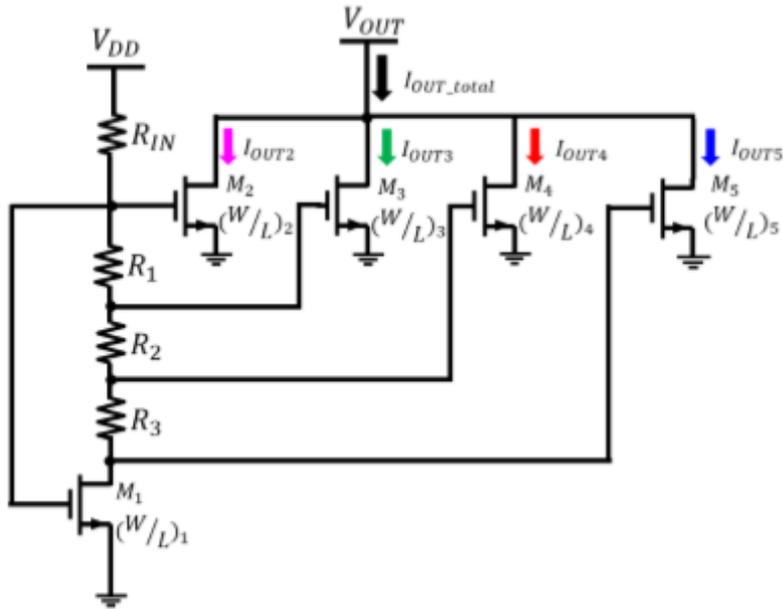


Measurement result

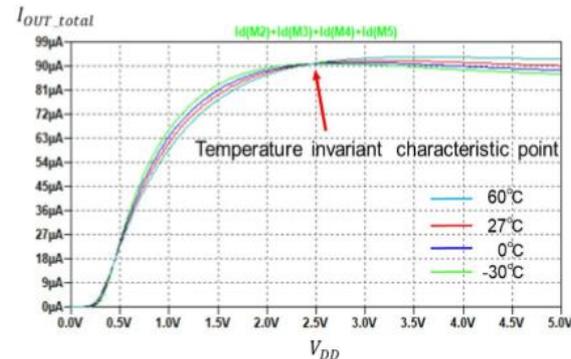


I_{OUT} in minimum variation

温度にも不感 さらなる改良永田電流源



Proposed circuit



SPICE simulation result

I_{OUT2} and I_{OUT3} have
Negative temperature characteristics



I_{OUT4} and I_{OUT5} have
Positive temperature characteristics



Cancel the temperature characteristics

深みのある回路技術へ

[2] T. Hosono, N. Kushita, Y. Shibasaki, T. Ida, M. Hirano, N. Tsukiji, A. Kuwana, H. Kobayashi, Y. Moroshima, H. Harakawa, T. Oikawa

"Improved Nagata Current Mirror Insensitive to Temperature as well as Supply Voltage", Taiwan and Japan Conference on Circuits and Systems (TJCAS), Nikko, Japan (Aug. 2019)

温度依存のない基準電圧源

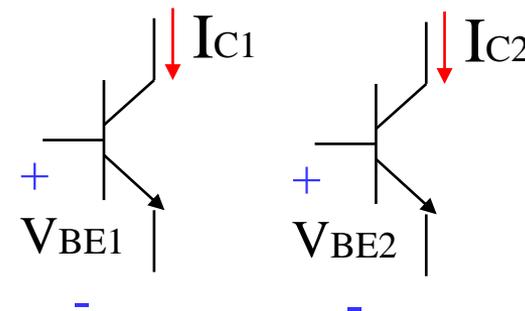
- バイポーラトランジスタ ベースエミッタ間電圧 V_{BE}
 $\delta V_{BE}/\delta T = -2\text{mV}/^\circ\text{C} < 0$ (負温度係数)
- 熱電圧 $V_T = kT/q$
k: ボルツマン定数 T: 絶対温度, q: 電子電荷
 $\delta V_T/\delta T = k/q = +0.085\text{mV}/^\circ\text{C} > 0$ (正温度係数)
- 温度依存性のない電圧 V_{OUT}
適切な定数 M
 $V_{OUT} = V_{BE} + M \cdot V_T$
 $\delta V_{OUT}/\delta T = 0$ とできる (温度係数ゼロ)

熱電圧 $V_T = kT/q$ を どのようにして回路で得るか

2つの異なるバイポーラトランジスタ

$$I_{c1} = I_{s1} \exp(V_{BE1}/V_T)$$

$$I_{c2} = I_{s2} \exp(V_{BE2}/V_T)$$



$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln [(I_{c1} \cdot I_{s2}) / (I_{c2} \cdot I_{s1})]$$

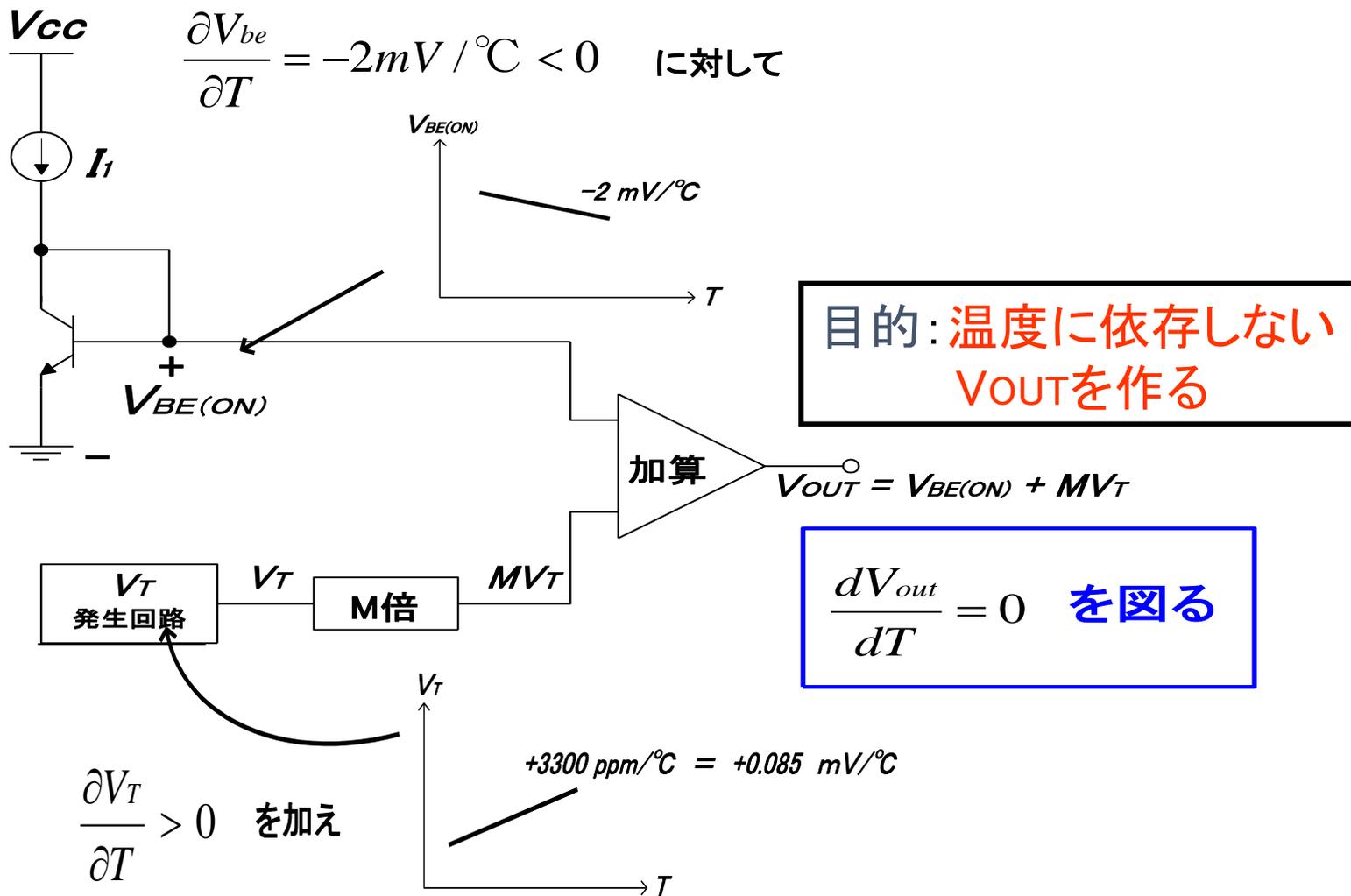
2つのベースエミッタ間電圧の差 $\Delta V_{BE} \rightarrow V_T$ が得られる

PTAT電圧源・電流源

→ 絶対温度 T に比例する電圧源・電流源

PTAT: Proportional to Absolute Temperature

バンドギャップ基準電圧の原理



バンドギャップ基準電圧回路の理解の仕方

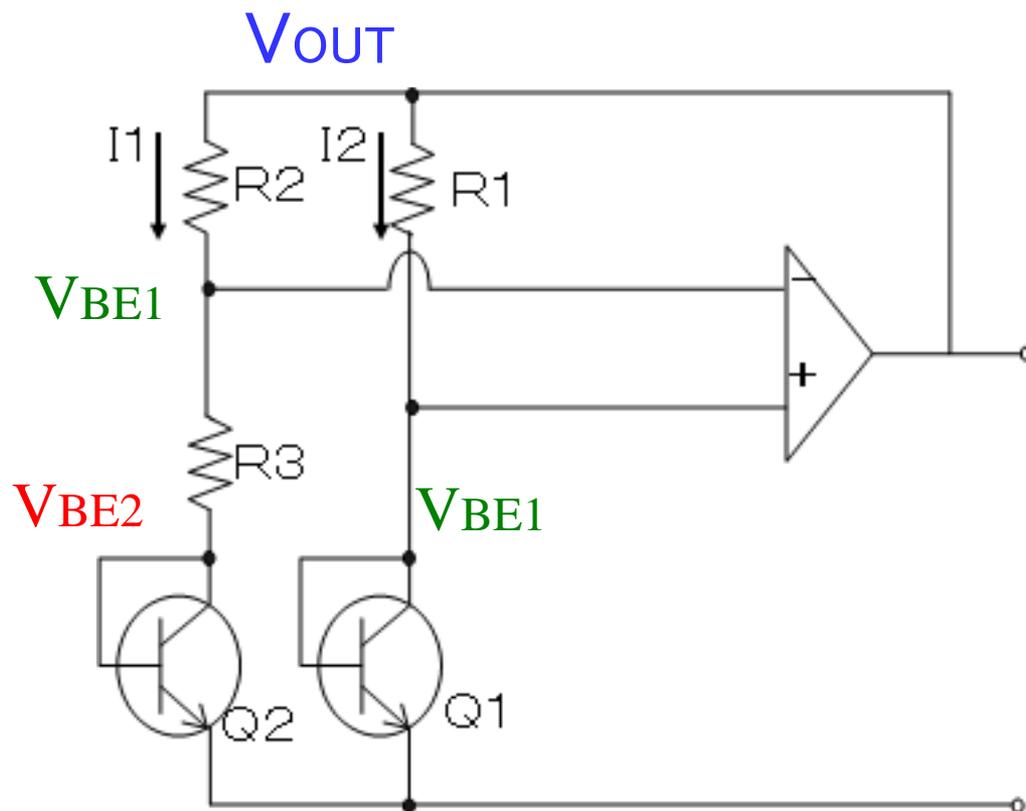
V_{BE} はどこ？

$V_{BE1} - V_{BE2}$ はどこ？

$$I_1 = (V_{BE1} - V_{BE2}) / R_3$$

$$V_{OUT} = V_{BE1} + R_2 I_1$$

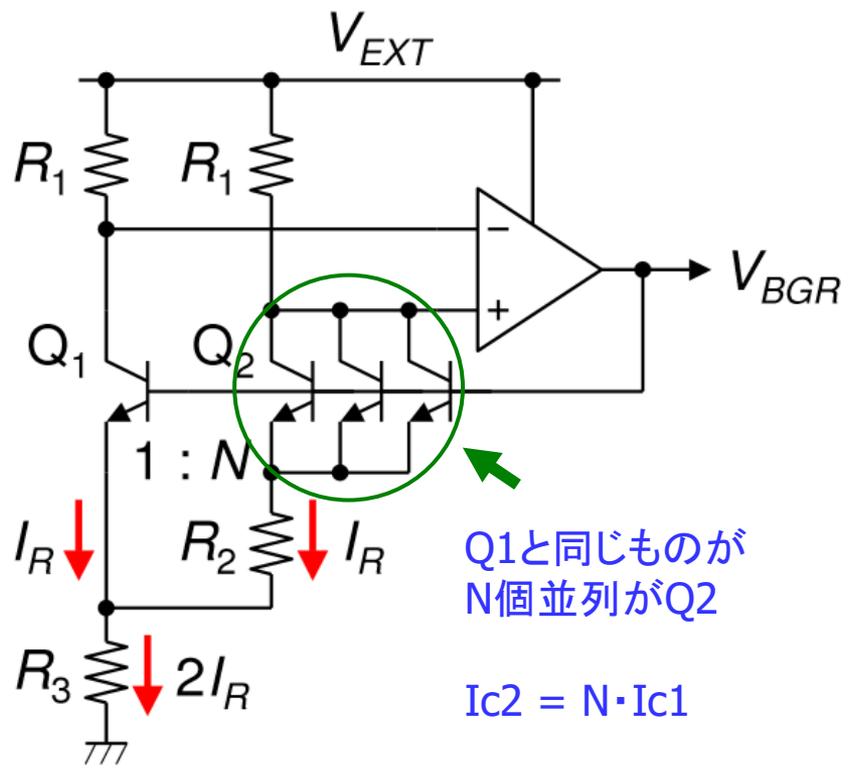
回路例



バンドギャップ基準電圧回路 コメント

- バンドギャップ基準電圧回路は多数
前頁までの説明は「第一近似」
 - 現在も回路系国際会議で発表
 - 多くは企業秘で表にでてこない
 - 小規模アナログ回路
 - 回路設計者の能力に依る差別化回路
- CMOS LSI中にも
寄生バイポーラトランジスタを用い実現可能

問題 Brokaw 型 バンドギャップ基準電圧源回路



$$I_R = \frac{\Delta V_{BE}}{R_2} = \frac{kT \ln N}{qR_2}$$

$$V_{BGR} = V_{BE1} + 2I_R R_3$$

$$= V_{BE1} + \frac{kT}{q} \cdot \frac{2R_3 \ln N}{R_2}$$



これらの式を導出せよ

究極の不易「物理量」

SI 単位系 (International System of Units)

メートル m , キログラム kg , 秒 s , アンペア A ,
ケルビン K , モル mol , カンデラ cd

対応する物理量

長さ、質量、時間、電流、熱力学温度、物質質量、光度

定義(2018年に変更決議、2019年5月から実施)

セシウム133原子振動数 $\Delta\nu_{Cs}$ 9192631770 Hz

真空における光速度 c 299792458 m/s

プランク定数 h $6.62607015 \times 10^{-34}$ J s

電気素量 e $1.602176634 \times 10^{-19}$ C

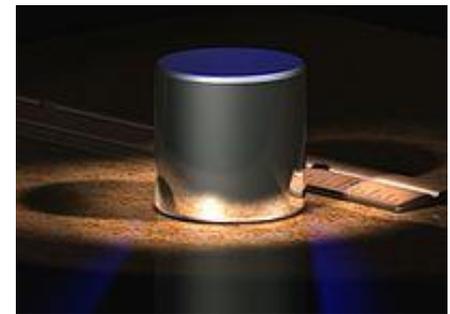
ボルツマン定数 k 1.380649×10^{-23} J/K

アボガドロ定数 N_A $6.02214076 \times 10^{23}$ mol⁻¹

周波数 540×10^{12} Hz 単色光の発光効率 K_{cd} 683 lm/W



メートル原器は
1960年に廃止



キログラム原器は
2019年に廃止

工学センスの重要性

円周率の工学設計での使用桁数

$\pi = 3.14159\ 26535\ 89793\ 23846\ 26433\ 83279\ 50288\ \dots$

小惑星探査機「はやぶさ」 16桁

指輪の制作工房 3桁

砲丸の工場 10桁

陸上競技場のトラック 5桁

タイヤメーカー 企業秘密

モノづくりにおいて精度が重要

(桜井進氏)

逆に言えば、現状そのアプリケーションではそれ以上の精度不要

ものづくりと基準

- ものづくり は ばらつき との戦い



基準がしっかりしているとバラツキを抑制できる

- アナログ/ミクストシグナル回路での
(自動)調整技術、(自己)校正技術



「基準」を明確にする