集積デバイス工学 ⑨

オペアンプ ⑵

- 出力段の設計
- 設計上の注意事項
- 位相補償

出力段(バッファ)の設計

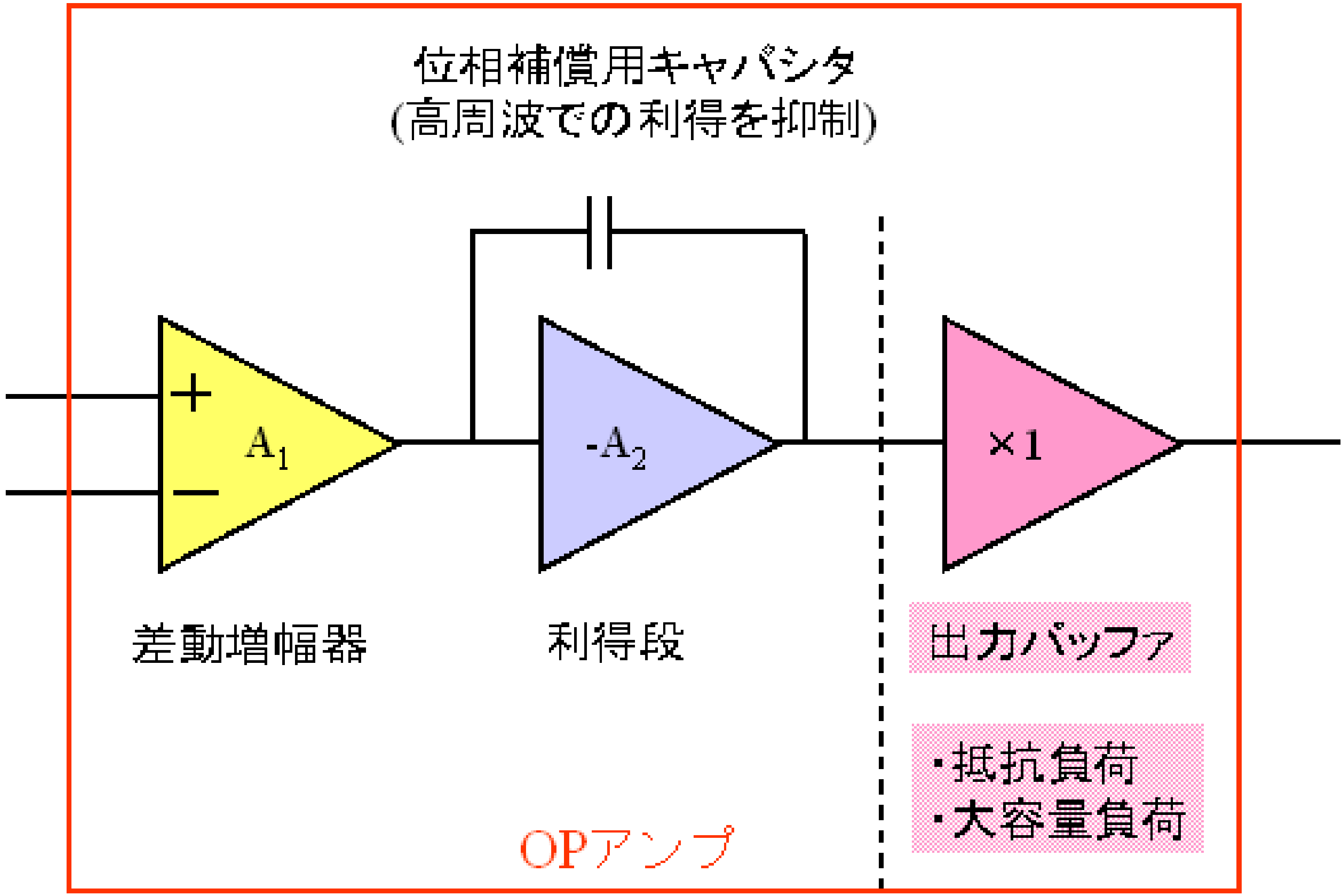
1. 出力段の種類

2. 電圧シフト型出力段

3. ソース結合型出力段

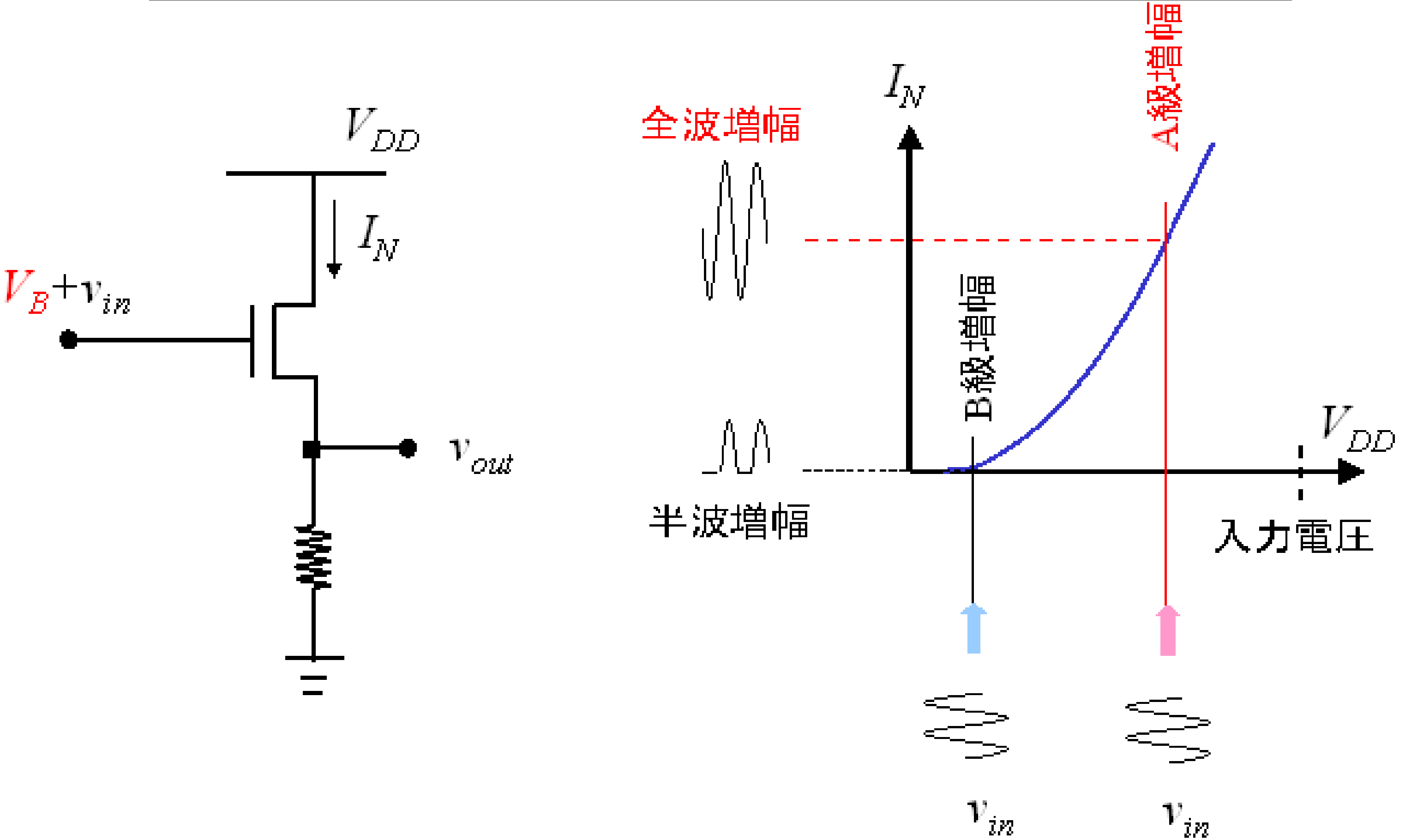
4. その他の出力段

オペアンプの基本構造



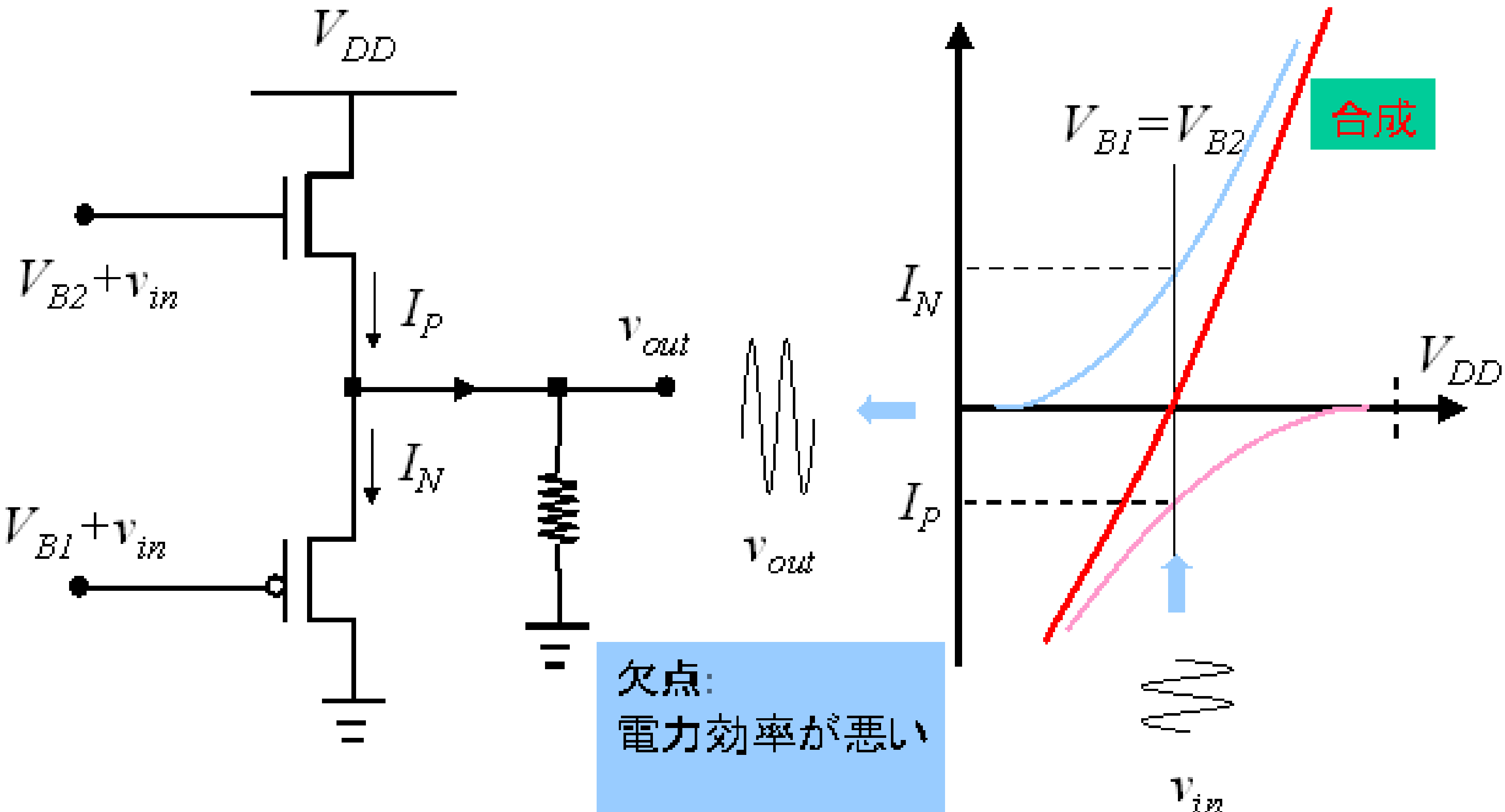
位相補償用キャパシタ
(高周波での利得を抑制)
+
−
A_1
$-A_2$
×1
差動増幅器
利得段
出力バッファ
・抵抗負荷
・大容量負荷
OPアンプ

出力増幅回路の種類



プッシュプル型出力増幅器の種類

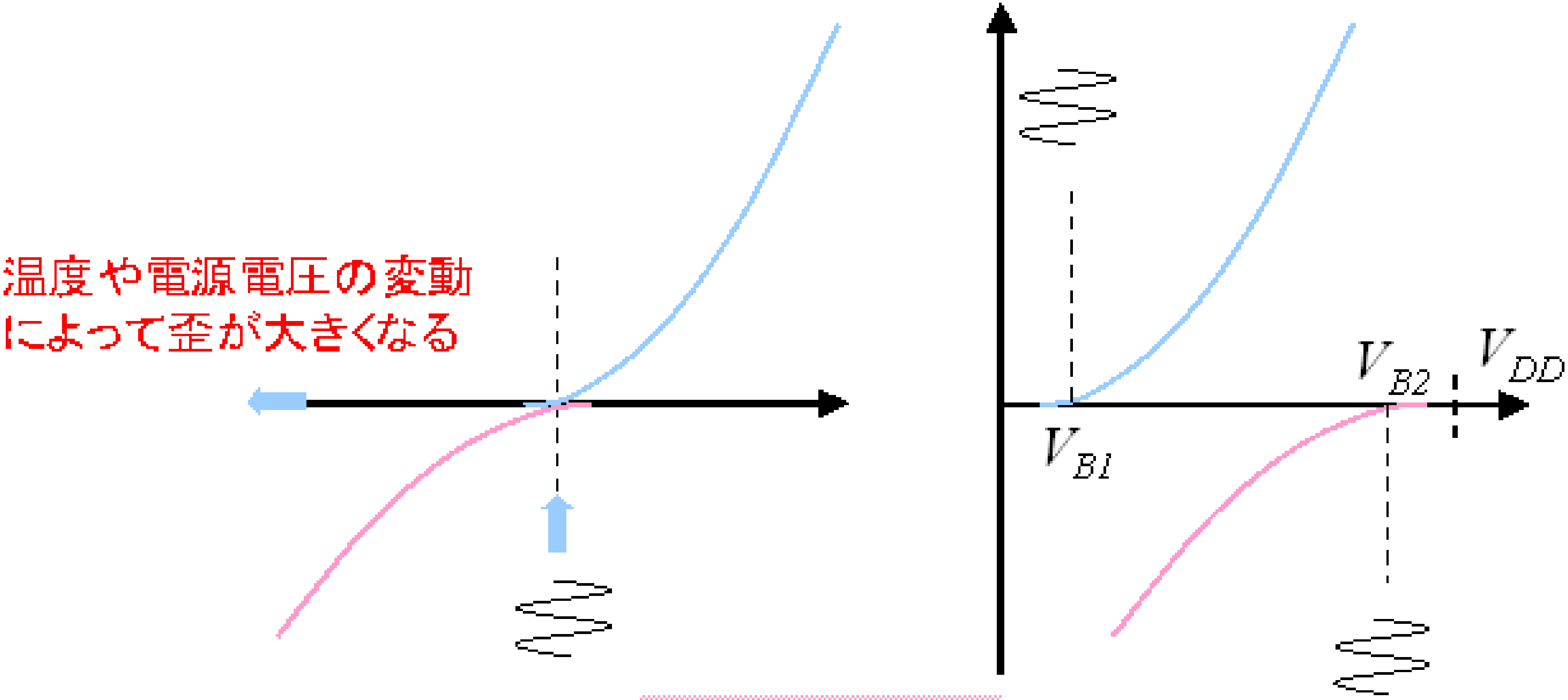
A級増幅



欠点:
電力効率が悪い

利点:
歪が小さい

B級増幅

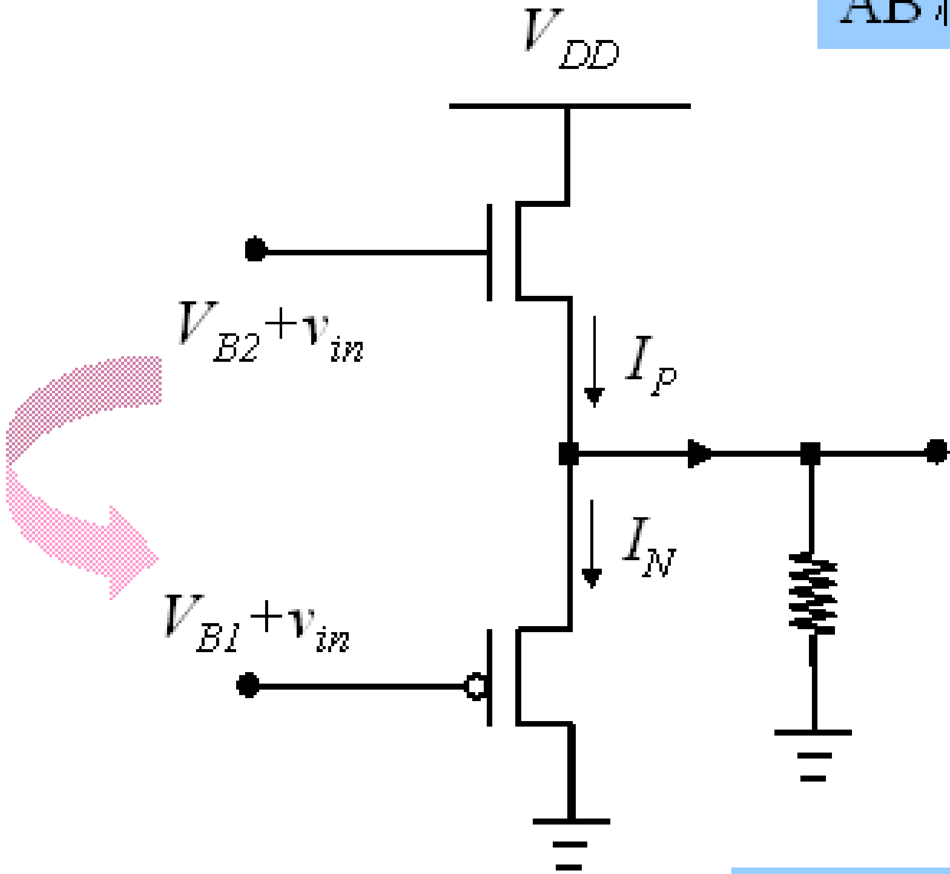


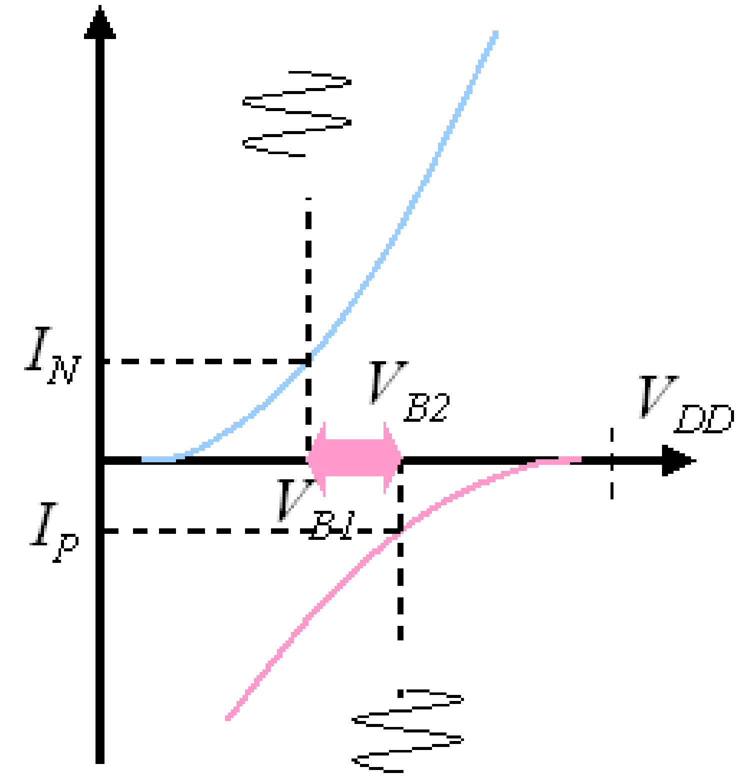
欠点:
歪が大きい

利点:
電力効率が良い

バッファ段のバイアス点

AB級増幅





AB級の利点:
1. 歪が少ない
2. 電力効率が良い

電圧シフト型出力段

バッファ段へのバイアス電圧の与え方

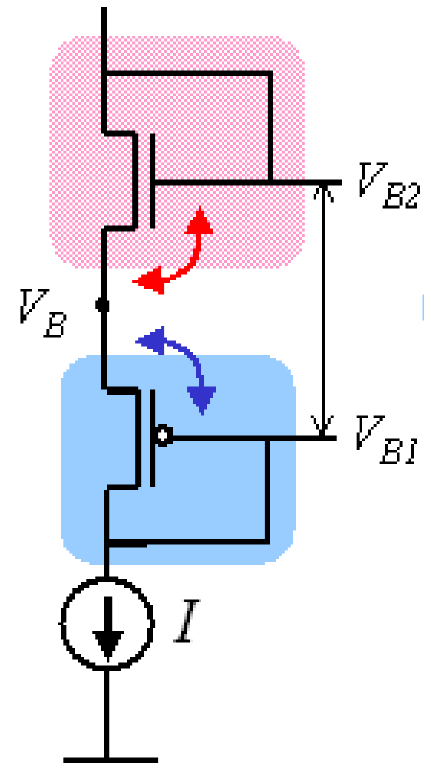
$$I=\frac{\beta_n}{2}\left(V_{B2}-V_B-V_{Tn}\right)^2 \rightarrow \sqrt{\frac{2I}{\beta_n}}=V_{B2}-V_B-V_{Tn}$$

$$I=\frac{\beta_p}{2}\left(V_{B1}-V_B-\left|V_{Tp}\right|\right)^2 \rightarrow \sqrt{\frac{2I}{\beta_p}}=V_B-V_{B1}-\left|V_{Tp}\right|$$

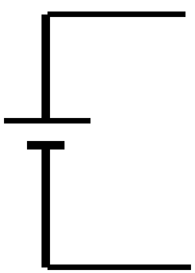
ソースフォロア

$$V_{B2}-V_{B1}=\underbrace{\sqrt{\frac{2I}{\beta_n}}+V_{Tn}}_{V_{B2}-V_B}+\underbrace{\sqrt{\frac{2I}{\beta_p}}+\left|V_{Tp}\right|}_{V_B-V_{B1}}$$

電流 I を与えると固定電位となる



浮遊電池

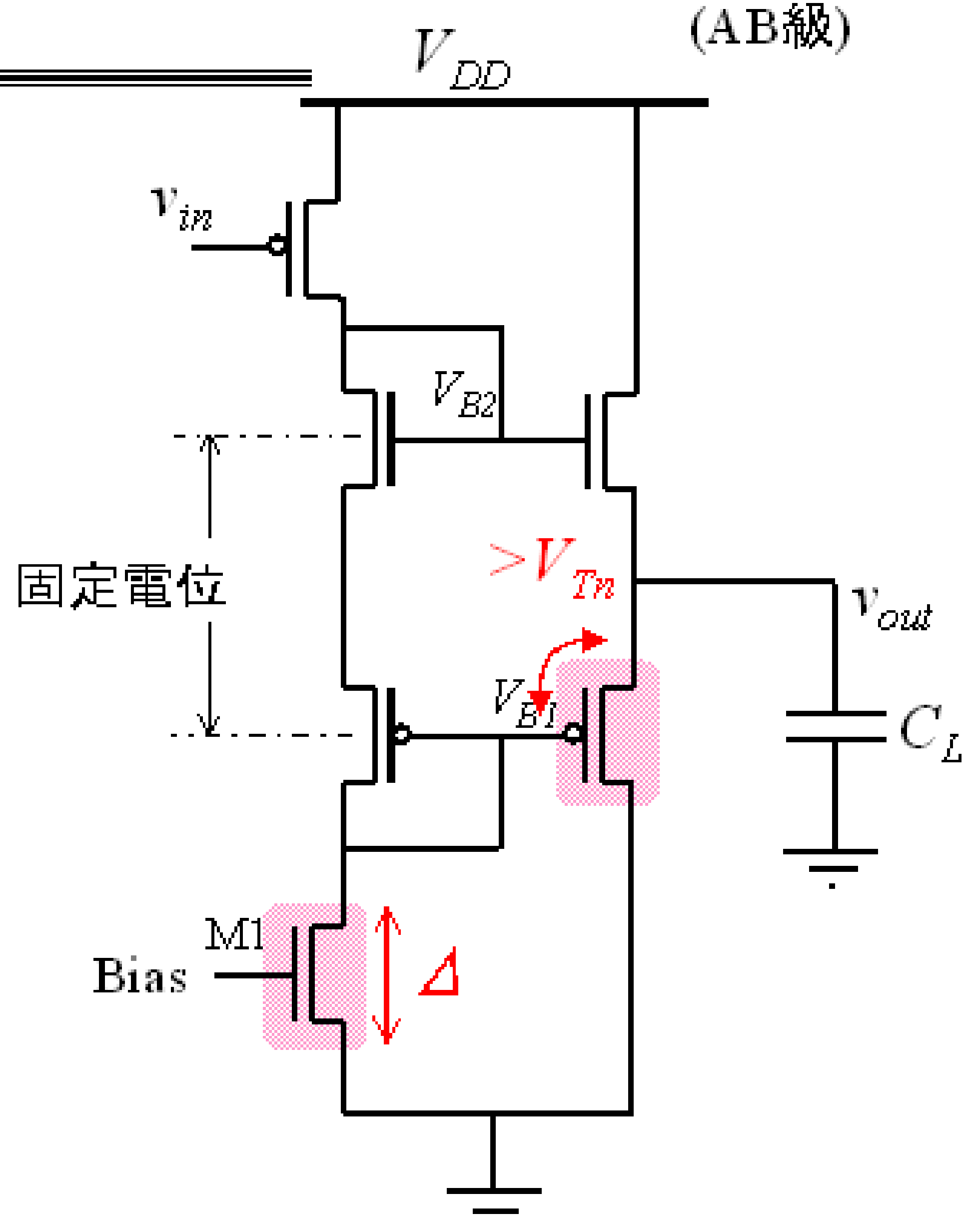


相補性ソースフォロア増幅回路（浮遊電圧源）

V_{B2}-V_{B1} の値によって
A, B, AB級に分類可

欠点： 出力電圧の振幅が制限

$$\Delta + |V_{Tp}| < v_{out} < V_{DD} - \Delta - V_{Tn}$$



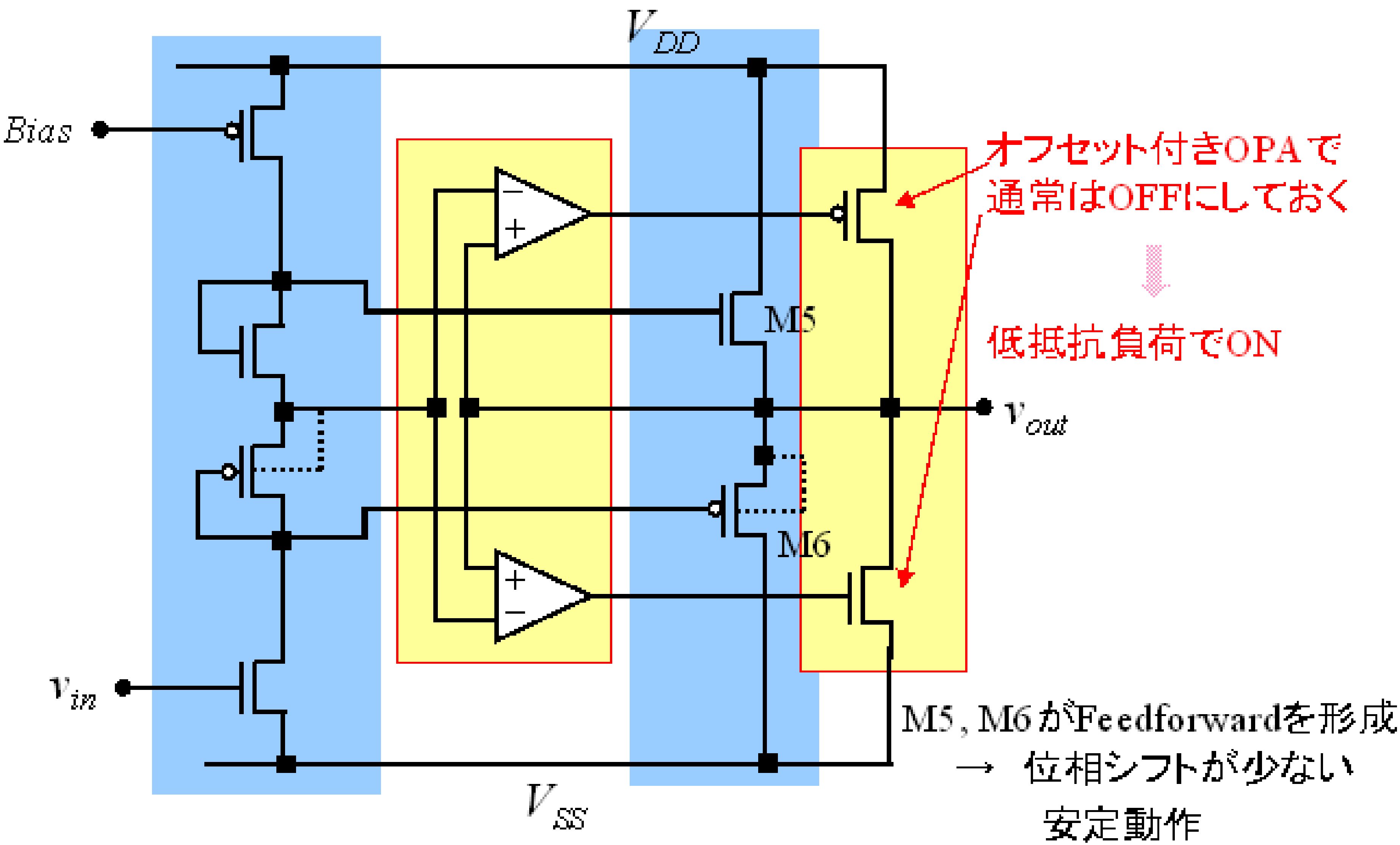
deleted based on copyright concern.

B.K.Ahuja, et al., IEEJ. Solid-state Circuits, SC-19,892(1984)

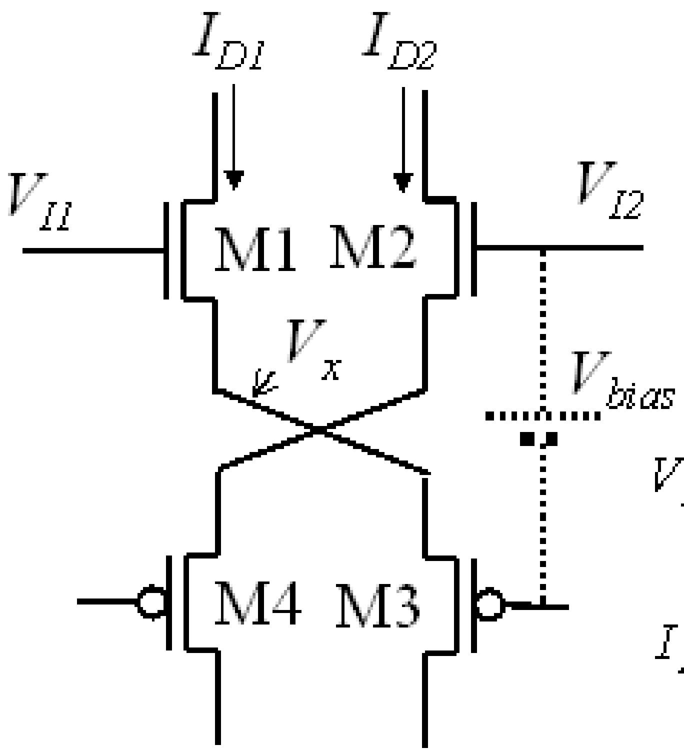
相補性ソースフォロア増幅回路
(浮遊電圧源)

＋

擬似相補型出力バッファ
OPアンプ使用



ソースクロス結合型差動増幅器



nMOSとpMOSが普段の
位置を入れ替えている

$$V_{I1} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\beta_1}} + V_x + V_{Tn} \Leftarrow I_{D1} = \frac{\beta_1}{2}(V_{I1} - V_x - V_{Tn})^2$$

$$I_{D1} = \frac{\beta_3}{2}\left(V_x + V_{bias} - V_{I2} - V_{Tp}\right)^2$$

$$V_x = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\beta_3}} - V_{bias} + V_{I2} + V_{Tp}$$

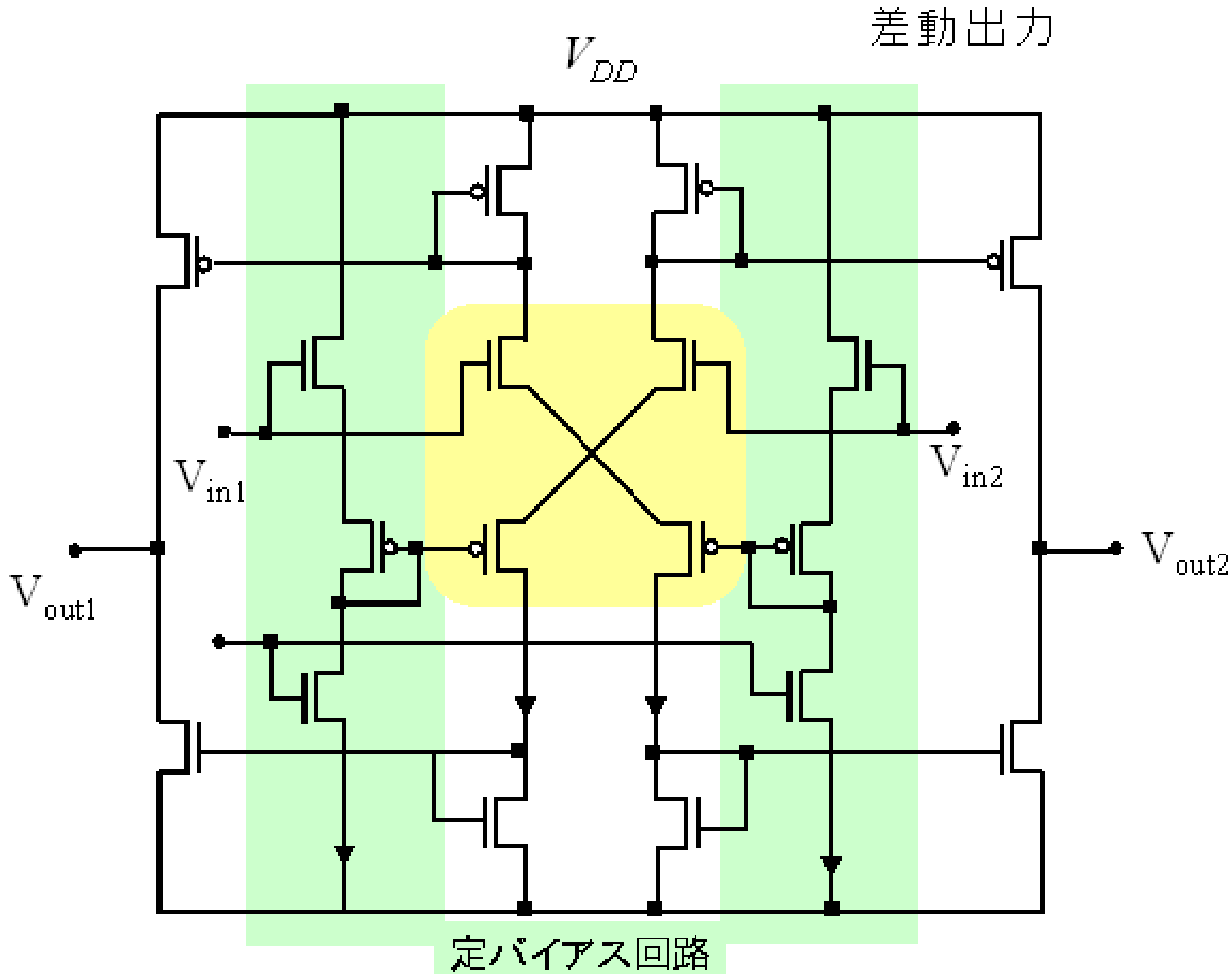
直流分

$$\therefore V_{I1} - V_{I2} = \sqrt{2I_{D1}}\left(\frac{1}{\sqrt{\beta_1}} + \frac{1}{\sqrt{\beta_3}}\right) \boxed{- V_{bias} + V_{Tp} + V_{Tn}}$$

差動入力電圧 → I_{D1}をモニターして得られる

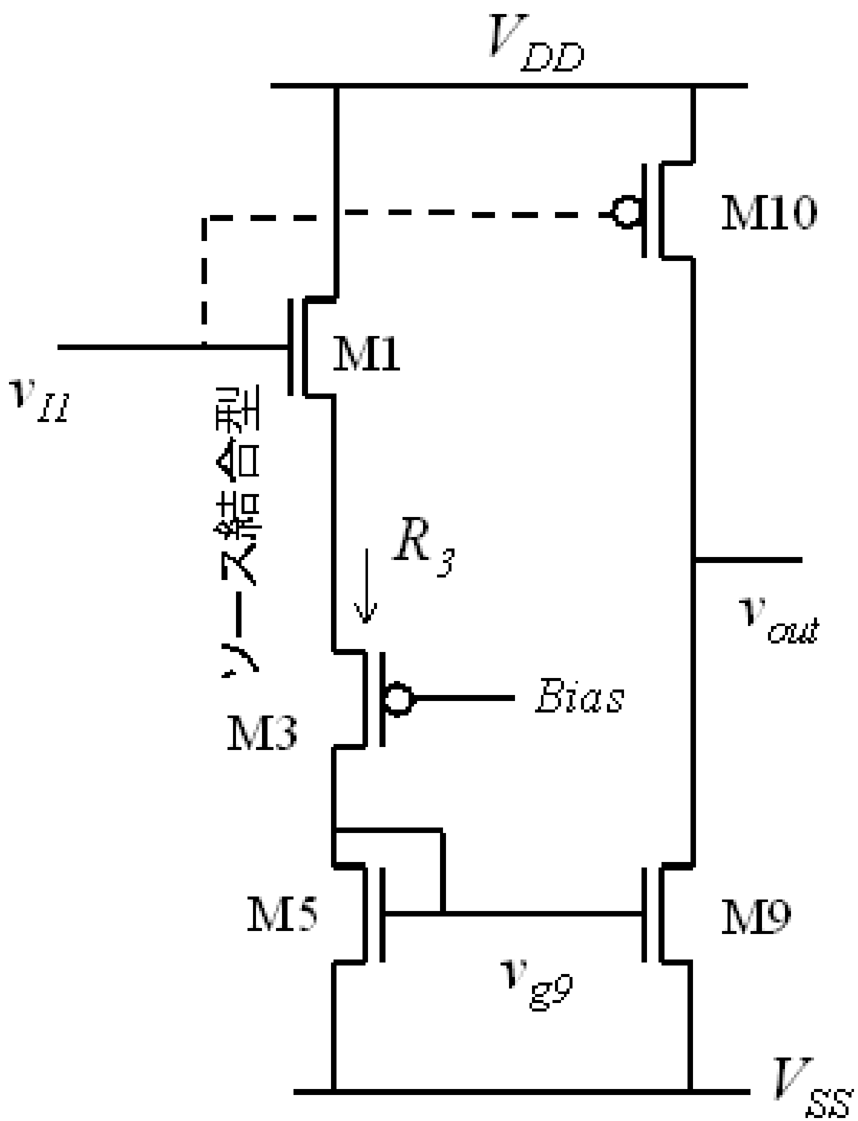
deleted based on copyright concern.

R.Castello and P.R.Gray, IEEEJ. Solid-state circuits, SC-20,1122(1985)



差動出力
V_{DD}
V_{in1}
V_{in2}
V_{out1}
V_{out2}
定バイアス回路

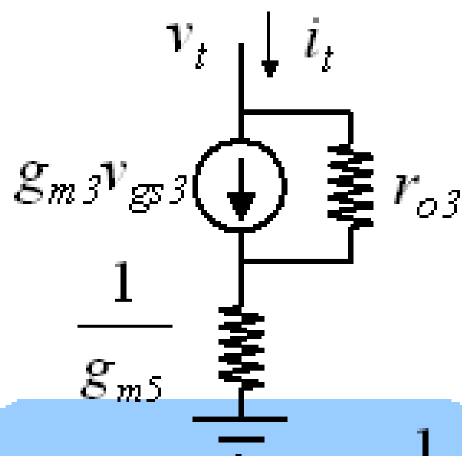
増幅率の見積もり



$$v_t = (i_t - g_{m3} v_{gs3}) r_{o3} + \frac{i_t}{g_{m5}}$$

$$v_{gs3} = v_t$$

$$R_3 = \frac{v_t}{i_t} = \frac{1 + \dfrac{1}{g_{m5} r_{o3}}}{g_{m3} + \dfrac{1}{r_{o3}}} \approx \frac{1}{g_{m3}}$$



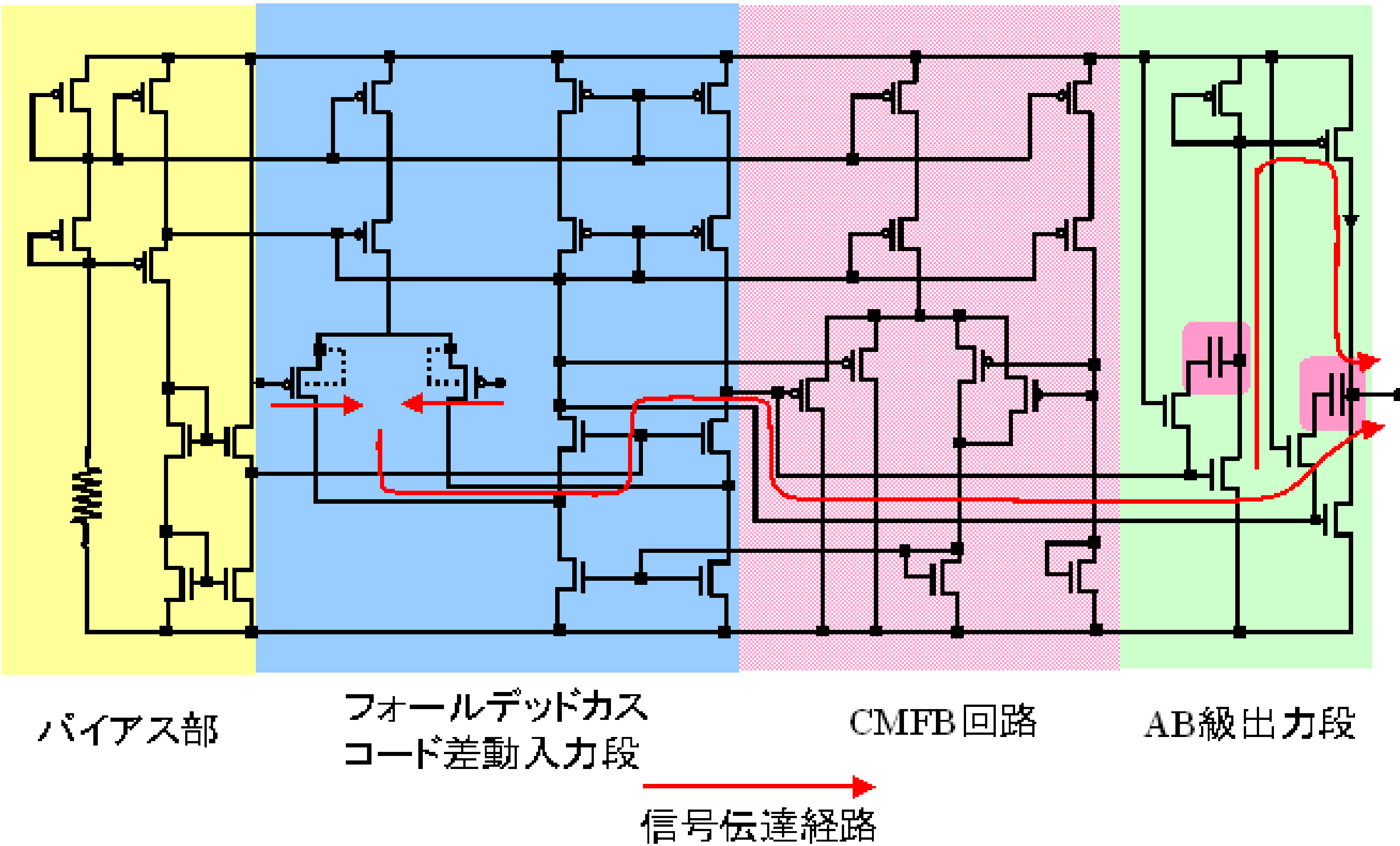
$$\frac{v_{g9}}{v_{I1}} = \frac{R_3}{\dfrac{1}{g_{m1}} + R_3} \cdot \frac{\dfrac{1}{g_{m5}}}{R_3} = \frac{\dfrac{g_{m1}}{g_{m5}}}{1 + \dfrac{g_{m1}}{g_{m3}}}$$

deleted based on copyright concern.

J.N.Babanezhad and R. Gregorian, IEEEJ. Solid-state circuits, SC-22,1080(1987)

deleted based on copyright concern.

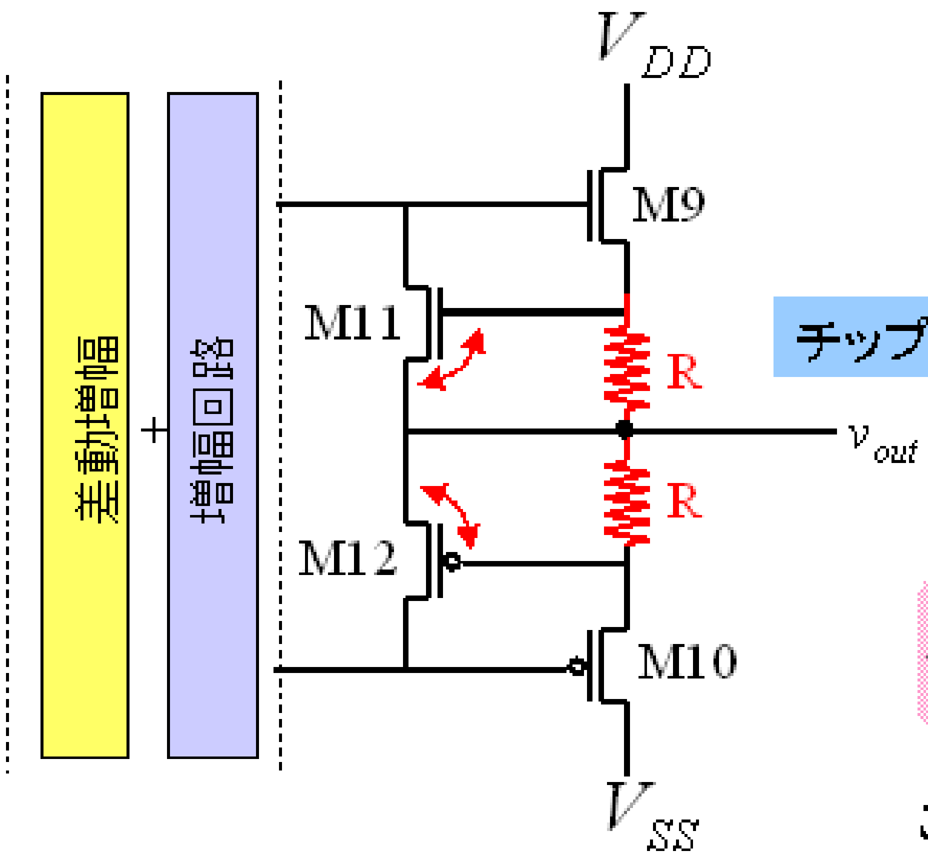
J.N.Babanezhad, IEEEJ. Solid-state circuits, SC-23,1414(1988)



バイアス部
フォールデッドカスコード差動入力段
CMFB回路
AB級出力段
信号伝達経路

OPA設計時に注意すべき点

出力保護回路
(出力端子短絡保護)



出力バッファ部

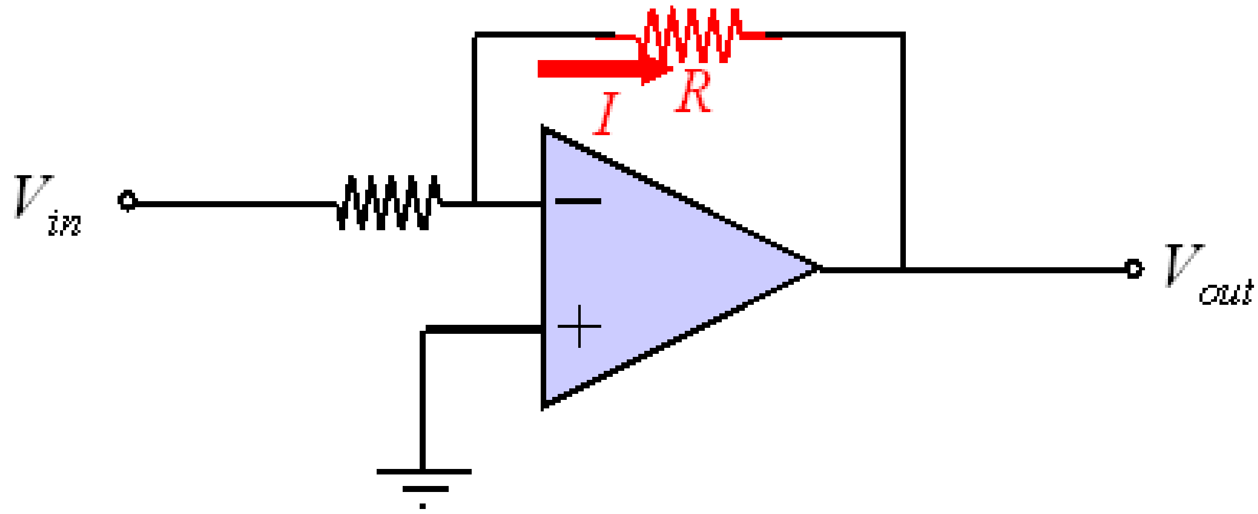
チップの外に信号を出す

$$I_{out}^{max} = \frac{V_{Tn}}{R}$$

これ以上電流が流れると
M9はオフに、M11がオンになる

OPA使用上の注意

発熱による高調波歪の発生



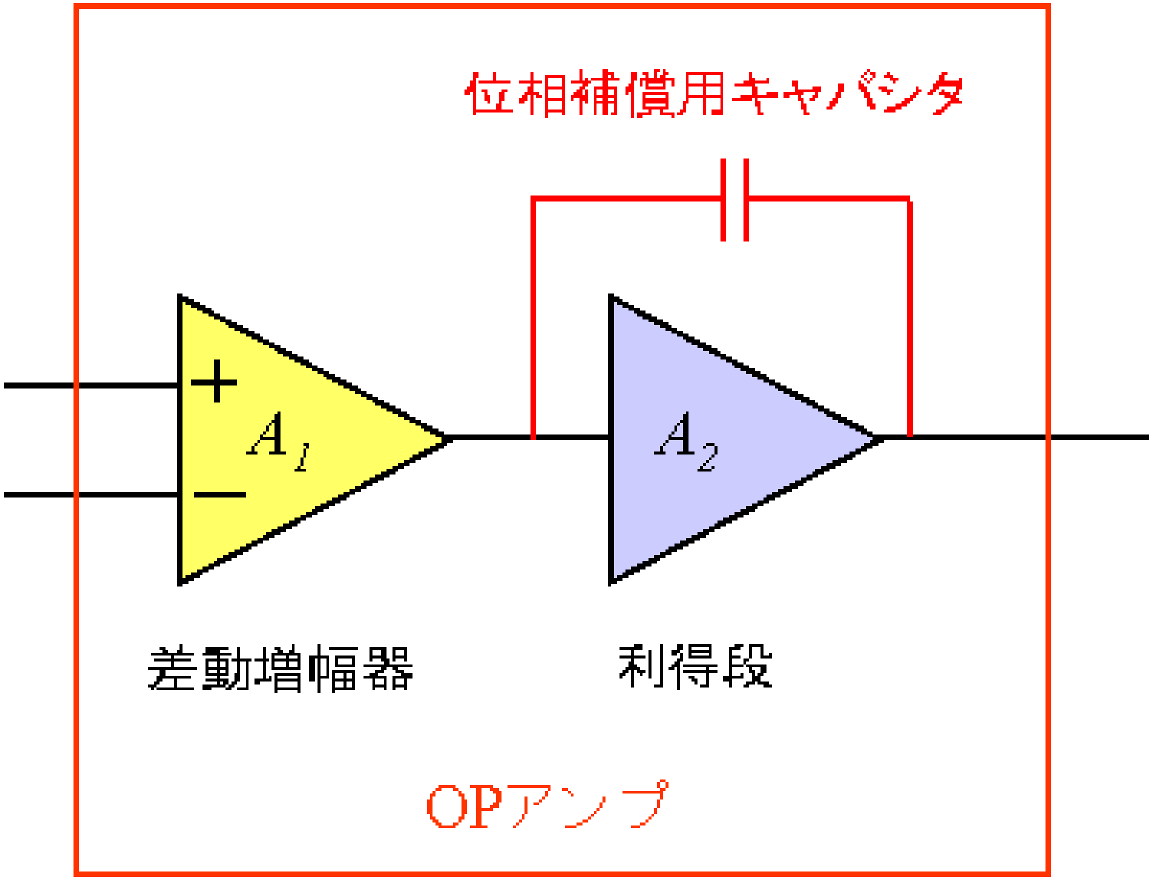
$$V_{out} = IR = IR_0(1 + \alpha\Delta T) = IR_0(1 + \alpha\beta I^2 R)$$

$$\because \Delta T = \beta I^2 R$$

$$V_{out} = A(V_{in} + \gamma V_{in}^3)$$

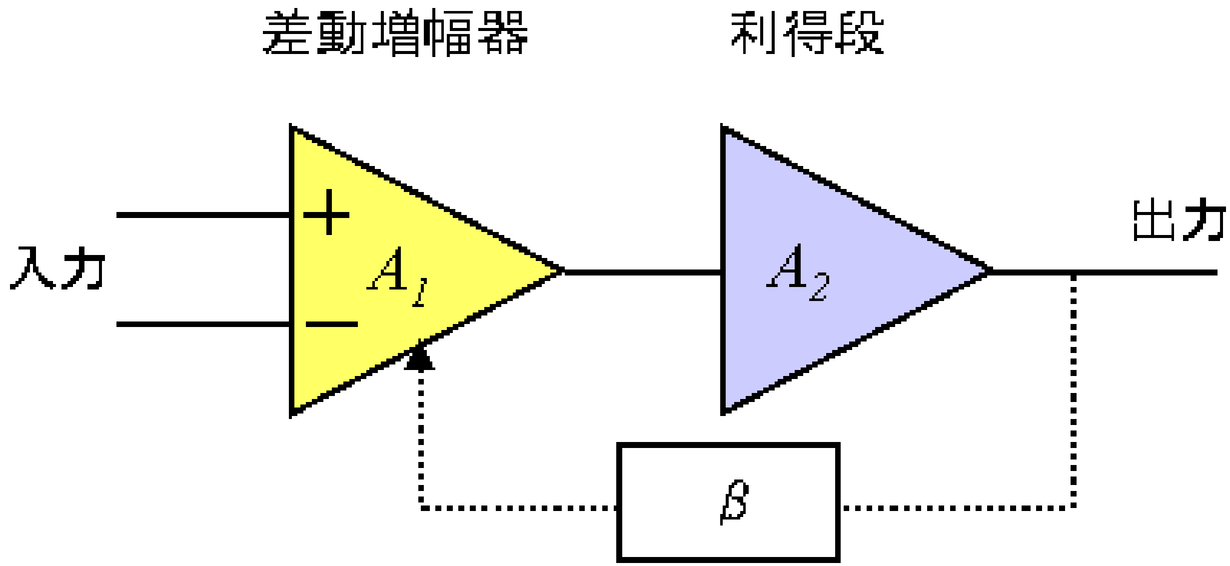
3次の高調波歪が顕著に現れる

オペアンプの位相補償



位相補償の考え方

安定動作を保証



$$A_c = \frac{A_o}{1+\beta A_o}$$

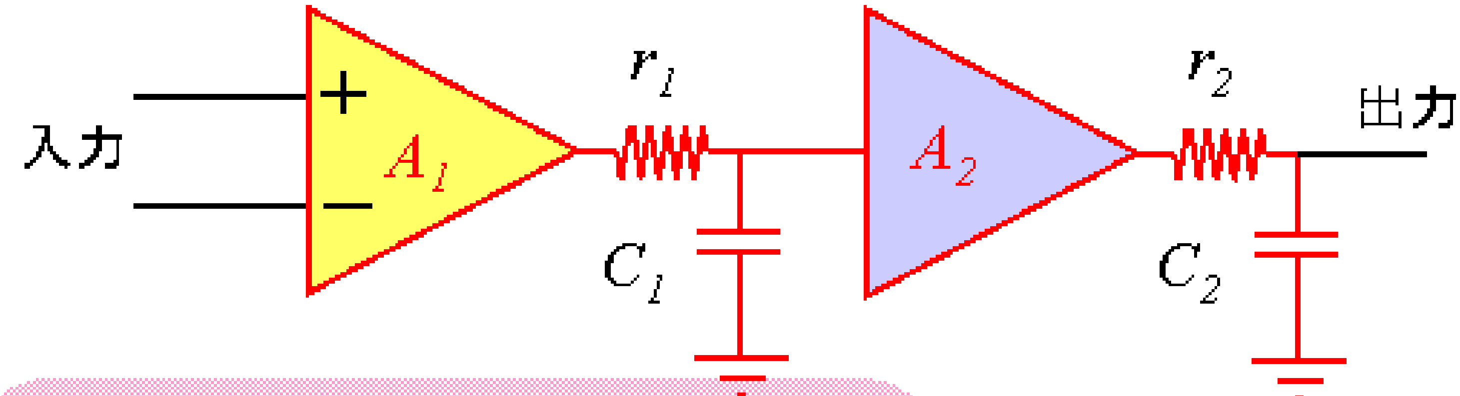
開ループ利得A_oが大きく、
入出力の位相が逆転していると
微量のフィードバックでも発振する
($A_c \rightarrow \infty$): 正帰還

これを回避する方策が位相補償

2段増幅回路の伝達関数

$$\frac{1}{1+\frac{s}{\omega_1}} \leftarrow \omega_1 = \frac{1}{r_1 C_1}$$

$$\frac{1}{1+\frac{s}{\omega_2}} \leftarrow \omega_2 = \frac{1}{r_2 C_2}$$

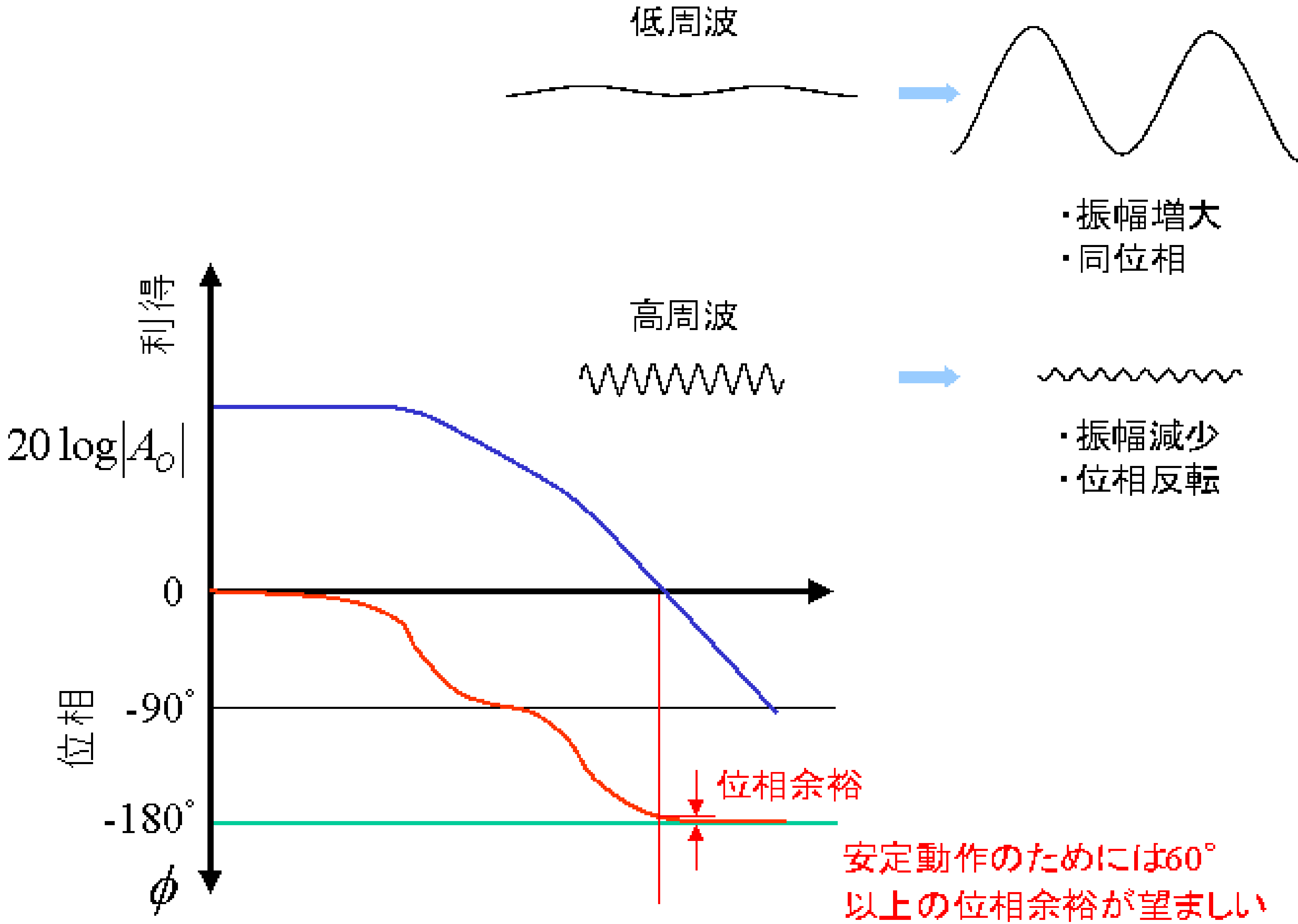


オープンループ利得

$$A_O(s) = \frac{A_1}{1+\frac{s}{\omega_1}} \cdot \frac{A_2}{1+\frac{s}{\omega_2}}$$

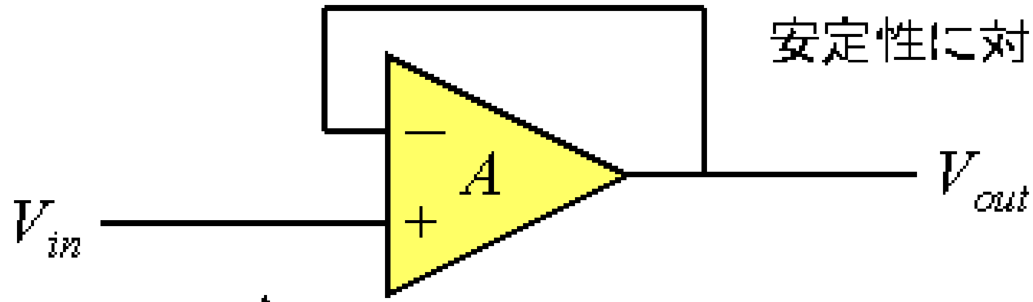
$$s \rightarrow j\omega$$

周波数が高くなると....
位相が遅れ、振幅が減る

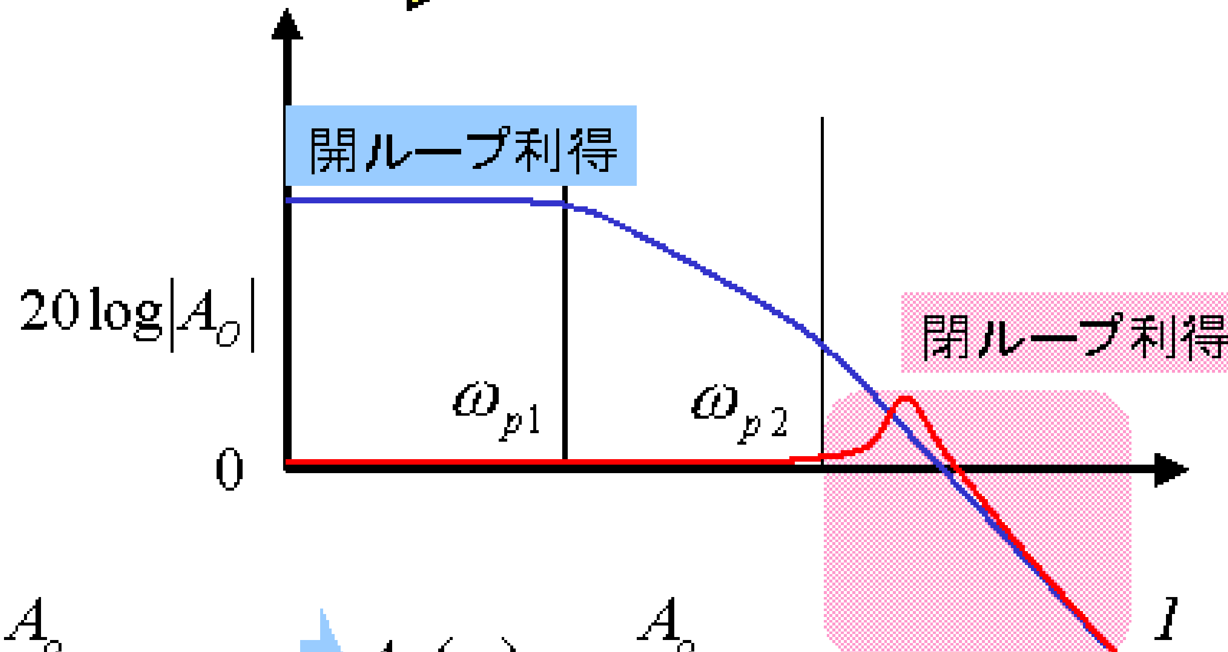


低周波
・振幅増大
・同位相
高周波
・振幅減少
・位相反転
利得
$20\log|A_O|$
0
位相
-90°
-180°
ϕ
位相余裕
安定動作のためには60°
以上の位相余裕が望ましい

ユニティゲインバッファ

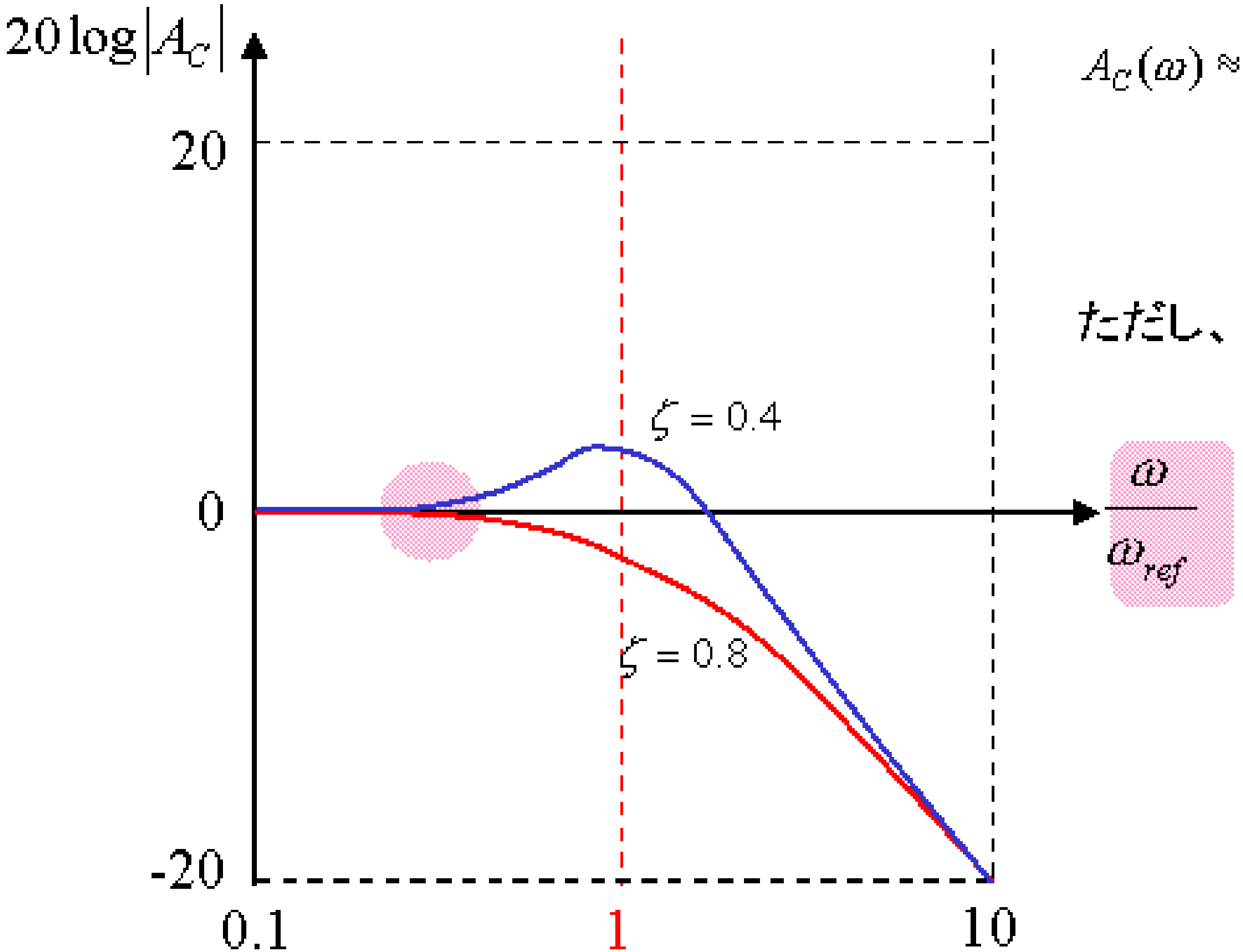


安定性に対して最も厳しい条件



$$A(s)=\frac{A_o}{\left(1+\frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1+\frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \Rightarrow A_C(\omega)=\frac{A_o}{1+A_o}\approx\frac{1}{1+j\frac{\omega}{A_o\omega_{p1}}+j^2\frac{\omega^2}{A_o\omega_{p1}\omega_{p2}}}$$

ユニティゲインバッファの周波数応答



$$A_C(\omega) \approx \frac{1}{1 + j2\zeta \dfrac{\omega}{\omega_{ref}} - \left(\dfrac{\omega}{\omega_{ref}}\right)^2}$$

ただし、$\omega_{ref} = \sqrt{A_o \omega_{p1} \omega_{p2}}$

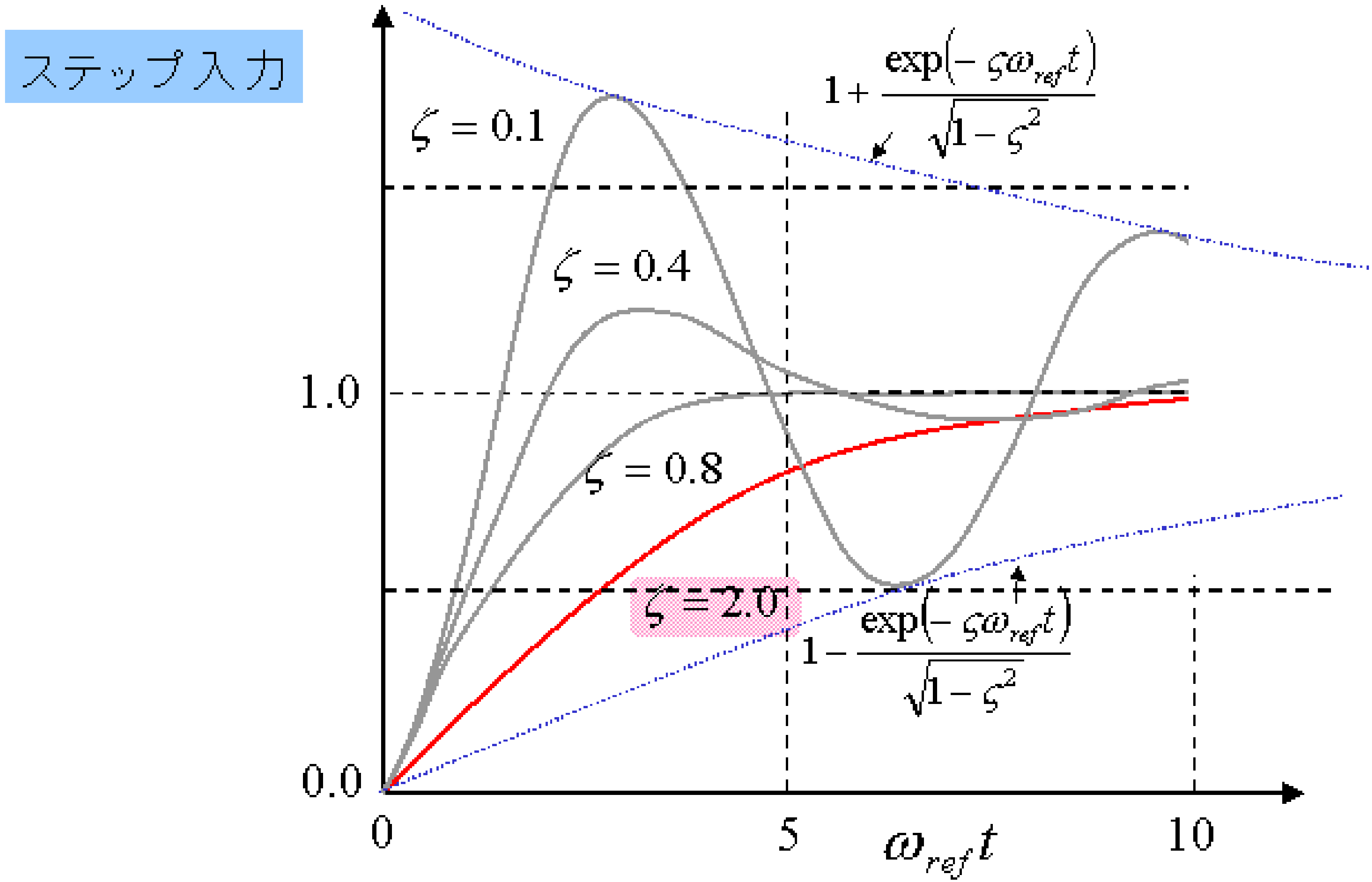
$$\zeta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\omega_{p2}}{A_o \omega_{p1}}}$$

ユニティゲインバッファの閉ループ利得・位相余裕

$$A_C(\omega) \approx \frac{1}{1 + j2\zeta\dfrac{\omega}{\omega_{ref}} + j^2\left(\dfrac{\omega}{\omega_{ref}}\right)^2}$$

位相余裕(°)	$\zeta = \dfrac{1}{2}\sqrt{\dfrac{\omega_{p2}}{A_o\omega_{p1}}}$	ピーク値 $= \dfrac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}$
27	0.35	3.6
45	0.5	1.2
63	0.71	0.0

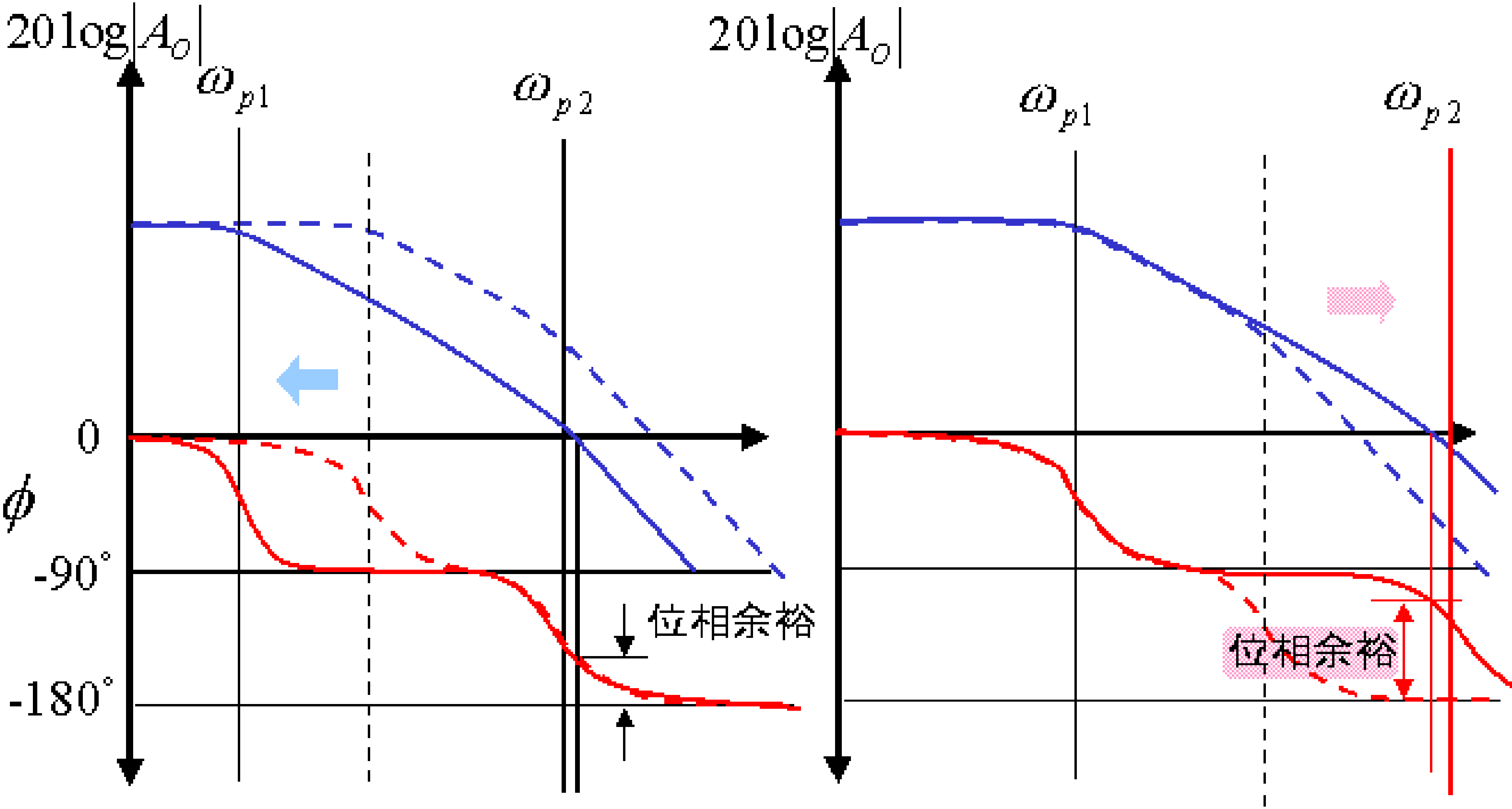
ユニティゲインバッファの過渡応答特性



オペアンプの安定性向上策

位相余裕を稼ぐ方法

極分離法

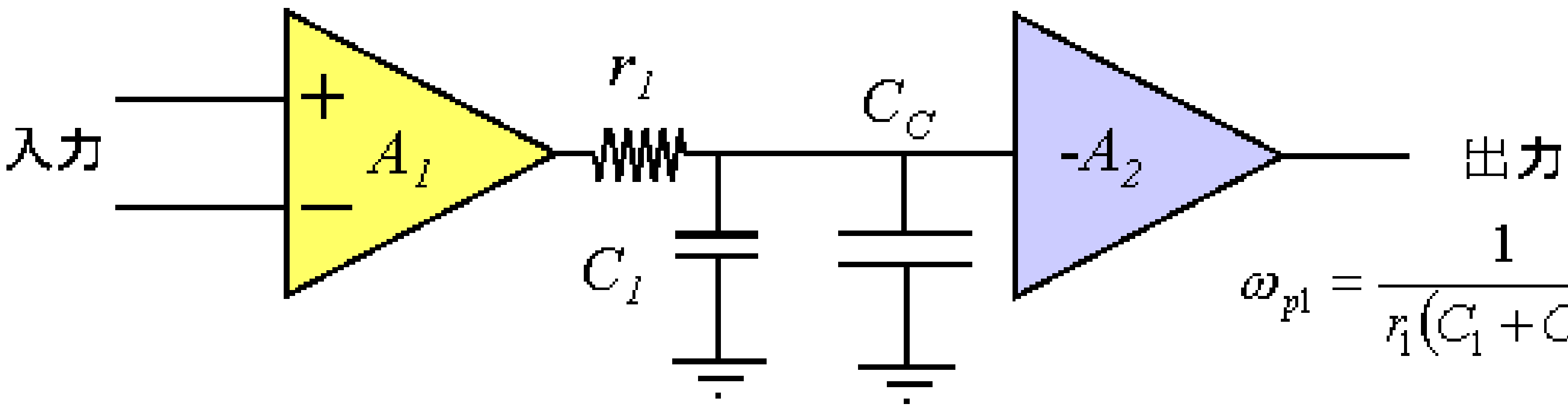


ω_{p1}を下げる

ω_{p2}を上げる

ω_{p1}を下げる方法

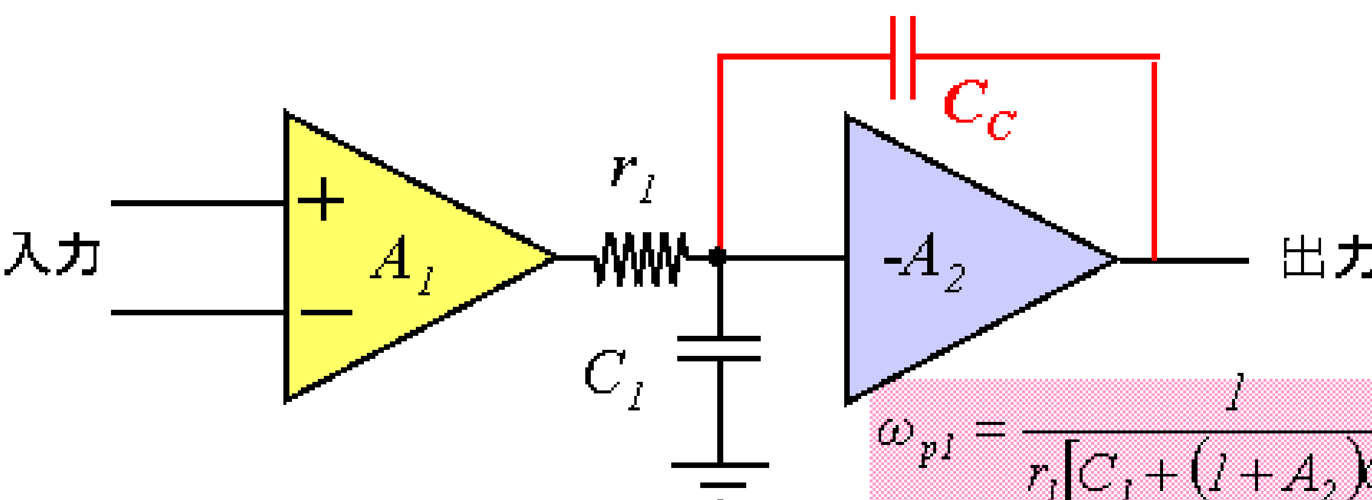
第１次近似モデル



$$\omega_{p1} = \frac{1}{r_1(C_1 + C_C)}$$

大きなキャパシタンス?? → ミラー効果を活用

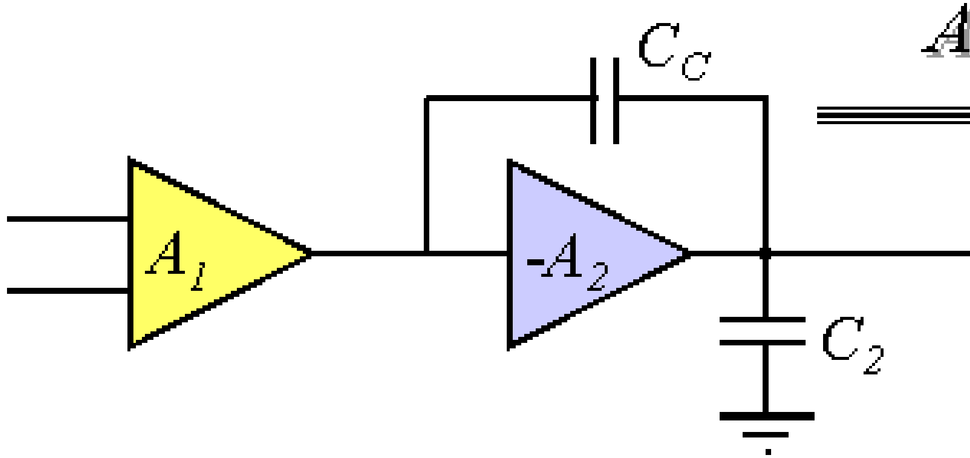
比較的小さなキャパシタンスでOK



$$\omega_{p1} = \frac{1}{r_1[C_1 + (1 + A_2)C_C]} \approx \frac{1}{r_1 A_2 C_C}$$

A_2の周波数特性を考慮

第2次近似モデル

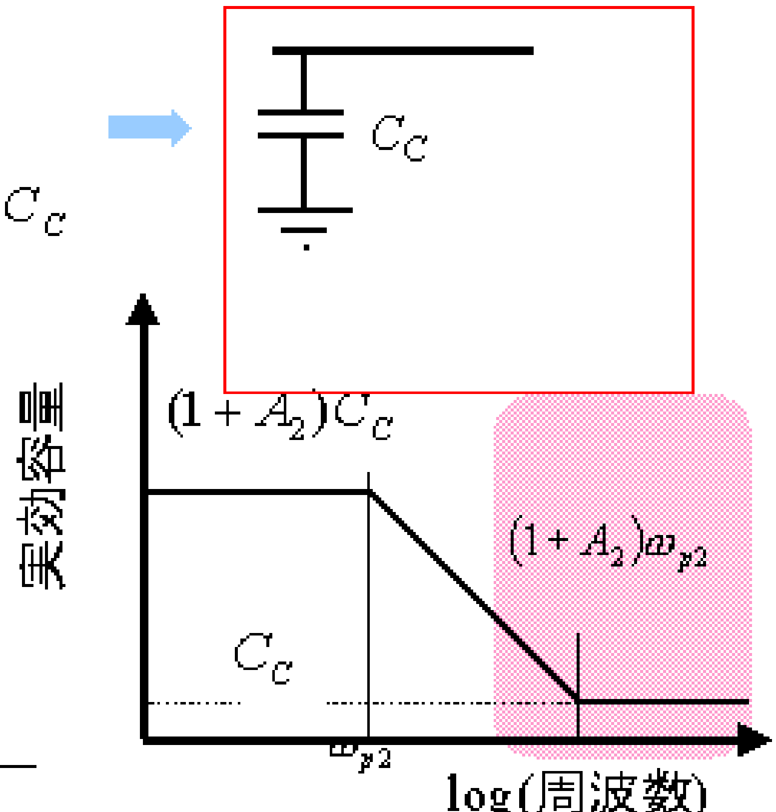


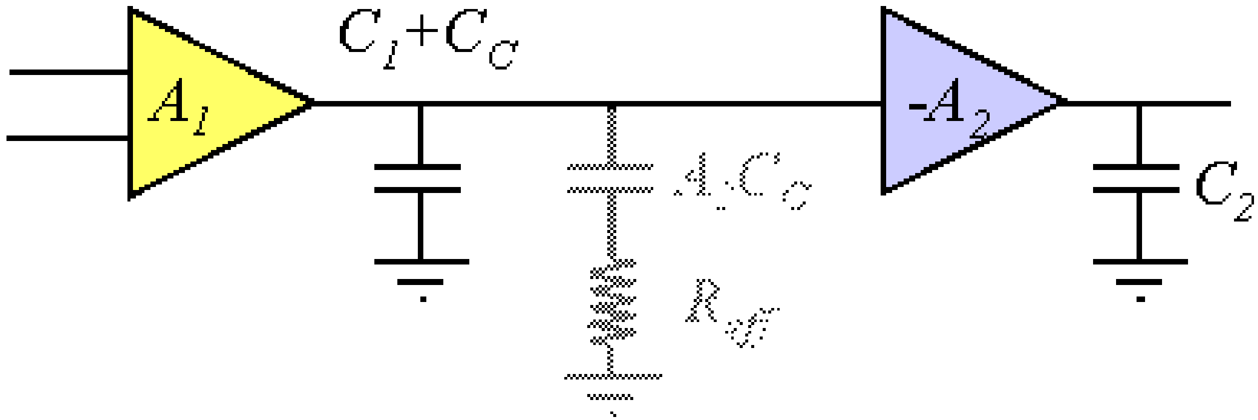
ミラー入力容量

$$Y_{eff} = j\omega(1+A_2(\omega))C_C = j\omega\left(1+\frac{A_2}{1+\dfrac{j\omega}{\omega_{p2}}}\right)C_C$$

$$\because\ A_2(\omega) = \frac{A_2}{1+\dfrac{j\omega}{\omega_{p2}}}$$

$$R_{eff} = \frac{1}{A_2 C_C \omega_{p2}}$$

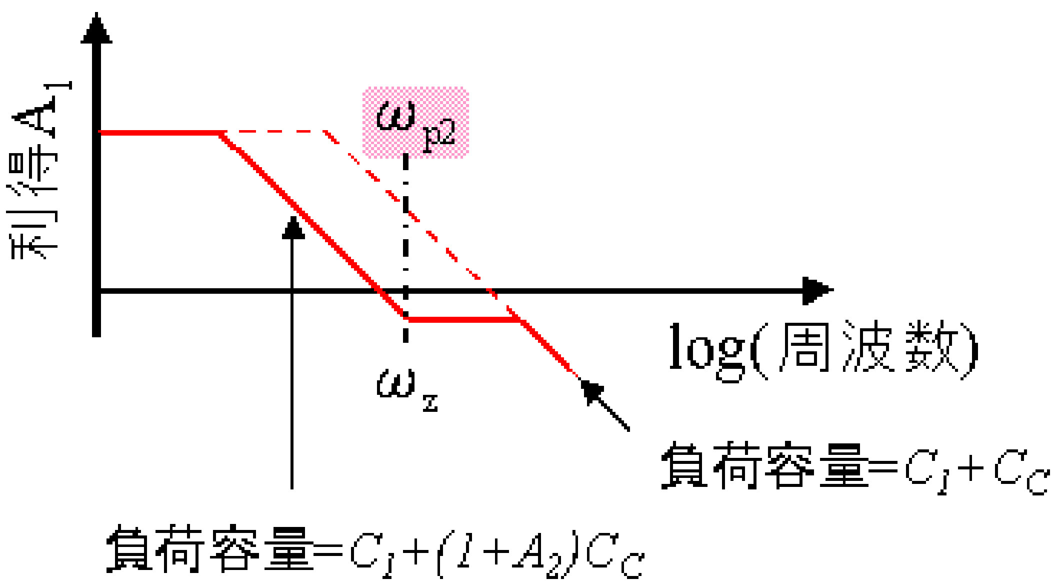




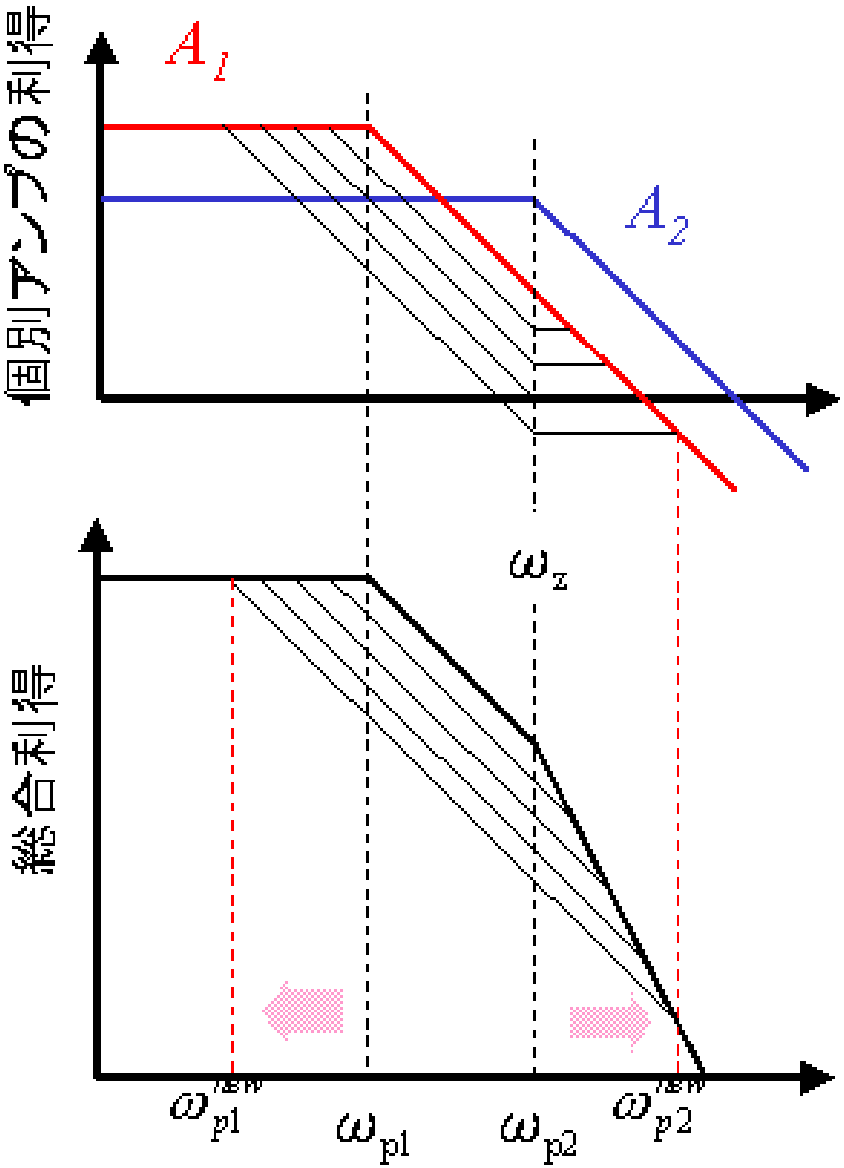
$$R_{eff}=\frac{1}{A_2C_C\omega_{p2}}$$

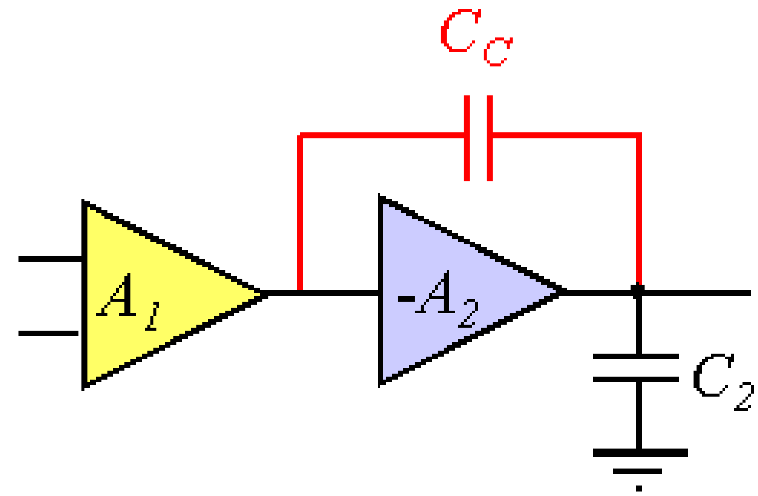
$$\omega_z=\frac{1}{R_{eff}A_2C_C}=\omega_{p2}$$

正確に一致している



極分離法

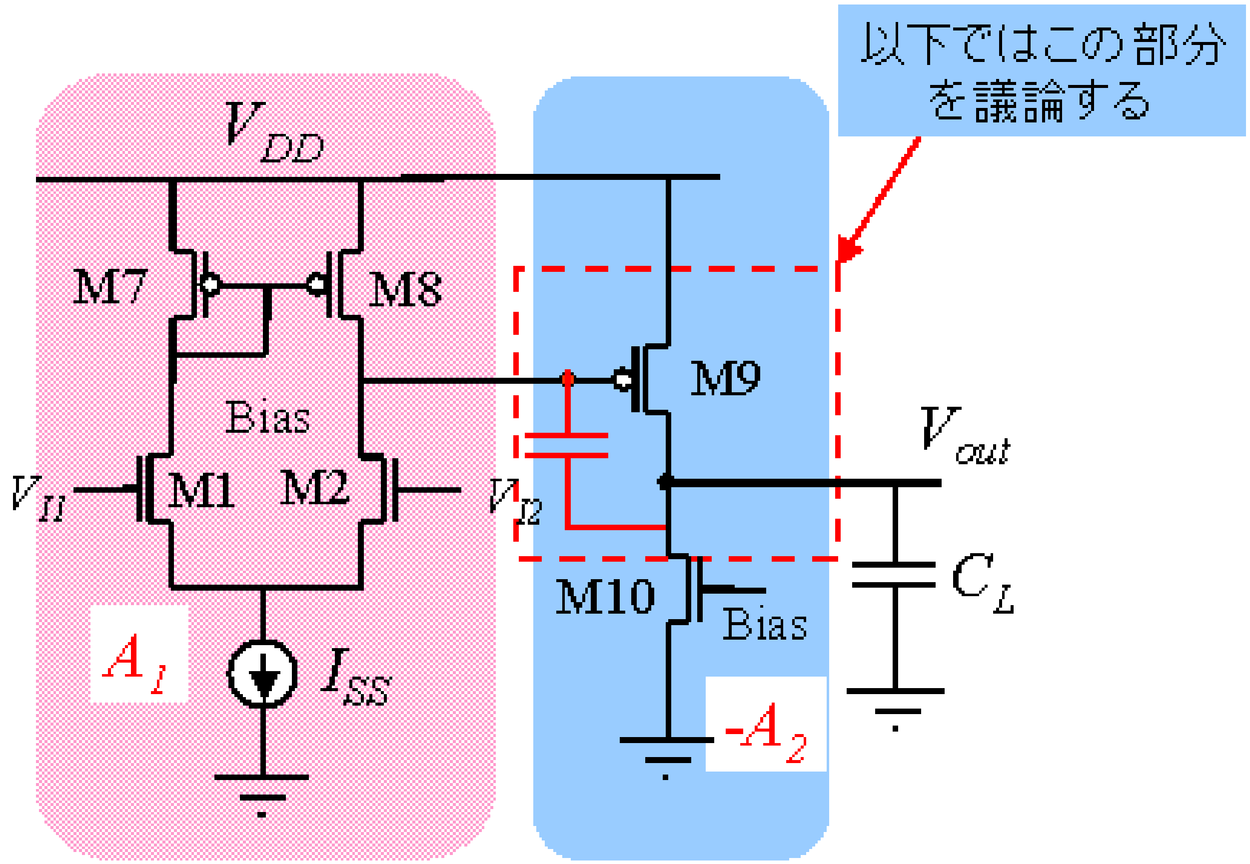


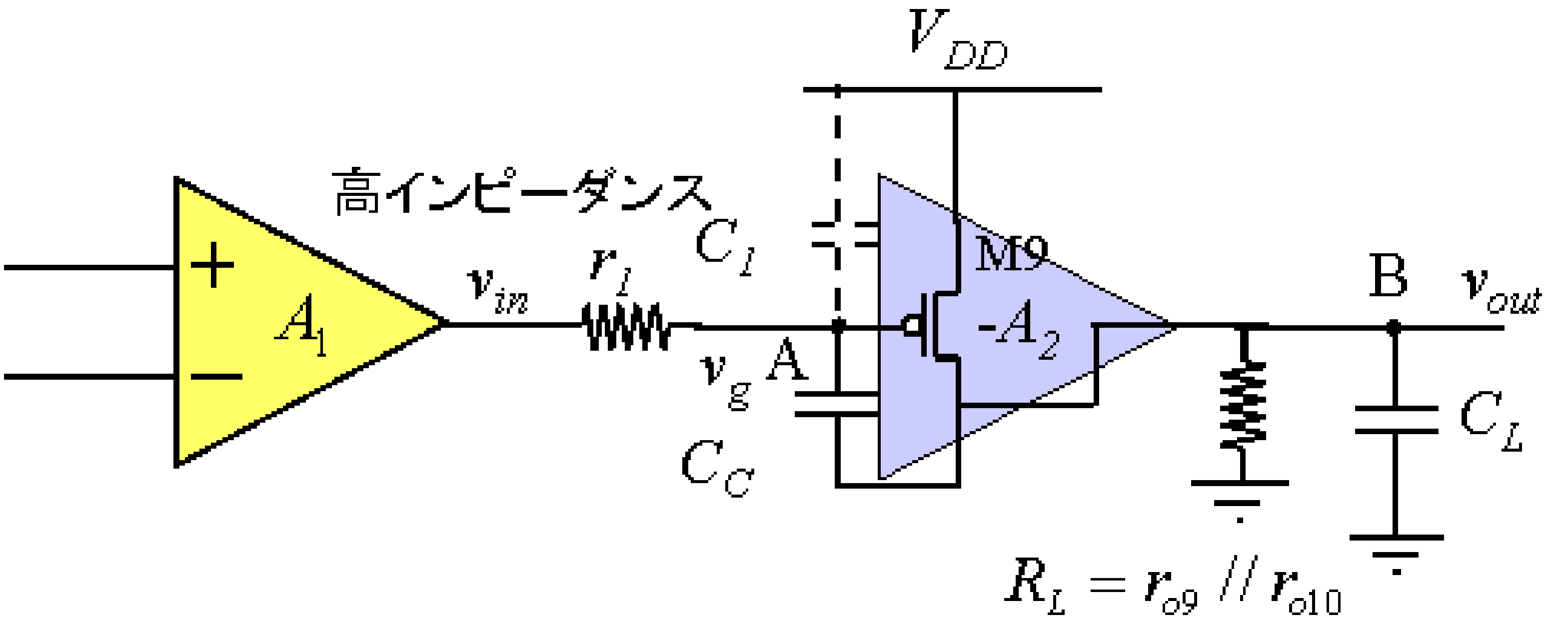


C_Cを組み込むだけで
極分離が行われる

極分離法の具体例

第3次近似モデル





$$A_V(s) \equiv \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx \frac{R_L\left(g_{m9} - sC_C\right)}{s^2 R_L r_1 (C_L C_C + C_L C_1 + C_C C_1) + sR_L r_1 g_{m9} C_C + 1}$$

$$A_V(s) \approx \frac{\boxed{R_L(sC_C - g_{m9})}}{s^2 R_L r_1 (C_L C_C + C_L C_1 + C_C C_1) + sR_L r_1 g_{m9} C_C + 1}$$

分母＝0の根

$$\omega_{p1} + \omega_{p2} \approx \omega_{p2} = \frac{-g_{m9} C_C}{C_L C_C + C_L C_1 + C_C C_1}$$

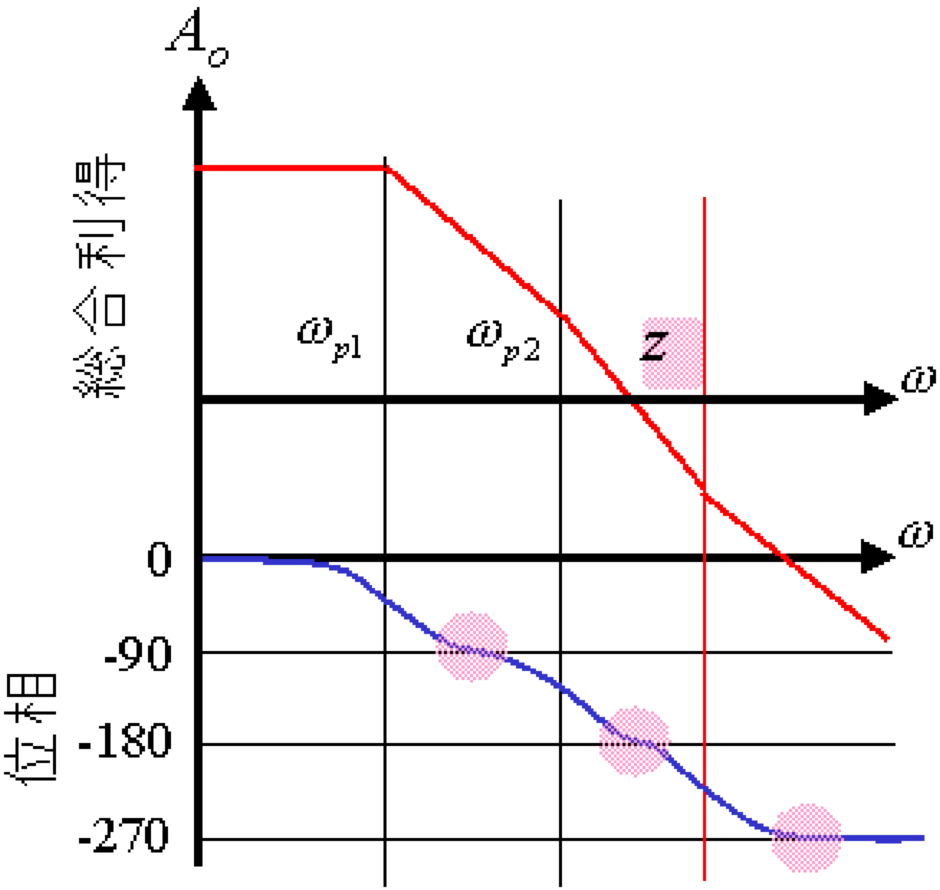
$$\omega_{p1} = \frac{\omega_{p1} \cdot \omega_{p2}}{\omega_{p2}} \approx \frac{-1}{r_1 \boxed{R_L g_{m9}} C_C}$$

A_2 増幅率

分子＝0の根

$$\boxed{z = \frac{g_{m9}}{C_C}}$$

零点：利得と位相への影響

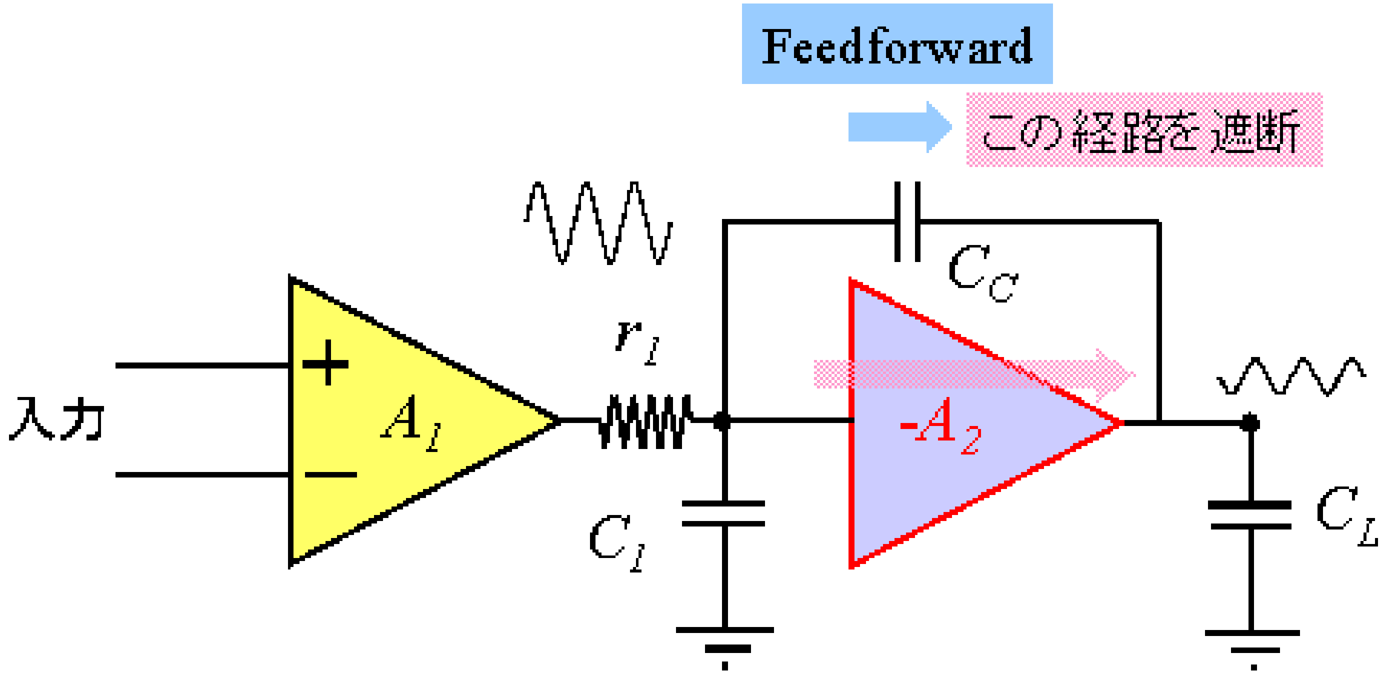


2段増幅回路の総合利得

$$A = A_o \frac{1 - \dfrac{s}{z}}{\left(1 + \dfrac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \dfrac{s}{\omega_{p2}}\right)}$$

正の零点は位相余裕を減らす

零点の原因



零点を考慮した位相補償

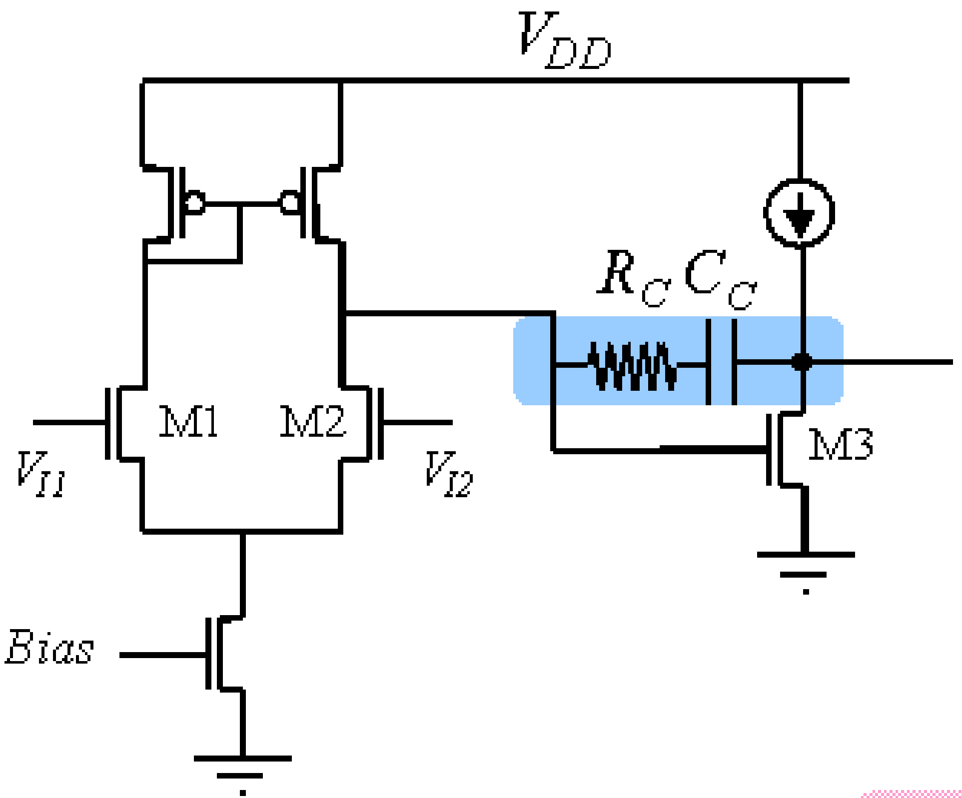
1. 零点消去法(Compensation of positive zero)

2. フィードフォワードパスの遮断

3. 複数経路補償法(Multipath zero cancellation technique)

4. 極・零キャンセル法(Pole zero cancellation technique)

零点消去法



ミラーループに抵抗追加

---零点を高周波側に移動---

$$z=\frac{1}{\left(\frac{1}{g_{m3}}-R_C\right)C_C}$$

$R_C=\frac{1}{g_{m3}}$ にすると零点 $\rightarrow\infty$

deleted based on copyright concern.

B.K.Ahuja, IEEE JSSC SC-18,629(1983)

deleted based on copyright concern.

R.G.H.Eschauzier and J. Hhuijsing, Proc.ESSCIRC,1993 p.122

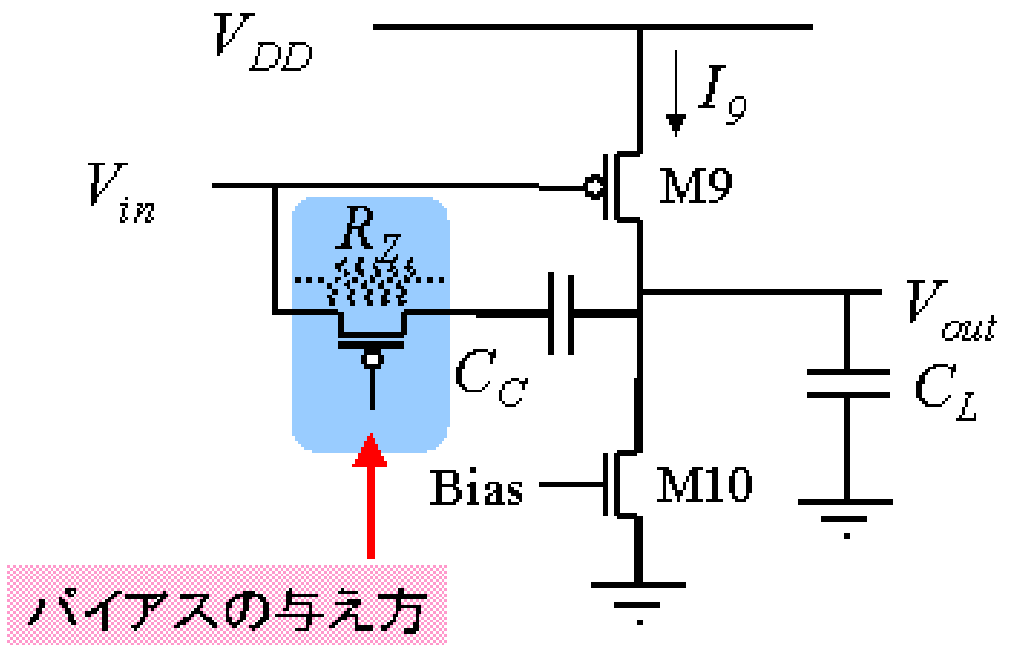
極・零キャンセル法

$$A_v(s) = A\,\frac{(s-z)}{(s+\omega_{p1})(s+\omega_{p2})}$$

$if \quad z = -\omega_{p2} \rightarrow$ 分母、分子がキャンセルする $\rightarrow$ 極が一つ

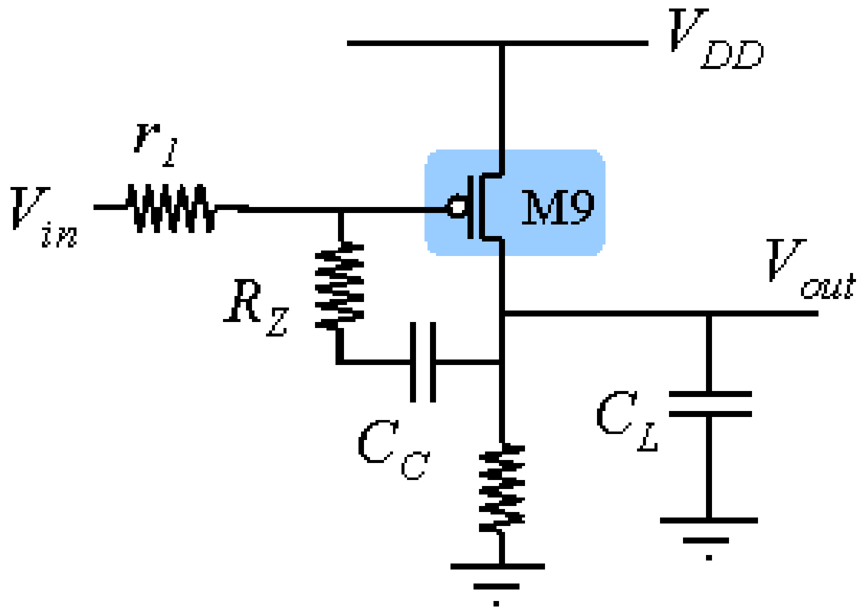
$$A_v(s) \approx A\,\frac{1}{(s+\omega_{p1})}$$

安定動作



抵抗(R_Z) → MOSFETで実現すると….

問題点
R_Z 値が出力電圧に依存



$$z \approx \frac{1}{C_C\left(g_{m9}^{-1} - R_Z\right)}$$

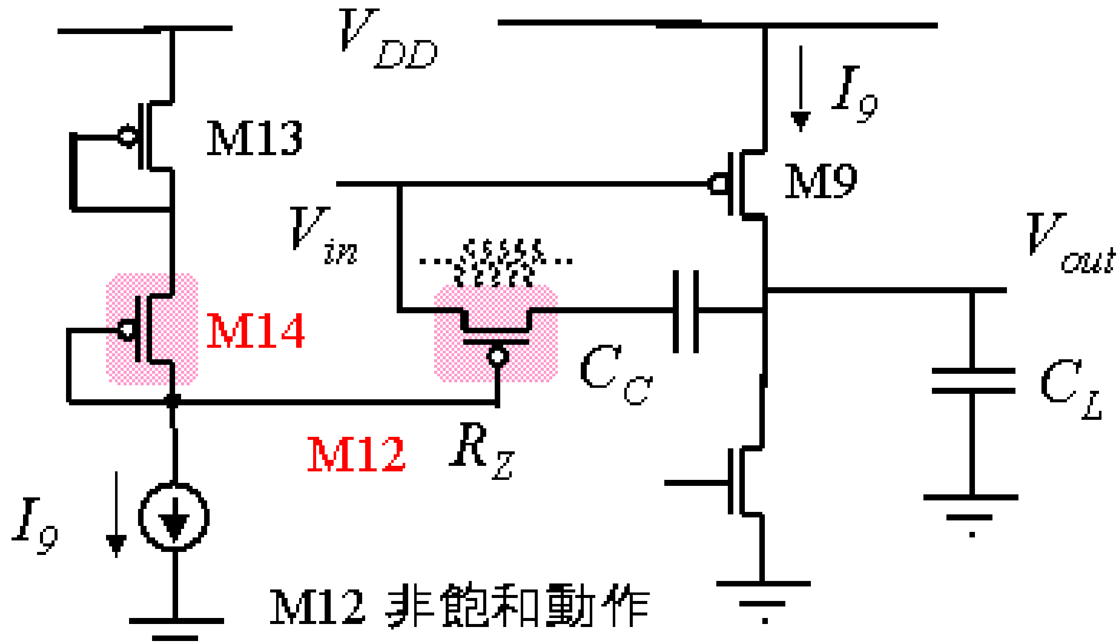
$$\omega_{p2} \approx \frac{g_{m9}}{C_L}$$

極・零キャンセル法

$$z = -\omega_{p2} \quad \rightarrow \quad \frac{1}{C_C\left(g_{m9}^{-1} - R_Z\right)} = \frac{-g_{m9}}{C_L}$$

$$\therefore R_Z = \frac{C_L + C_C}{g_{m9} C_C}$$

バイアス回路を工夫



$$R_Z = \frac{1}{\beta_{12}(V_{GS12} - V_{Tp})} = \frac{\beta_{14}}{\beta_{12}} \cdot \frac{1}{g_{m14}}$$

$$\because g_{m14} = \beta_{14}\left(V_{GS14} - V_{Tp}\right) \quad and \quad V_{GS14} = V_{GS12}$$

Pole – zero cancellation 条件

$$R_Z = \frac{\beta_{14}}{\beta_{12}} \cdot \frac{1}{g_{m14}} = \frac{1}{g_{m9}} \cdot \frac{C_L + C_C}{C_C}$$

を満たすようにM12, M14のす法決める