

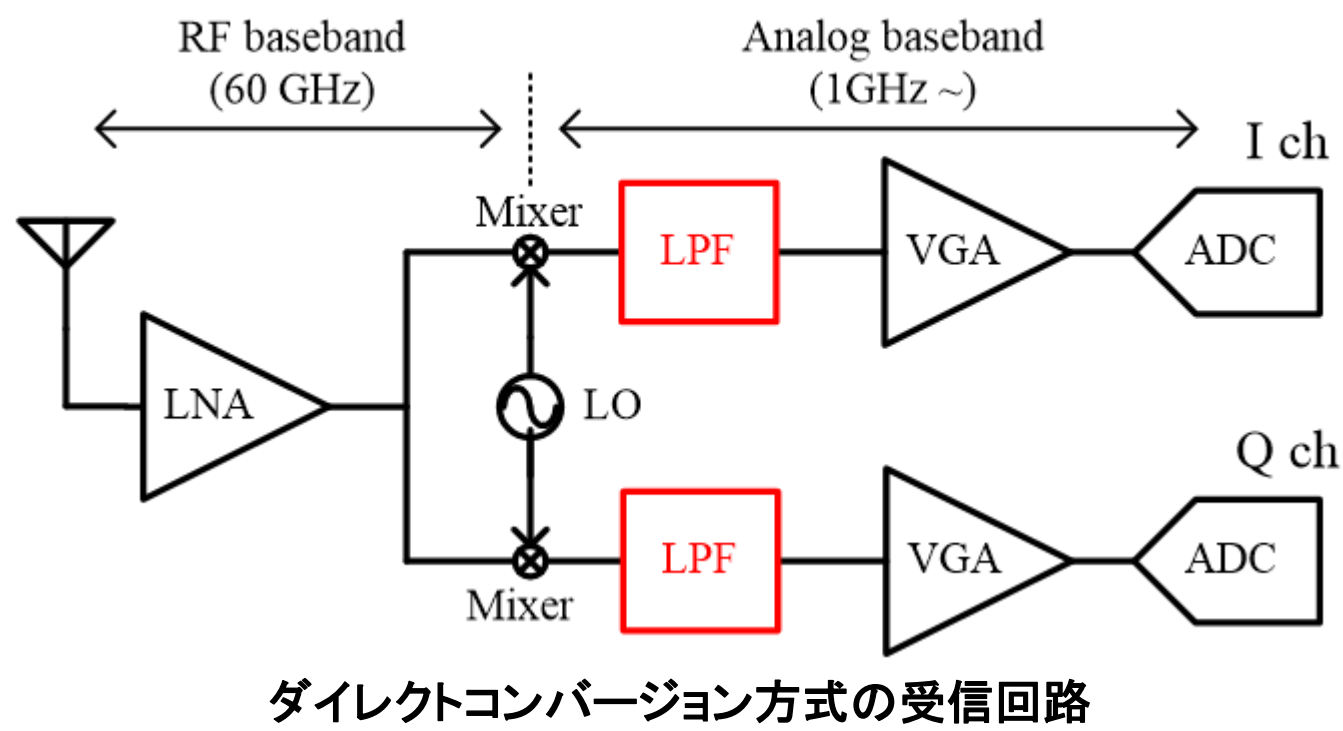
レベルシフト回路を用いた高線形Gmセルの周波数特性に関する検討

○金子 徹・横溝 真也・宮原 正也・松澤 昭
東京工業大学 大学院理工学研究科 松澤・岡田研究室

1. 研究背景

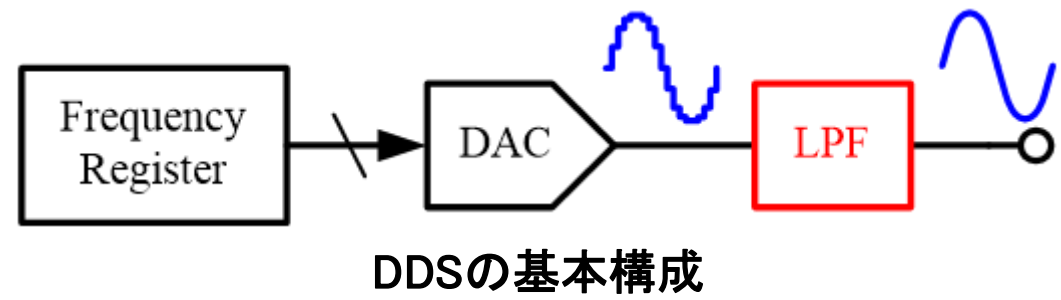
◆通信容量の増大⇒無線通信の広帯域化

➢アナログベースバンド帯の**広帯域化・線形性の向上**



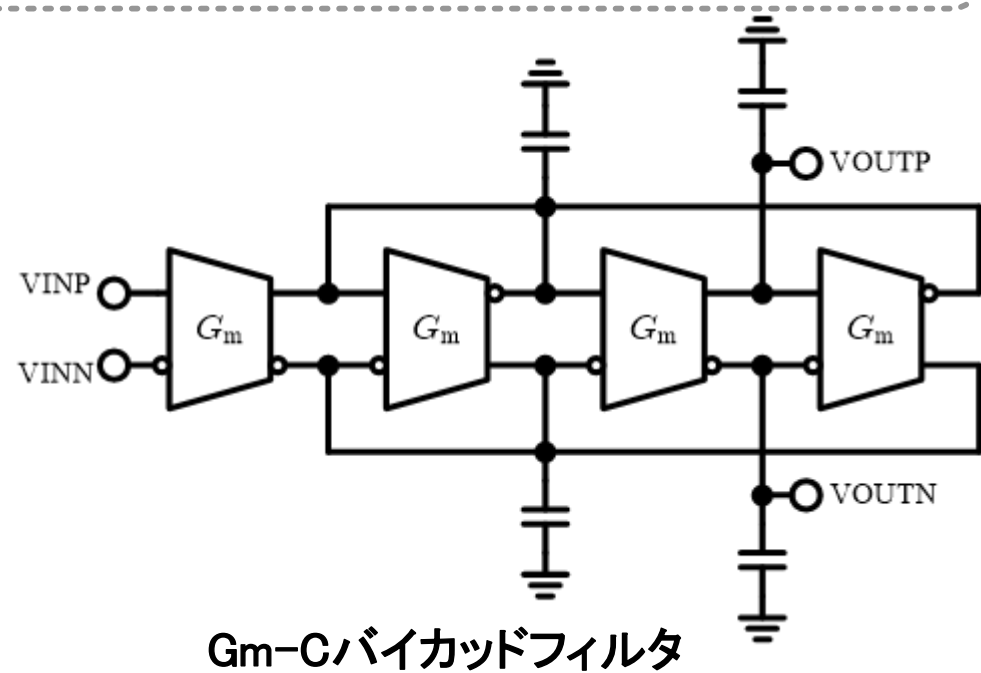
◆DDS (Direct Digital Synthesizer)

➢フィルタの**広帯域化・大振幅入力への対応**



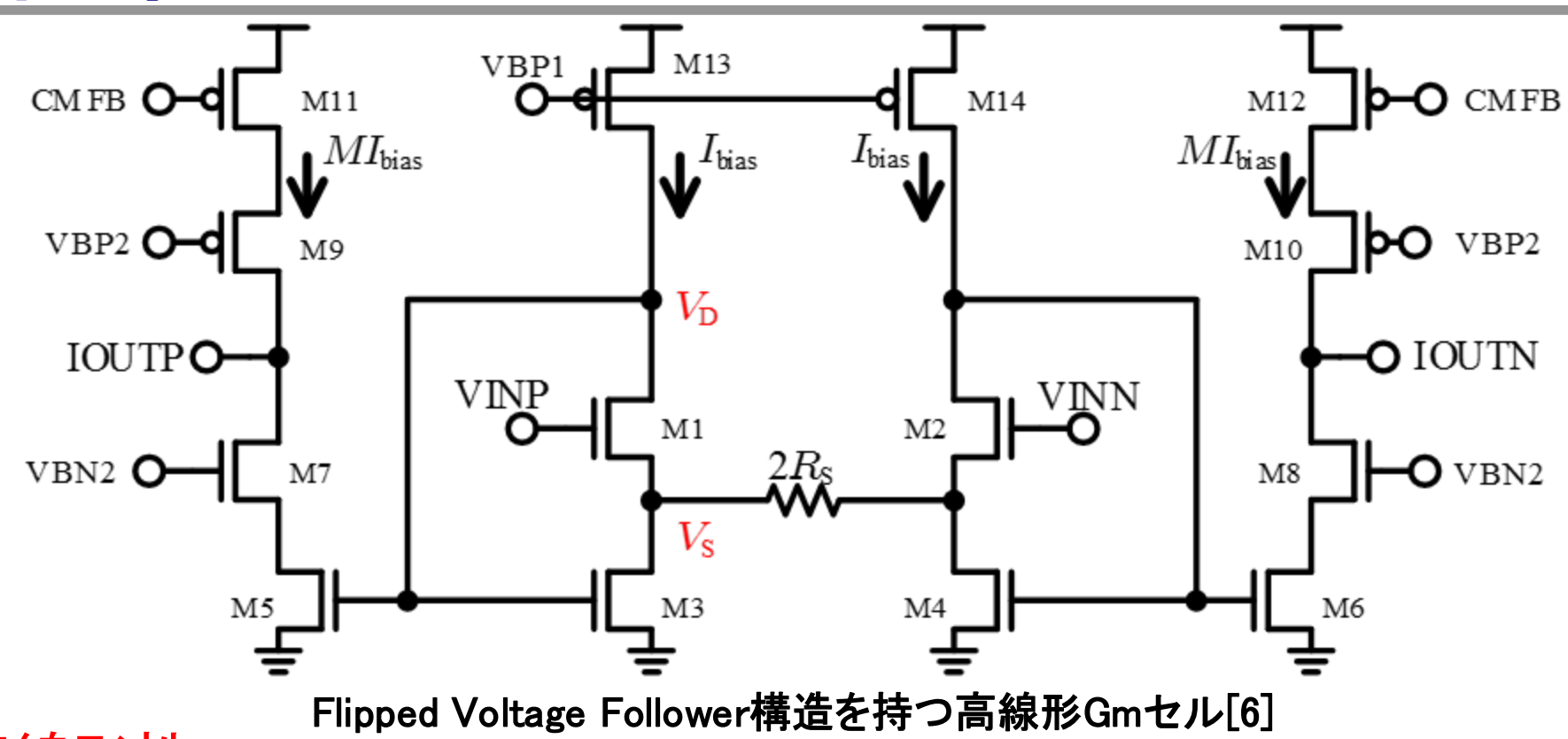
Gm-Cフィルタ

- ☺ 広帯域化
- ☹ 線形性
- ☹ 入力ダイナミックレンジ



高線形性・入力ダイナミックレンジが広いGmセルが必要

2. 高線形Gmセル



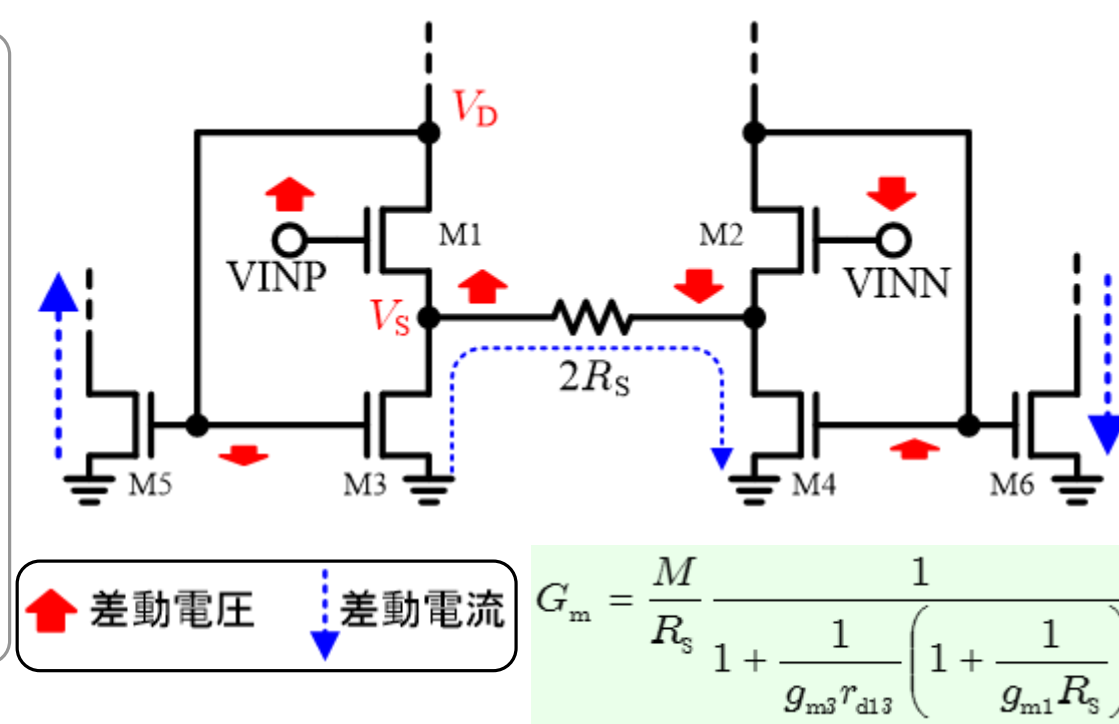
☺ 高線形性

➢入力MOSは定電流でバイアス

- V_S は入力差動電圧に精度よく追従
- 入力作動電圧に比例した差動電流が発生

➢カレントミラーにより出力側に差動電流を流す

- M3, M4の歪がキャンセルされる



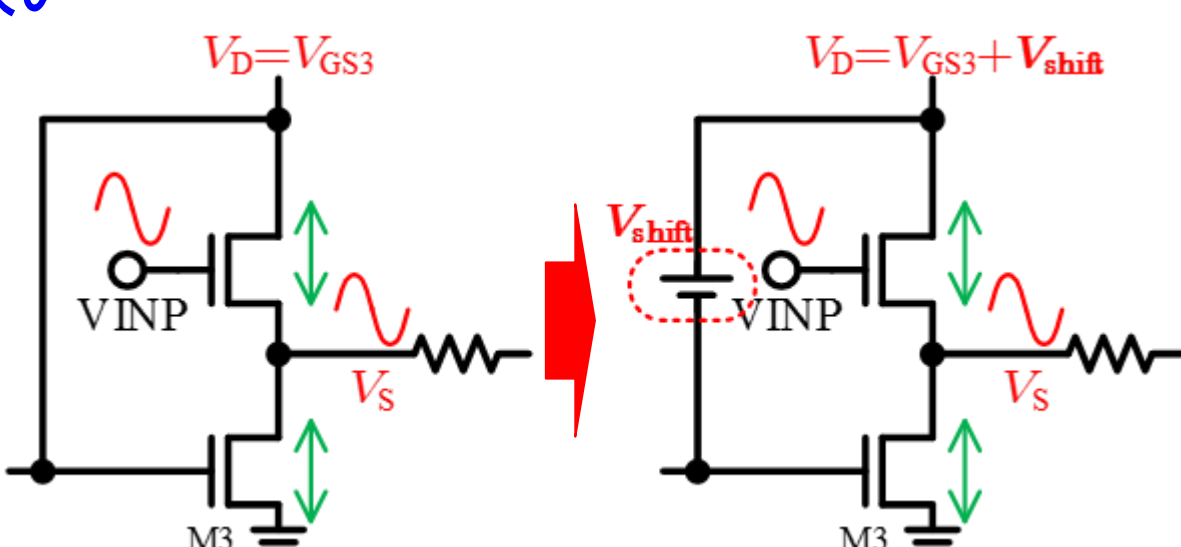
☹ 入力ダイナミックレンジが狭い

➢大振幅入力⇒ V_S が大きく変動

$$\begin{aligned} V_D - V_S &> V_{eff} \\ V_S &> V_{eff} \end{aligned}$$

線形領域に入り、歪みが増大

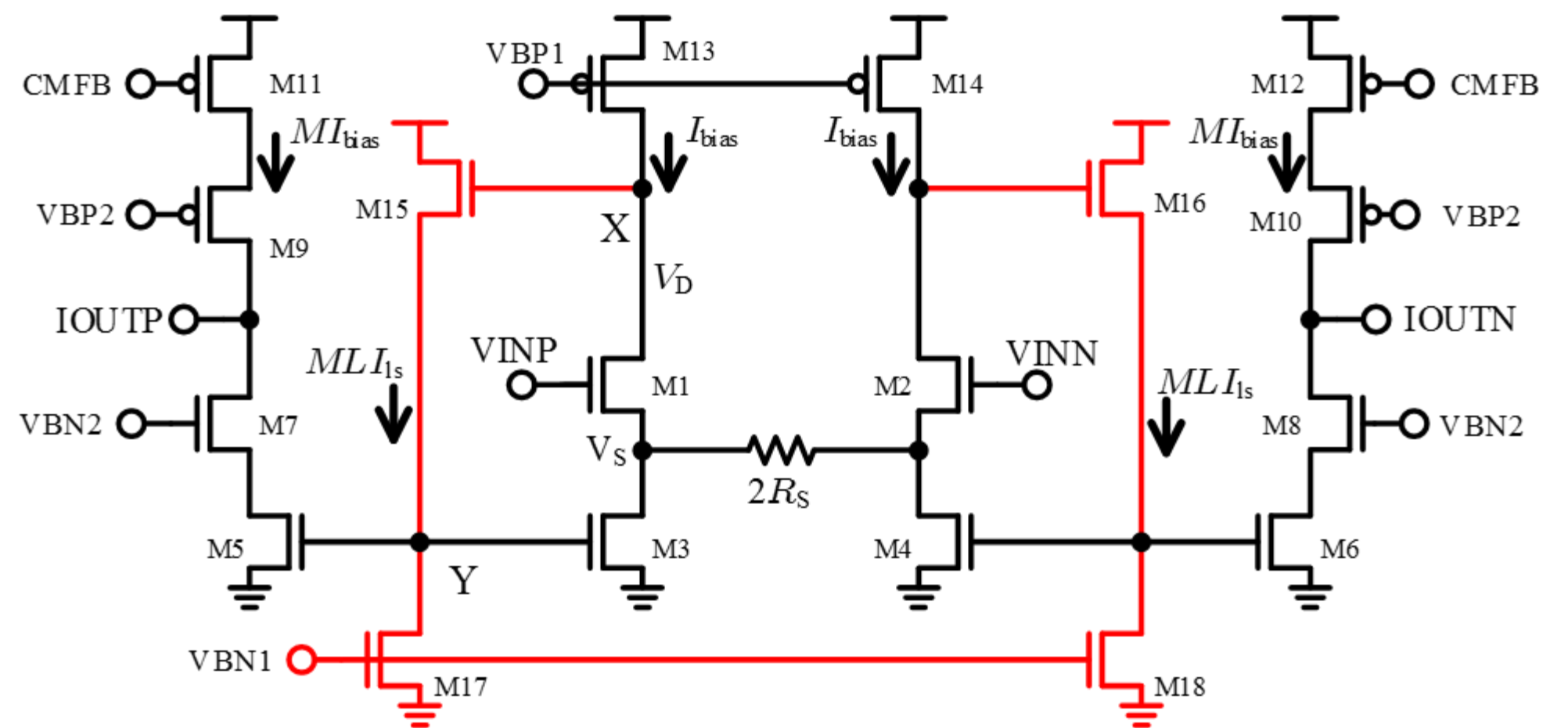
$V_D = V_{GS3}$ によって制限される



⇒改善には**レベルシフト回路**が必要

[6] Tien-Yu Lo, Chung-Chin Hung, 1V CMOS Gm-C Filters, Springer, 2009

3. レベルシフト回路と問題点



レベルシフト回路の挿入により、二次の周波数特性となる

$$\frac{v_g}{v_{in}} \approx -\frac{1}{g_{m3} R_s} \frac{1}{1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_c} + \left(\frac{s}{\omega_c} \right)^2}$$

$$Q \approx \frac{\sqrt{g_{m3} g_{m15}}}{g_{d1} + g_{d13}} \sqrt{\frac{C_X}{C_Y}}$$

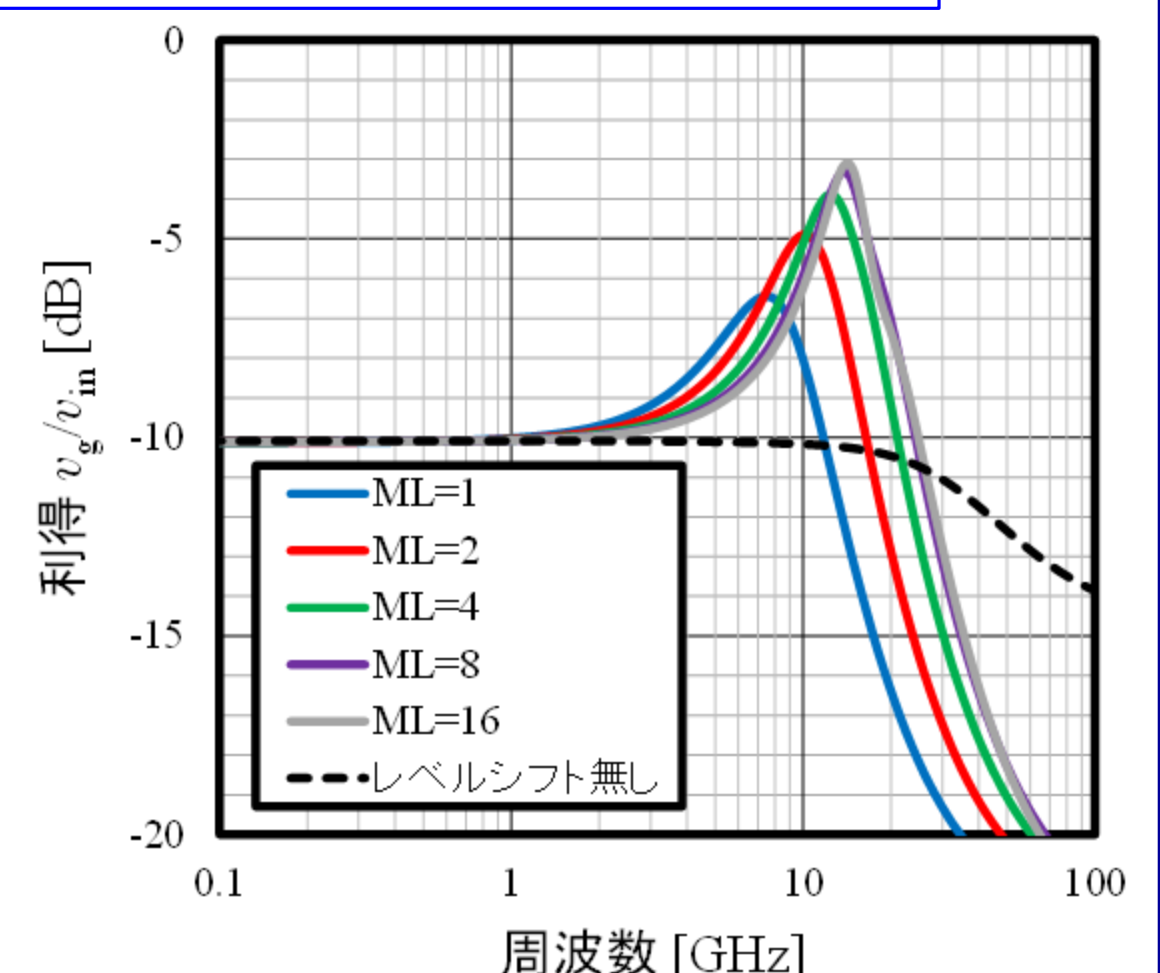
$$\omega_c \approx \sqrt{\frac{g_{m3} g_{m15}}{C_X C_Y}}$$

$g_{m15} \propto ML$

C_X : ノードXの寄生容量
 C_Y : ノードYの寄生容量

◆ g_{m15} を大きくすると...

- ☺ ω_c 上昇
- ☹ Q値増大



Gmセルの広帯域化とピーキングの抑制が両立できない

[7] Iuri Mehr and David R. Welland, IEEE J. of Solid-State Circuits, vol.32, no.4, Apr. 1997
[8] Hua Shen, GuangMing Wu, Li-Wu Yang and Xin Lv, ASIC 2007

4. 周波数特性の改善

レベルシフト回路=1倍の増幅器

➢小信号的に短絡するのが理想

新たに容量 C_C を挿入

- 低周波信号: M15を経由
- 高周波信号: C_C を通して伝達

レベルシフト回路の周波数特性の影響を抑制

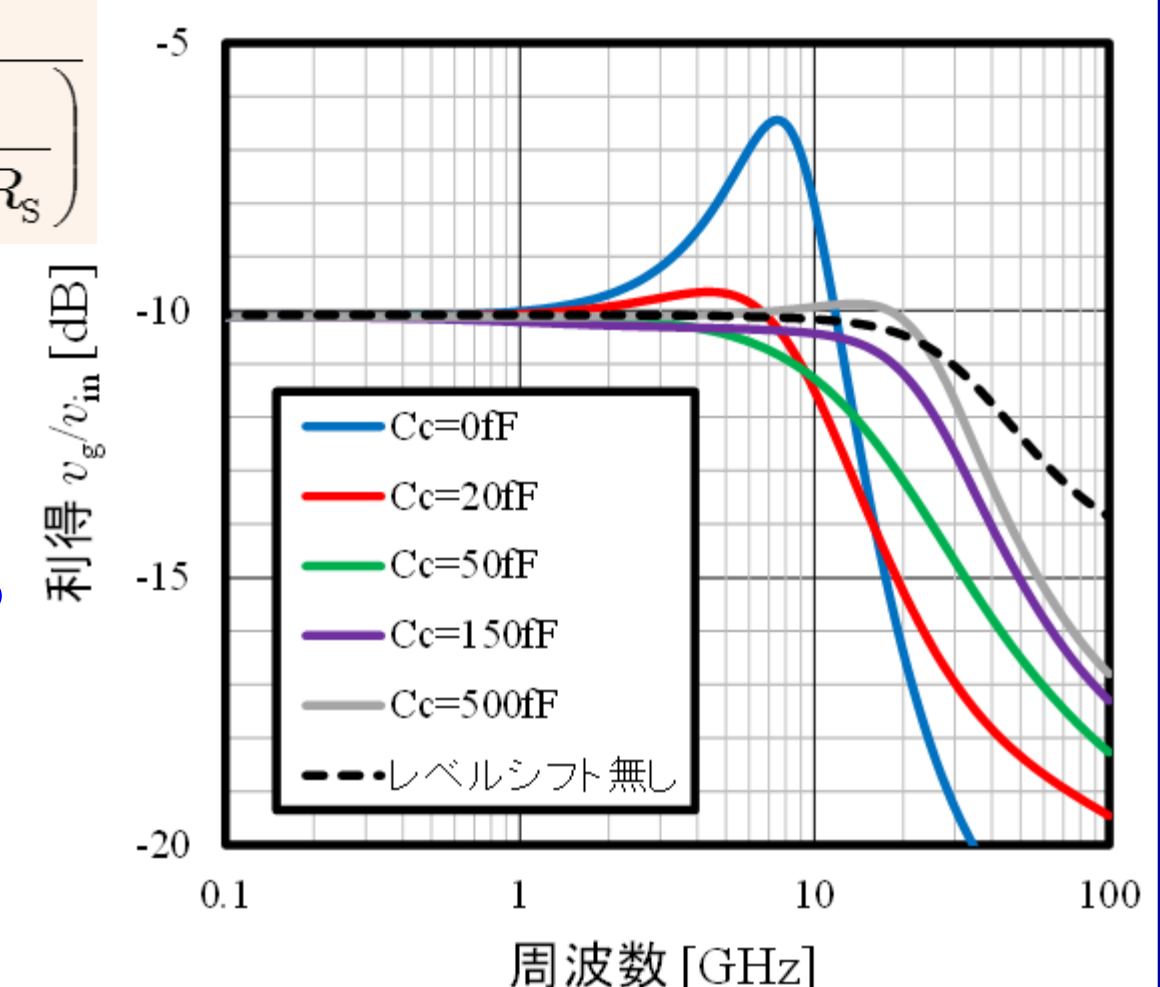
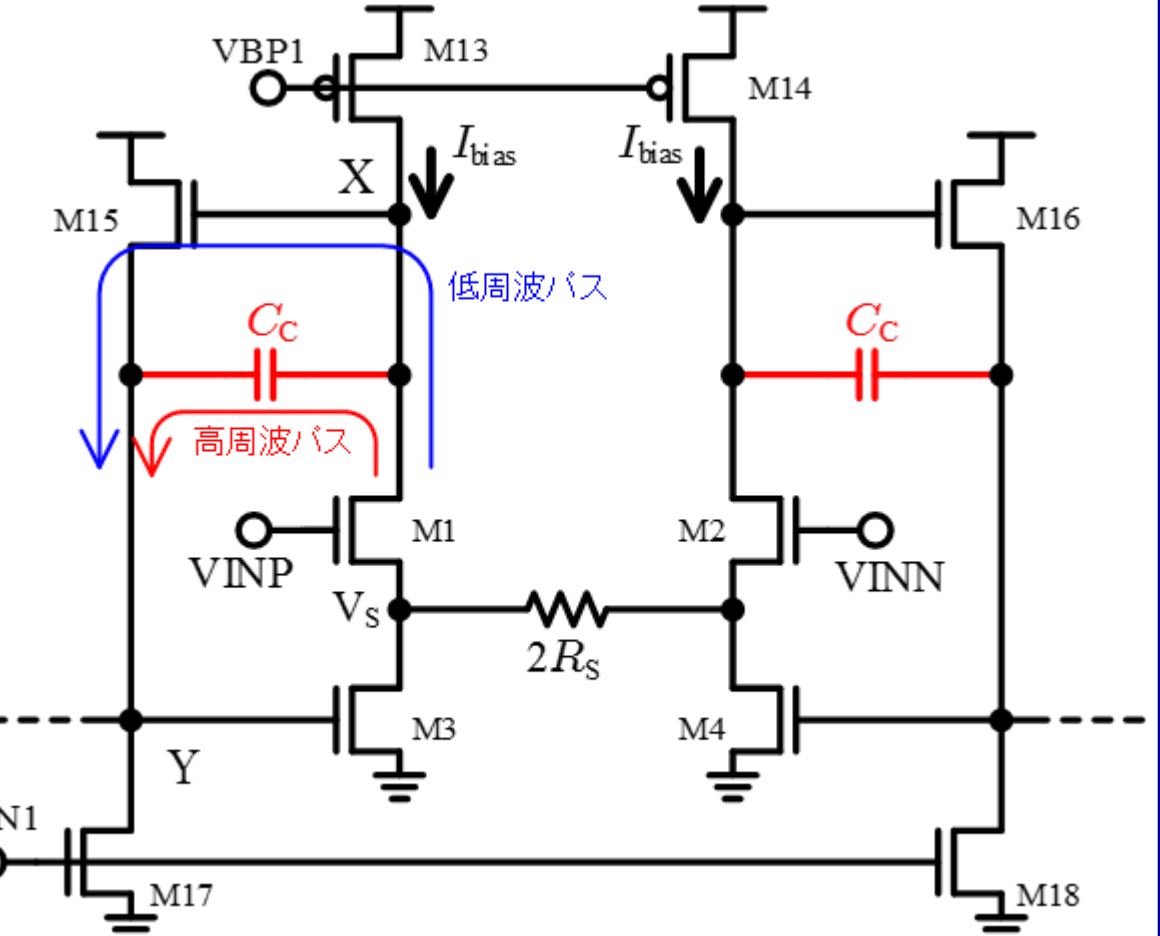
$C_C \gg C_X, C_Y$ のとき、

$$\frac{v_g}{v_{in}} \approx \frac{1}{g_{m3} R_s} \frac{1}{1 + s \frac{C_X + C_Y}{g_{m3}} \left(1 + \frac{1}{g_{m1} R_s} \right)}$$

一次の周波数特性に近似できる

- レベルシフト回路を用いない高線形Gmセルと似た周波数特性となる
- 最終的な帯域は C_X, C_Y などで決まる

プロセス	65nm CMOS
電源電圧	1.2V
R_s	150Ω
ミラー比M	0.5
消費電力	5.2mW



➢500fFの容量追加により、ピーキングは0.25dBまで減少

➢30GHzの広帯域化を実現 ($V_{DD}=1.2V, 5.2mW$)