

信号成分なしフィードバック (Signal-nulled Feedback) 低雑音増幅器の雑音解析

興大樹*, 河内智(群馬大学)

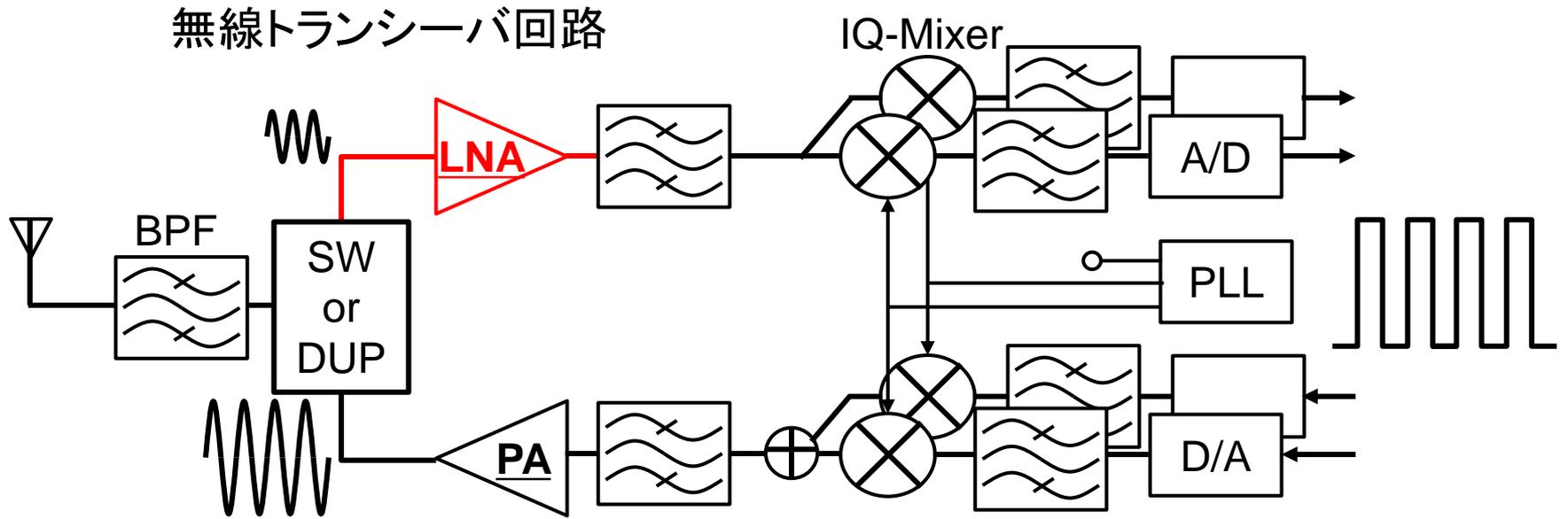
馬場清一, 壇徹, 高橋伸夫(三洋半導体)

小林春夫, 高井伸和(群馬大学)

新津葵一(名古屋大学)

- 研究目的
- Signal-nulled Feedback LNAの原理
 - 雑音低減効果
 - Signal-null条件と低消費電力効果
 - Signal-nulled Feedback LNAの回路構成と特性式
- シミュレーション
 - 雑音低減効果の検証
 - Gm-boost負帰還LNAとの比較
- まとめ

- 研究目的
 - Signal-nulled Feedback LNAの原理
 - 雑音低減効果
 - Signal-null条件と低消費電力効果
 - Signal-nulled Feedback LNAの回路構成と特性式
 - シミュレーション
 - 雑音低減効果の検証
 - Gm-boost負帰還LNAとの比較
- まとめ



受信側

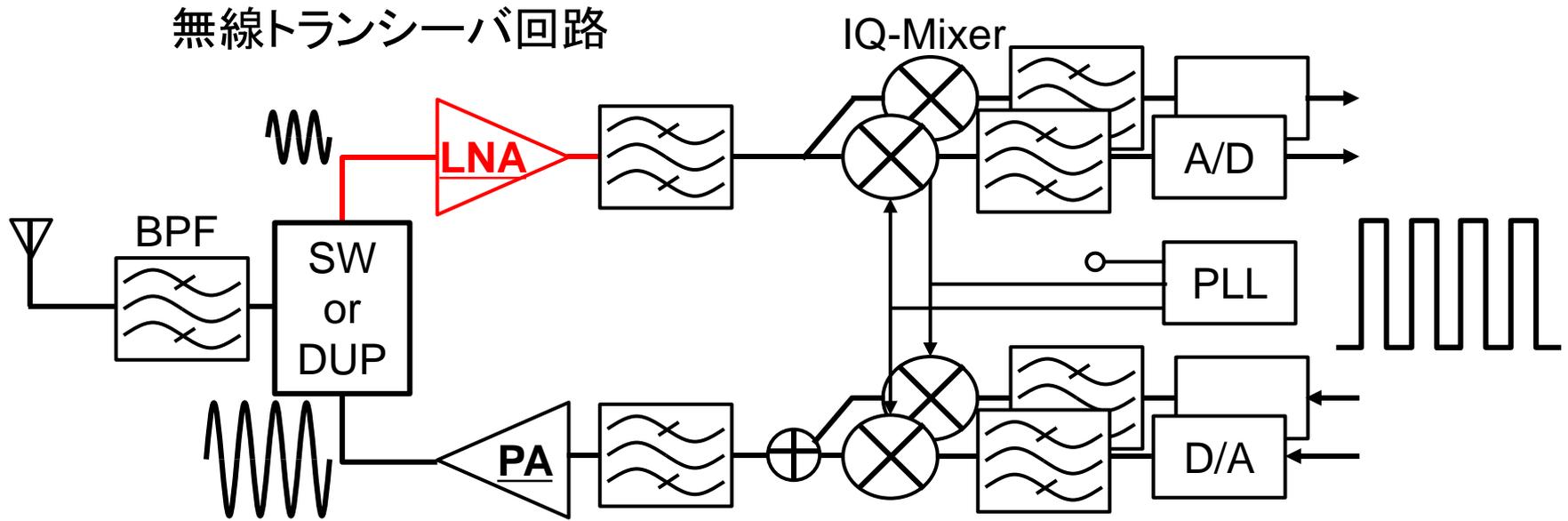
低雑音増幅器:Low Noise Amplifier(LNA)

- ・・・後段で処理できるレベルまで、**雑音・歪みを付加することなく**信号を増幅する
(例:集音機、補聴器)

送信側

電力増幅器:Power Amplifier(PA)

- ・・・できるだけ大きな電力にして信号をアンテナから送信する
(例:拡声器)



受信側

低雑音増幅器:Low Noise Amplifier(LNA)

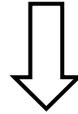
- 消費電力は小さいが常に動作(受信信号がいつ来るかわからため)
- トランシーバ回路の**低消費電力化**を目指す

送信側

電力増幅器:Power Amplifier(PA)

- 消費電力は大きいが送信時のみ動作

LNAの低消費電力化を目指す



広帯域LNAにおける低消費電力ノイズ低減技術

・文献タイトル

A Power-Efficient Noise Suppression Technique Using Signal-Nullled Feedback for Low Noise Wideband Amplifiers

・著者

Chin-Fu Li, Po-Chiun Huang

(Electrical Engineering, National Tsing Hua University, Hsinchu 300, Taiwan)

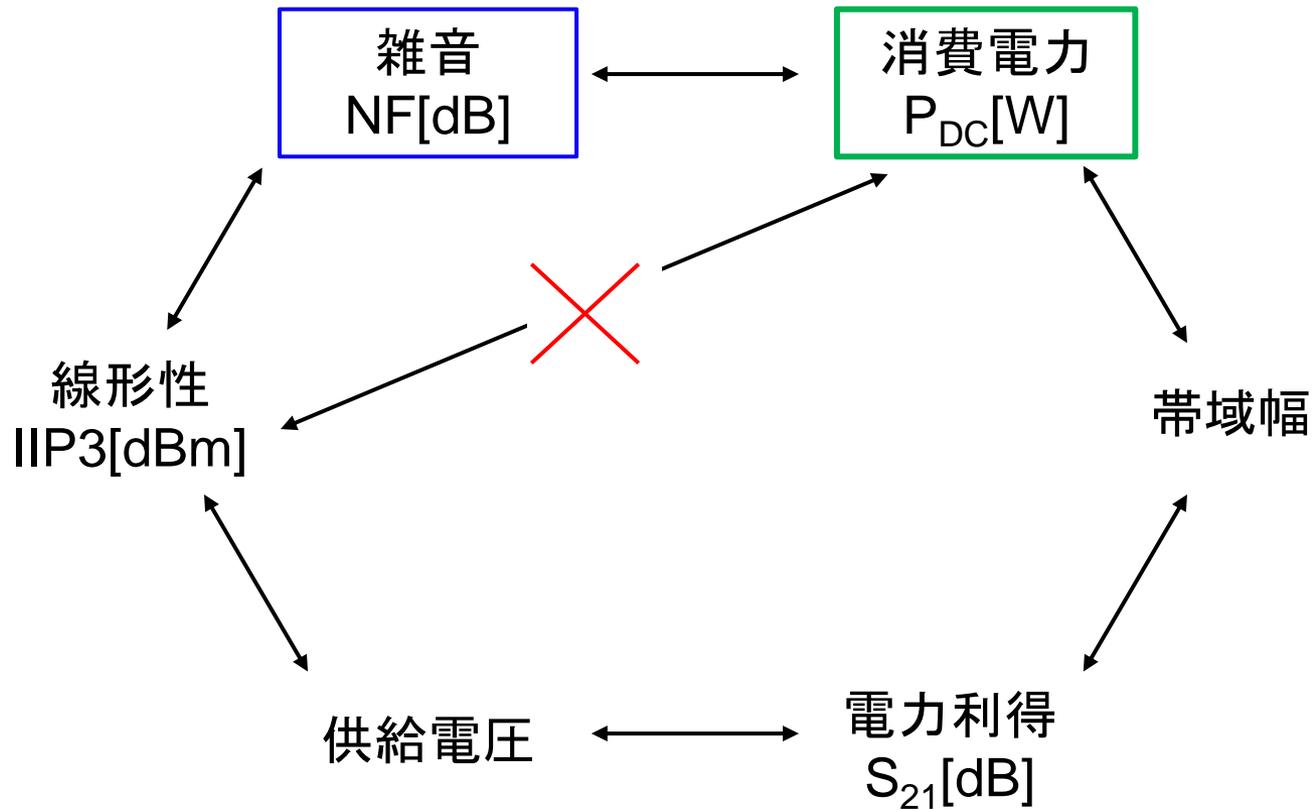
Shih-Chieh Chou (Mobile Device Inc., Hsinchu 300, Taiwan)

Guan-Hong Ke, (Realtalk Semiconductor Corporation, Hsinchu 300, Taiwan)

・雑誌名

IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS

II :EXPRESS BRIEFS, Vol.59, NO.1, JANUARY, 2012



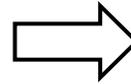
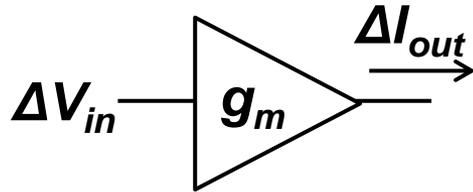
雑音低減用アンプの小信号成分をキャンセルする

↓

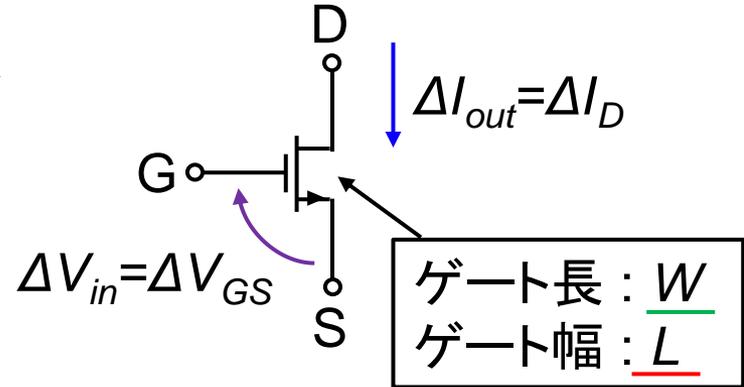
雑音低減用アンプにおける線形性と消費電力のトレードオフを緩和

↓

低消費電力で雑音性能を向上させる

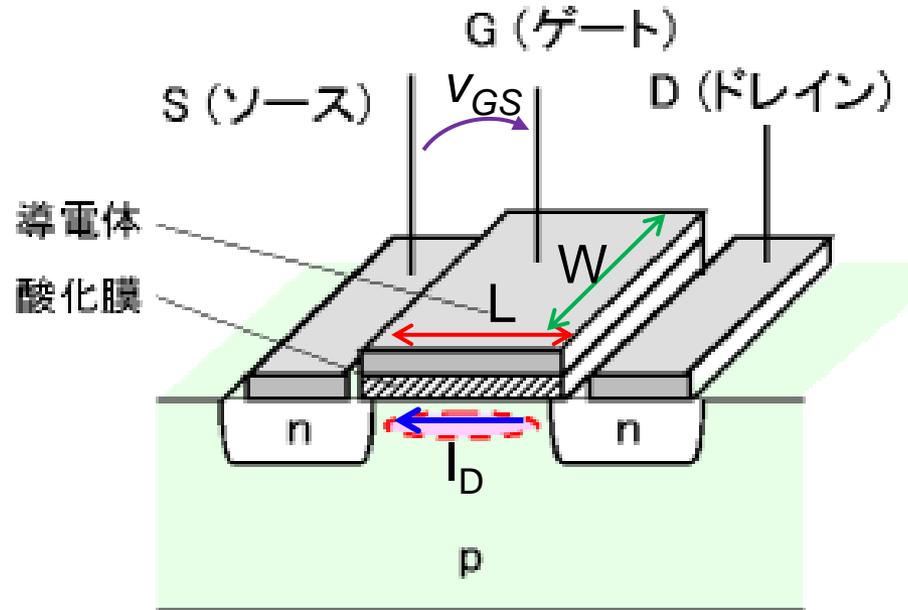


MOS(NMOS)

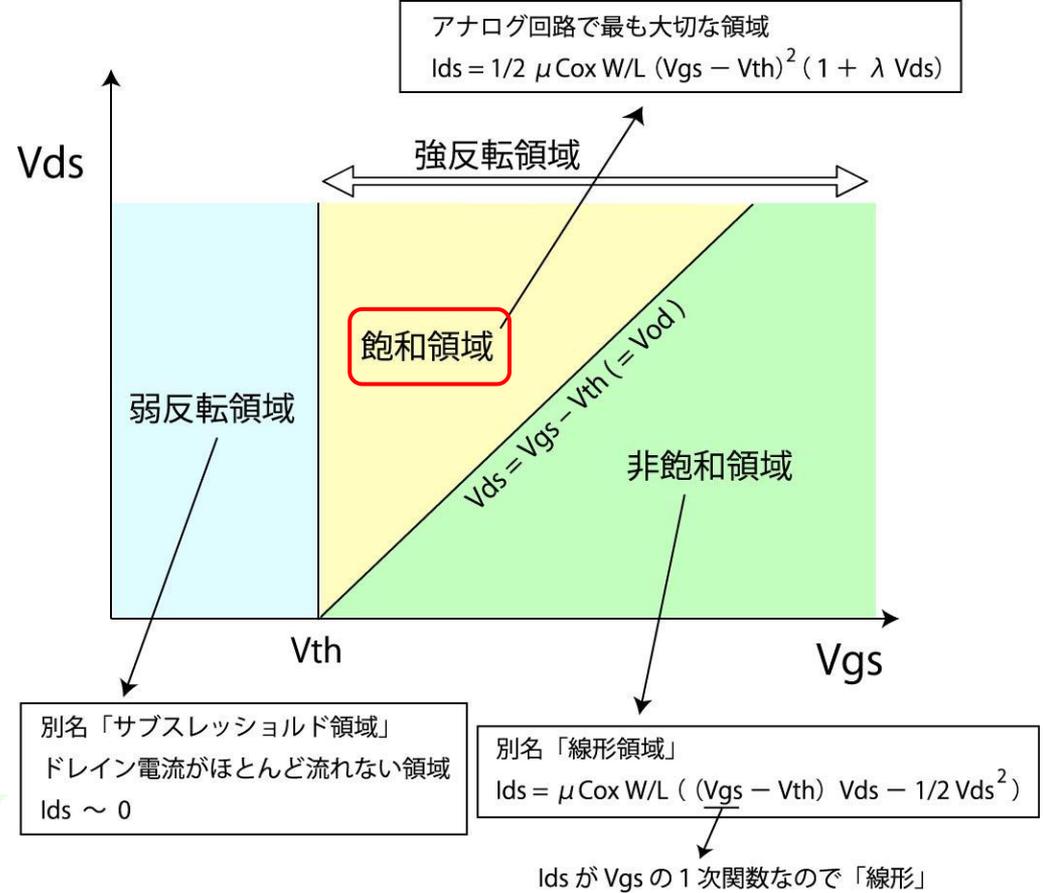
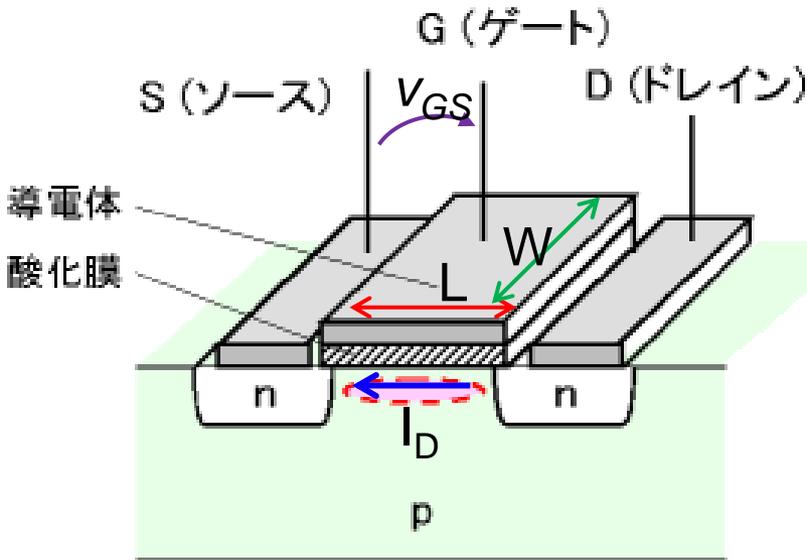
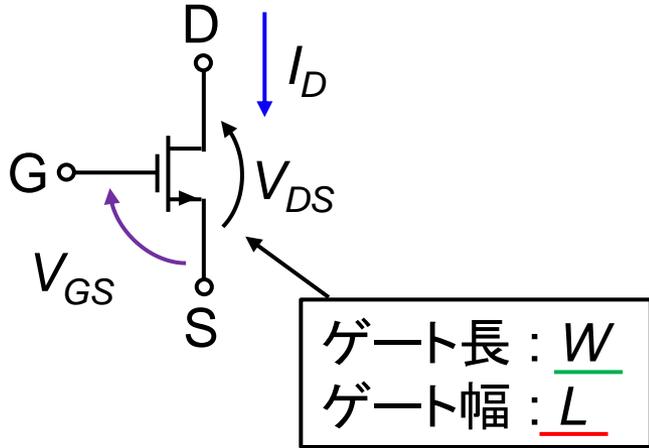


トランスコンダクタンス g_m の定義

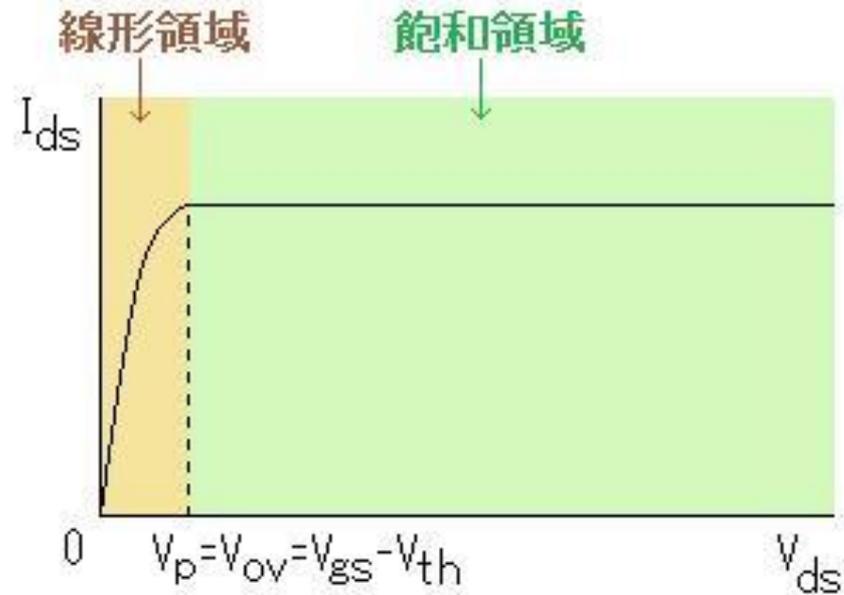
$$\Delta I_{out} = g_m \times \Delta V_{in}$$



※ V_{TH} :しきい電圧(MOSのON, OFFの境界)

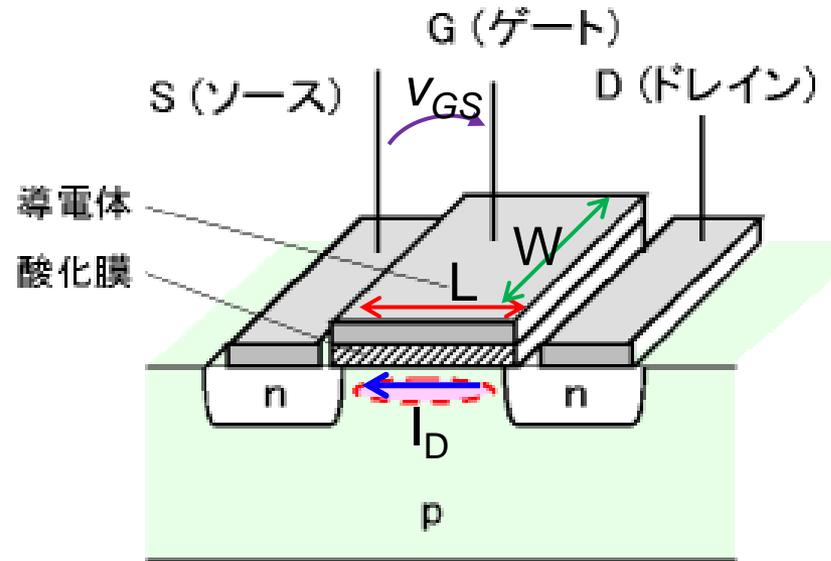
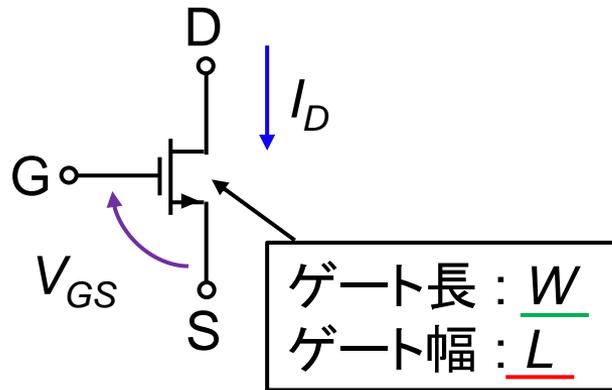


飽和領域の条件: $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$
飽和領域において I_D は V_{GS} によってみ変化する
(理想的には V_{DS} に依存しない)



線形領域 : $I_{ds} = K' \frac{W}{L} [(V_{gs} - V_{th})V_{ds} - \frac{1}{2}V_{ds}^2]$

飽和領域 : $I_{ds} = \frac{1}{2} K' \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th})^2$



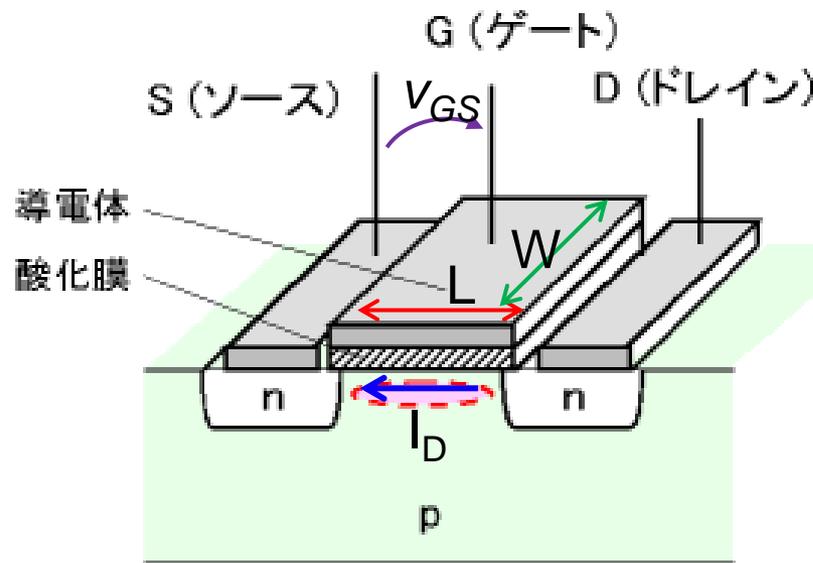
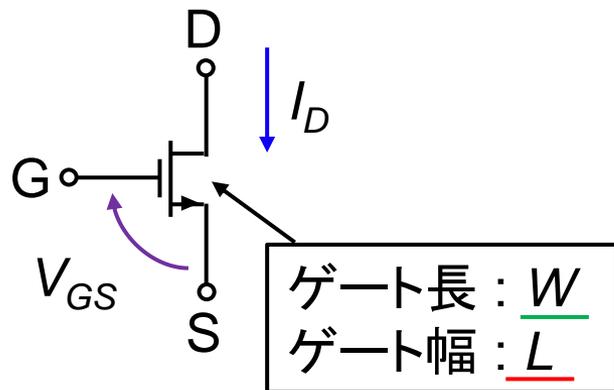
飽和領域 ($V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$)における I_D

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

μ_n : 電子の移動度 (定数), C_{ox} : 単位面積当たりのゲート容量 (定数)

飽和領域 ($V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$)におけるトランスコンダクタンス: g_m

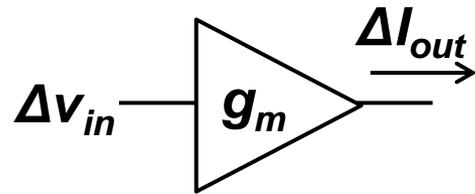
$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})$$



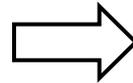
飽和領域 ($V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$)において

$$\begin{cases} I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \\ g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \end{cases}$$

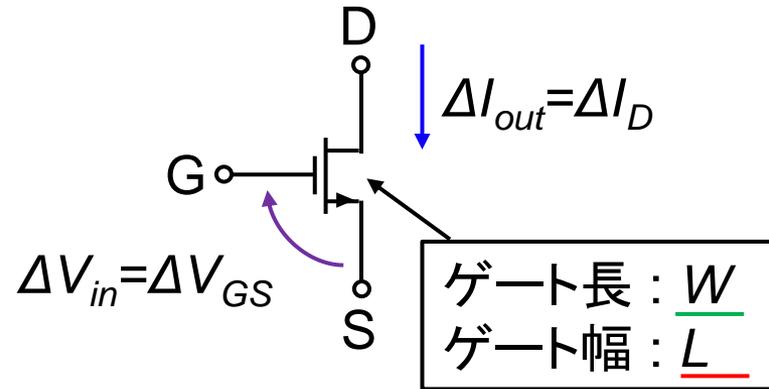
$$\rightarrow g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}} \dots W, L \text{に依存しない}$$



$$\Delta I_{out} = g_m \times \Delta V_{in}$$

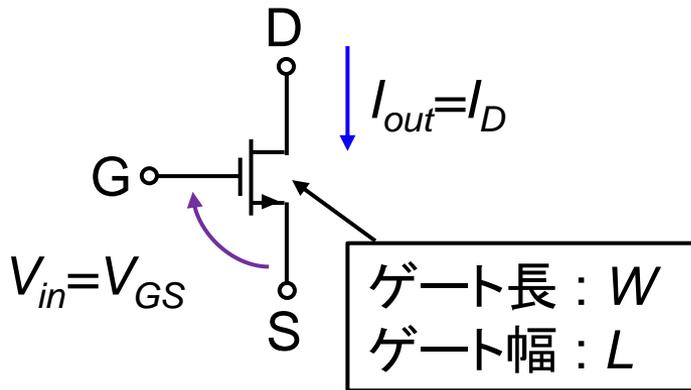


MOS(NMOS)



飽和領域 ($V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$)において

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta I_D = g_m \Delta V_{GS} \\ g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \\ g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}} \end{array} \right.$$



$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (\text{i})$$

一次微分係数

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \quad (\text{ii})$$

二次微分係数

$$\frac{\partial^2 I_D}{\partial V_{GS}^2} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \quad (\text{iii})$$

※実際のドレイン電流 I_D は

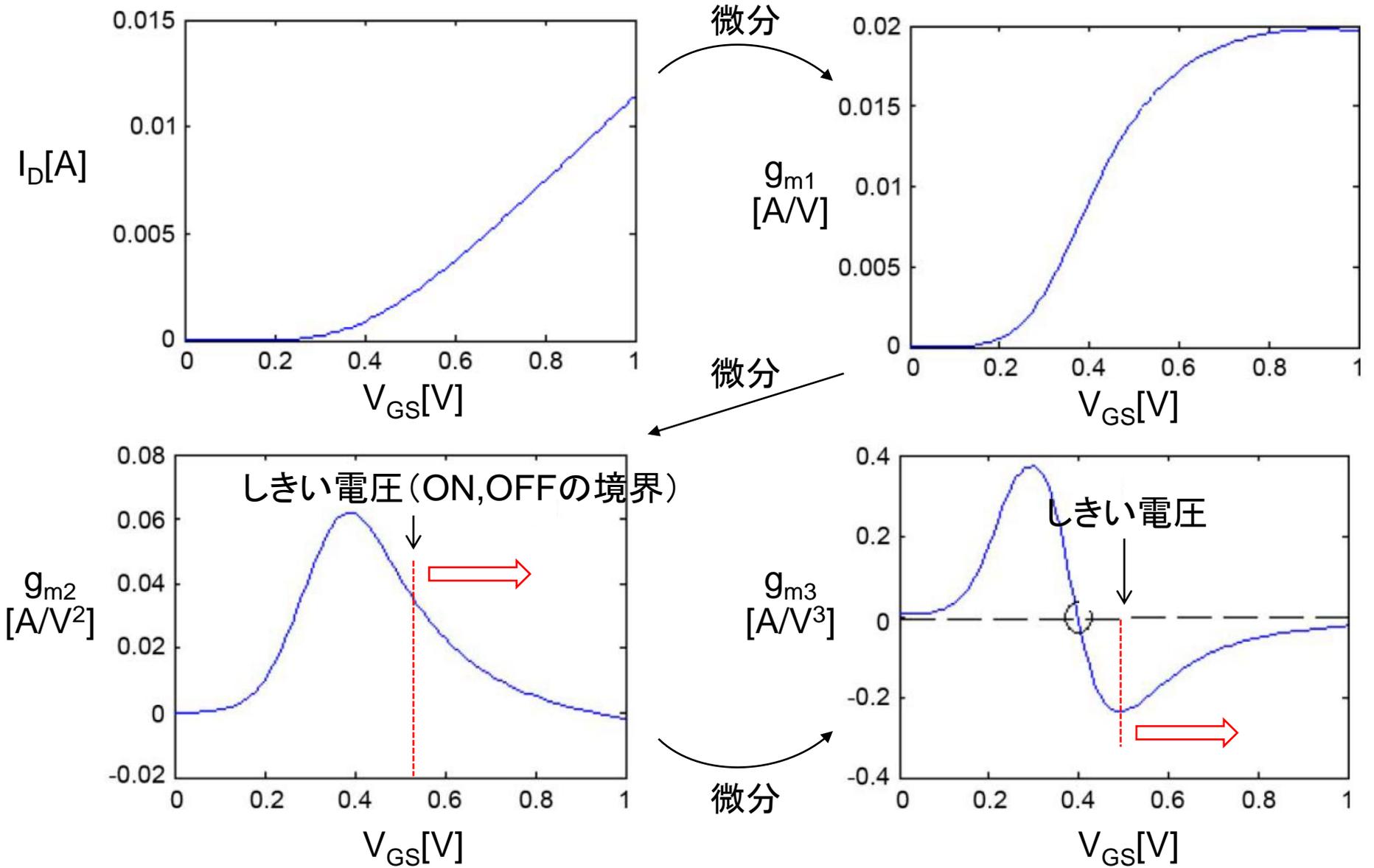
$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2 L} \frac{(V_{GS} - V_{TH})^2}{1 + \Theta(V_{GS} - V_{TH})}$$

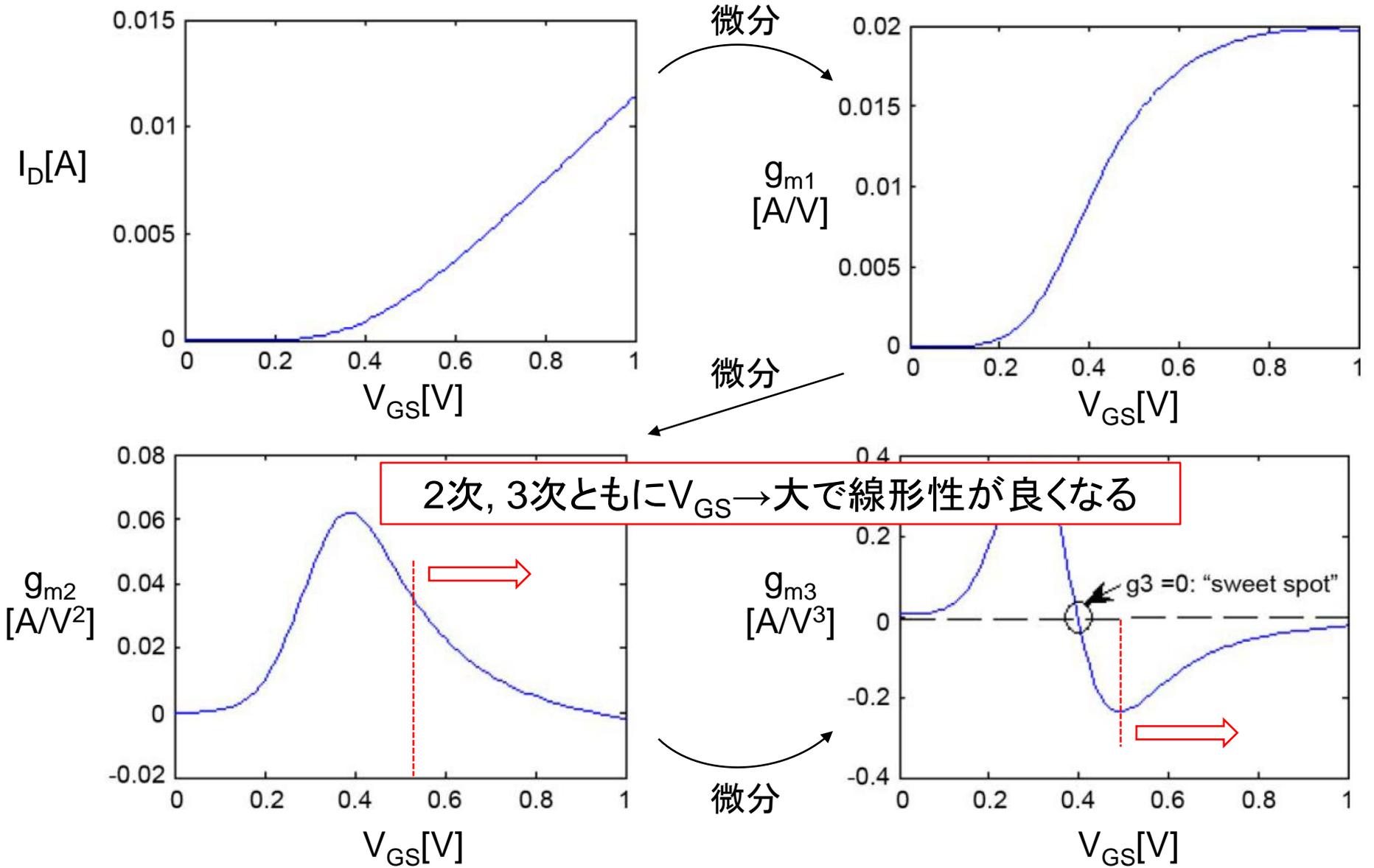
なので3次以降の微分係数も存在する

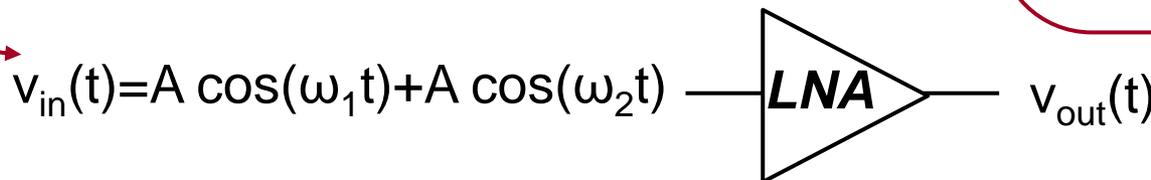
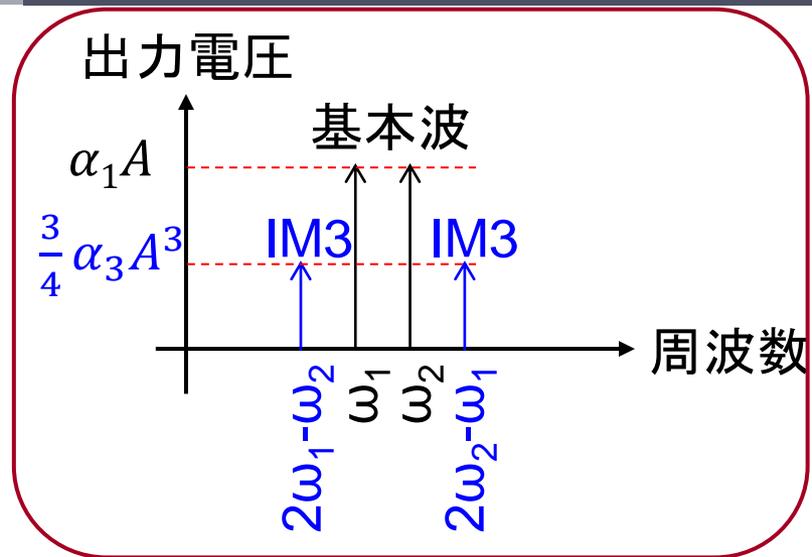
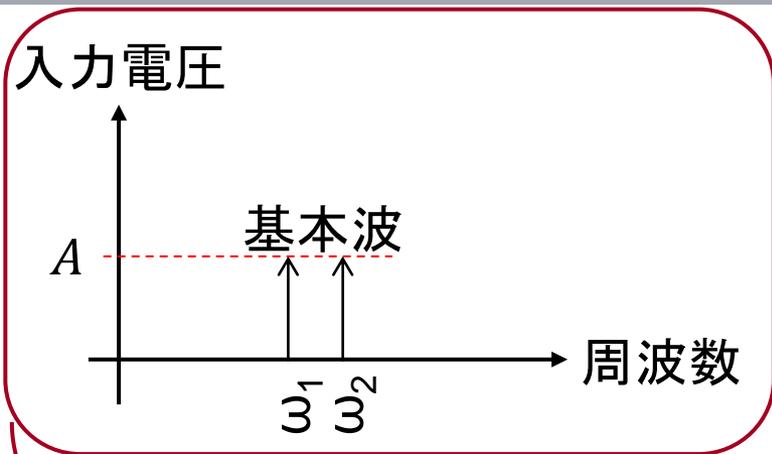
式(i)において $I_D = \text{一定}$ のとき $V_{GS} - V_{TH} \rightarrow \text{大}$ にすると $(W/L) \rightarrow \text{小}$ になる

式(iii)の二次微分係数が小さくなる(線形性が良くなる)

$I_D = \text{一定}$ において $V_{GS} - V_{TH} \rightarrow \text{大}$ で線形性が良くなる







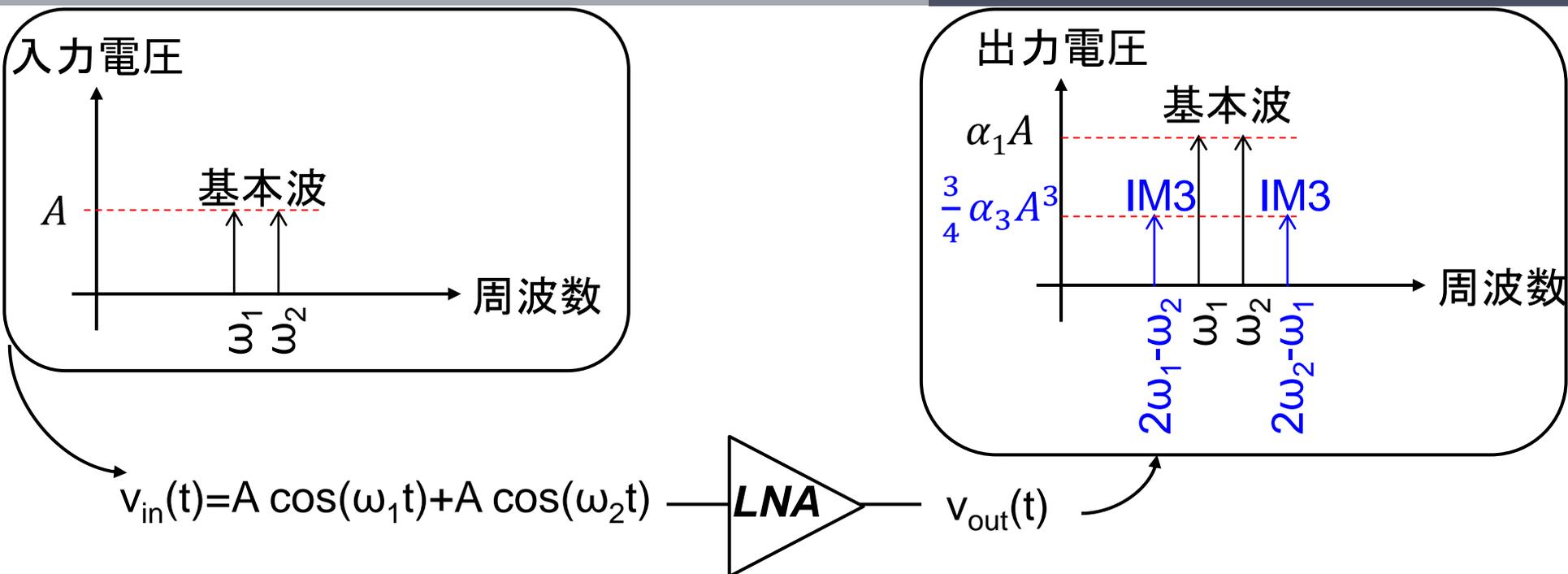
$$v_{out}(t) = \alpha_1 v_{in}(t) + \alpha_2 v_{in}(t)^2 + \alpha_3 v_{in}(t)^3$$

3次までの非線形性を有するLNAに

$v_{in}(t) = A \cos(\omega_1 t) + A \cos(\omega_2 t)$
 を入力したとき

$$v_{out}(t) = \alpha_1 A \{ \cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t) \}$$

$$+ \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \{ \cos(2\omega_1 t - \omega_2 t) + \cos(2\omega_2 t - \omega_1 t) \} + \dots$$



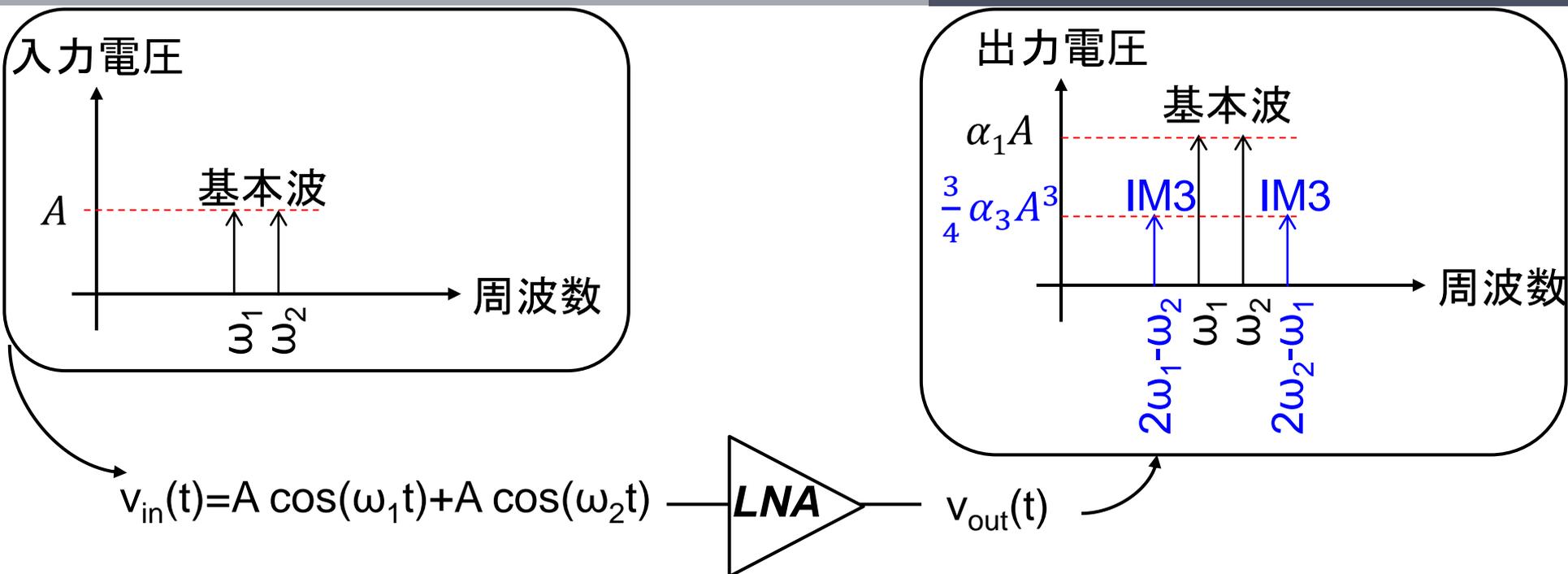
$$v_{out}(t) = \alpha_1 v_{in}(t) + \alpha_2 v_{in}(t)^2 + \alpha_3 v_{in}(t)^3$$

$$v_{out}(t) = \alpha_1 A \{ \cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t) \}$$

$$+ \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \{ \cos(2\omega_1 t - \omega_2 t) + \cos(2\omega_2 t - \omega_1 t) \} + \dots$$

3次相互変調波の発生

→基本波成分の近くで発生



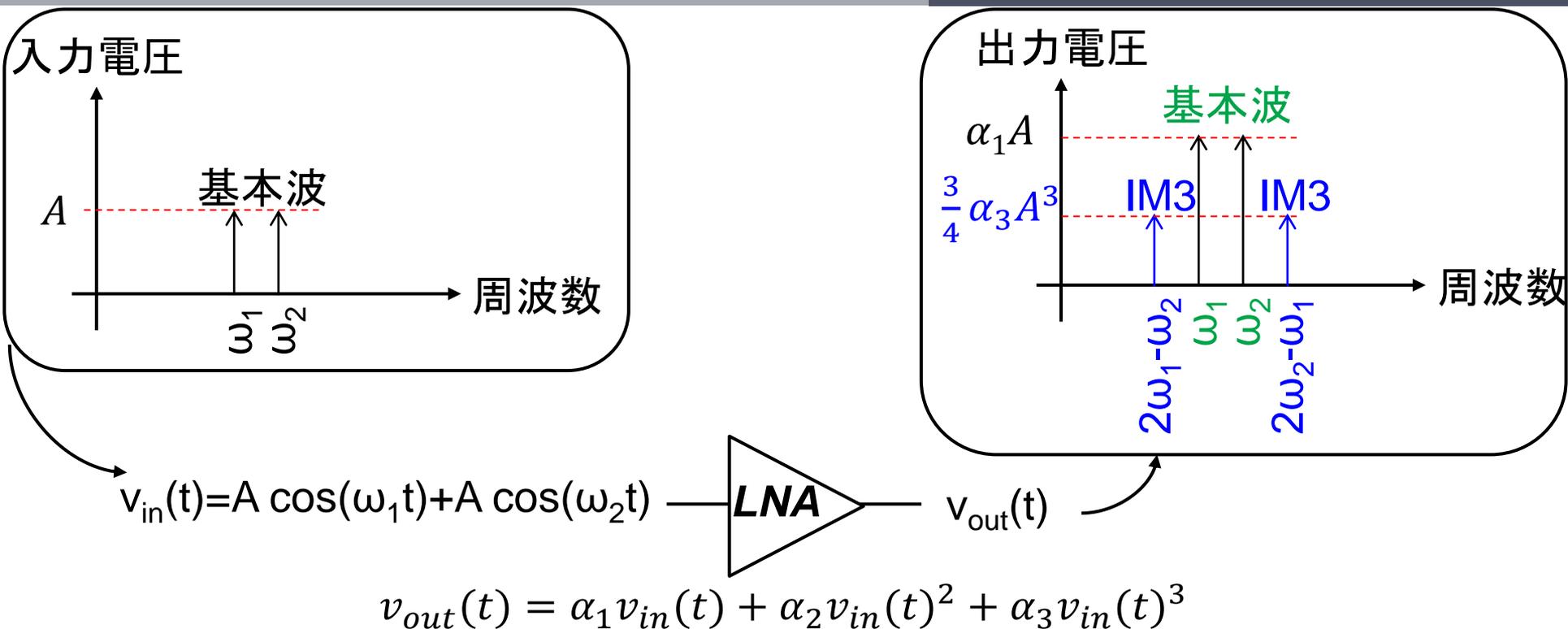
$$v_{out}(t) = \alpha_1 v_{in}(t) + \alpha_2 v_{in}(t)^2 + \alpha_3 v_{in}(t)^3$$

LNAにおいて非線形性はMOSのドレイン電流で発生する

ドレイン電流 I_D から見たIM3

$$IM3 = \frac{3}{4} \frac{v^2}{(V_{GS} - V_{TH}) (1 + r)^2 (2 + r)} \Theta$$

$$r = \Theta (V_{GS} - V_{TH})$$

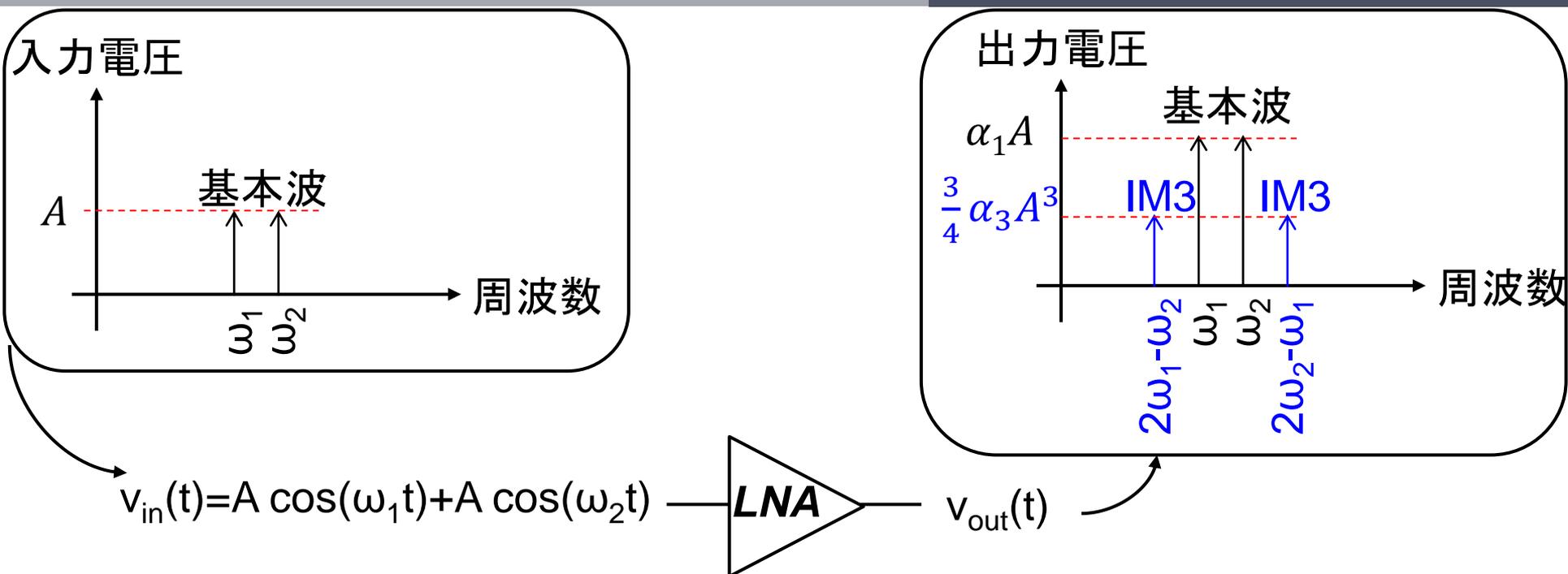


IIP3 (**3rd-order Input Intercept Point** : 3次インターセプトポイント)の定義

・出力電圧において

$$\{\text{基本波成分}(\omega_1, \omega_2)\} = \{\text{3次相互変調波成分}(2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1)\}$$

となるときの入力振幅A



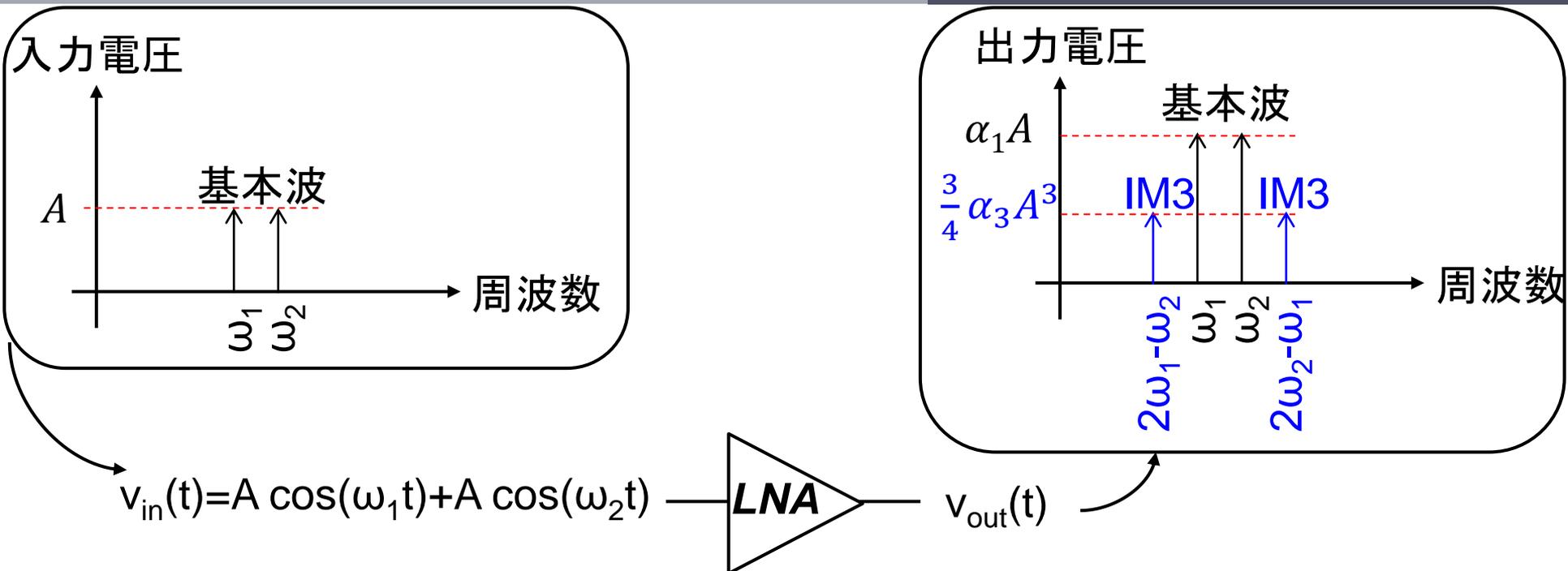
$$v_{out}(t) = \alpha_1 v_{in}(t) + \alpha_2 v_{in}(t)^2 + \alpha_3 v_{in}(t)^3$$

IIP3(3次インターセプトポイント)の定義

3次インターセプトポイント時の入力振幅を A_{IIP3} とすると

$$|\alpha_1| A_{IIP3} = \frac{3}{4} |\alpha_3| A_{IIP3}^2$$

$$A_{IIP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right|} \longrightarrow \text{IIP3は大きいほど線形性が高い}$$

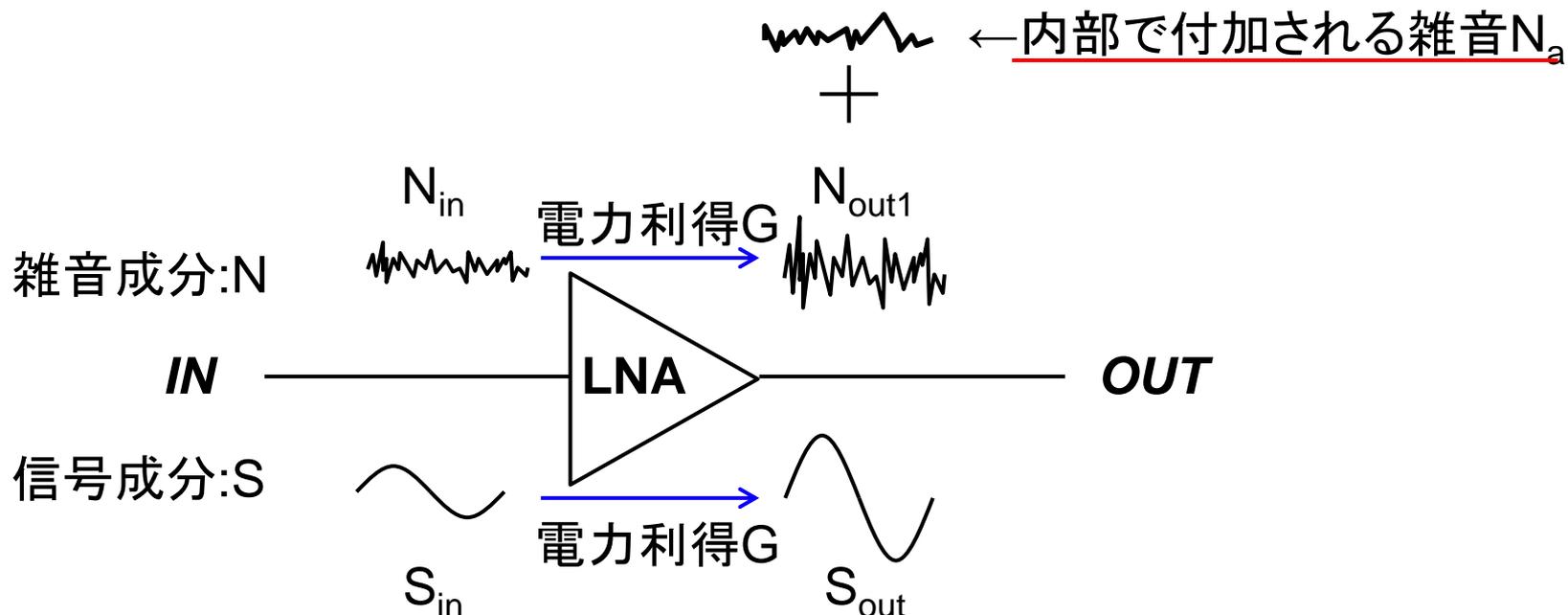


$$v_{out}(t) = \alpha_1 v_{in}(t) + \alpha_2 v_{in}(t)^2 + \alpha_3 v_{in}(t)^3$$

IIP3(3次インターセプトポイント)の定義

ドレイン電流 I_D から見たIIP3

$$IIP3 \cong 11.25 + 10 \cdot \text{Log}\{(V_{GS} - V_{TH})(1 + r)^2(2 + r)/\Theta\}$$

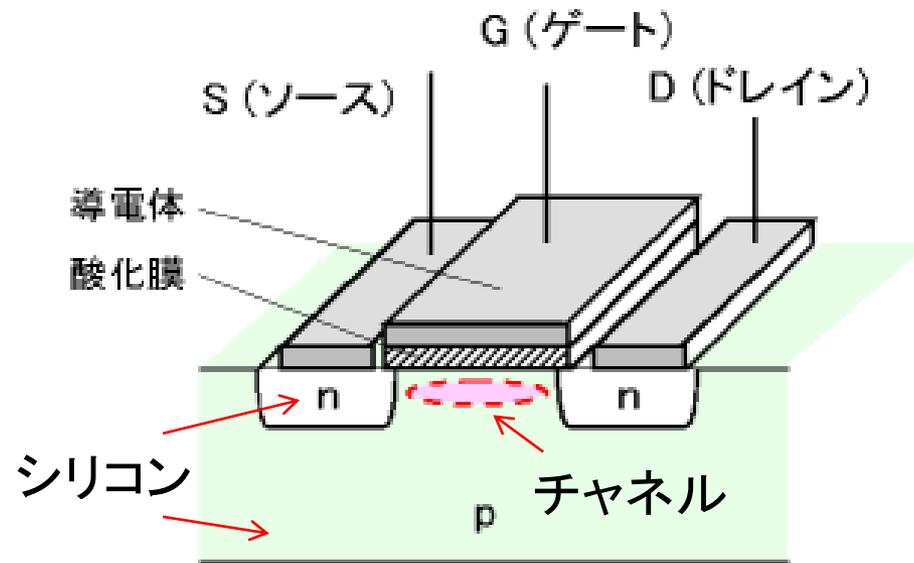


$$\begin{cases} S_{out} = GS_{in} \\ N_{out} = N_{out1} + N_a = GN_{in} + N_a \end{cases}$$

雑音指数:Noise Factor(NF)

$$NF = \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}} = \frac{S_{in}/N_{in}}{(GS_{in})/N_{out}} = \frac{N_{out}}{GN_{in}} = \frac{GN_{in} + N_a}{GN_{in}} = 1 + \frac{N_a}{GN_{in}}$$

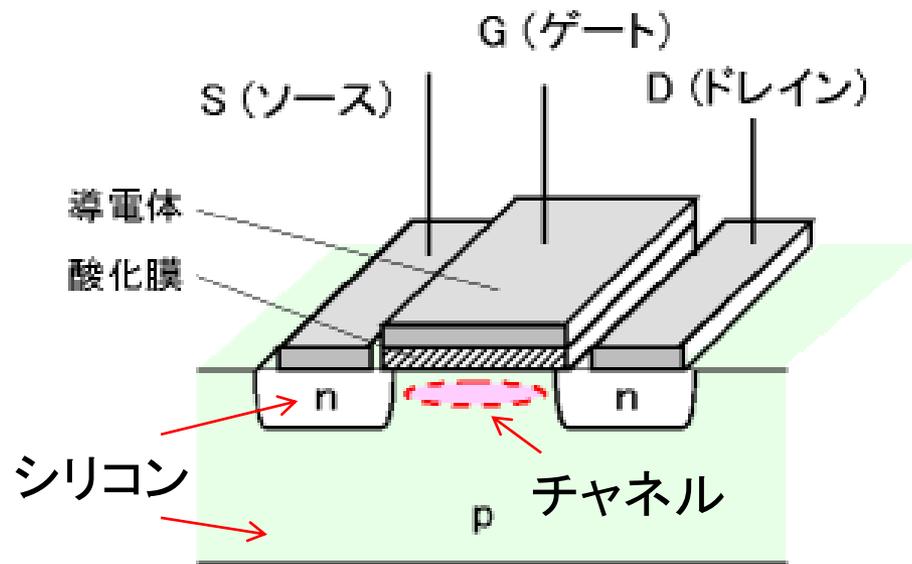
→ NFは小さいほど良い(内部で付加される雑音が小さい)



MOSで発生する雑音

チャンネル熱雑音
ドレインーソース間で発生
→抵抗の熱雑音に対応

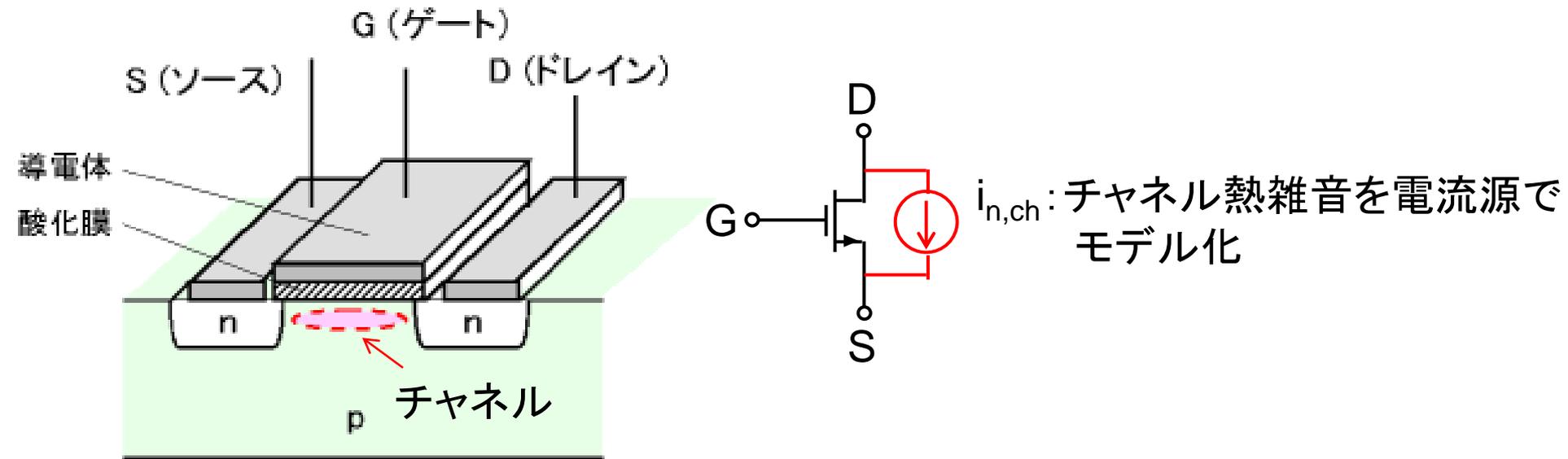
フリッカ雑音
酸化膜ーシリコン間で発生



MOSで発生する雑音

チャンネル熱雑音
ドレインーソース間で発生
→抵抗の熱雑音に対応

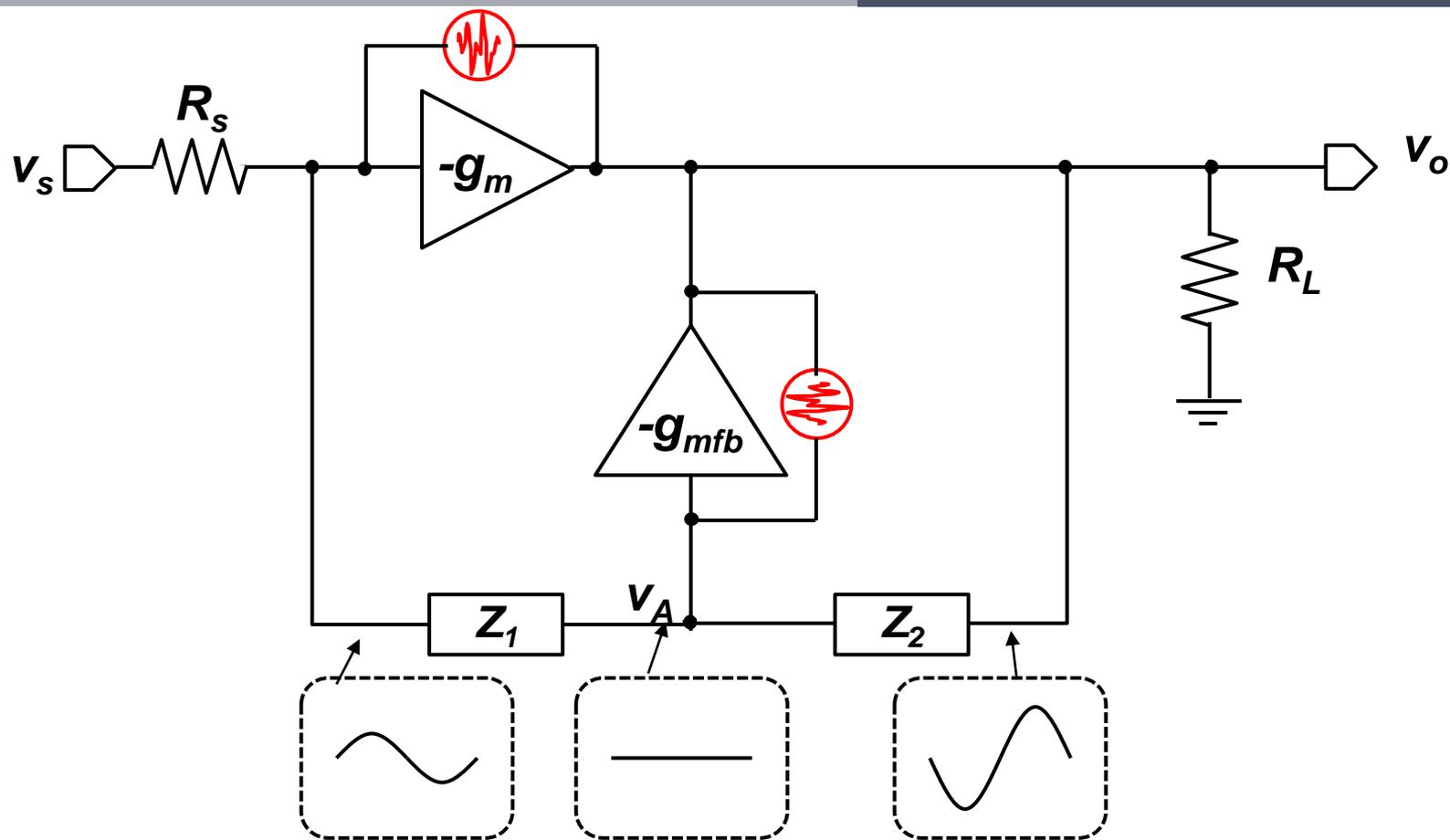
フリッカ雑音
酸化膜ーシリコン間で発生



$$\text{チャネル熱雑音電流源: } i_{n,ch} = \sqrt{4kT\gamma g_m \Delta f} \text{ [A]}$$

k:ボルツマン定数($k=1.38 \times 10^{-23}$ [J/K]), T:絶対温度[K],
 γ :チャネル雑音係数($\gamma=2/3$), Δf :周波数帯域

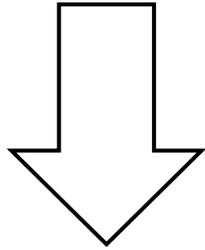
- 調査目的
- Signal-nulled Feedback LNAの原理
 - 雑音低減効果
 - Signal-null条件と低消費電力効果
 - Signal-nulled Feedback LNAの回路構成と特性式
- シミュレーション
 - 雑音低減効果の検証
 - Gm-boost負帰還LNAとの比較
- まとめ



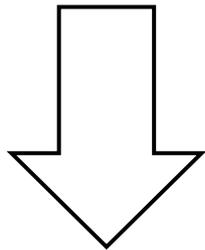
メインアンプ g_m , 雑音低減用アンプ g_{mfb} で発生する雑音を 低消費電力 で低減する技術

※今回は Z_1, Z_2 を容量で構成するため、それらの雑音は考慮しない

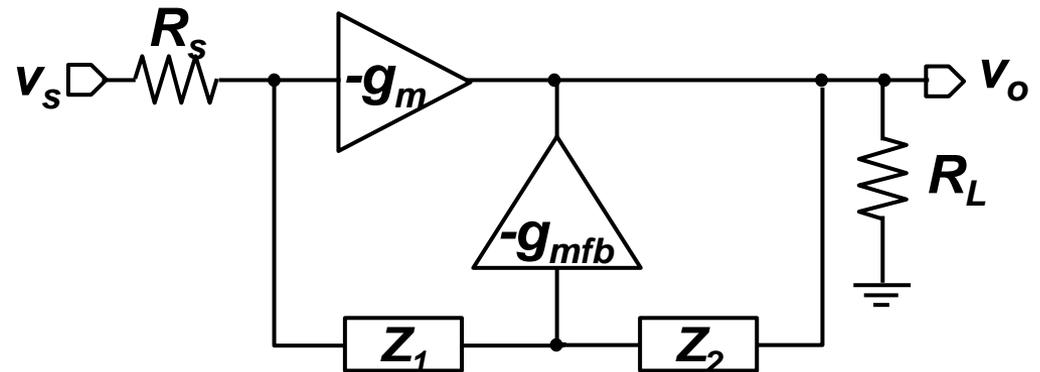
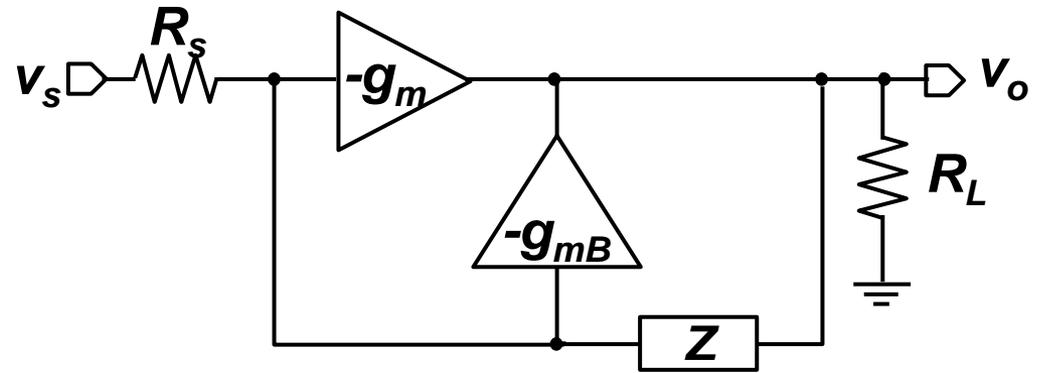
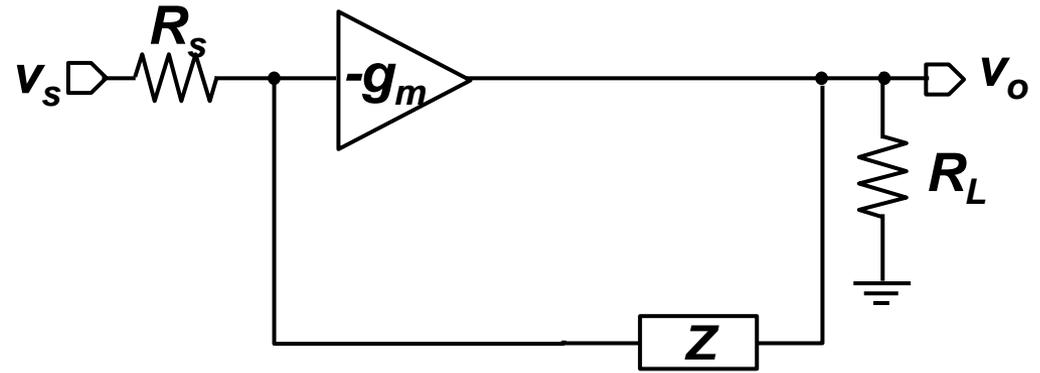
負帰還LNA
基本的な広帯域LNA



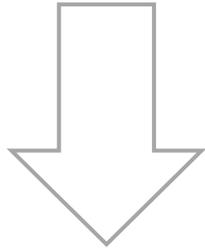
Gm-boost負帰還LNA



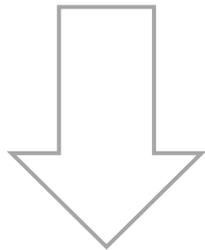
Signal-nulled Feedback LNA



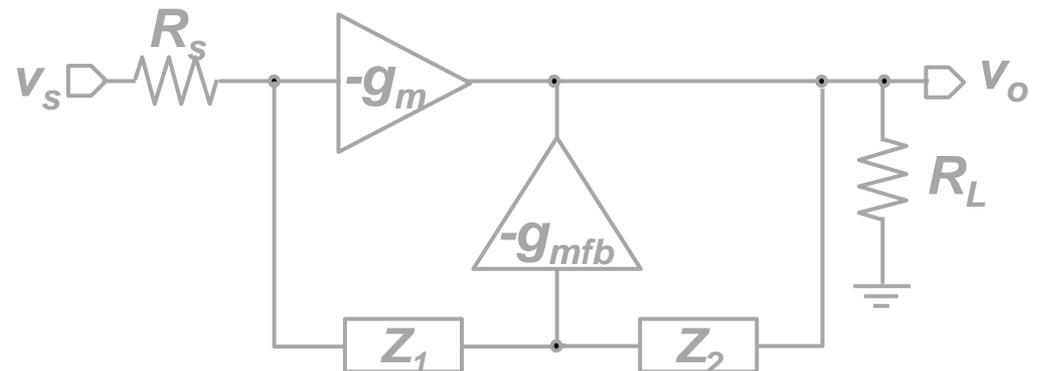
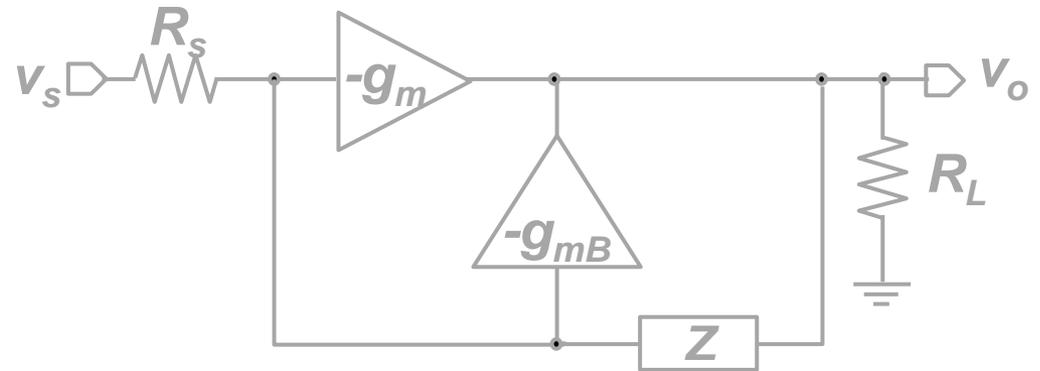
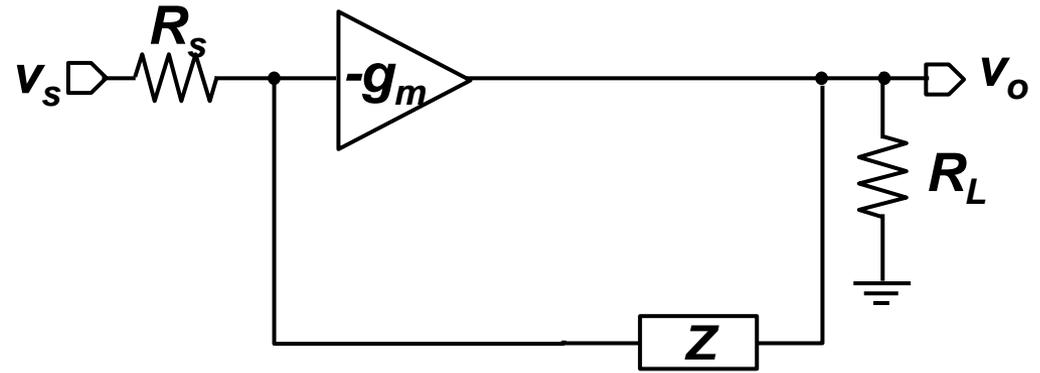
負帰還LNA
基本的な広帯域LNA

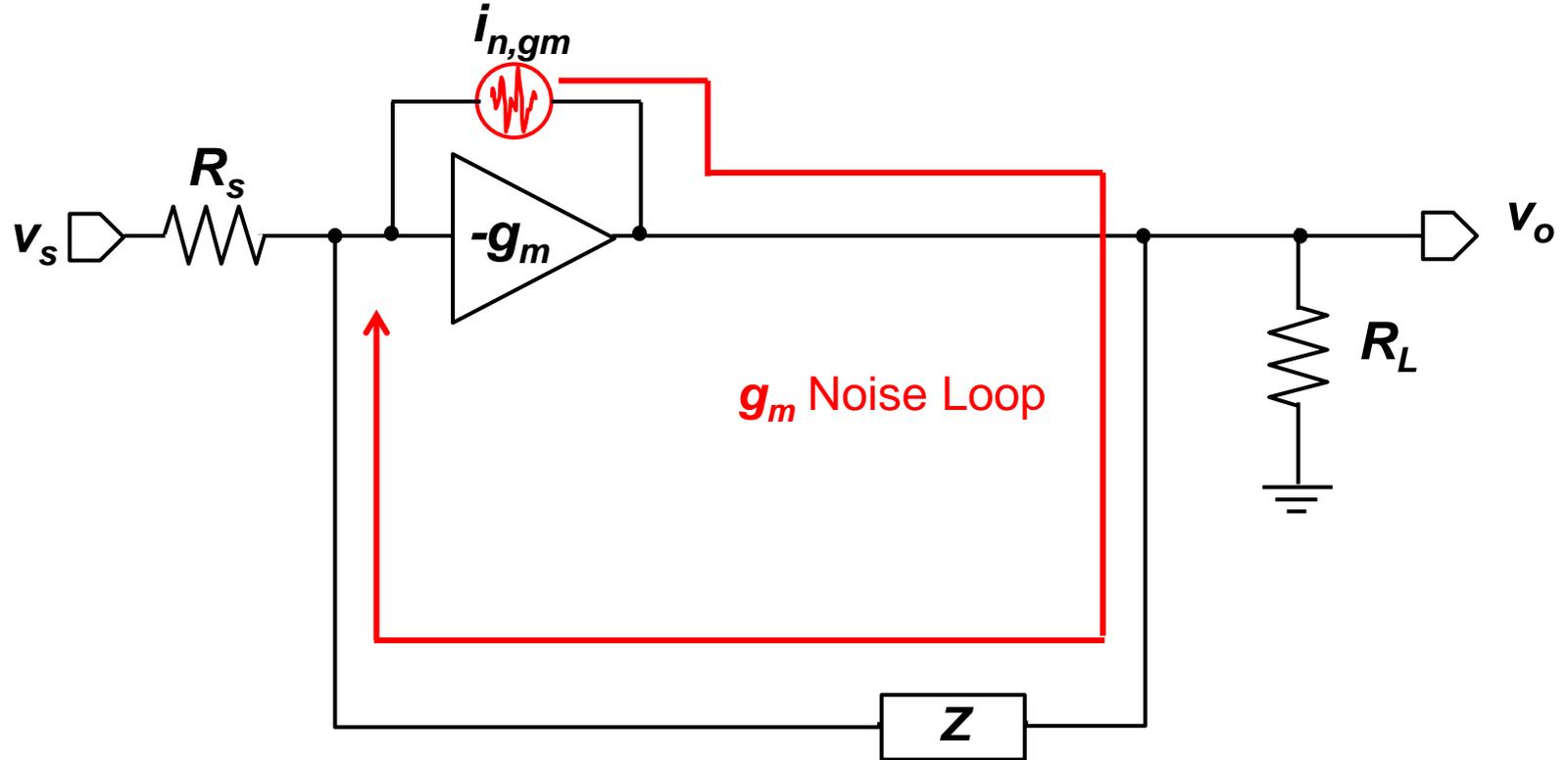


Gm-boost負帰還LNA



Signal-nulled Feedback
LNA





g_m で発生するチャネル雑音電流: $i_{n,gm}$

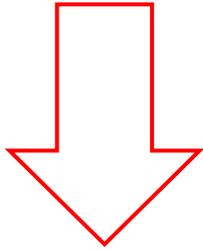
$v_{n,out}$: 出力雑音電圧

$$\frac{v_{n,out}}{i_{n,gm}} \approx \frac{A_v}{g_m}$$

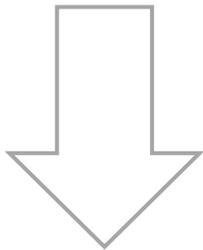
出力雑音電圧は g_m に反比例

※ A_v : 回路全体の電圧利得(= v_o/v_s)
 NF=出力雑音電力/(電力利得・入力雑音電力)
 で評価するため利得は関係ない

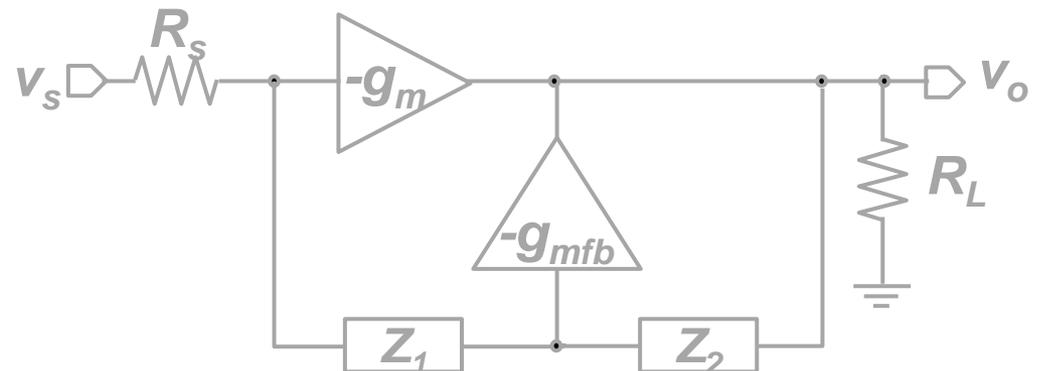
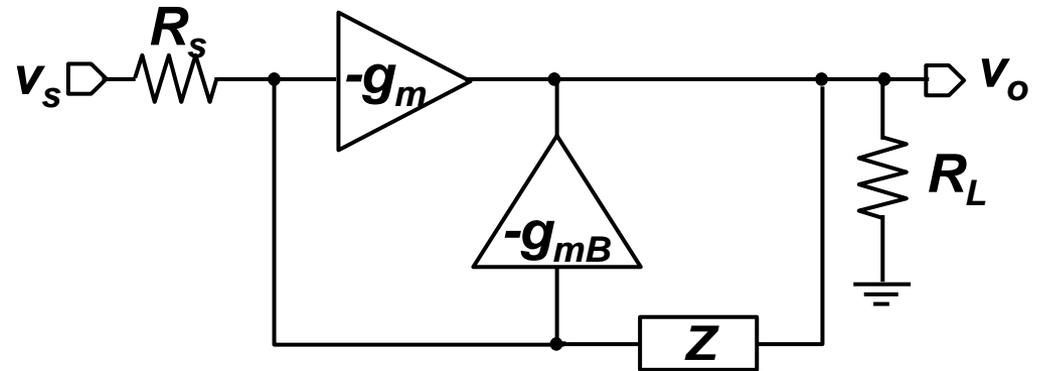
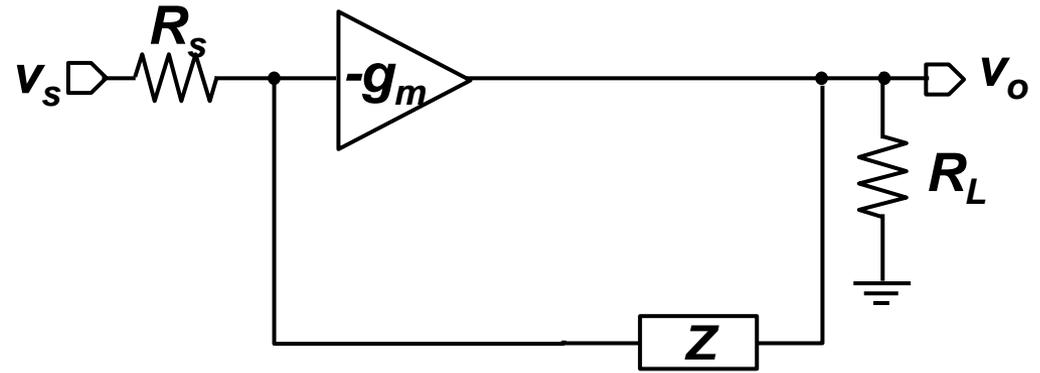
負帰還LNA
基本的な広帯域LNA



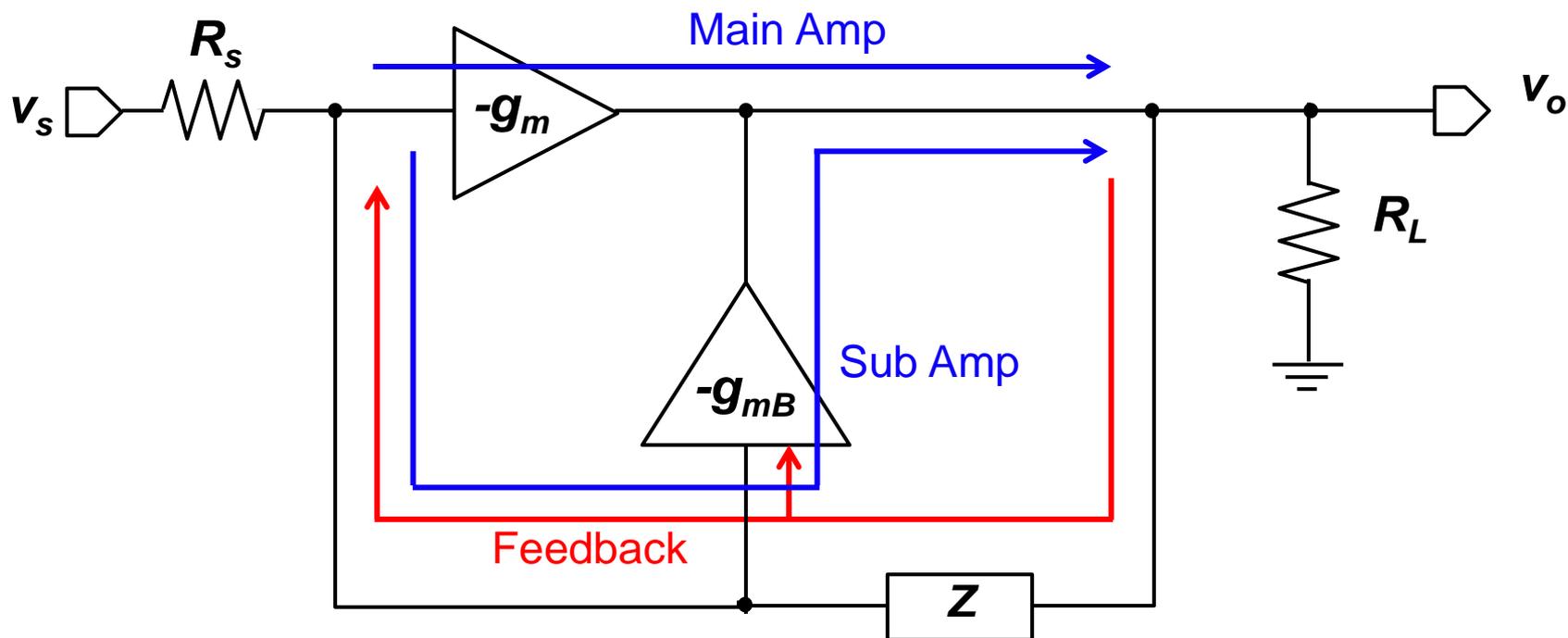
Gm-boost負帰還LNA



Signal-nulled Feedback
LNA



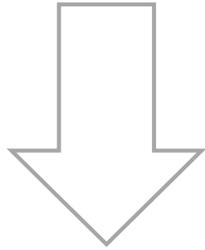
Gm-boost負帰還LNA



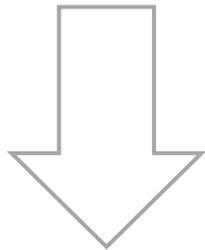
特徴

- ・利得増幅のための技術
- ・雑音低減の効果もあり
- ・消費電力が大きい

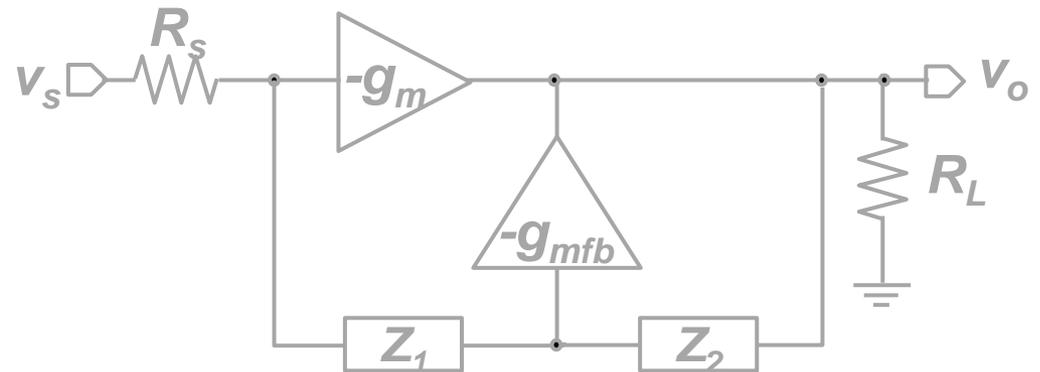
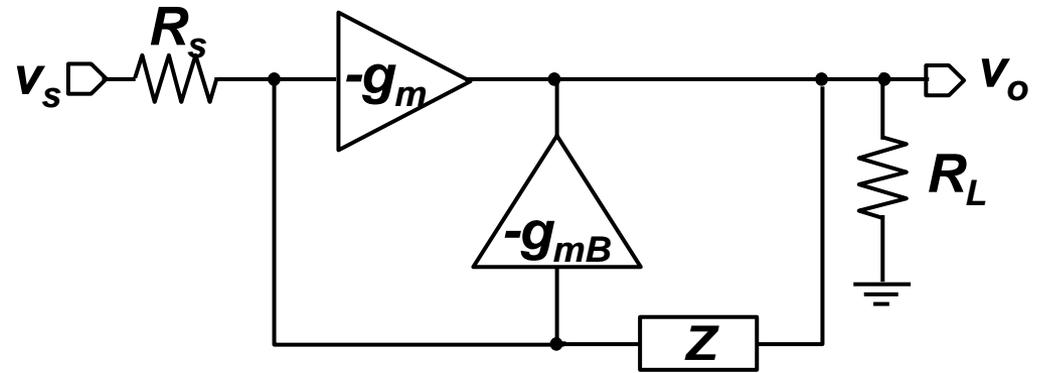
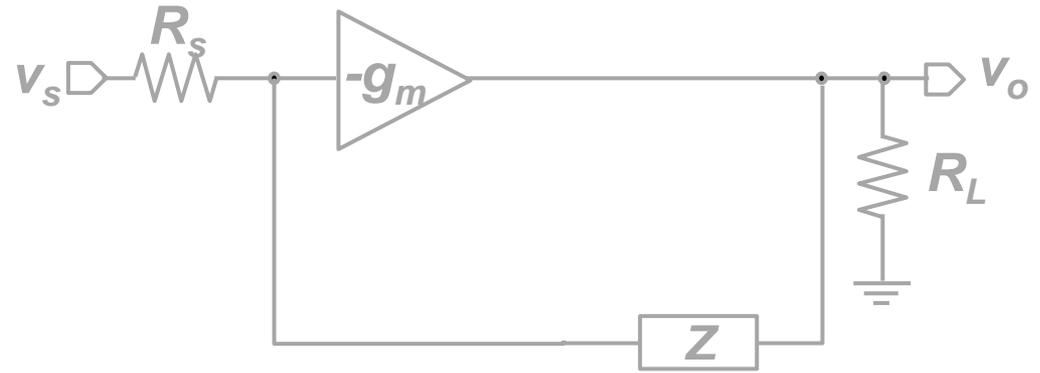
負帰還LNA

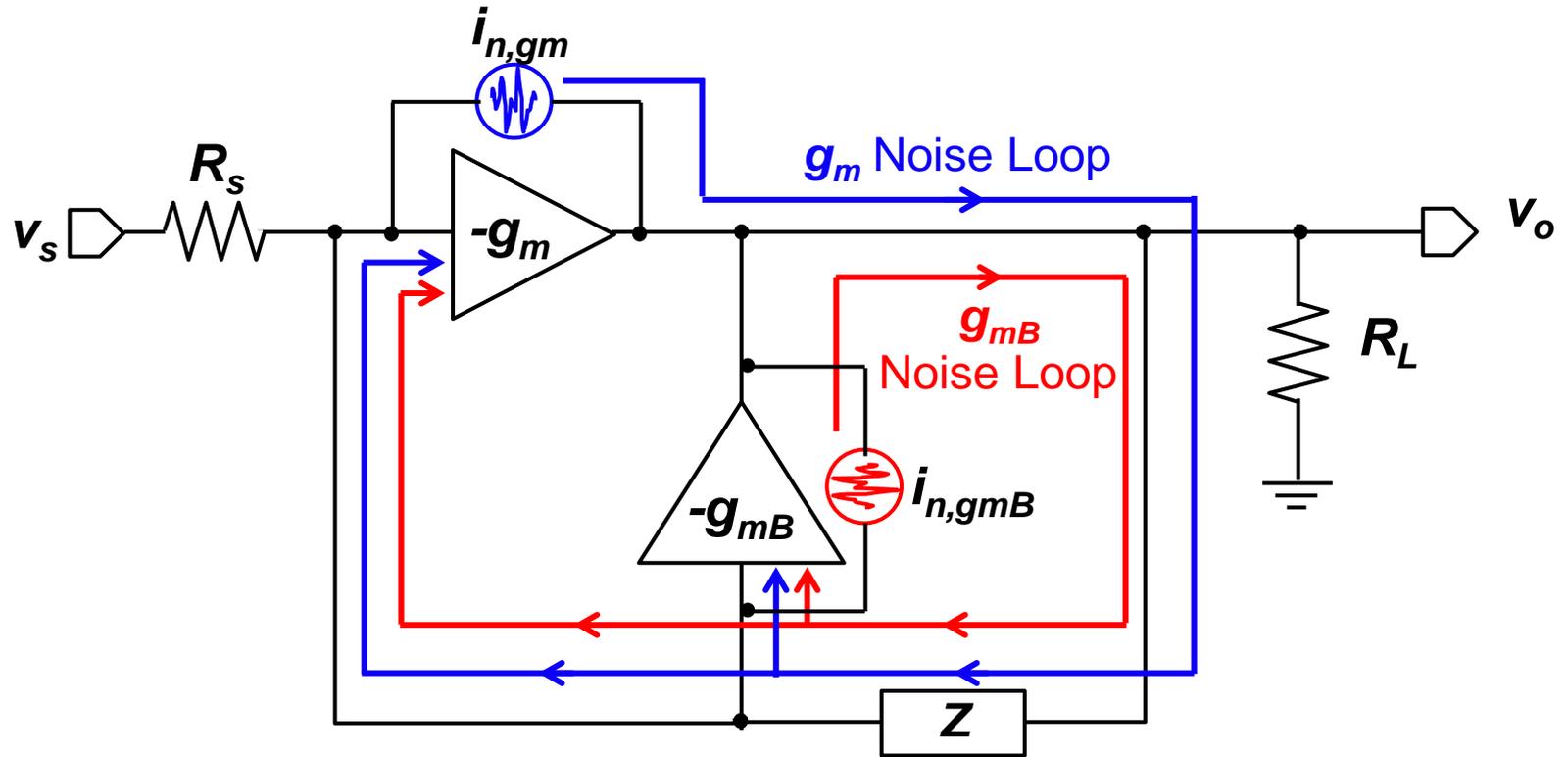


Gm-boost負帰還LNA



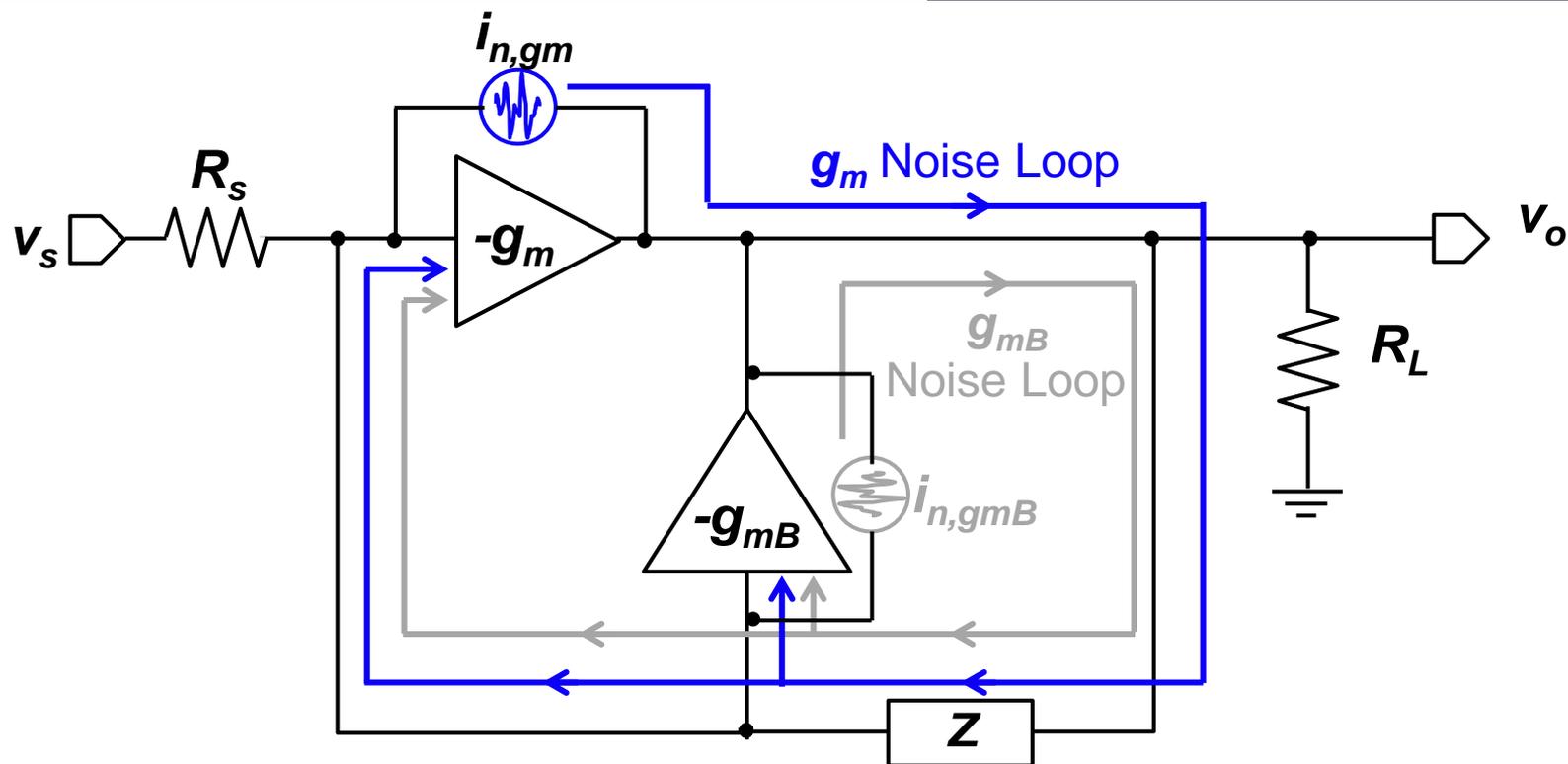
Signal-nulled Feedback LNA





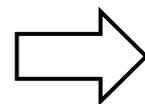
メインアンプ g_m のチャネル雑音電流: $i_{n, gm}$ → メインアンプ g_m に帰還

サブアンプ g_{mB} のチャネル雑音電流: $i_{n, gmB}$ → サブアンプ g_{mB} に帰還



$v_{n,out}$: 出力雑音電圧
 A_v : 回路全体の電圧利得 ($=v_o/v_s$)

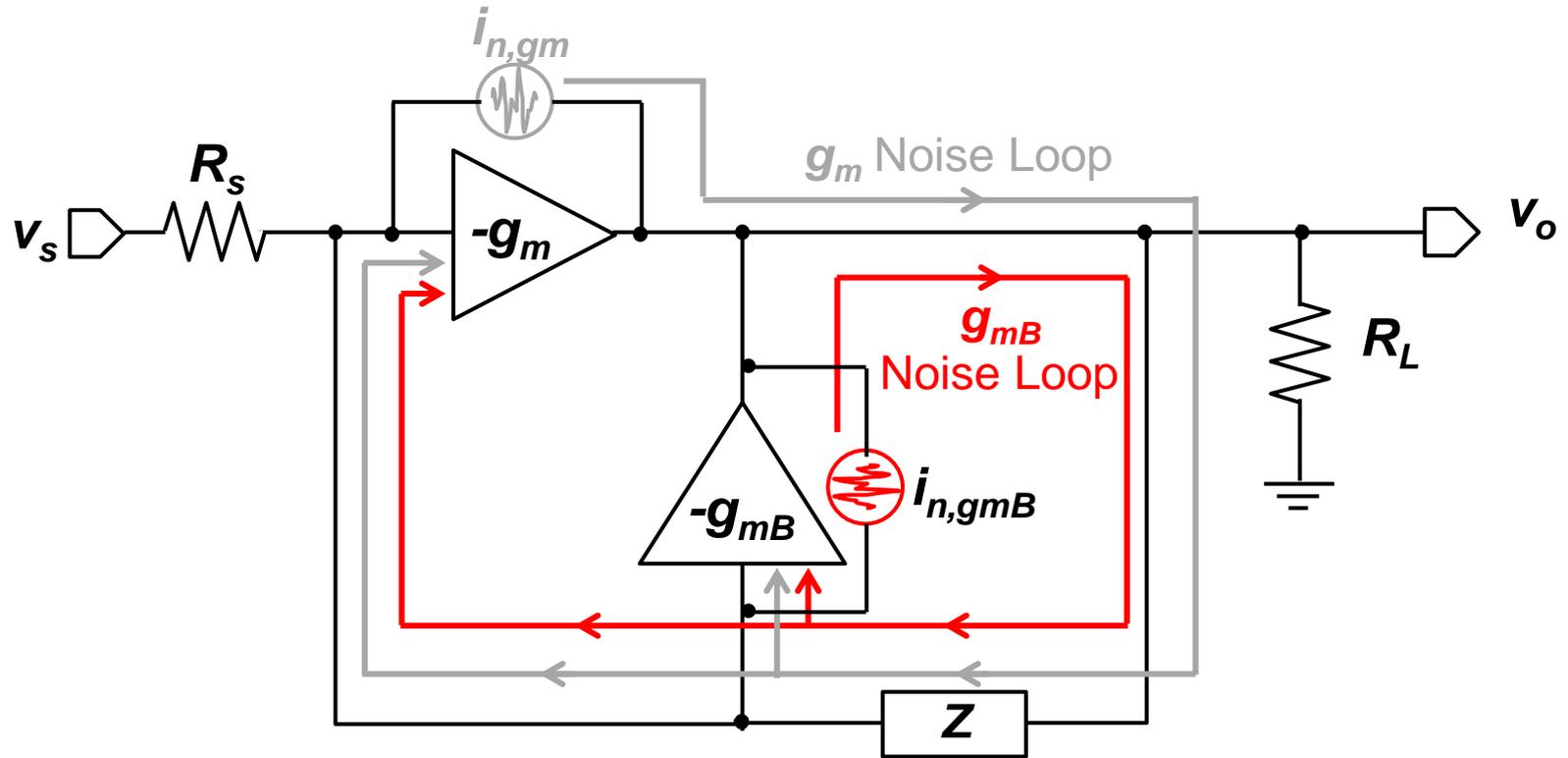
g_m の雑音: $i_{n,gm}$ → g_m に帰還
 → g_{mB} に帰還



$$\frac{v_{n,out}}{i_{n,gm}} = \frac{A_v}{g_m + g_{mB}}$$

g_m の雑音は $(g_m + g_{mB})$ に反比例

NF=出力雑音電力/(電力利得・入力雑音電力)
 で評価するため利得は関係ない



g_{mB} の雑音: $i_{n,gmB}$

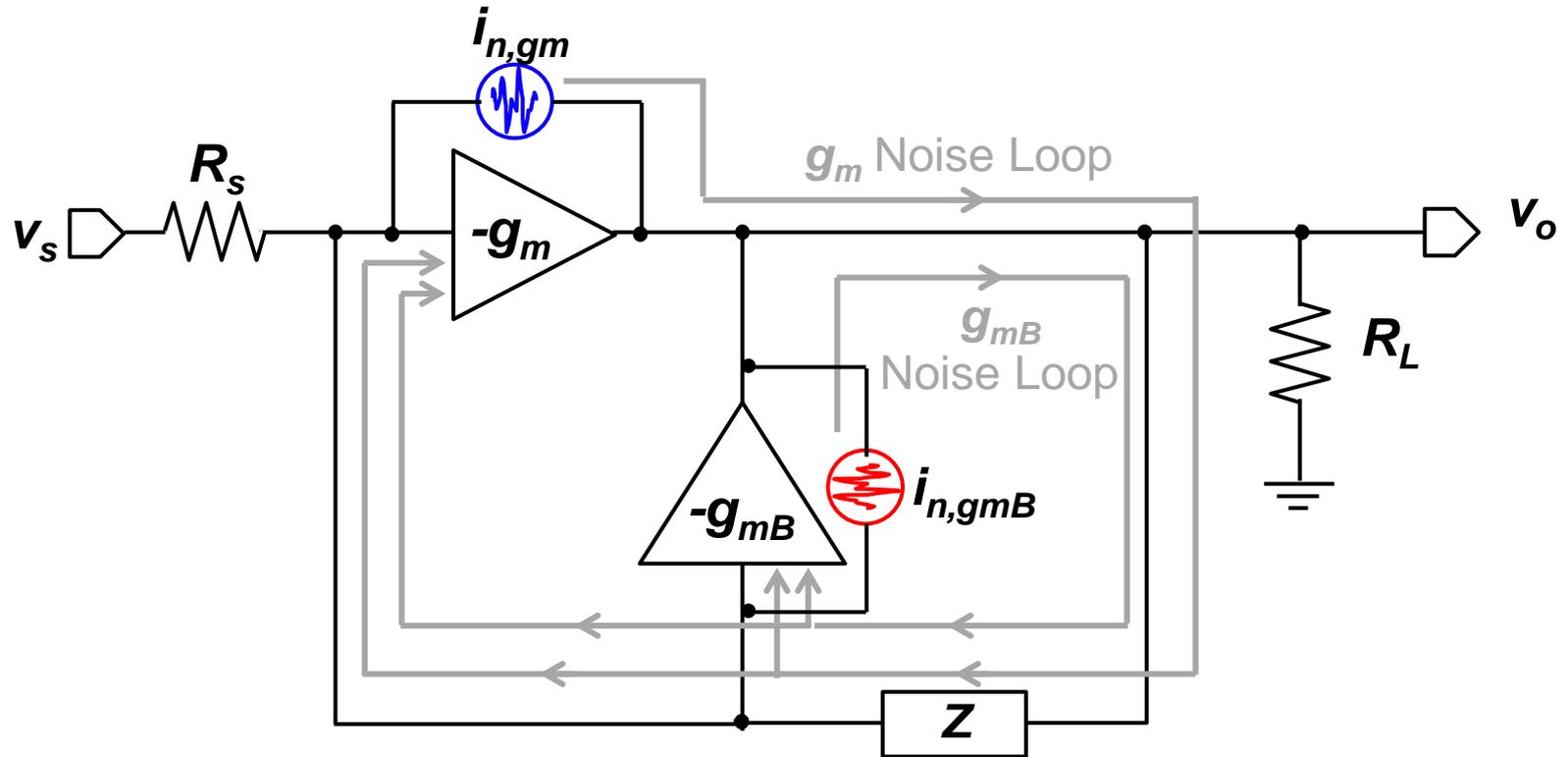
- g_m に帰還
- g_{mB} に帰還

$v_{n,out}$: 出力雑音電圧
 A_v : 回路全体の電圧利得 ($=v_o/v_s$)

$$\Rightarrow \frac{v_{n,out}}{i_{n,gmB}} = \frac{A_v}{g_m + g_{mB}}$$

NF=出力雑音電力/(電力利得・入力雑音電力)
 で評価するため利得は関係ない

g_{mB} の雑音は(g_m+g_{mB})に反比例



g_m と g_{mb} の雑音を考慮した場合の出力雑音電圧

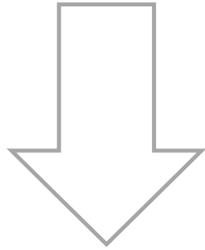
$$v_{n,out} = \frac{A_v}{g_m + g_{mB}} i_{n,gm} + \frac{A_v}{g_m + g_{mB}} i_{n,gmB} = \frac{A_v}{g_m + g_{mB}} (i_{n,gm} + i_{n,gmB})$$



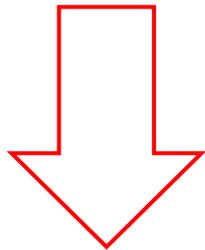
出力雑音電圧は g_m , g_{mB} に反比例

※ A_v : 回路全体の電圧利得(= v_o/v_s)
 NF=出力雑音電力/(電力利得・入力雑音電力)
 で評価するため利得は関係ない

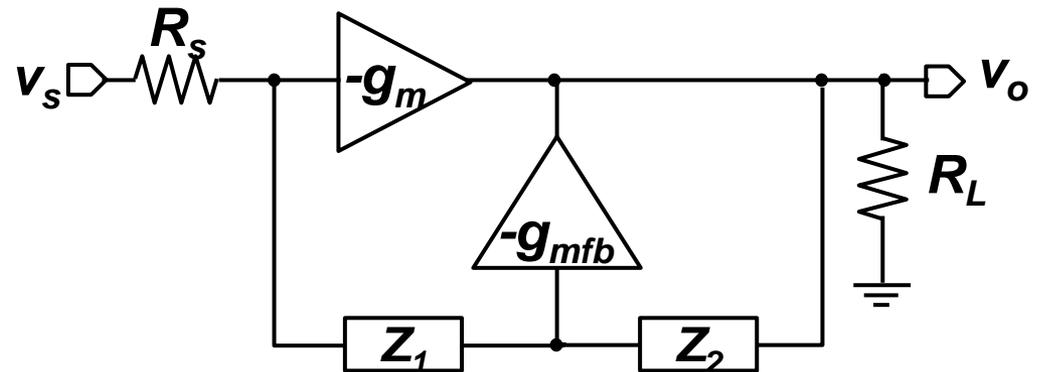
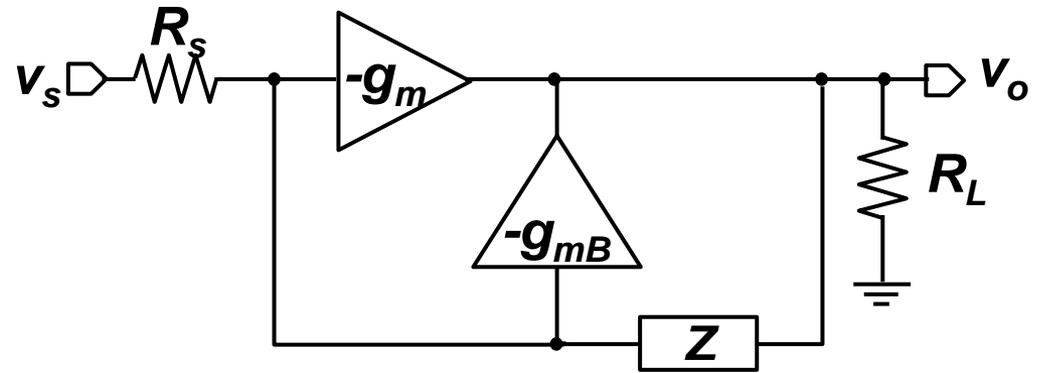
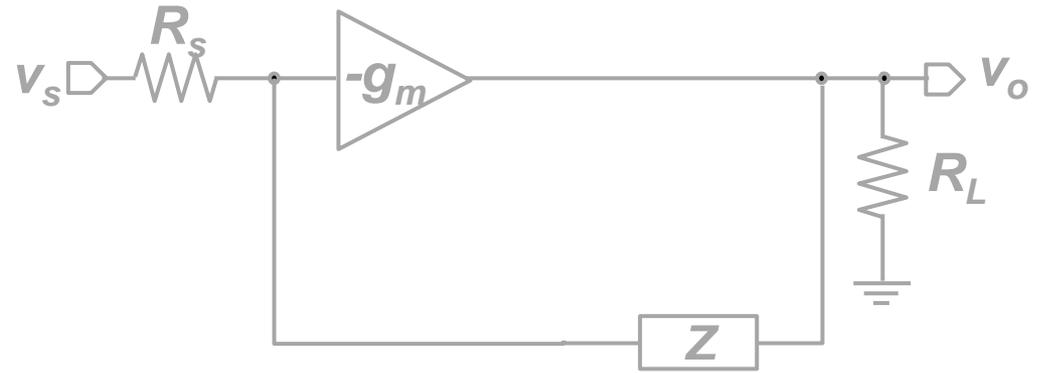
負帰還LNA



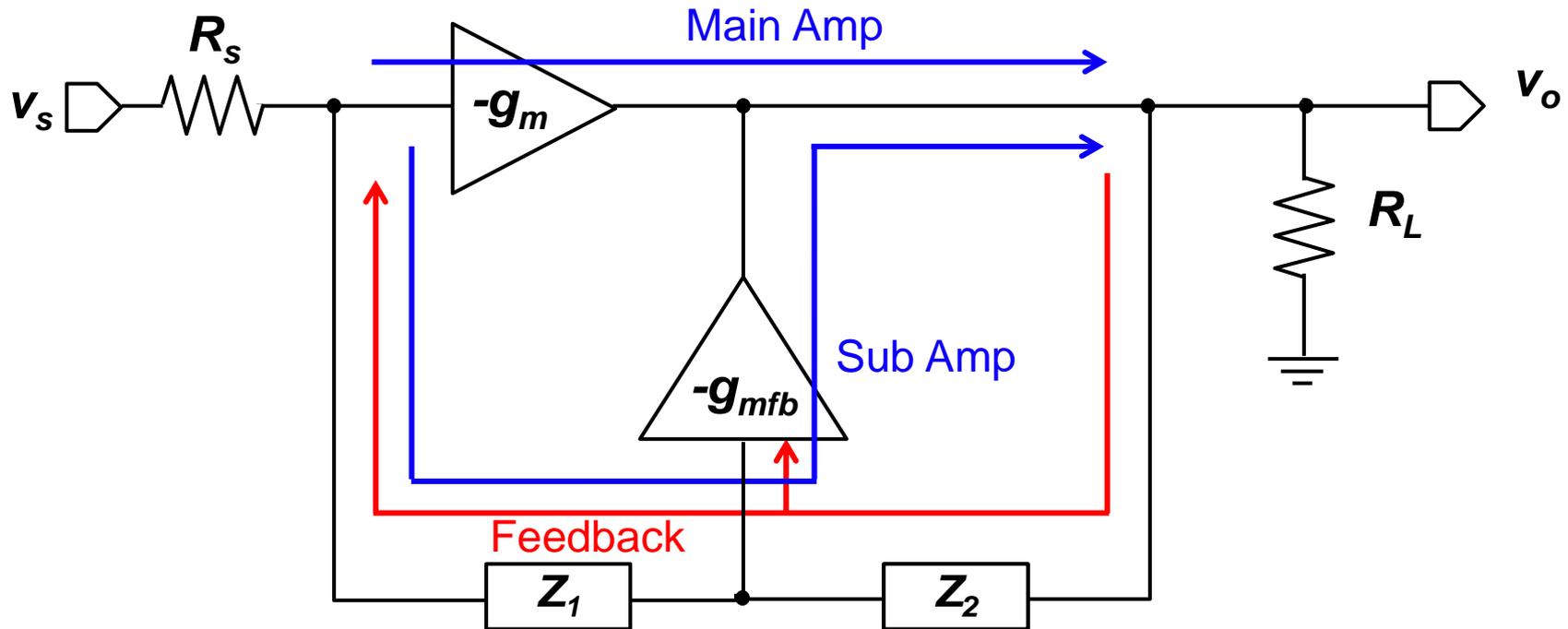
Gm-boosted負帰還LNA



Signal-nulled Feedback LNA



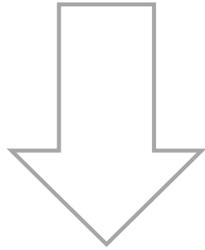
Signal-nulled Feedback LNA



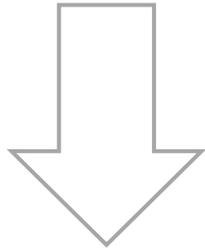
特徴

- ・Gm-boost負帰還LNAと同じ原理での雑音低減効果
- ・ g_{mfb} での消費電力が小さい
- ・利得増幅の効果はなし

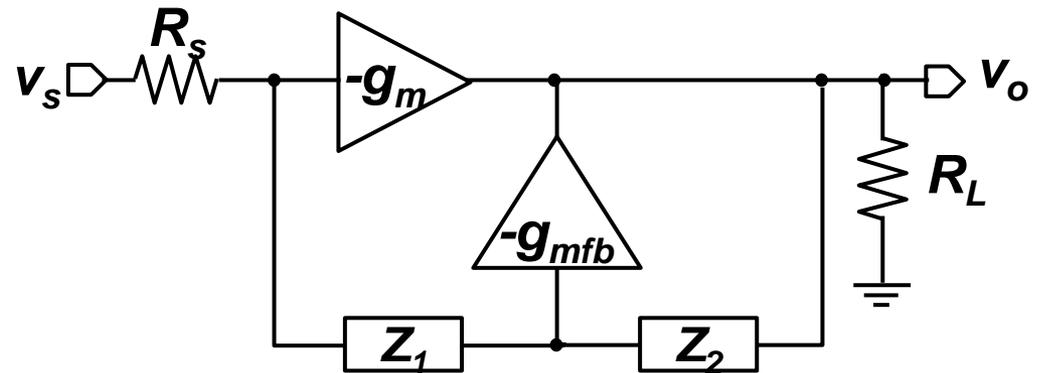
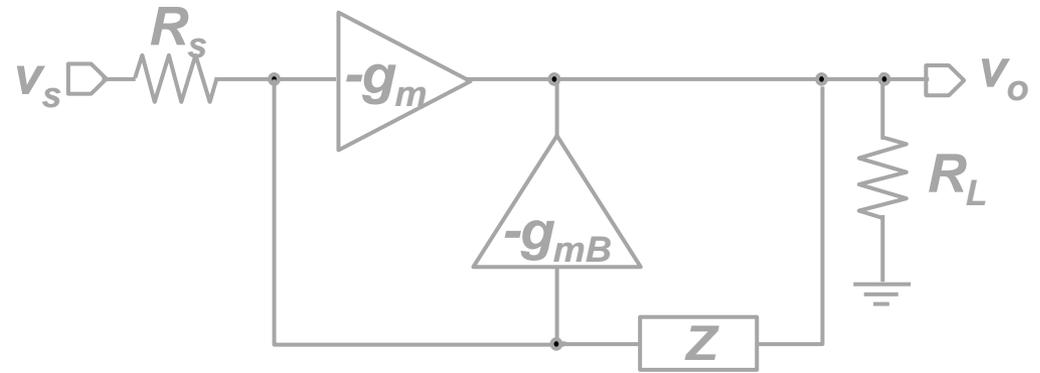
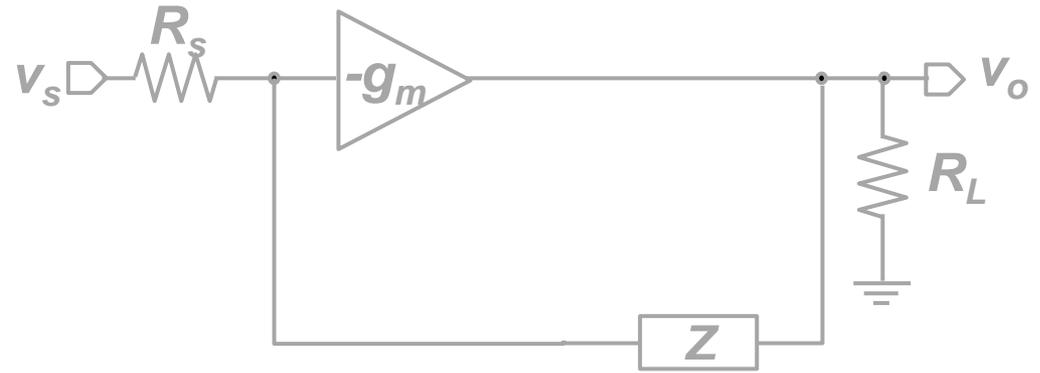
負帰還LNA

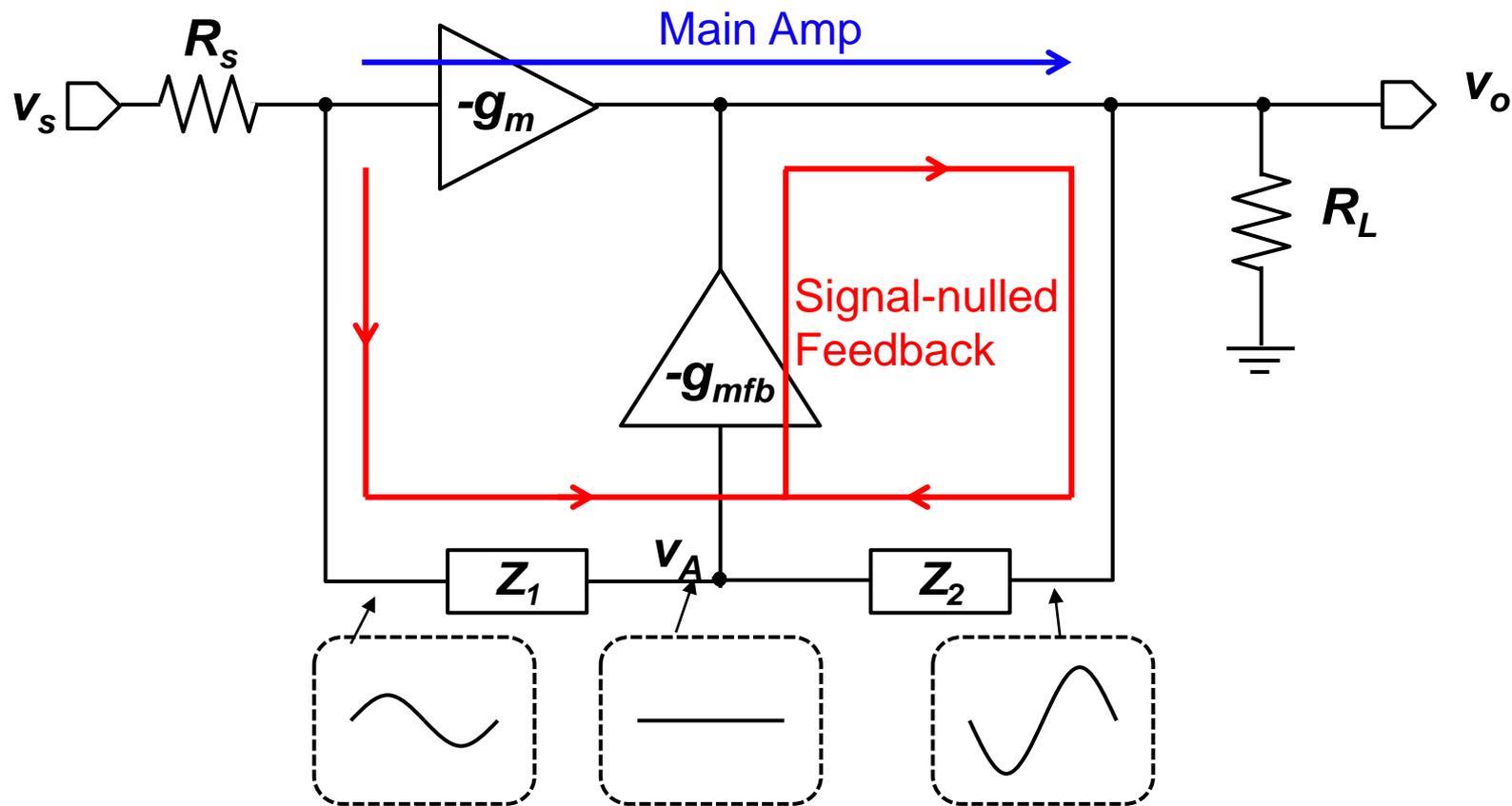


Gm-boost負帰還LNA



Signal-nulled Feedback LNA

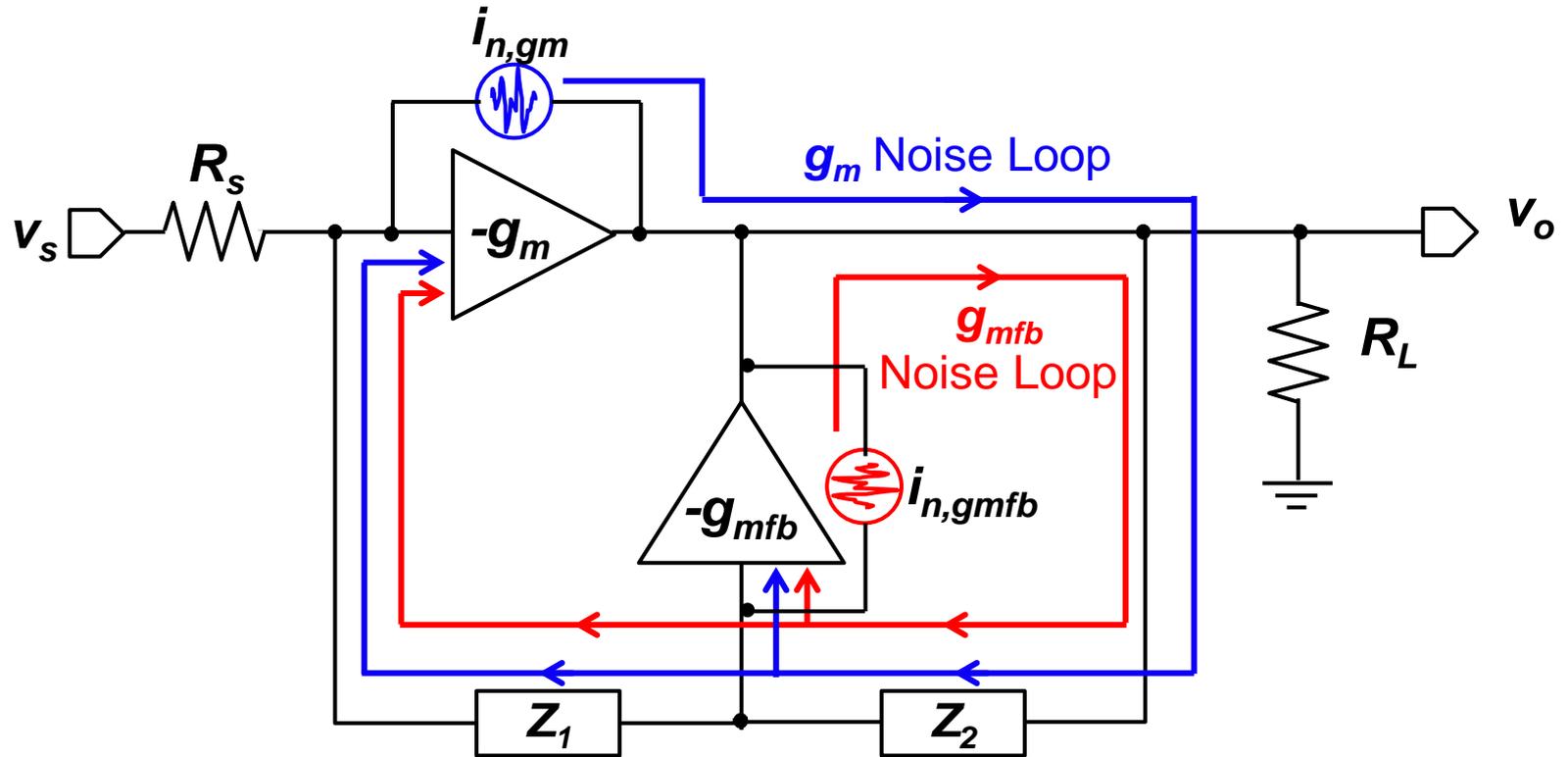




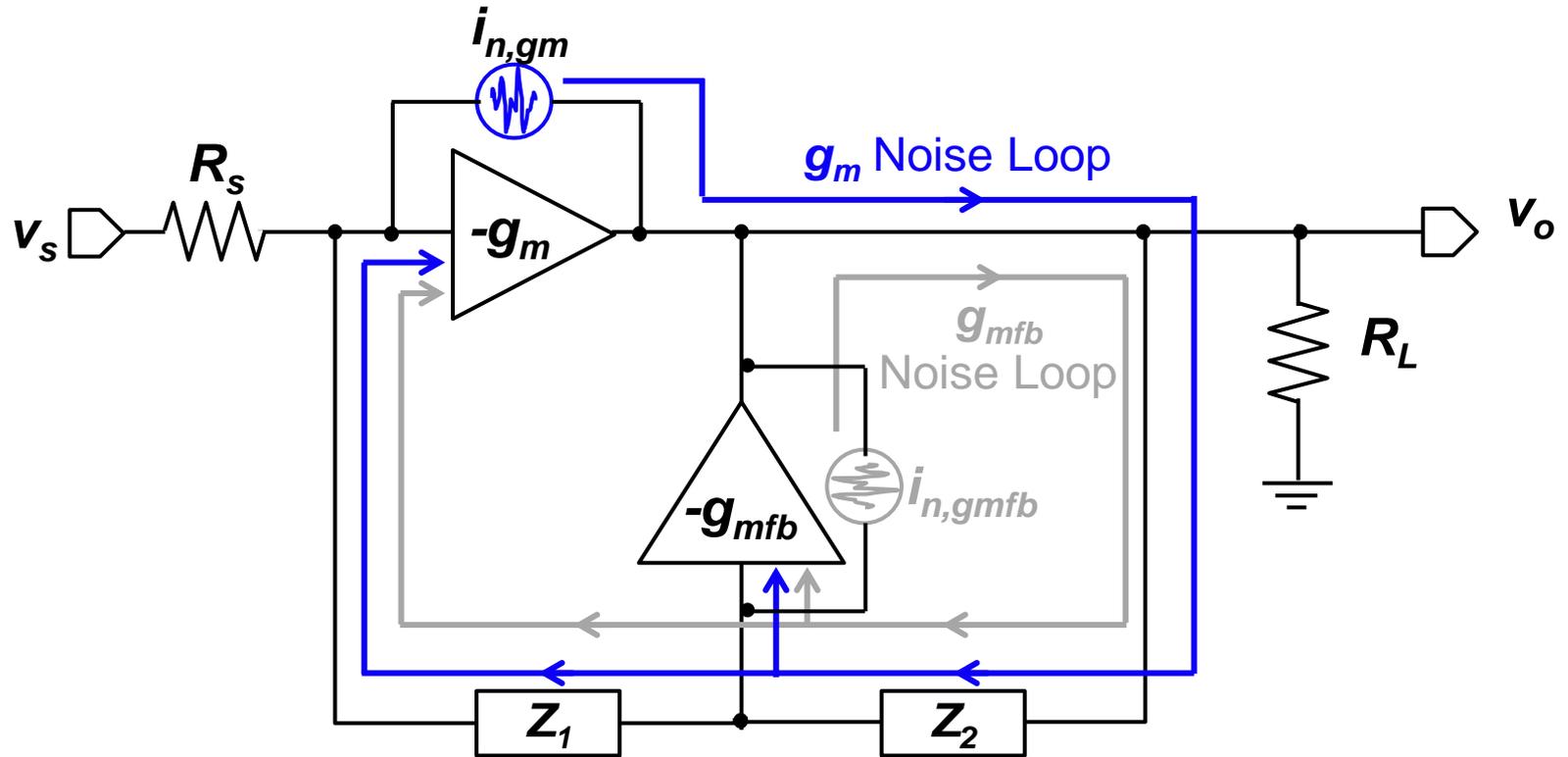
メインアンプ
(入出力の位相が反転)

+

Signal-nulled Feedback Loop
(メインアンプの入出力を用いて v_A の
信号成分をゼロ(=Signal-null)
※雑音成分は残る)



メインアンプ g_m のチャネル雑音電流: $i_{n,gm}$ → メインアンプ g_m に帰還
 サブアンプ g_{mfb} のチャネル雑音電流: $i_{n,gmfb}$ → サブアンプ g_{mfb} に帰還



g_m の雑音: $i_{n,gm}$

→ g_m に帰還

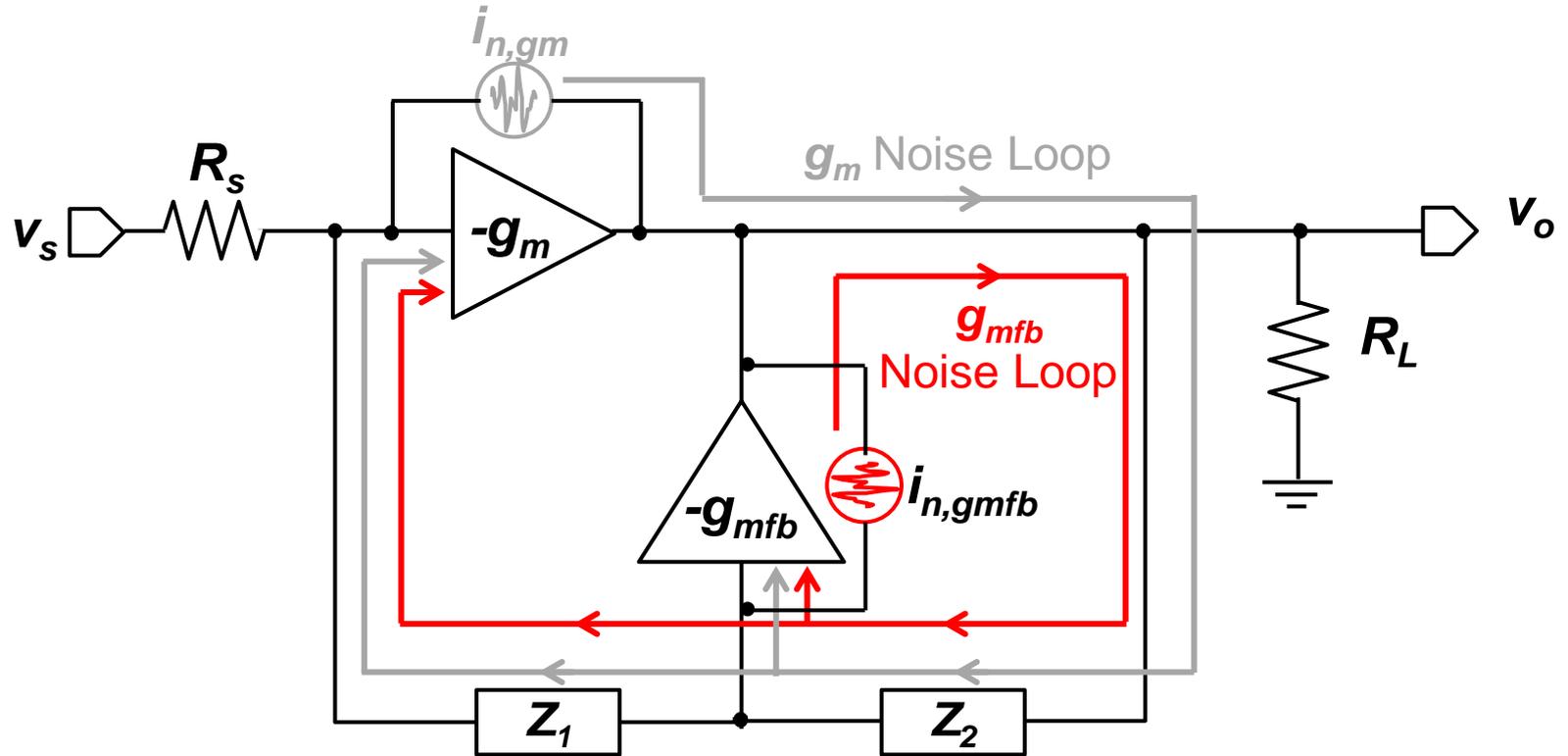
→ g_{mfb} に帰還

$v_{n,out}$: 出力雑音電圧
 A_v : 回路全体の電圧利得 ($=v_o/v_s$)

$$\frac{v_{n,out}}{i_{n,gm}} = \frac{A_v}{g_m + g_{mfb}}$$

g_m の雑音は $(g_m + g_{mfb})$ に反比例

NF=出力雑音電力/(電力利得・入力雑音電力)
 で評価するため利得は関係ない



g_{mfb} の雑音: $i_{n,gmfb}$

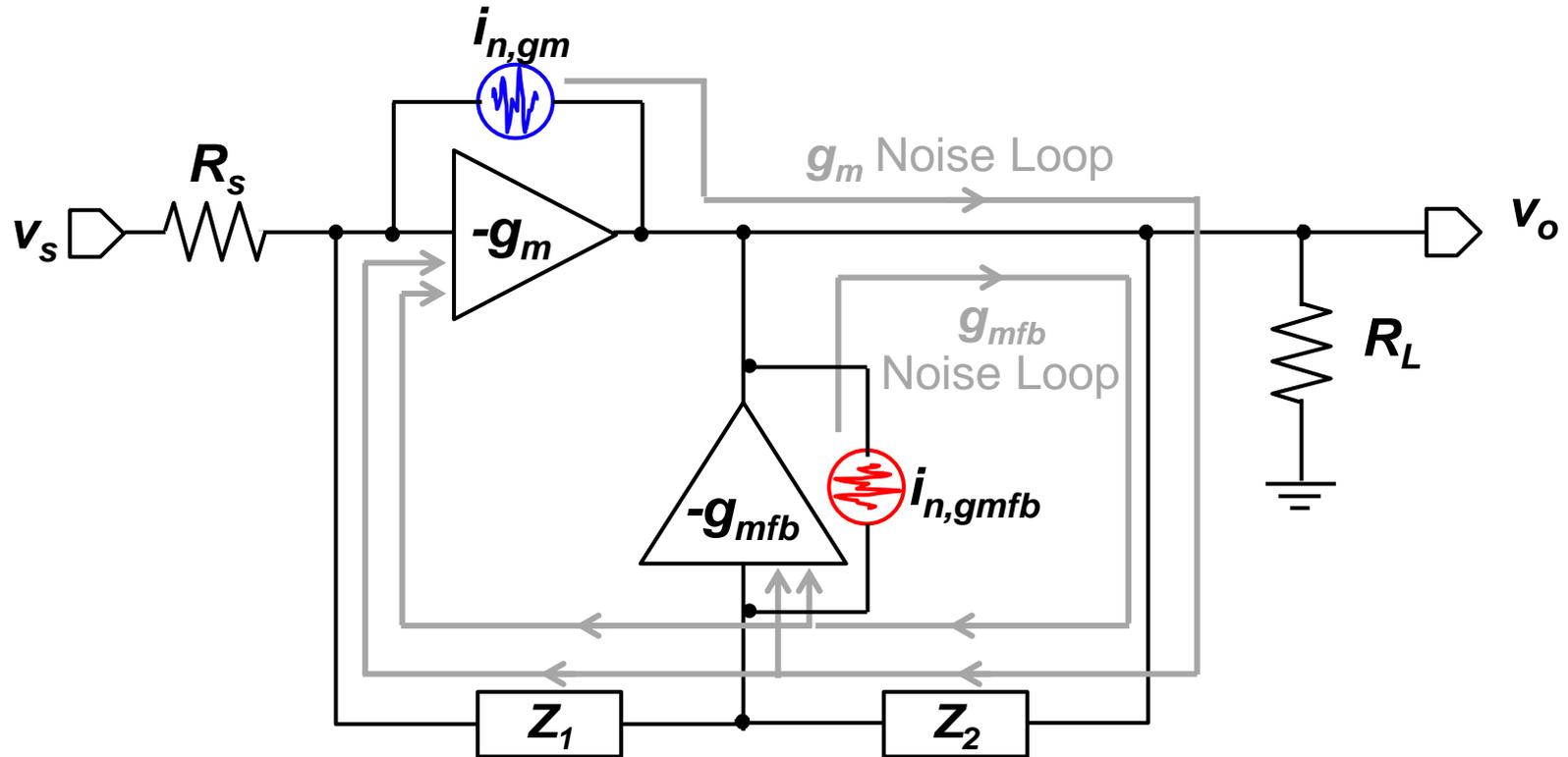
- $\rightarrow g_m$ に帰還
- $\rightarrow g_{mfb}$ に帰還

$v_{n,out}$: 出力雑音電圧
 A_v : 回路全体の電圧利得 ($=v_o/v_s$)

$$\frac{v_{n,out}}{i_{n,gmfb}} = \frac{A_v}{g_m + g_{mfb}}$$

g_{mfb} の雑音は $(g_m + g_{mfb})$ に反比例

NF=出力雑音電力/(電力利得・入力雑音電力)
 で評価するため利得は関係ない



g_m と g_mfb の雑音を考慮した場合の出力雑音電圧

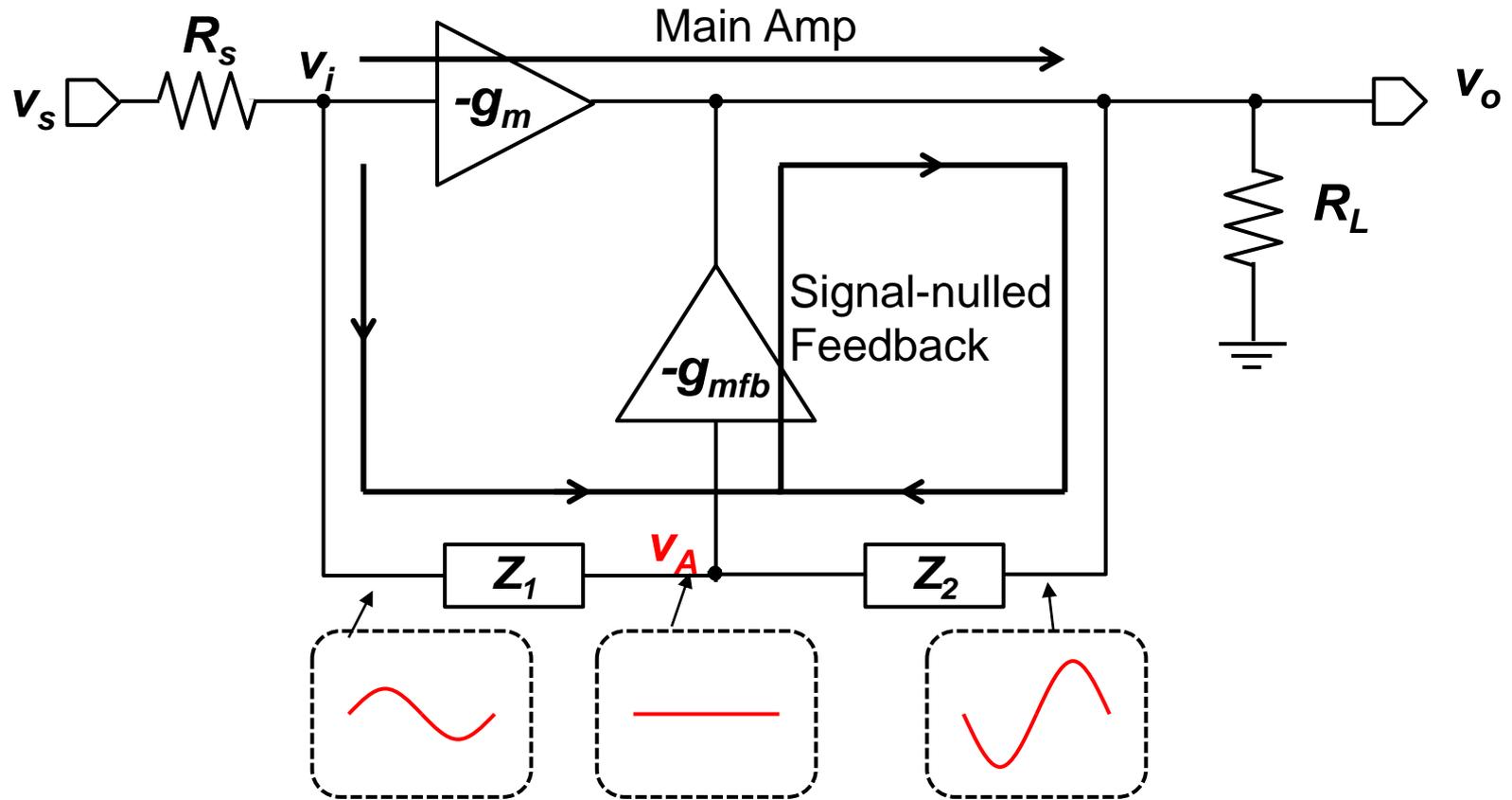
$$v_{n,out} = \frac{A_v}{g_m + g_mfb} i_{n,gm} + \frac{A_v}{g_m + g_mfb} i_{n,gmfb} = \frac{A_v}{g_m + g_mfb} (i_{n,gm} + i_{n,gmfb})$$



出力雑音電圧は g_m , g_mfb に反比例

※ A_v : 回路全体の電圧利得(= v_o/v_s)
 NF=出力雑音電力/(電力利得・入力雑音電力)
 で評価するため利得は関係ない

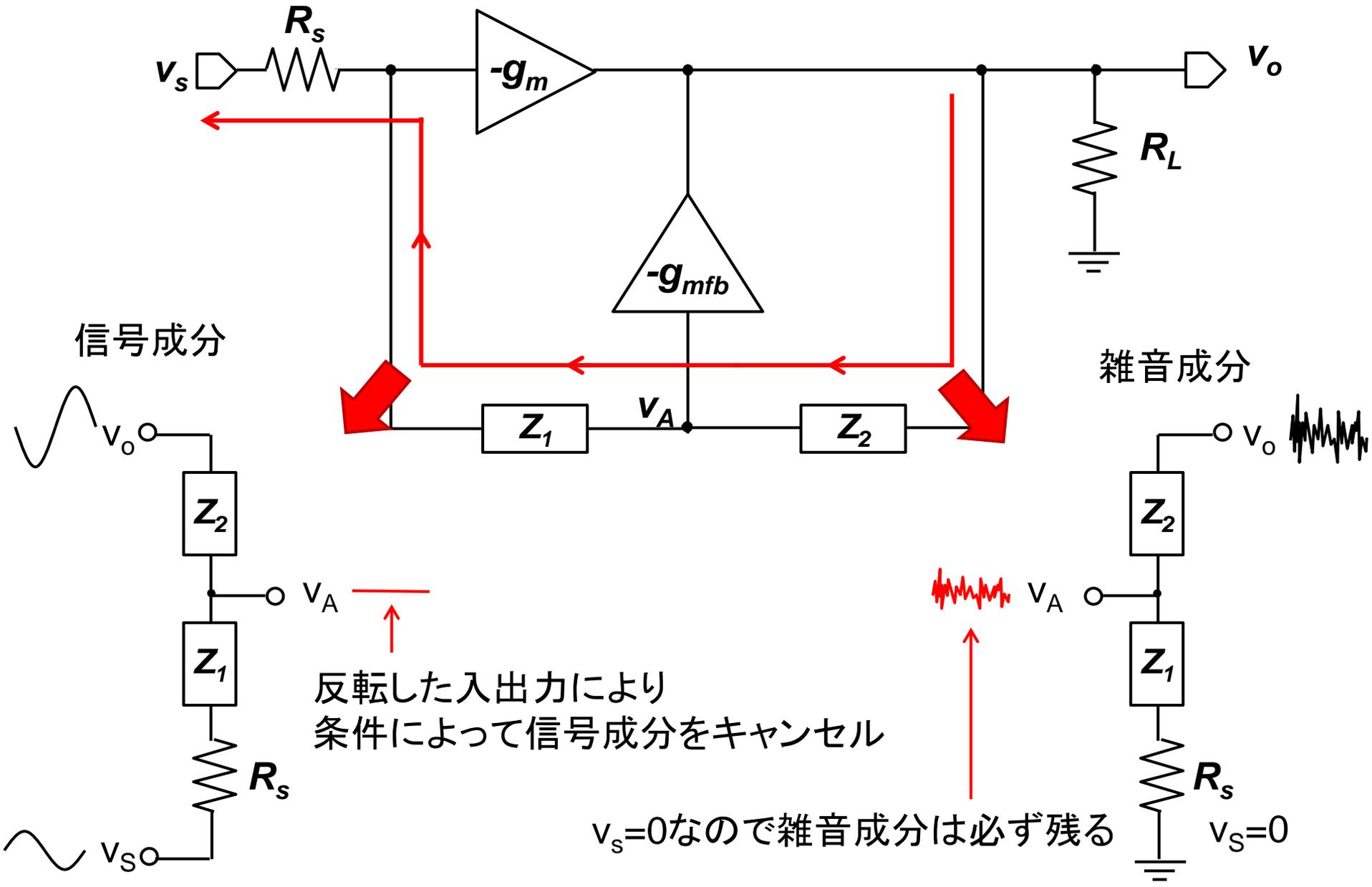
- 調査目的
- Signal-nulled Feedback LNAの原理
 - 雑音低減効果
 - Signal-null条件と低消費電力効果
 - Signal-nulled Feedback LNAの回路構成と特性式
- シミュレーション
 - 雑音低減効果の検証
 - Gm-boost負帰還LNAとの比較
- まとめ

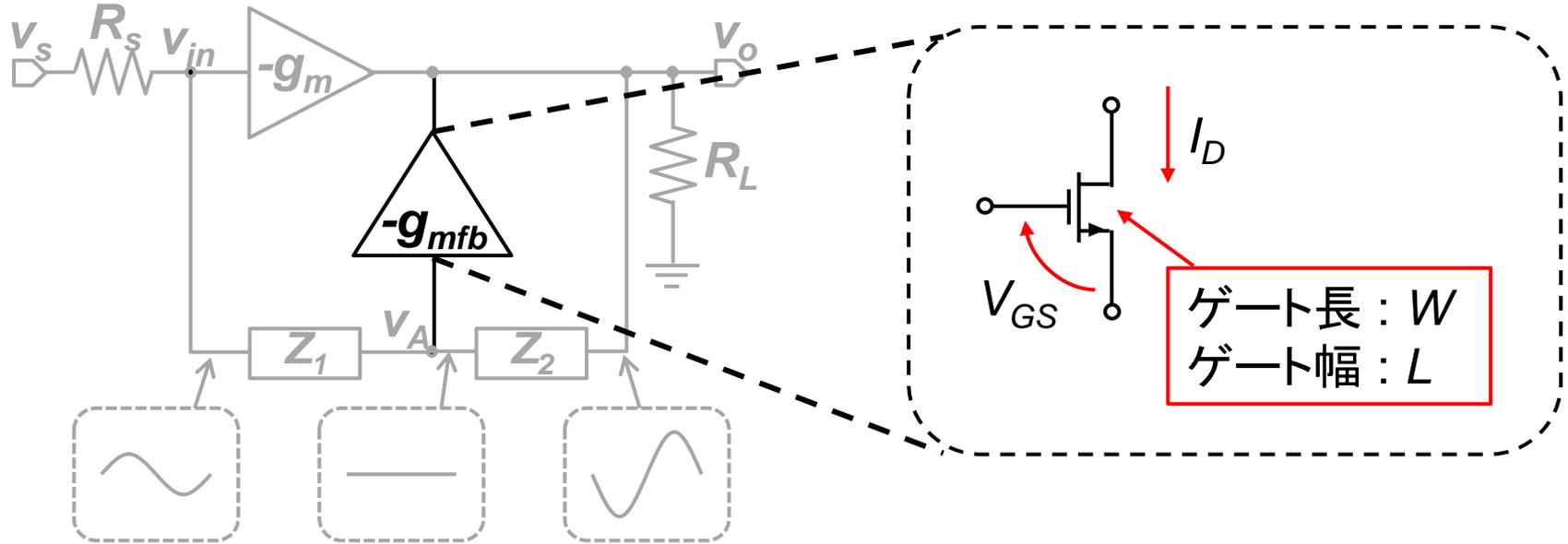


電圧利得 $A_v(=v_o/v_i)$ とすると

$$v_A = v_i + \left(\frac{v_o - v_i}{Z_1 + Z_2}\right) Z_1 = \left(\frac{Z_2 - A_v Z_1}{Z_1 + Z_2}\right) v_i \quad \Rightarrow \quad A_v = \frac{Z_1}{Z_2} \text{ のとき } v_A = 0 \text{ (Signal-null)}$$

v_A の信号成分をnullにすることにより g_{mfb} で発生する消費電力を抑えることができる

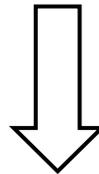




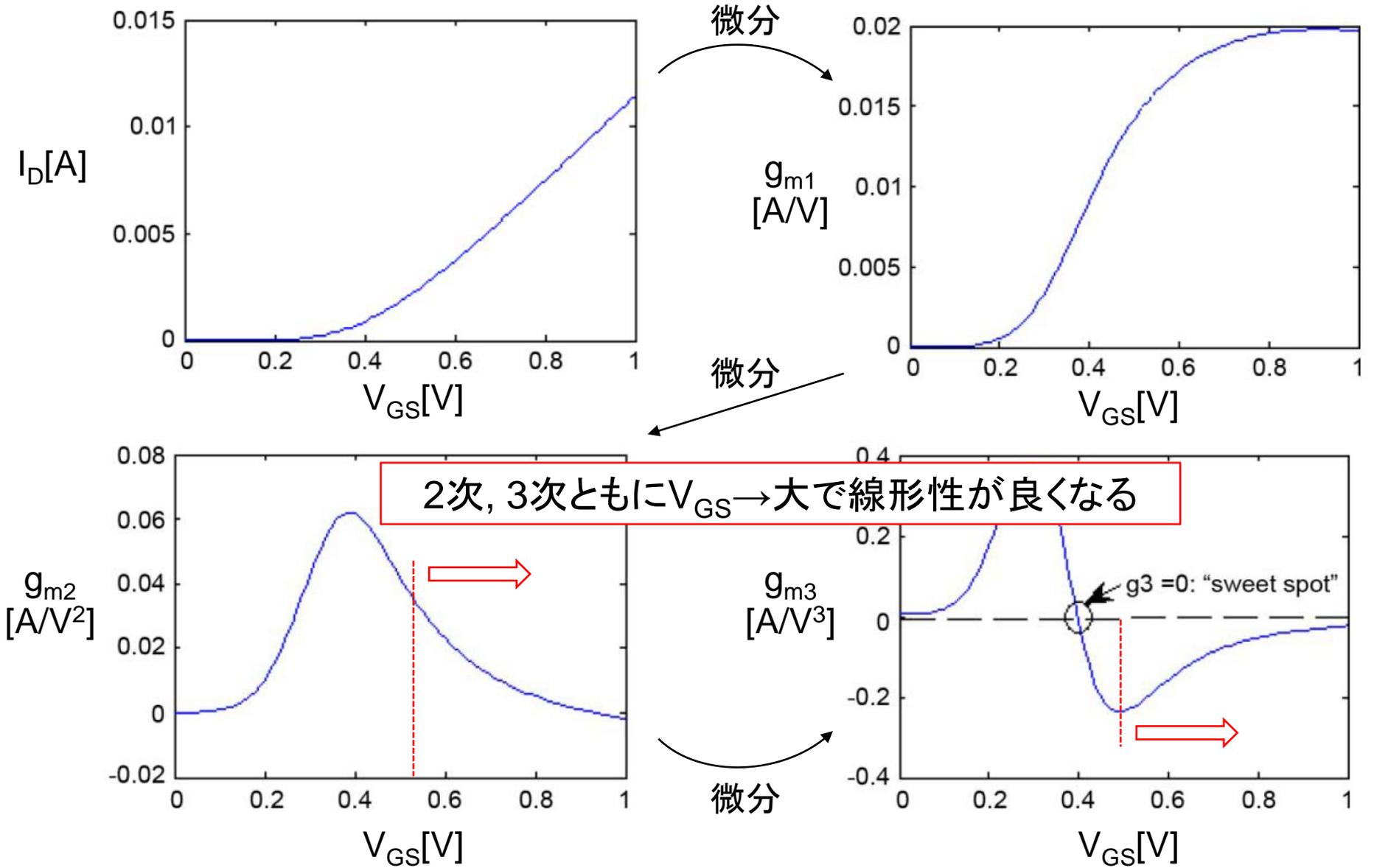
$$g_{mfb} = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}} \dots \text{プロセスや } W, L \text{ に依存せずに成立}$$

- ↳
- ・ $I_D = \text{一定}$ のとき、 $V_{GS} - V_{TH} \rightarrow \text{小}$ で $g_{mfb} \rightarrow \text{大}$
 - ・ $g_{mfb} = \text{一定}$ のとき、 $V_{GS} - V_{TH} \rightarrow \text{小}$ で $I_D \rightarrow \text{小}$

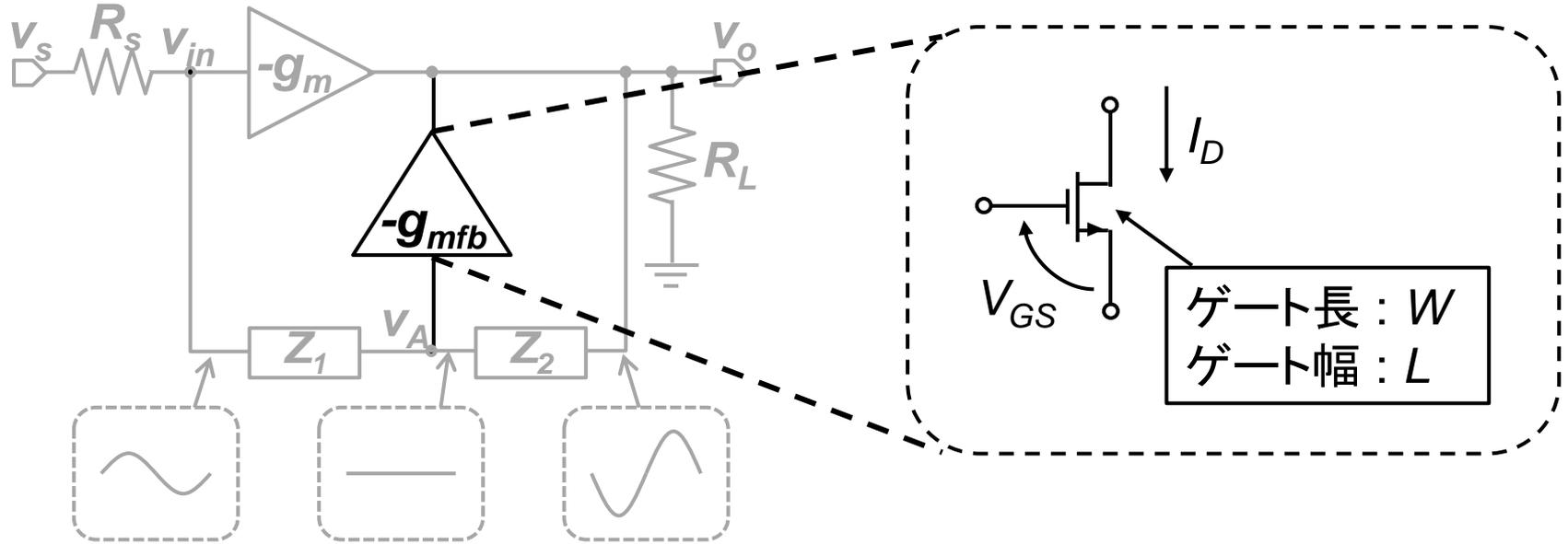
雑音指数: $NF = \frac{\gamma}{(g_m + g_{mfb})R_s}$



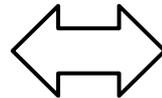
- ・ $I_D = \text{一定}$ のとき、 $V_{GS} - V_{TH} \rightarrow \text{小}$ のほうが NF が小さくなる
- ・ $NF = \text{一定}$ のとき、 $V_{GS} - V_{TH} \rightarrow \text{小}$ のほうが I_D を小さくできる



低消費電力化の原理(MOSの V_{GS} ・線形性・NF間のトレードオフ) 52

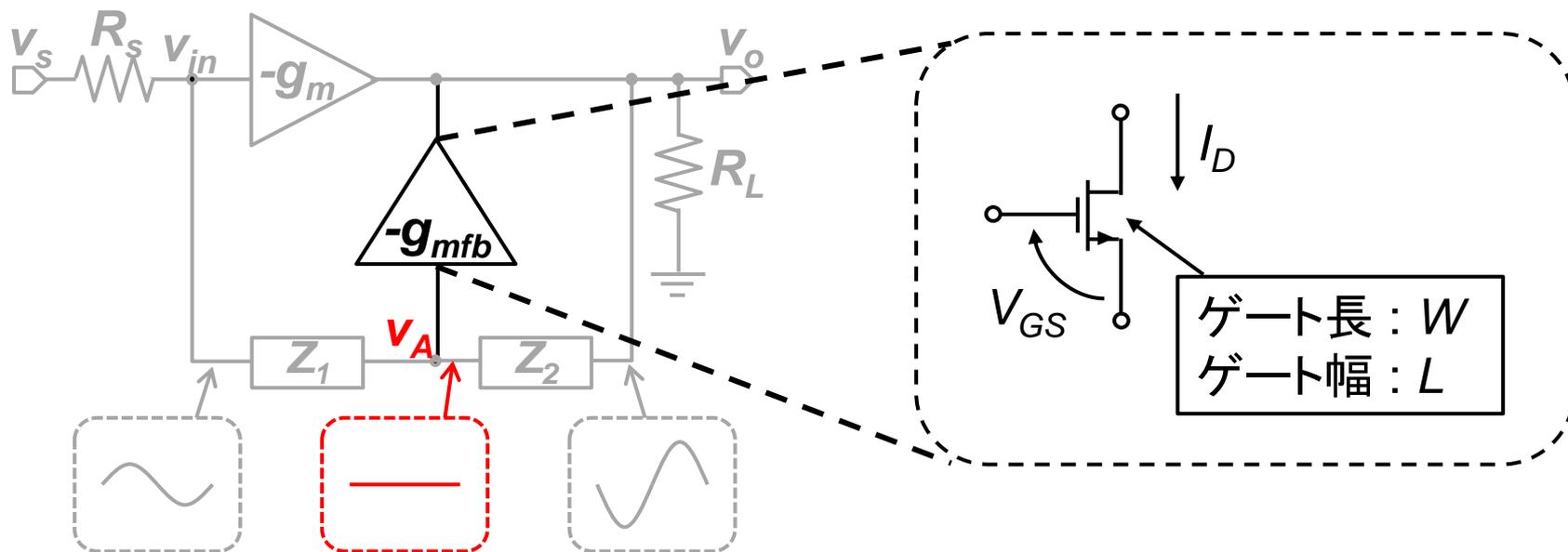


NF
 $V_{GS} - V_{th} \rightarrow$ 小のほうが良い



MOSの線形性
 $V_{GS} - V_{TH} \rightarrow$ 大のほうが良い

トレードオフ!

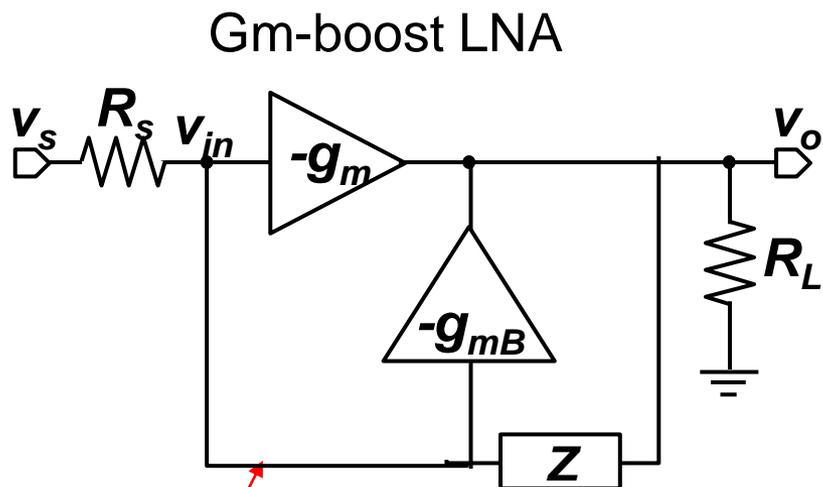


v_A の小信号成分をnullにする

g_{mfb} の非線形性が回路全体の非線形性に影響しない

g_{mfb} の $V_{GS} - V_{TH}$ を小さくすることができる

低消費電力化 😊



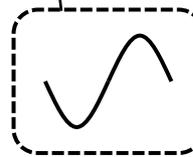
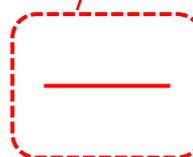
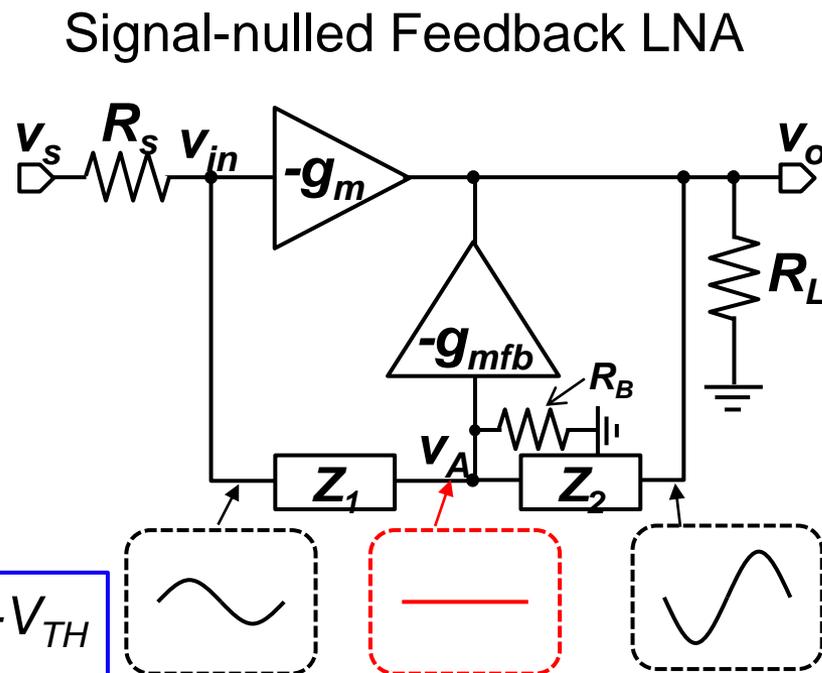
・MOSの線形性 $\propto V_{GS} - V_{TH}$
 ・ $g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}}$

g_{mB} の入力が大きい

↓
回路全体の歪への影響が大

↓
 $V_{GS} - V_{TH} \rightarrow$ 大にしないといけない

↓
消費電流の増加 ☹️

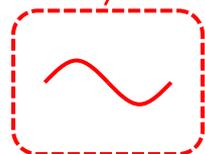
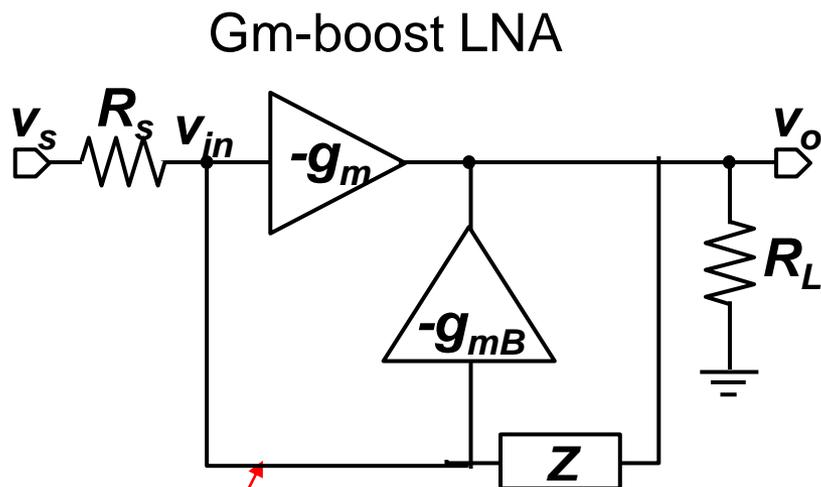


g_{mfb} の入力がゼロ (Signal-null)

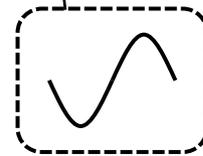
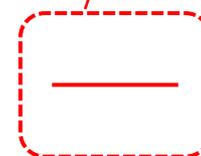
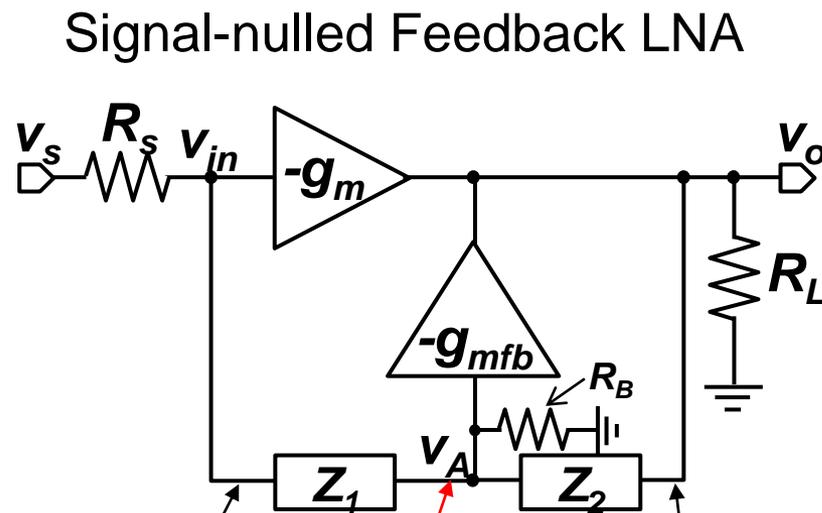
↓
回路全体の歪への影響がない

↓
 $V_{GS} - V_{TH} \rightarrow$ 小にできる

↓
消費電流の減少 😊



- ・MOSの線形性 $\propto V_{GS} - V_{TH}$
- ・ $g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}}$



- 利得が上昇
- × 消費電力が大

$$NF \approx 1 + \frac{\gamma}{(g_{mA} + g_{mB})R_s}$$

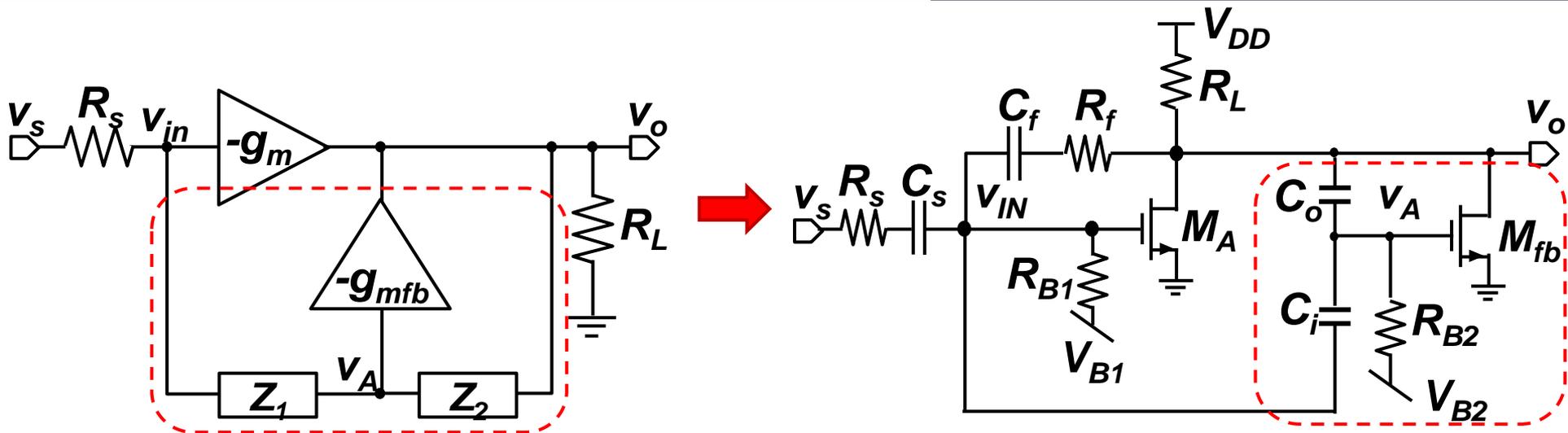
サブアンプ (g_{mb} , g_{mfb}) によって得られる雑音低減効果は同じ

- △ 利得は変化なし(もしくは少し減少)
- 消費電力が小

$$NF \approx 1 + \frac{\gamma}{(g_m + g_{mfb})R_s} + \frac{1}{R_s R_B} \left(\frac{1}{sC_1} \right)^2$$

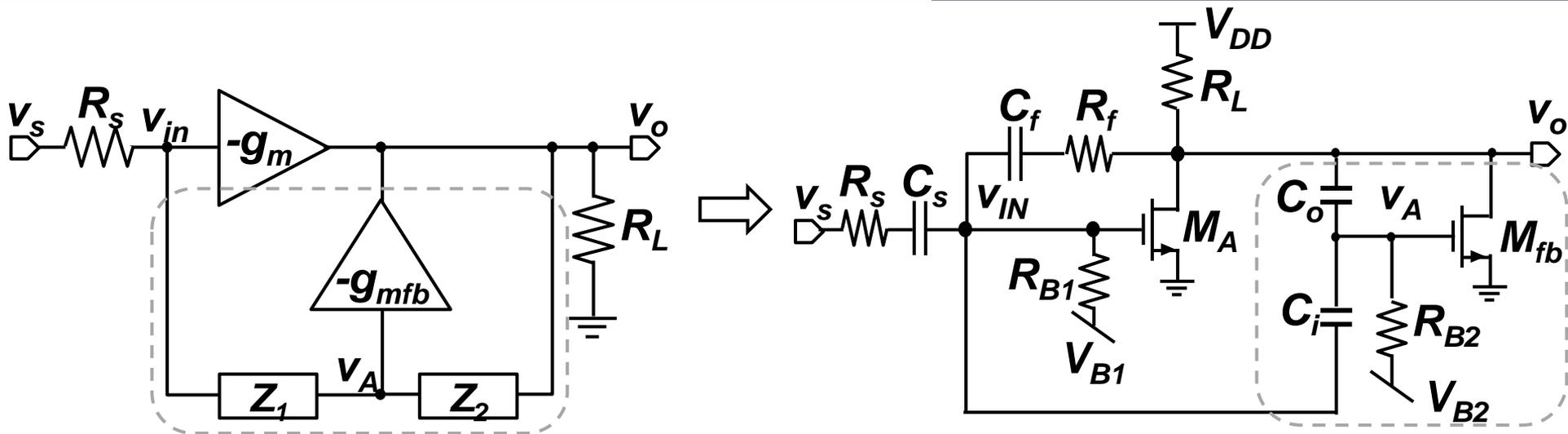
Signal-nulled Feedbackで付加される雑音

- 調査目的
- Signal-nulled Feedback LNAの原理
 - 雑音低減効果
 - Signal-null条件と低消費電力効果
 - Signal-nulled Feedback LNAの回路構成と特性式
- シミュレーション
 - 雑音低減効果の検証
 - Gm-boost負帰還LNA負帰還との比較
- まとめ



$$\left\{ \begin{aligned} Z_{in} &= \frac{1}{sC_s} + \frac{Z_F + R_L + \frac{Z_F R_L}{Z_i + Z_o} (1 + g_{mfb} Z_i)}{\left(1 + \frac{Z_F}{Z_i + Z_o}\right) \{1 + R_L (g_{m_A} + g_{mfb})\}} \\ A_v &= -R_L \frac{g_{m_A} Z_F - 1 + \frac{Z_F}{Z_i + Z_o} (g_{mfb} Z_o - 1)}{Z_S + Z_F + R_L \{1 + (g_{m_A} + g_{mfb}) Z_S\} + \frac{Z_F}{Z_i + o} \{Z_S + R_L (1 + g_{m_A} Z_S) + g_{mfb} R_L (Z_S + Z_i)\}} \end{aligned} \right.$$

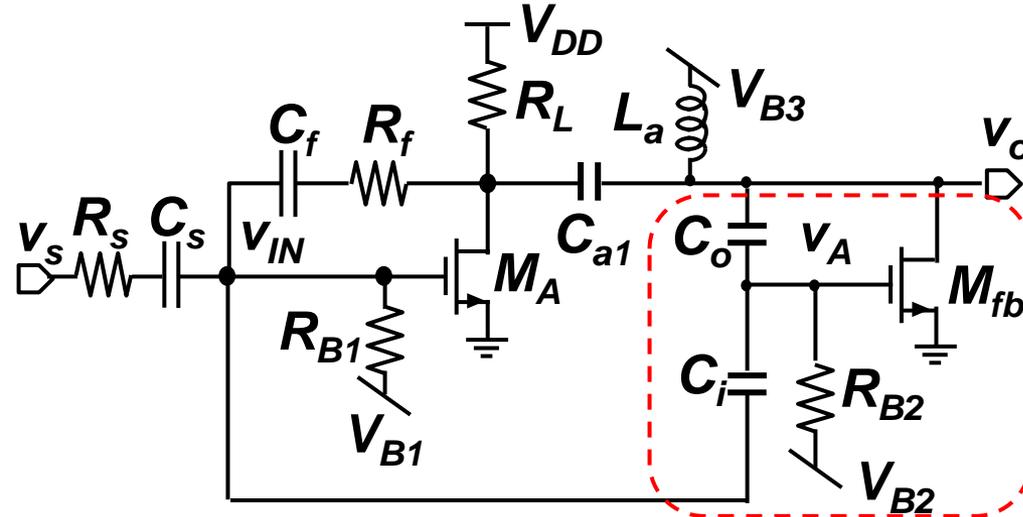
※ $Z_i = 1/sC_i$, $Z_o = 1/sC_o$, $Z_f = (1/sC_f) + R_f$



$$\left\{ \begin{aligned}
 v_A &= \frac{sR_{B2}(v_{in}C_i + v_oC_o)}{1 + sR_{B2}(C_i + C_o)} \Rightarrow \underline{-\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{C_i}{C_o} \text{ のときに } V_A = 0 \text{ (Signal-null条件)}} \\
 &\text{周波数に依存しない} \\
 NF &\approx 1 + \frac{\gamma}{(g_m + g_{mfb})R_S} + \frac{R_S}{R_f} + \frac{Z_i^2}{R_S R_{B2}} \\
 &\quad \downarrow \\
 &\quad \mathbf{g_{mfb} \text{ による } g_m, g_{mfb} \text{ の } \gamma \text{ チャネル雑音の低減効果}}
 \end{aligned} \right.$$

※ $Z_i = 1/sC_i$, $Z_o = 1/sC_o$, $Z_f = (1/sC_f) + R_f$

- 調査目的
- Signal-nulled Feedback LNAの原理
 - 雑音低減効果
 - Signal-null条件と低消費電力効果
 - Signal-nulled Feedback LNAの回路構成と特性式
- シミュレーション
 - 雑音低減効果の検証
 - Gm-boost負帰還LNAとの比較
- まとめ



シミュレーションツール:

Cadence社 Spectre 0.18 μ mプロセス

MOS : tsmc18rf

R, C, L : analoglib

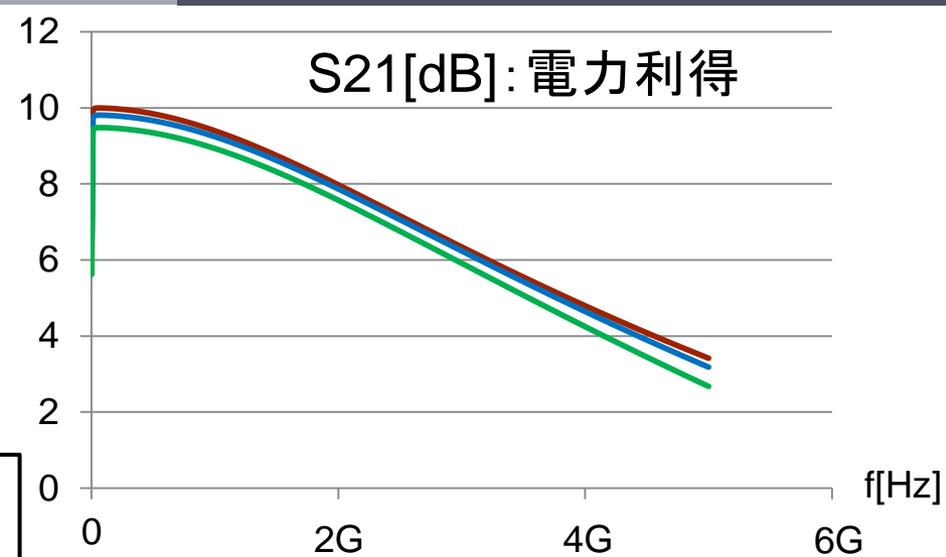
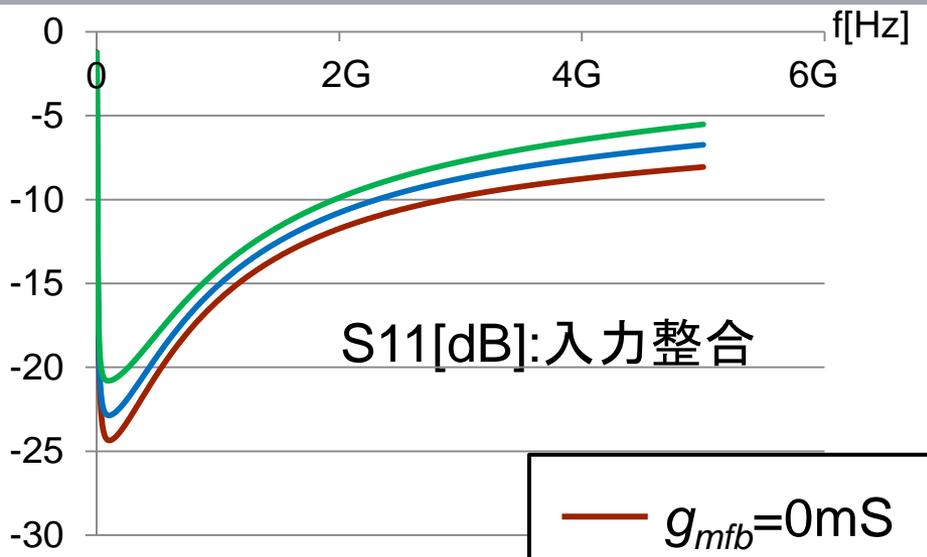
メインアンプ

$R_s=50\Omega$, $C_s=1\text{nF}$, $C_f=1\text{nF}$, $R_f=223\Omega$, $R_L=150\Omega$,
 $(W/L)_{mA}=180\mu\text{m}/180\text{nm}$, $R_{B1}=10\text{k}\Omega$, $V_{B1}=600\text{mV}$,
 $V_{DD}=1.1\text{V}$, $C_a=10\text{mF}$, $L_a=10\text{mH}$, $V_{B3}=560\text{mV}$,

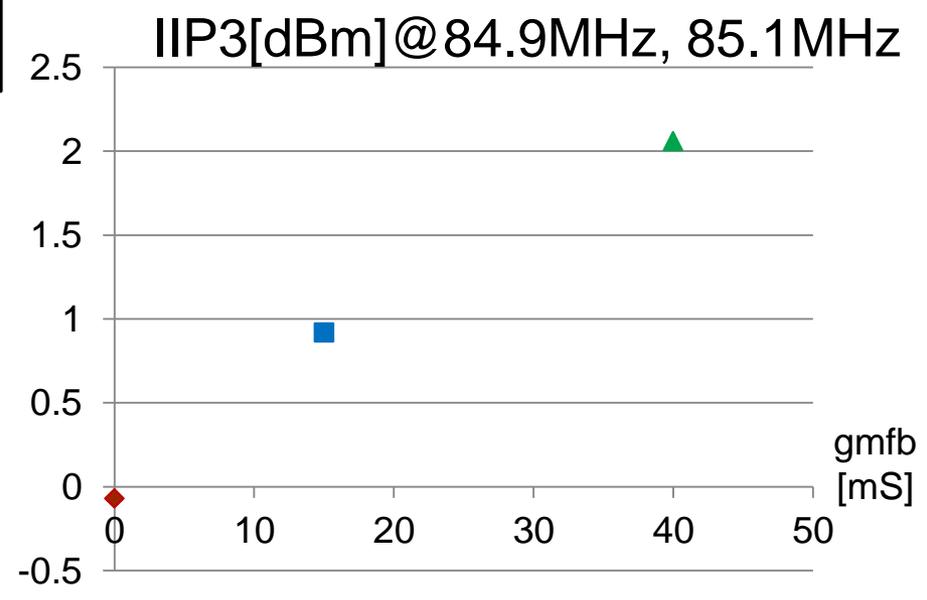
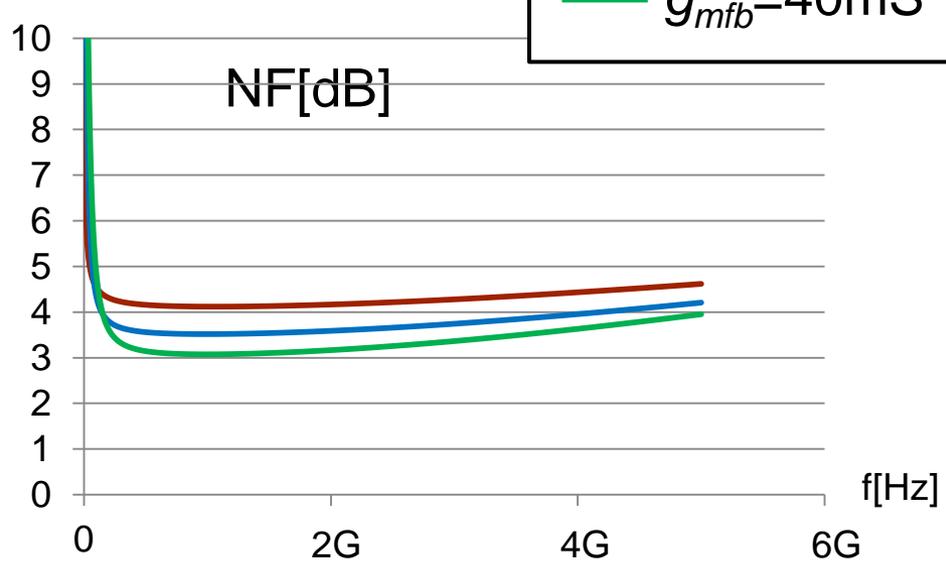
Signal-nulled Feedbackステージ

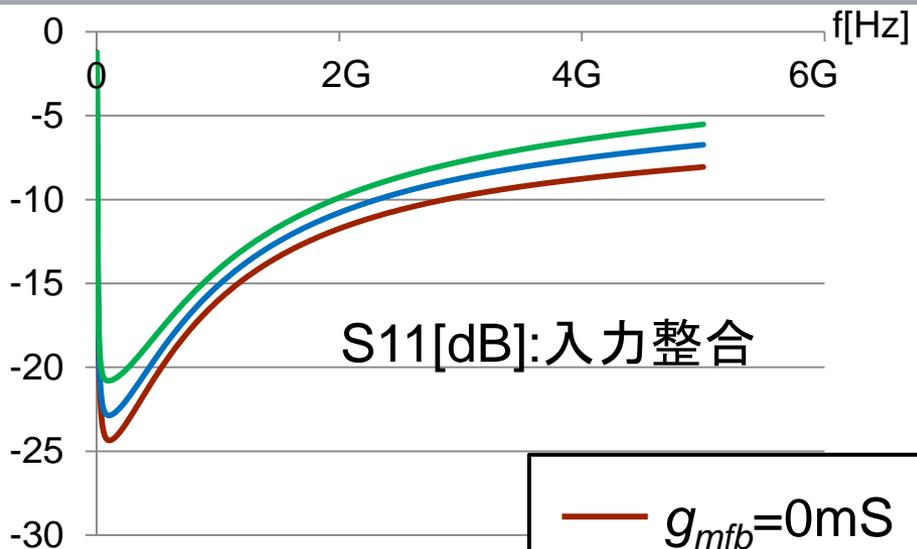
$V_{B2}=520\text{mV}$,	$(C_i, C_o)[\text{F}]$	$g_{mfb}[\text{mS}]$
	(1.2p, 400f)	0
	(1.2p, 360f)	15
	(1.2p, 300f)	40

g_{mfb} → 大でNF → 小ならOK

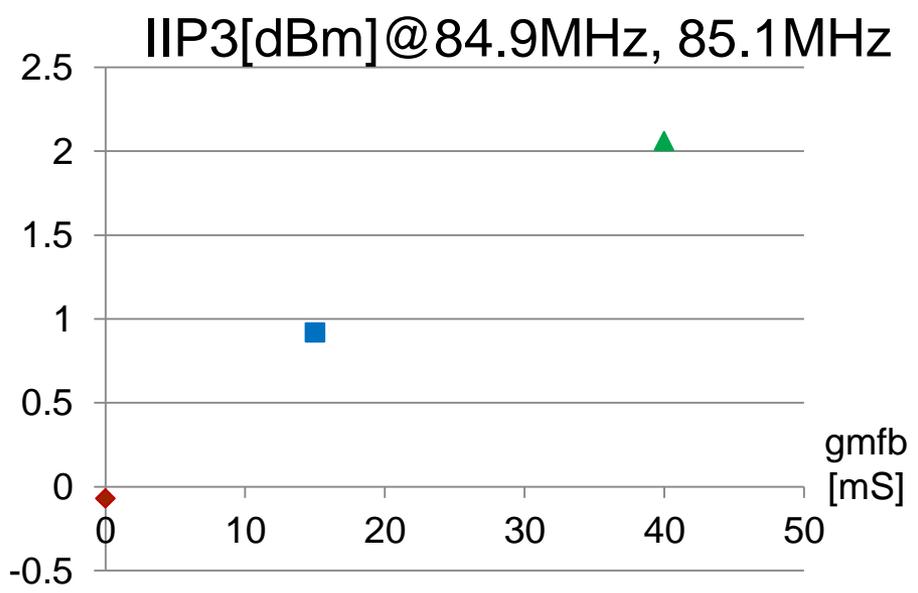
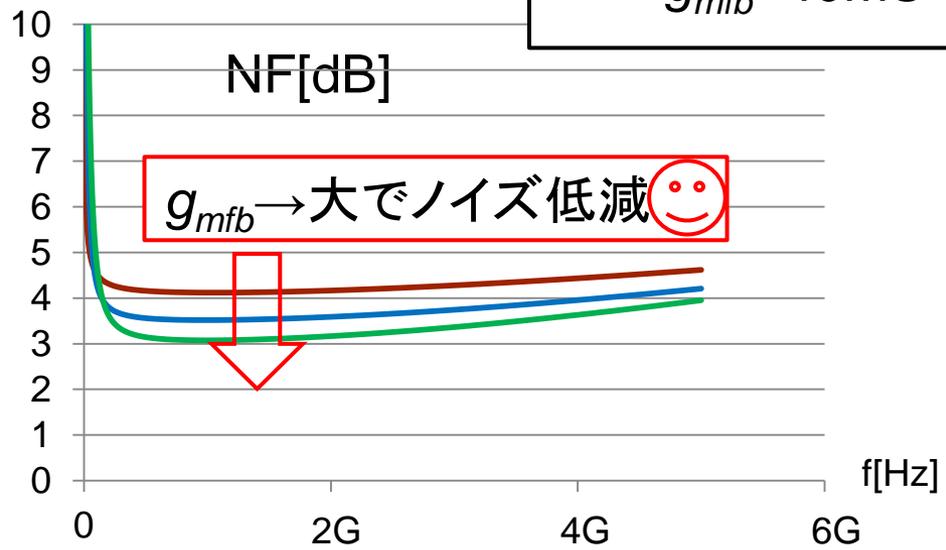
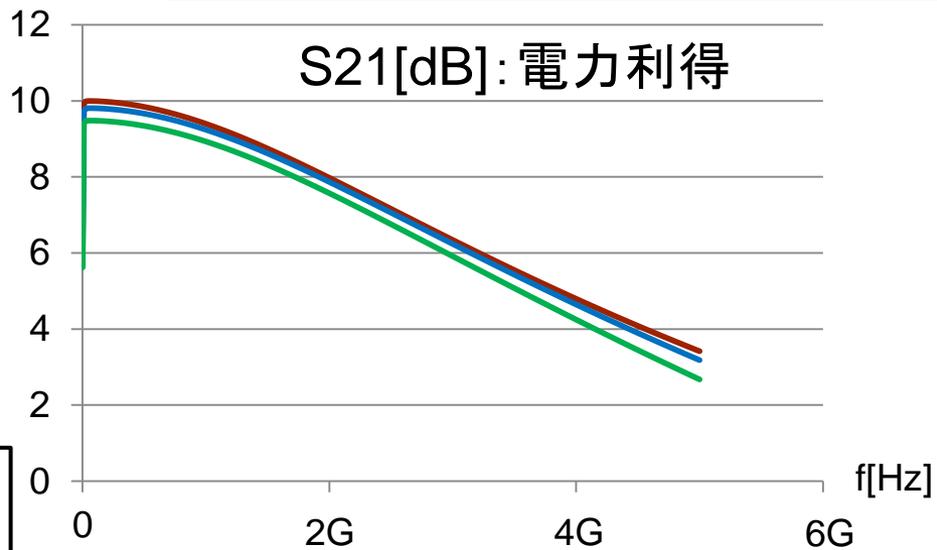


- $g_{mfb}=0\text{mS}$
- $g_{mfb}=15\text{mS}$
- $g_{mfb}=40\text{mS}$

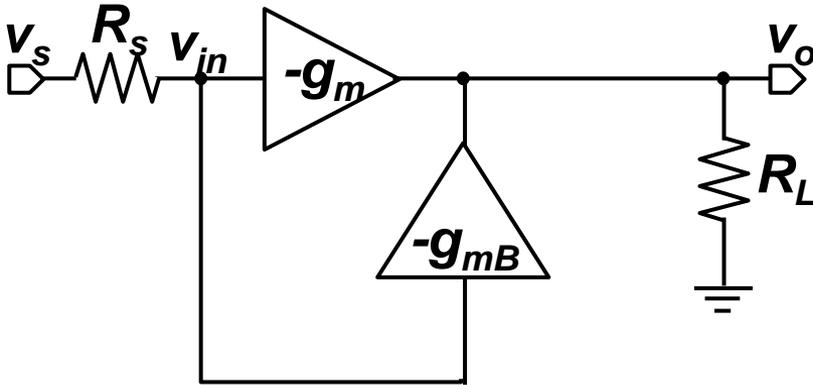




- $g_{mfb}=0\text{mS}$
- $g_{mfb}=15\text{mS}$
- $g_{mfb}=40\text{mS}$

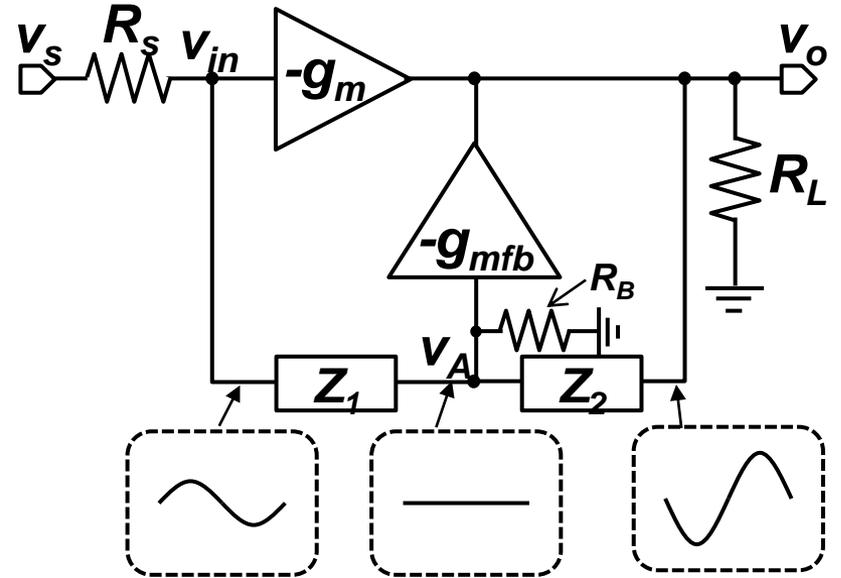


- 調査文献と研究背景
- Signal-nulled Feedback LNAの原理
 - 雑音低減効果
 - Signal-null条件と低消費電力効果
 - Signal-nulled Feedback LNAの回路構成と特性式
- シミュレーション
 - 雑音低減効果の検証
 - Gm-boost負帰還LNAとの比較
- まとめ



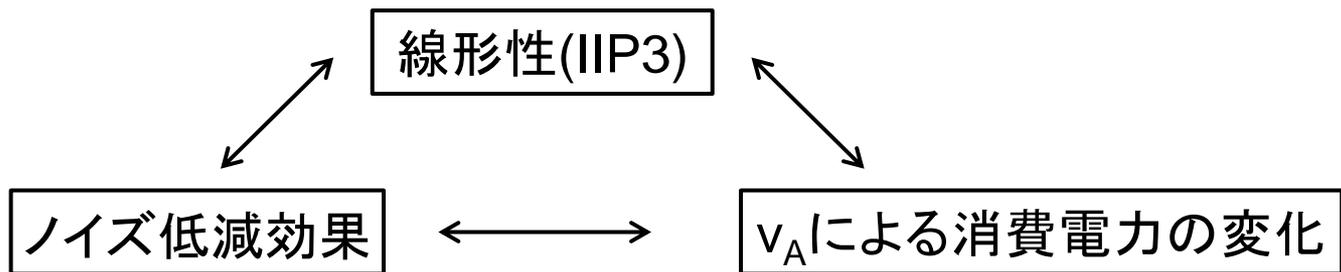
Gm-boost負帰還 LNA

$$NF \approx 1 + \frac{R_s}{R_f} + \frac{\gamma}{(g_{mA} + g_{mB})R_s}$$

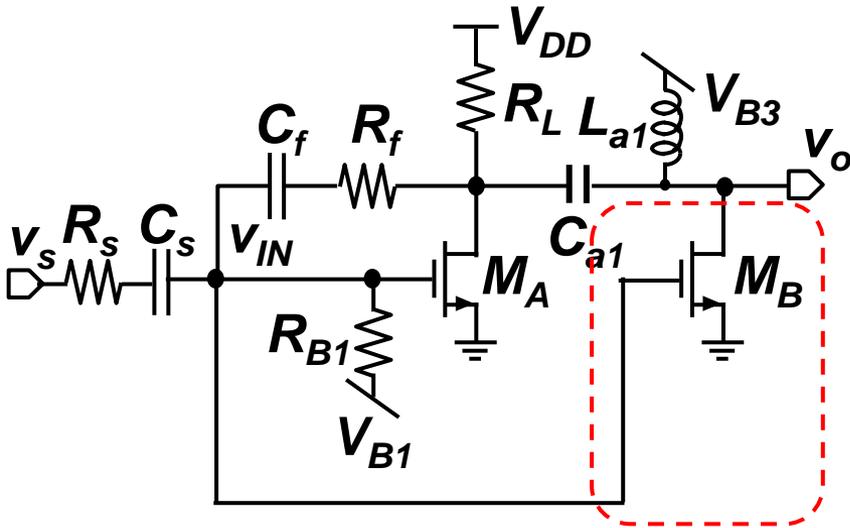


Signal-nulled Feedback LNA

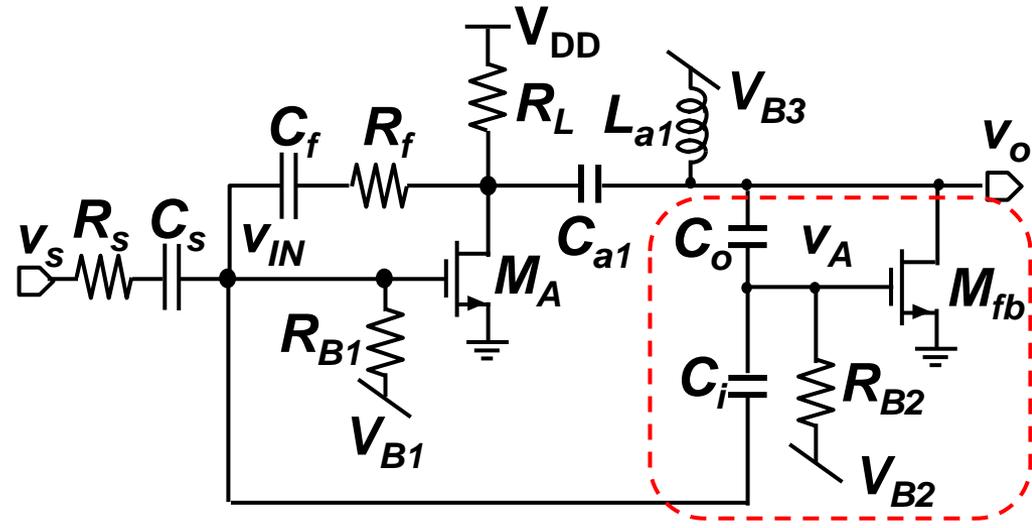
$$NF \approx 1 + \frac{R_s}{R_f} + \frac{\gamma}{(g_m + g_{mfb})R_s} + \frac{1}{R_s R_B} \left(\frac{1}{sC_1} \right)^2$$



Gm-boost LNA



Signal-nulled Feedback LNA



Gm-boost とSignal-nulled FeedbackのNF, IIP3が同じとき
 サブアンプで発生する消費電流(電力)をシミュレーション

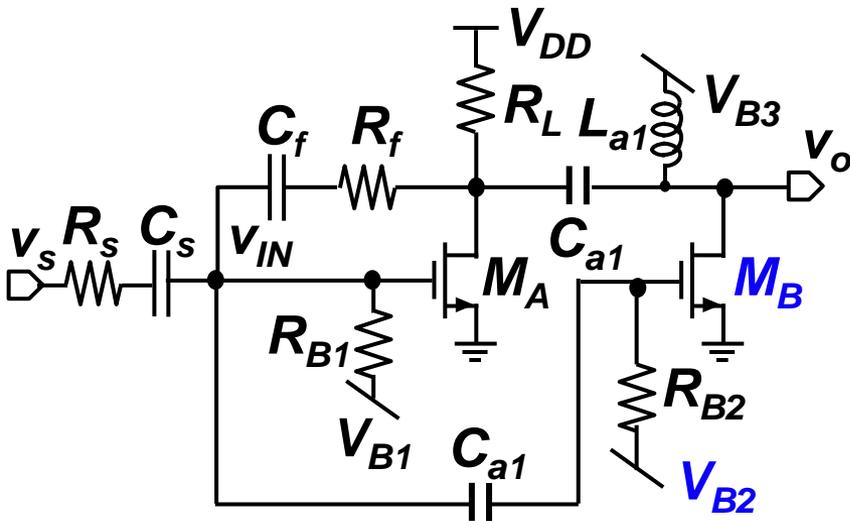


メインアンプの消費電流(電力)に対してどれだけの割合増えるかを示す

共通パラメータ(メインアンプ部)

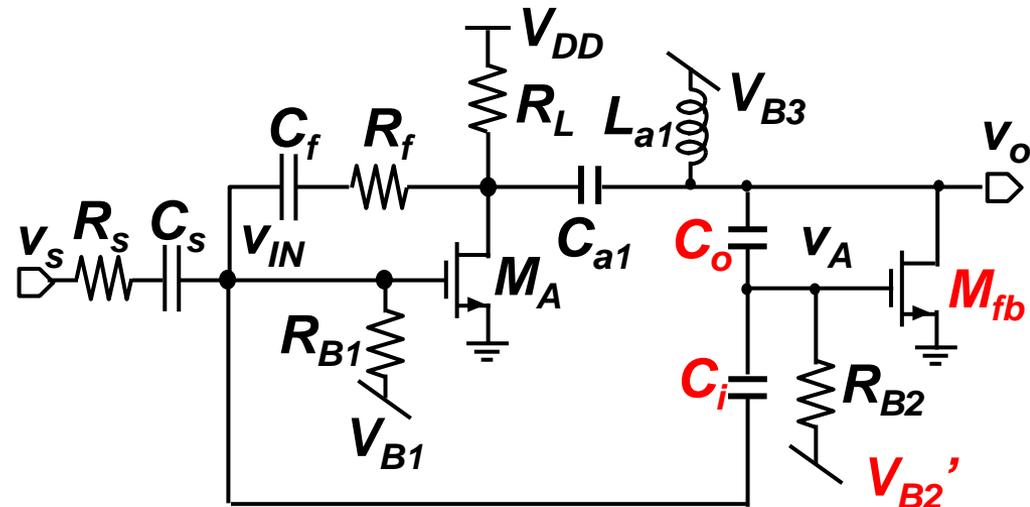
$R_s=50\Omega$, $C_s=1\text{nF}$, $C_f=1\text{nF}$, $R_f=223\Omega$, $R_L=150\Omega$,
 $(W/L)_{mA}=180\mu\text{m}/180\text{nm}$, $R_{B1}=10\text{k}\Omega$, $V_{B1}=600\text{mV}$,
 $V_{DD}=1.1\text{V}$, $C_a=10\text{mF}$, $L_a=10\text{mH}$, $V_{B3}=560\text{mV}$

Gm-boost LNA

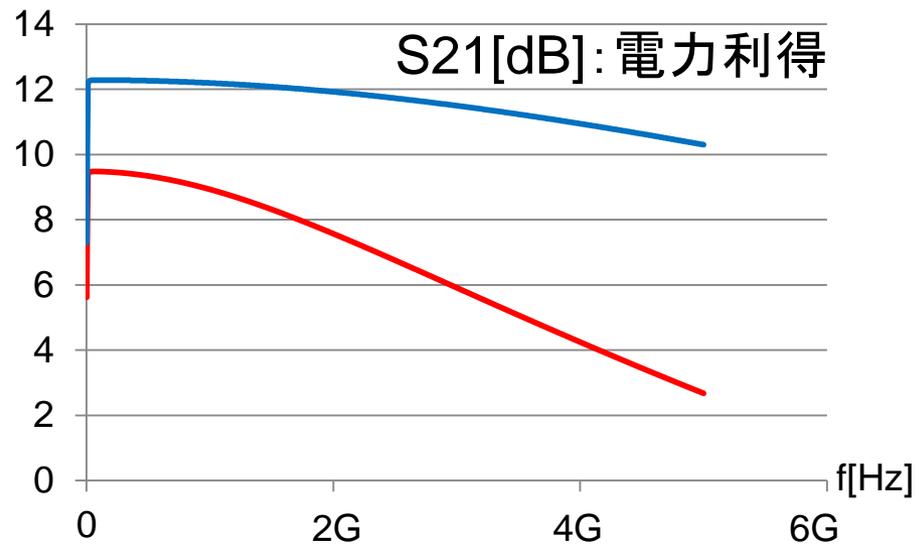
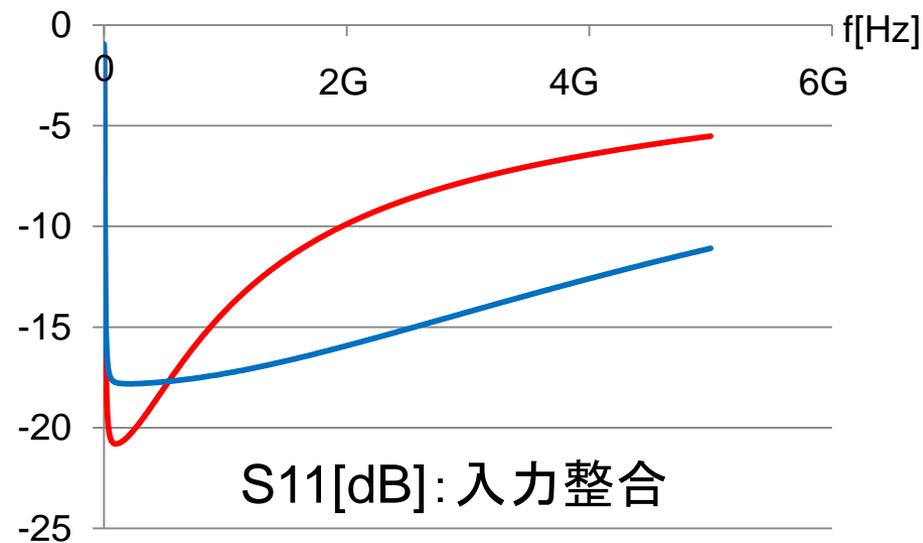


$(W/L)_{MB}=78\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$
 $V_{B2}=670\text{mV}$

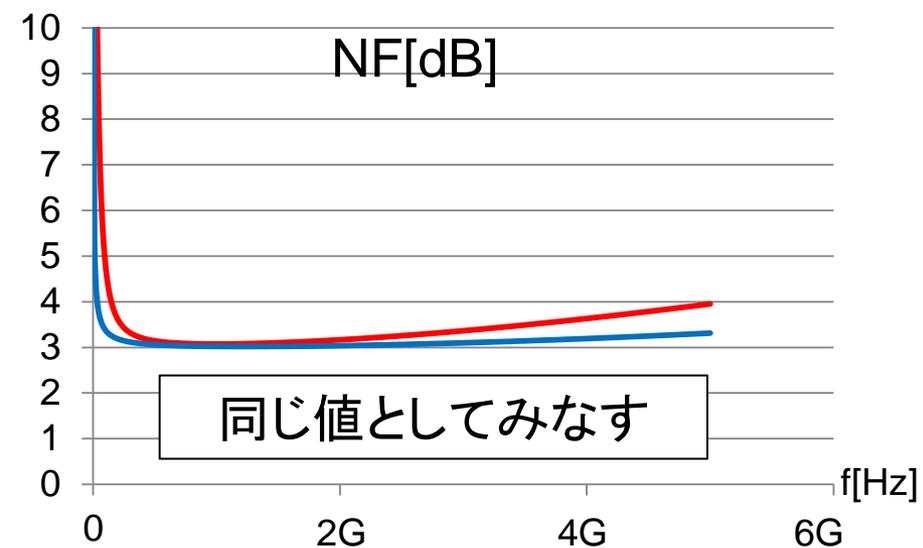
Signal-nulled Feedback LNA



$(W/L)_{Mfb}=380\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$
 $V_{B2}'=520\text{mV}$
 $C_i=1.2\text{pF}$, $C_o=300\text{fF}$



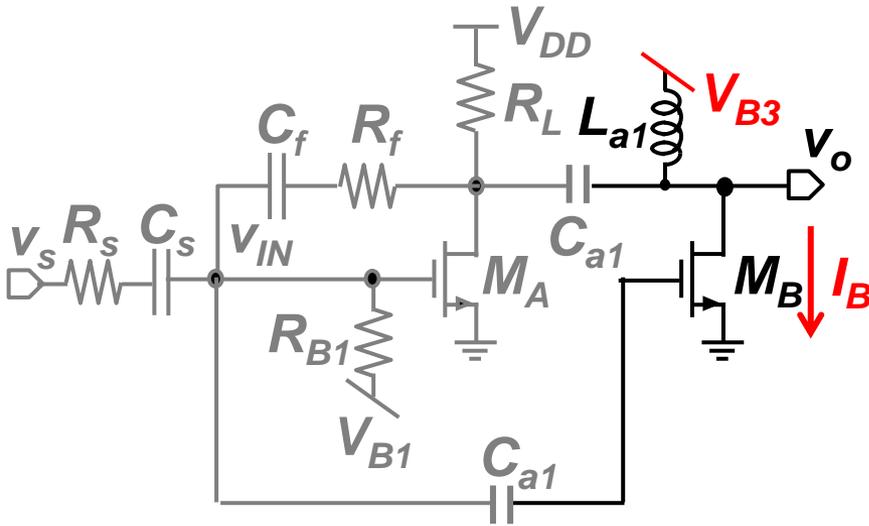
— Signal-nulled Feedback
— Gm-boost



IIP3@84.9MHz, 85.1MHz
Signal-nulled Feedback : 2.06dBm
Gm-boost : 2.01dBm
↓
同じ値としてみなす

Gm-boost負帰還 vs Signal-nulled Feedback (低消費電力効果)68

Gm-boost LNA



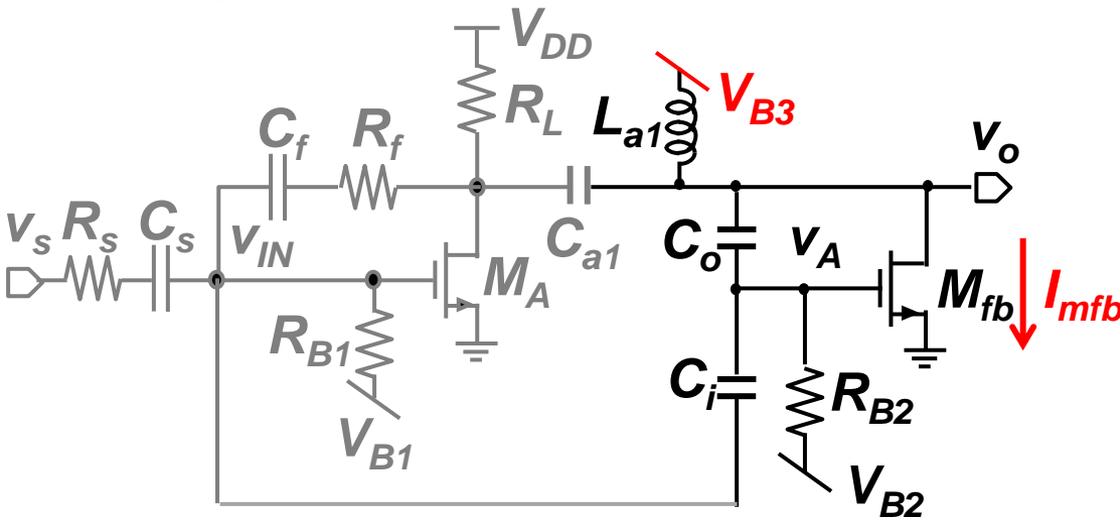
Gm-boost段で発生する電力

$$V_{B3} \times I_B = 560\text{mV} \times 3.10\text{mA} = 1.74\text{mW}$$

↓
メインアンプの消費電力の43%

0.36mW(メインアンプに対して8%)
の低消費電力化 😊

Signal-nulled Feedback LNA



Signal-nulled Feedback段で発生する電力

$$V_{B3} \times I_{mfb} = 560\text{mV} \times 2.46\text{mA} = 1.38\text{mW}$$

↓
メインアンプの消費電力の35%

- 調査目的
- Signal-nulled Feedback LNAの原理
 - 雑音低減効果
 - Signal-null条件と低消費電力効果
 - Signal-nulled Feedback LNAの回路構成と特性式
- シミュレーション
 - 雑音低減効果の検証
 - Gm-boost LNAとの比較
- まとめ

まとめ

- ・Signal-nulled Feedback LNAの雑音低減の原理について解析した
- ・Cadence社Spectreを使用して雑音低減効果のシミュレーションを行った
- ・Gm-boost負帰還LNAと比較して低消費電力の効果を確認した

今後の課題

- ・素子値の最適化し、さらなる低消費電力化を目指す
- ・本技術を応用した回路

Q. Signal-nulled Feedback段のZ1, Z2はSignal-nullだけを考えれば抵抗でも実現できそうだけれども、そのときどうなりますか？

A. 抵抗で発生する雑音は容量と比べて大きいので、NFが悪化します。容量で構成すると周波数帯域が犠牲になります。

Q. P14の線形性の評価で3階微分が出てきますが、なぜですか？

A. MOSの非線形性をテーラー展開するため、そこで3次の微分係数が必要になります。またテーラー展開の式より3次微分係数が小さいほうがより線形に近づくことが分かります。

Q. Gm-boostでは線形性を保つために V_{GS} を大きくし、その結果消費電力が悪化しますが。デプレッション型MOSを使えば改善できませんか？

A. 検討してみます

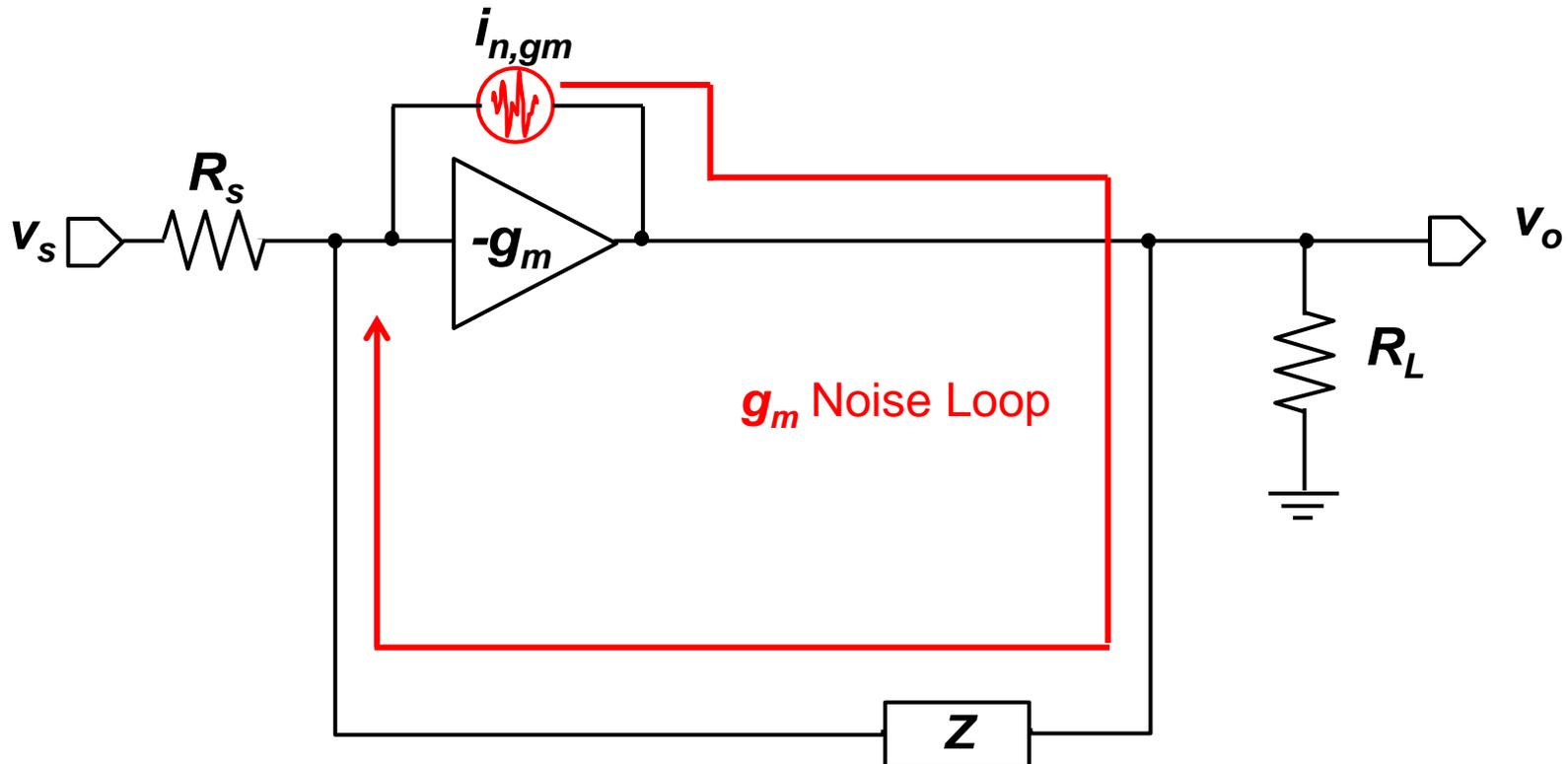
Q. アンプは信号を増幅するためのものですがSignal-null段でのMOS(M_{FB})は信号を増幅していません。なぜ M_{FB} は必要なのですか？

A. M_{FB} は信号増幅のためではなく雑音改善のためについています。 v_a に信号は入力されませんが、雑音が入力されます

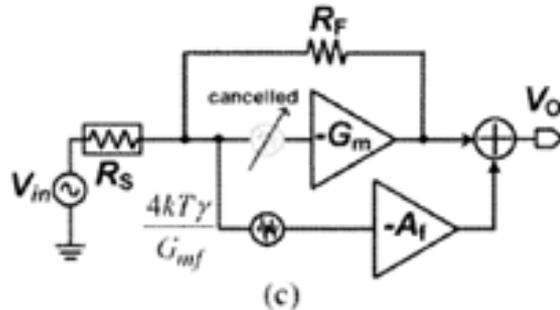
Q. 抵抗FB回路はFBなしにくらべてNFは悪くなると思いますが、どのような説明なっておりますでしょうか？

A. ここでのZは容量を仮定しています。こちらはSignal-nulled Feedback段の説明のための図となります。

メインアンプが抵抗帰還で構成されていますがそれとは別の話となっております。
 (下図の g_m が抵抗FBで構成されているという形です)



Q. Gm-boost負帰還LNAは下図のことでありますか？



A. 違うと考えています。上の図はフィードフォワードによるノイズキャンセリングだと思います。対してGm-boost負帰還はフィードバックによるノイズ低減です。Signal-nulled Feedbackも同様に負帰還の原理でノイズを低減していますのでスライドを入れました。前回の打ち合わせで g_{mfb} に対してNFの最適点が出て来ないことが挙がりましたがフィードバックで低減しているため、最適点が出て来ないという考えです。