

# 複素バンドパスGm-Cフィルタの 構成の検討

群馬大学 工学部 電気電子工学科

○神宮善敬 和田宏樹 稲葉晋也  
小林春夫 高橋憲普 林海軍

# 発表内容

- 研究目的
- 複素バンドパスGm-Cフィルタとは？
- 1次複素バンドパスGm-Cフィルタ
- 3次複素バンドパスGm-Cフィルタ
- まとめ

# 発表内容

- 研究目的
- 複素バンドパスGm-Cフィルタとは？
- 1次複素バンドパスGm-Cフィルタ
- 3次複素バンドパスGm-Cフィルタ
- まとめ

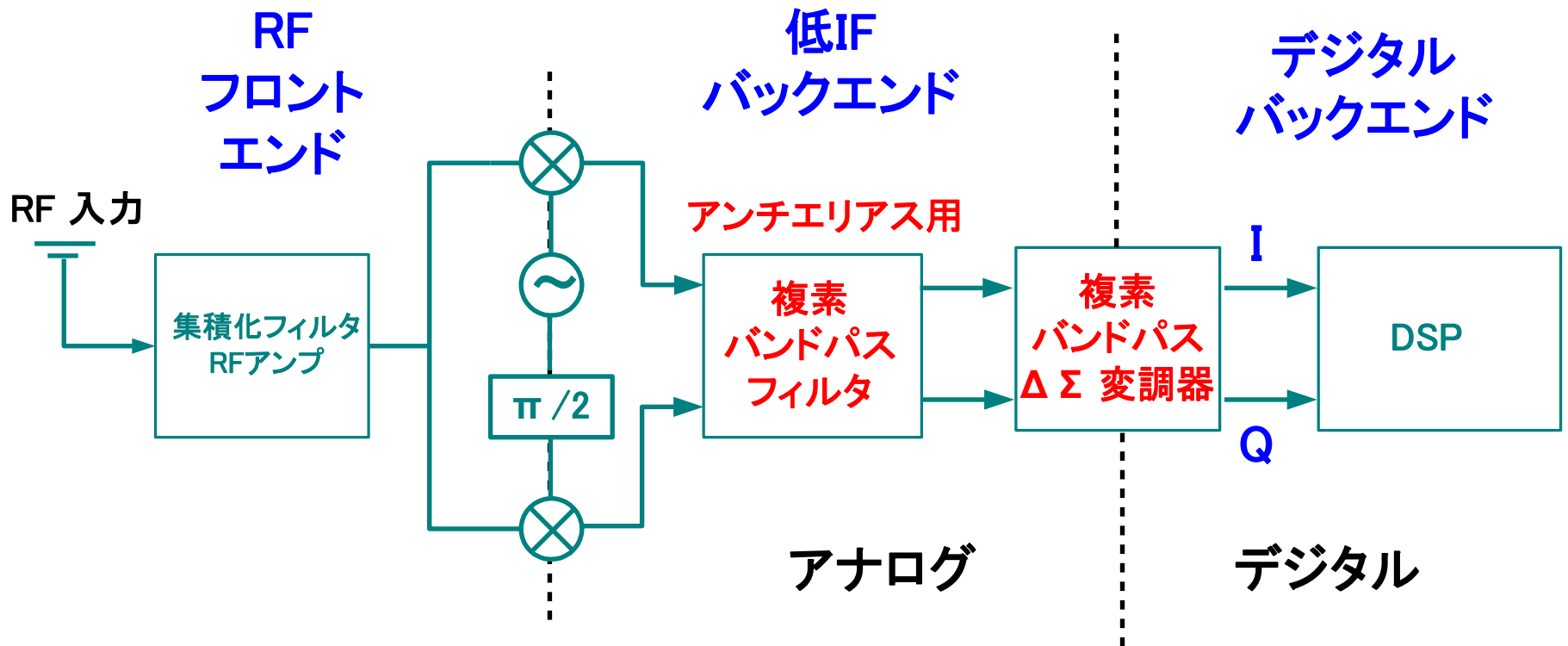
# 研究目的

- 携帯電話受信機などで用いる複素アナログ・バンドパス・フィルタを開発する。
- このために  
複素バンドパスGm-Cフィルタの構成を伝達関数を用いて解析する。  
回路の非理想的条件も考慮する。

# アプリケーション

携帯電話、無線LAN、Bluetooth等

低IF受信機

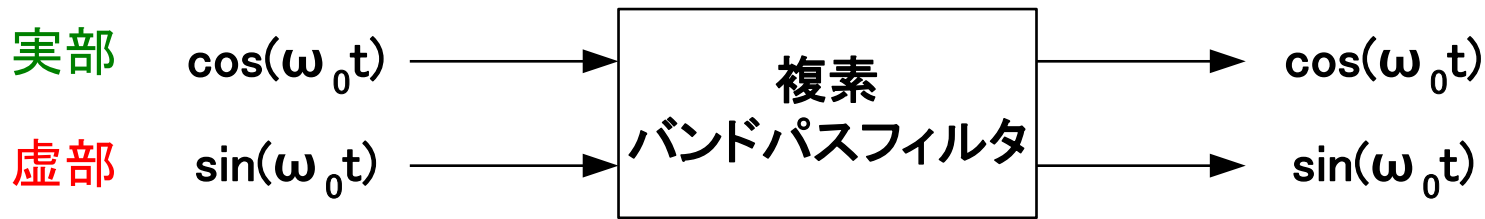


# 発表内容

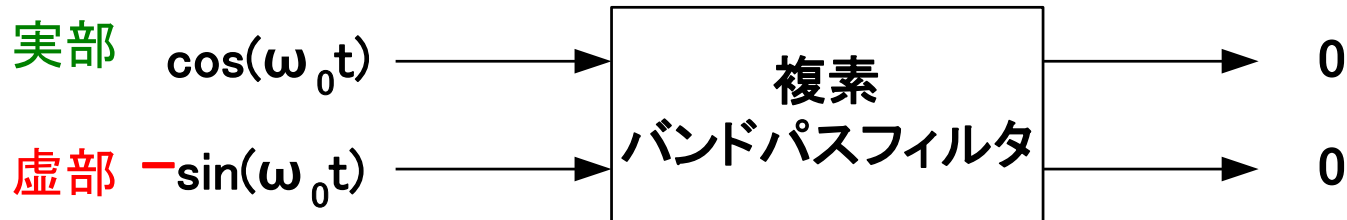
- 研究目的
- 複素バンドパスGm-Cフィルタとは？
- 1次複素バンドパスGm-Cフィルタ
- 3次複素バンドパスGm-Cフィルタ
- まとめ

# 複素バンドパスフィルタとは?

信号成分  $e^{j\omega_0 t} \longrightarrow e^{j\omega_0 t}$



イメージ成分  $e^{-j\omega_0 t} \longrightarrow 0$

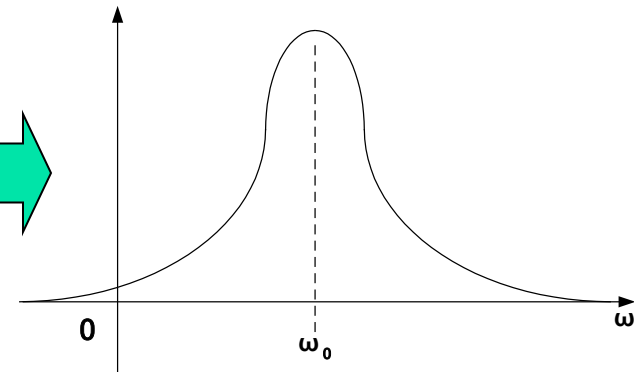
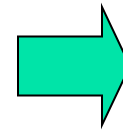


複素



2入力  
2出力

ゲイン特性:  
 $\omega=0$  軸に関し  
非対称



# 複素バンドパスフィルタの 2つの構成法

## 能動RCフィルタ

- ダイナミックレンジ大
- オペアンプ→高周波化が難しい
- R,Cを用いる→プロセス変動の影響を受ける

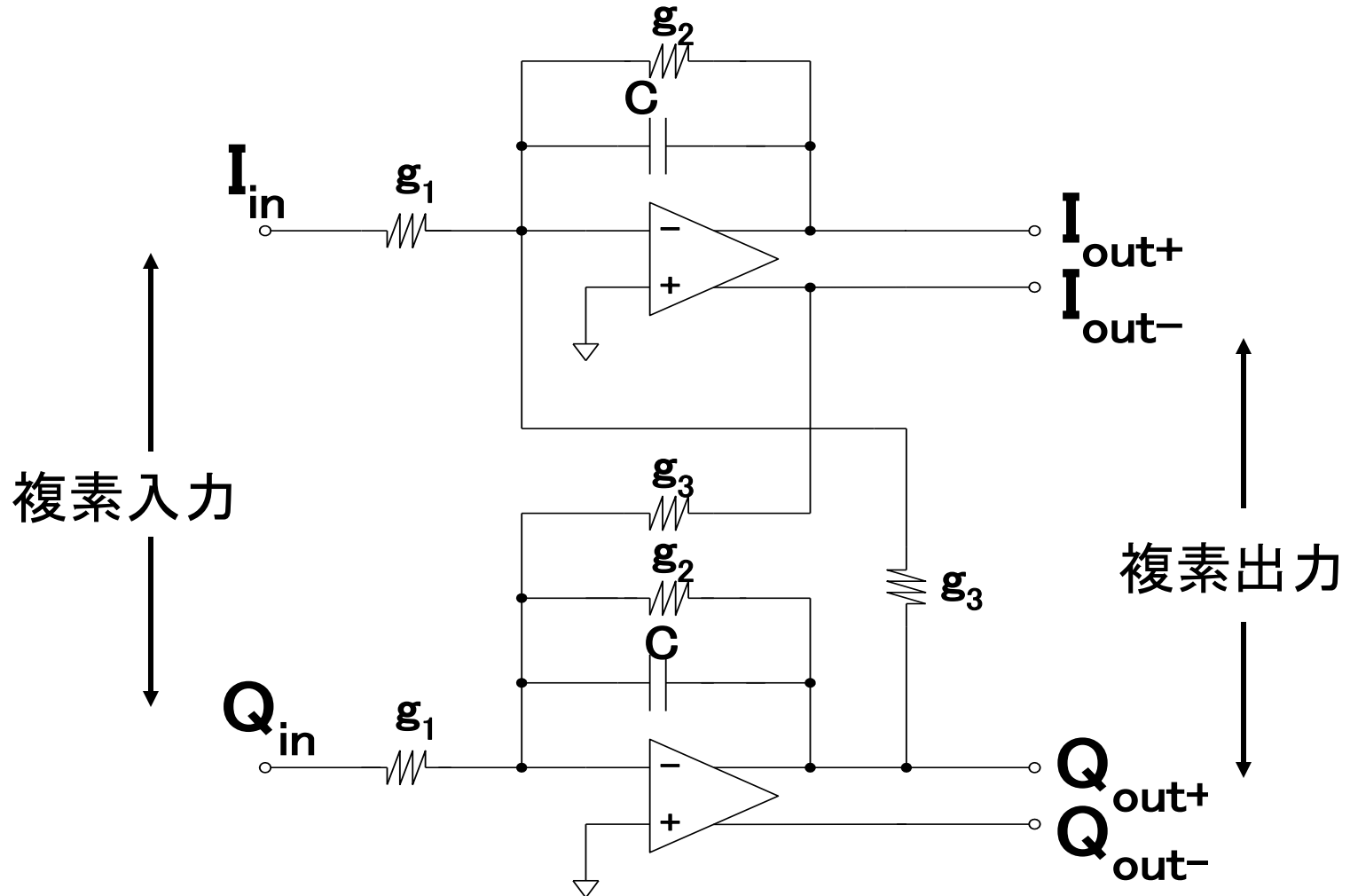
## Gm-C フィルタ

- ダイナミックレンジ小
- 高周波化が比較的容易
- Gmの値を(自動)調整→プロセス変動を吸収可



# 複素バンドパス能動RCフィルタ

- オペアンプ、抵抗、容量で構成



# 複素バンドパスGm-Cフィルタ

- Gm-Cフィルタを用いた複素バンドパス・フィルタのチップ実現がここ1-2年の間に発表されている。
- オペアンプを用いていないので、高周波化に有利か。

# トランスコンダクタンス $g_m$

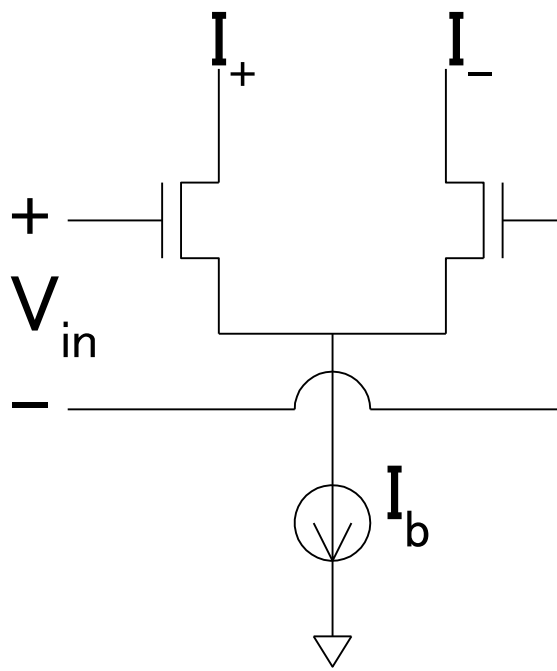
入力電圧:  $V_{in}$

出力電流:  $I_{out}$

$$I_{out} = g_m V_{in}$$



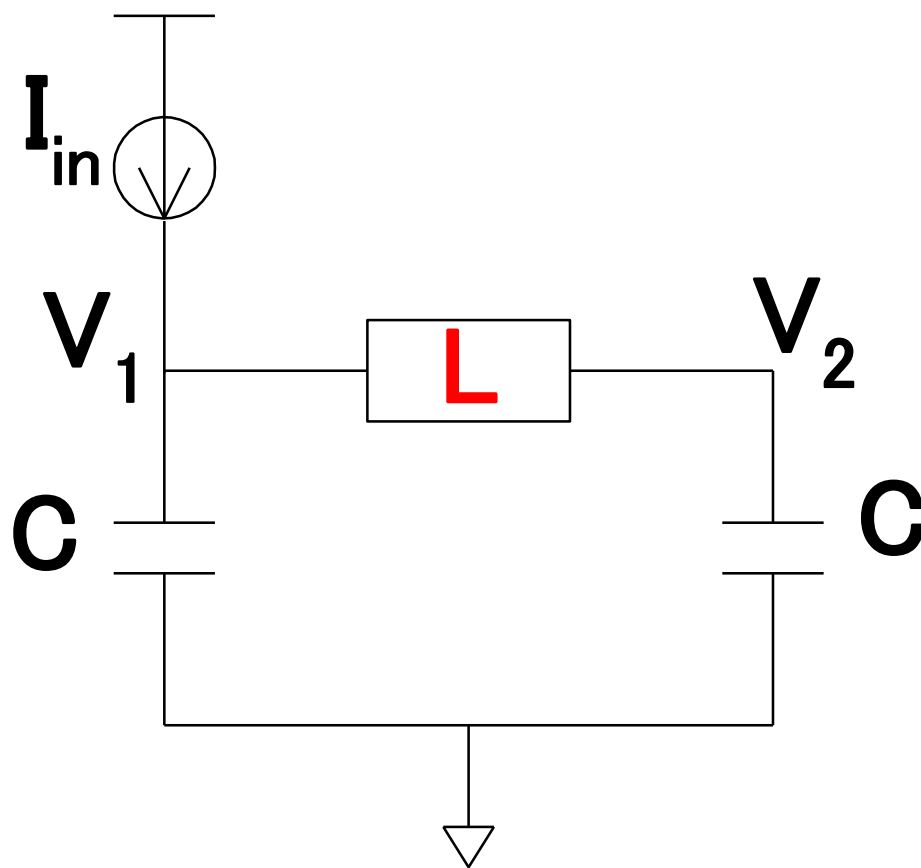
$g_m$ の次元  $\frac{1}{R}$



トランスコンダクタンス(OTA)

$$\begin{aligned} I_{out} &= I_+ - I_- \\ &= g_m V_{in} \end{aligned}$$

# 実バンドパスCLCフィルタ

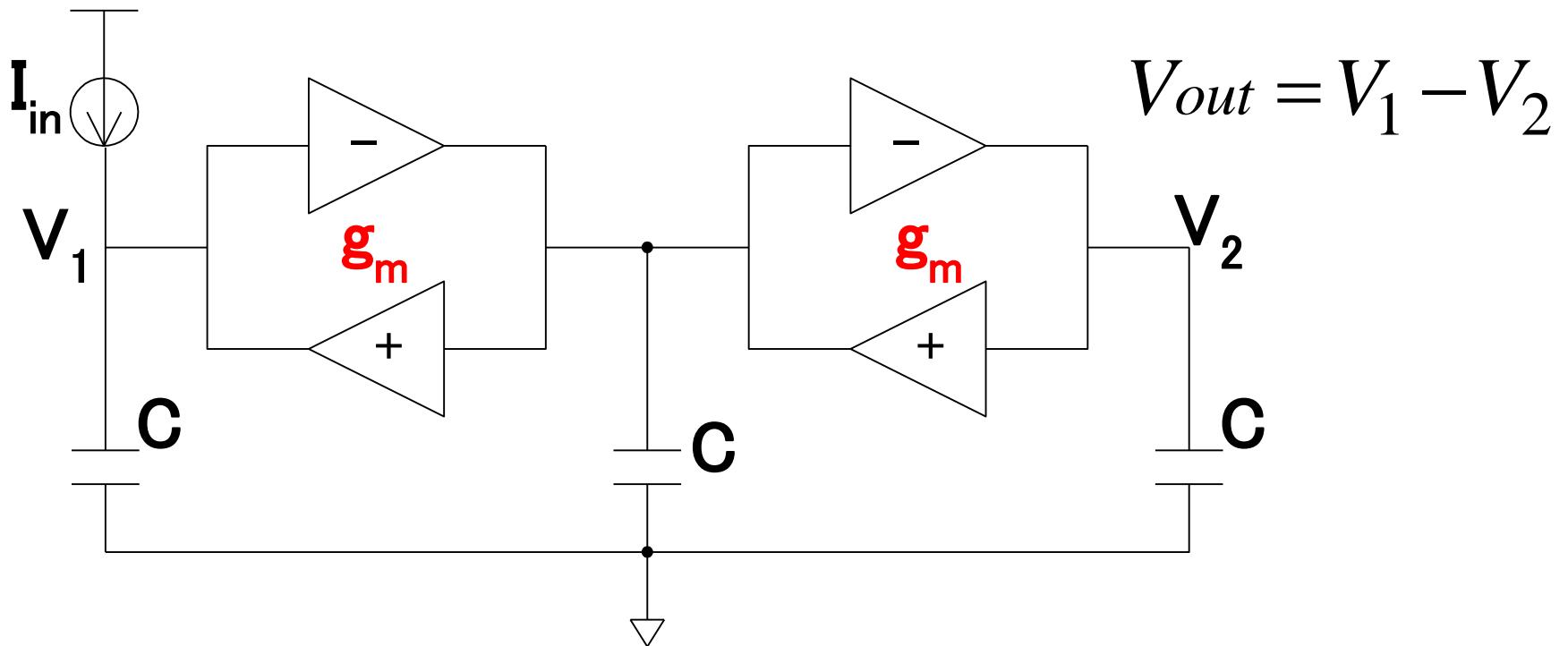


$$V_{out} = V_1 - V_2$$

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{sL}{2 + s^2 LC}$$

チップ内ではLが使用困難

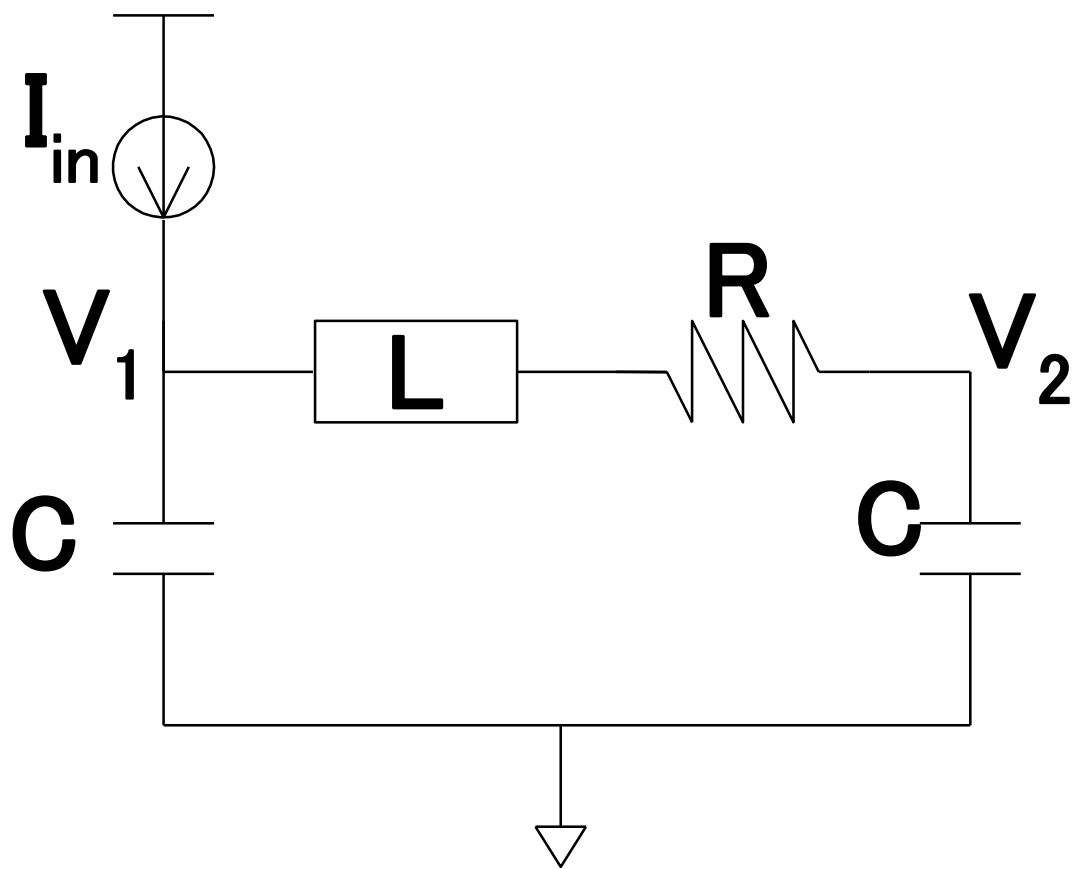
# 実バンドパスG<sub>m</sub>-Cフィルタ



$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{sC}{2g_m^2 + s^2C^2}$$

# Rの影響

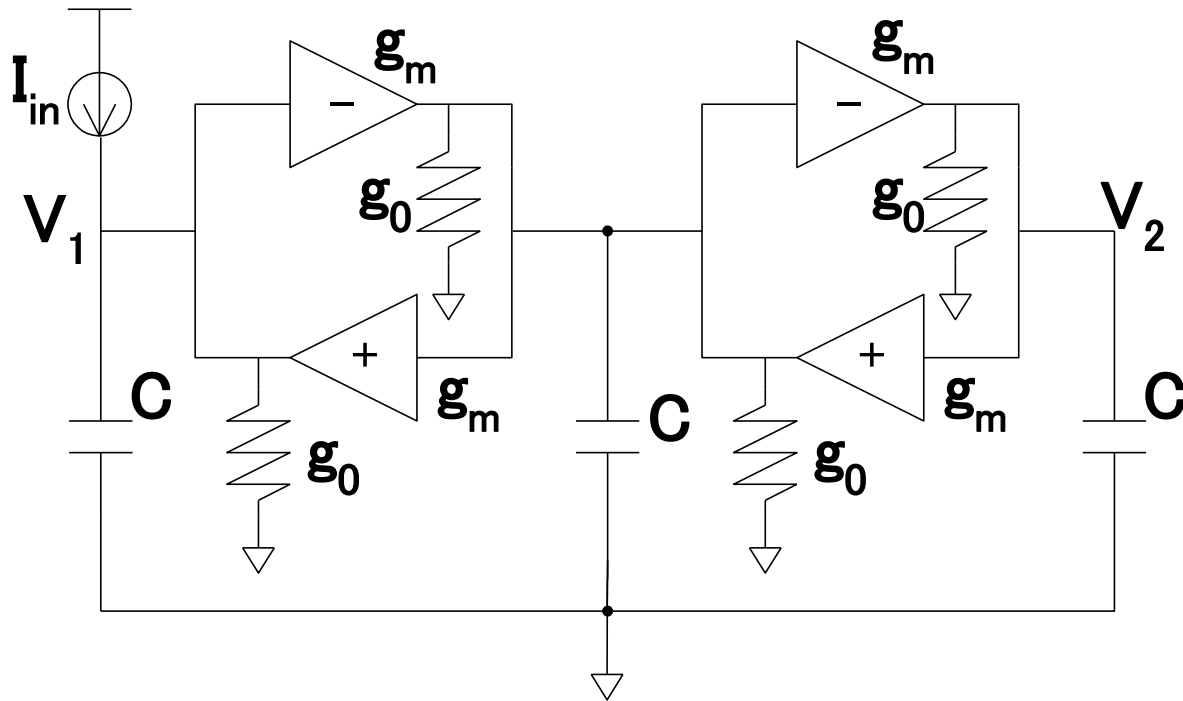
RはQを低くする。



$$V_{out} = V_1 - V_2$$

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{sL + R}{s^2 LC + sRC + 2}$$

# Gm-C回路と出力コンダクタンス $g_0$



go がRに  
対応

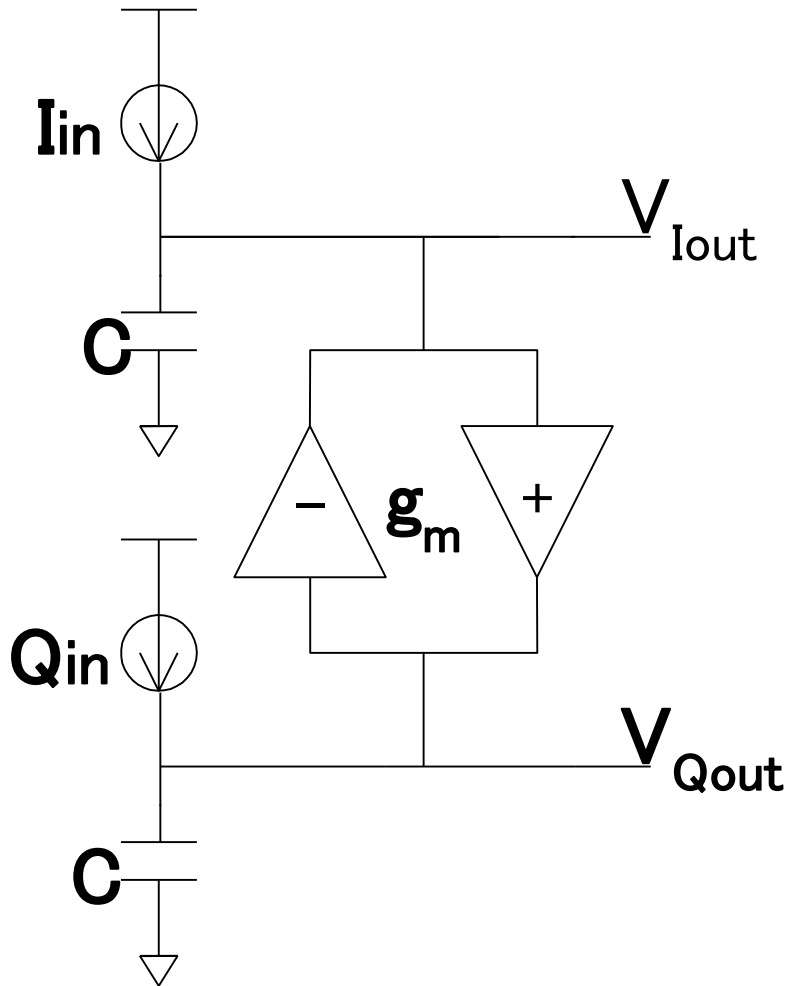
$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{sC + g_0}{(sC + g_0)^2 + 2g_m^2}$$

# 発表内容

- 研究目的
- 複素バンドパスGm-Cフィルタとは？
- 1次複素バンドパスGm-Cフィルタ
- 3次複素バンドパスGm-Cフィルタ
- まとめ



# 1次複素バンドパスGm-Cフィルタ の構成



複素電流入力:

$$I_{in} + j Q_{in}$$

複素電圧出力:

$$V_{Iout} + j V_{Qout}$$

$$\frac{V_{Iout} + j V_{Qout}}{I_{in} + j Q_{in}}$$

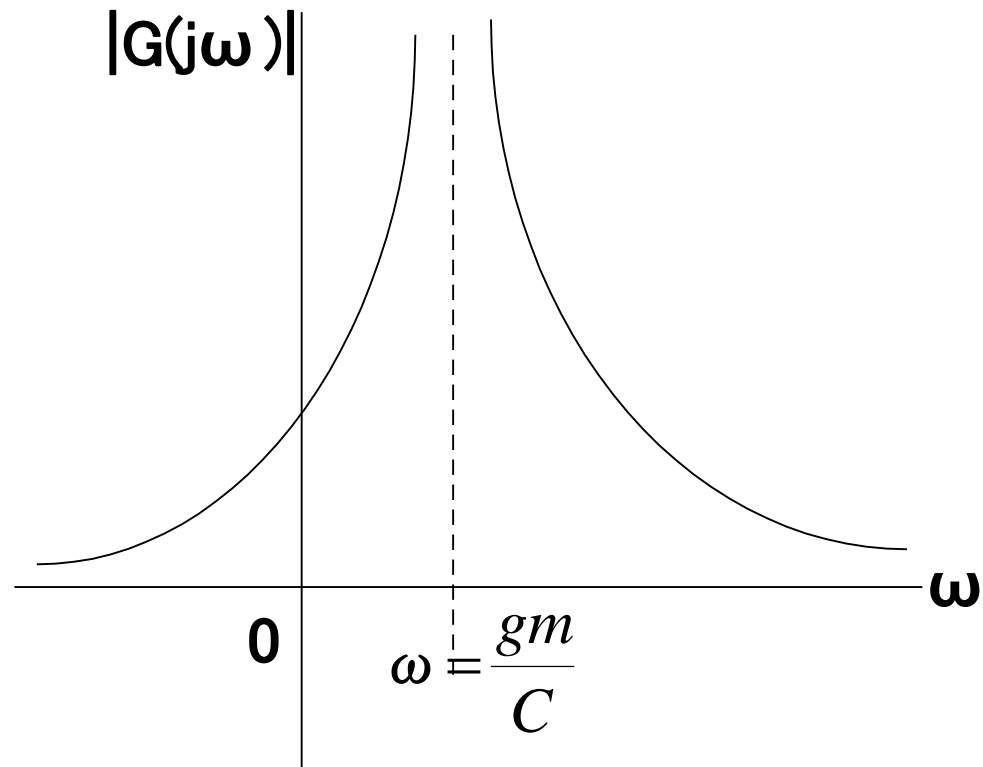
$$= \frac{1}{s^2 C^2 + g_m^2} (sC - jg_m)$$

# ゲイン特性

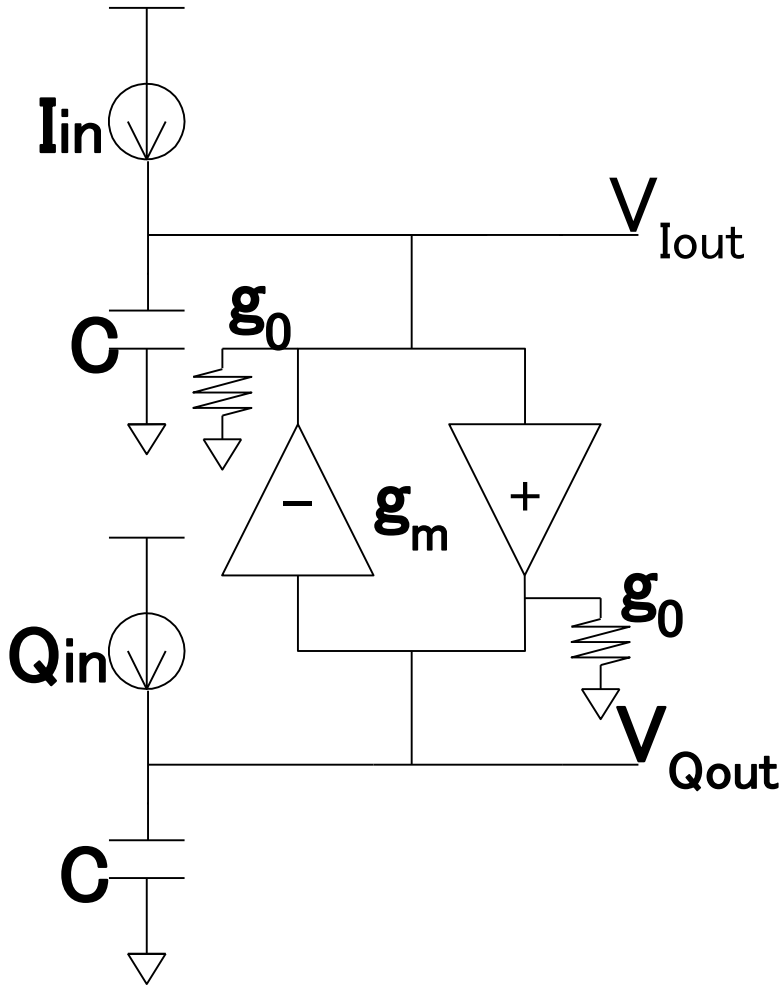
$$G(j\omega) = \frac{1}{gm^2 - \omega^2 C^2} [j\omega C - gm]$$

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{|gm - \omega C|}$$

$\omega=0$  軸に対して  
非対称

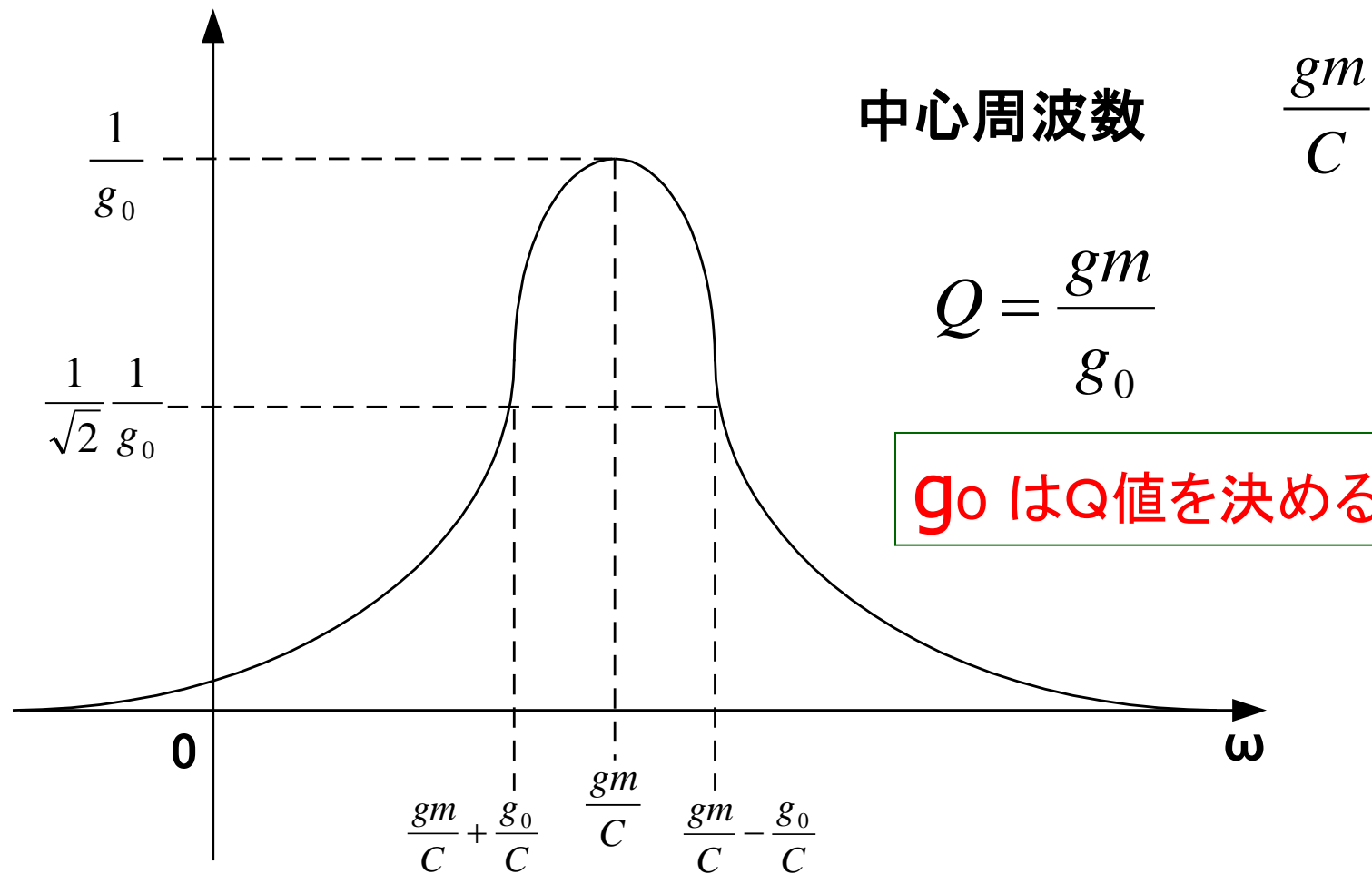


# 出力コンダクタンス $g_0$ を含んだ構成



$$\frac{V_{Iout} + jV_{Qout}}{I_{in} + jQ_{in}} = \frac{g_0 + sC - jg_m}{g_0^2 + g_m^2 + s^2C^2 + 2g_0sC}$$

# $g_0$ を含んだ構成のゲイン特性



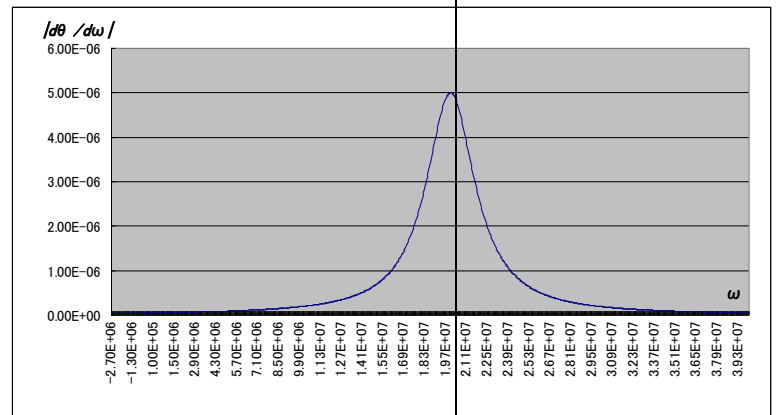
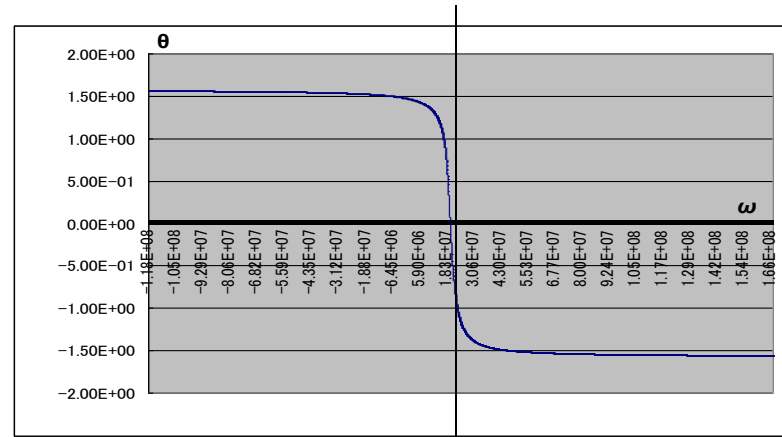
# 位相特性、群遅延特性

位相:

$$\theta = \tan^{-1} \left( -\frac{\omega C - g_m}{g_0} \right)$$

群遅延:

$$\left| \frac{d\theta}{d\omega} \right| = \frac{C g_0}{g_0^2 + g_m^2 + \omega^2 C^2 - 2\omega C g_m}$$



$g_m/C$

# Q値、ゲイン、群遅延の関係

- $\omega_c = g_m / C$  で  
ゲイン  $|G(j\omega)|$  最大  
群遅延  $|d\theta/d\omega|$  最大
- ゲイン特性とQ値  
$$Q = \omega_c / (\omega_2 - \omega_1) = g_m / g_0$$
- 群遅延特性とQ値  
$$Q = |d\theta/d\omega|_{\max} \cdot \omega_c = g_m / g_0$$

# gmの帯域の影響

## gmの1次系近似

$$gm \rightarrow gm \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_B}}$$

$$go \rightarrow go \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_B}}$$

## 周波数伝達関数

$$G(j\omega) =$$

$$\frac{1}{C} \frac{\omega_B + j\omega}{(\omega_0\omega_B - \omega^2)^2 + j\omega_B(\omega - \omega_C)}$$

$\omega_B$  : gm の帯域  
 $\omega_0 = go/C$   
 $\omega_C = gm/C$

## gmの帯域の影響(2)

$\omega = \omega_c$  の場合を考える。

$$|G(j\omega_c)| \stackrel{2}{=} \frac{1}{C^2} \frac{\omega_B^2 + \omega_c^2}{(\omega_0 \omega_B - \omega_c^2)^2}$$

$\omega_B = \omega_c^2 / \omega_0$  ( $= 2Q\omega_c$ ) のとき

$$|G(j\omega_c)| \longrightarrow \infty$$

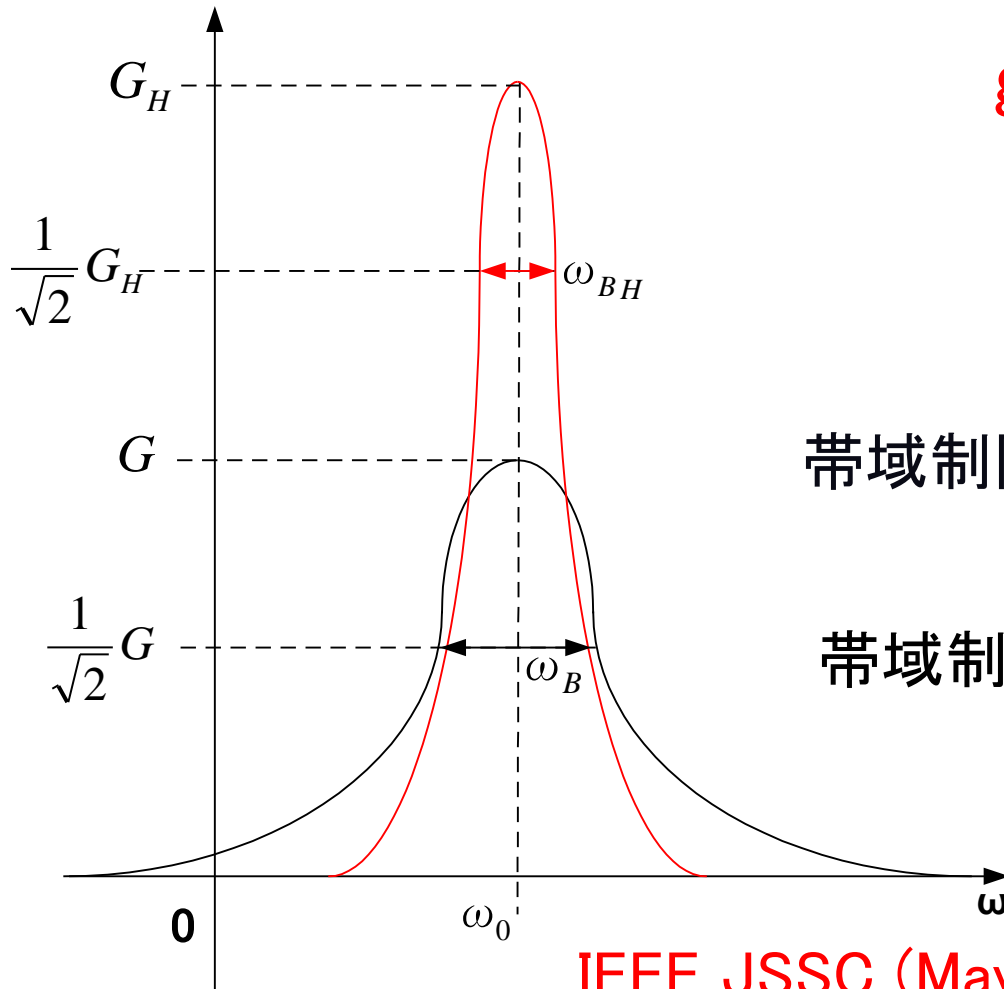
$\omega_c$ で発振



# gmの帯域の影響 (3)

## gmの1次系近似

$$gm \rightarrow gm \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_B}}$$



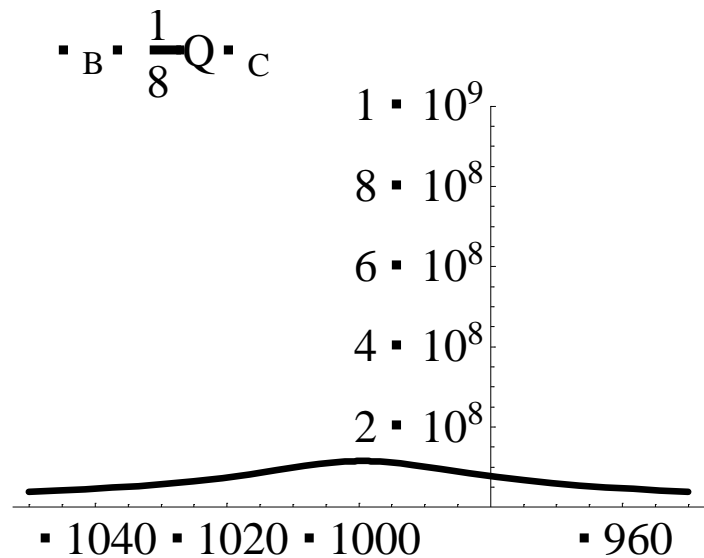
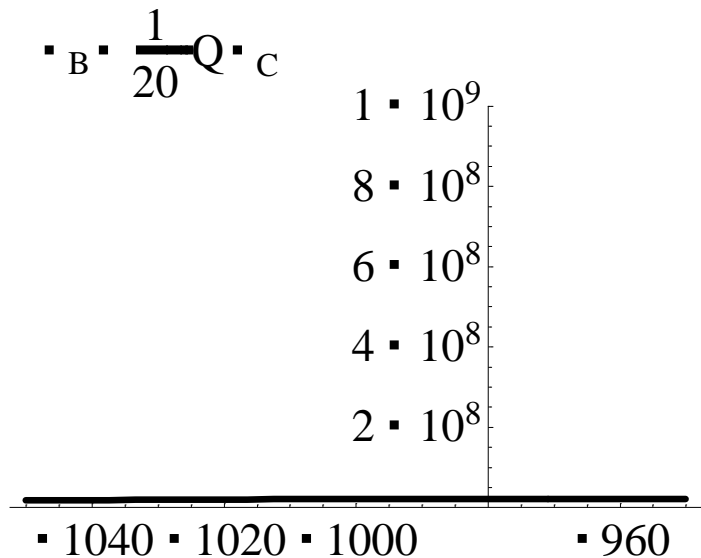
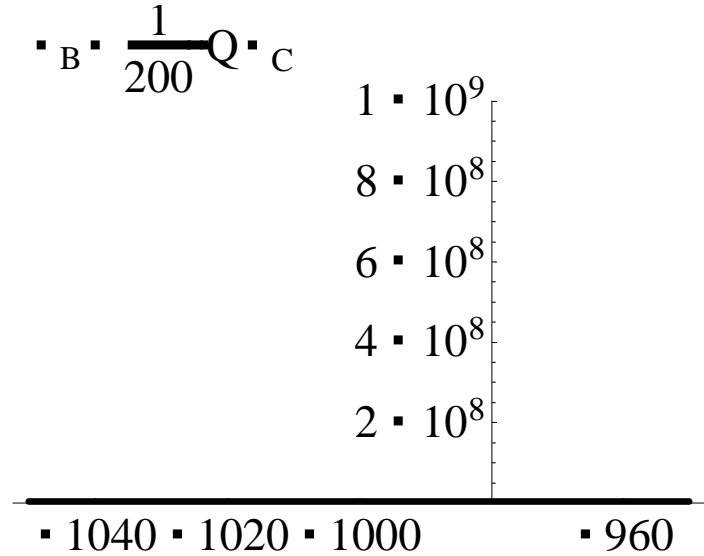
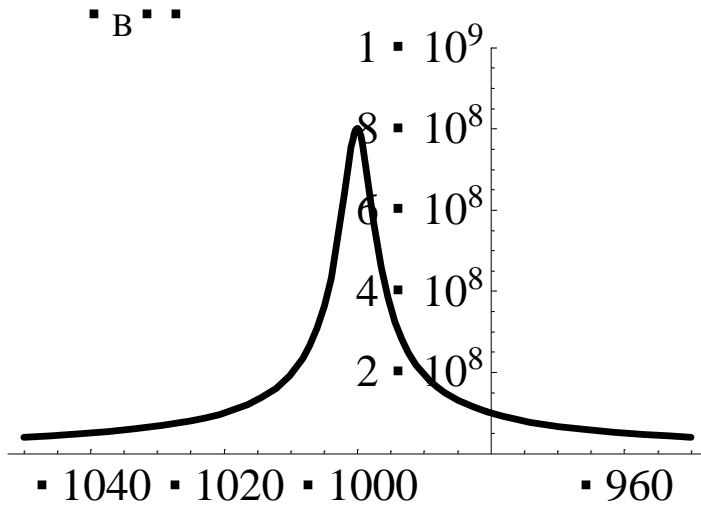
帯域制限なし  $Q = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1}$

帯域制限あり  $Q_H = \frac{\omega_0}{\omega_{BH}}$

$$Q_H = Q / (1 - Q^2 \frac{\omega_0}{\omega_B})$$

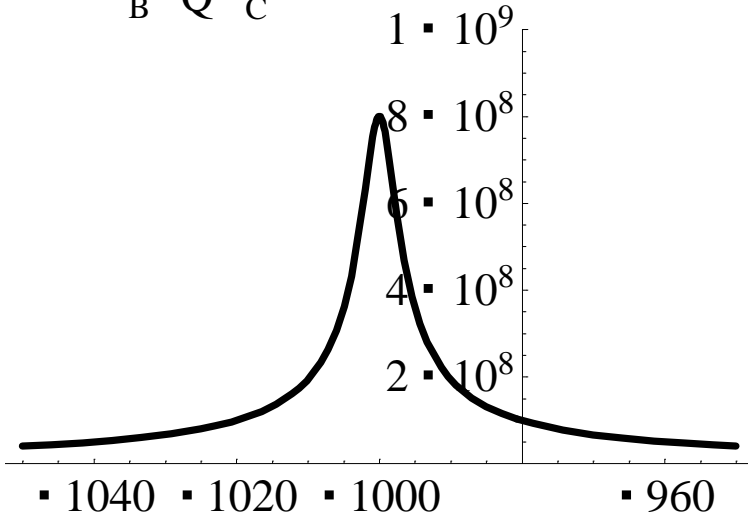
IEEE JSSC (May 2002) の  
松下電器からのLPFの場合の結果に一致

# Gmの帯域 $\omega_B$ とフィルタ特性(1)

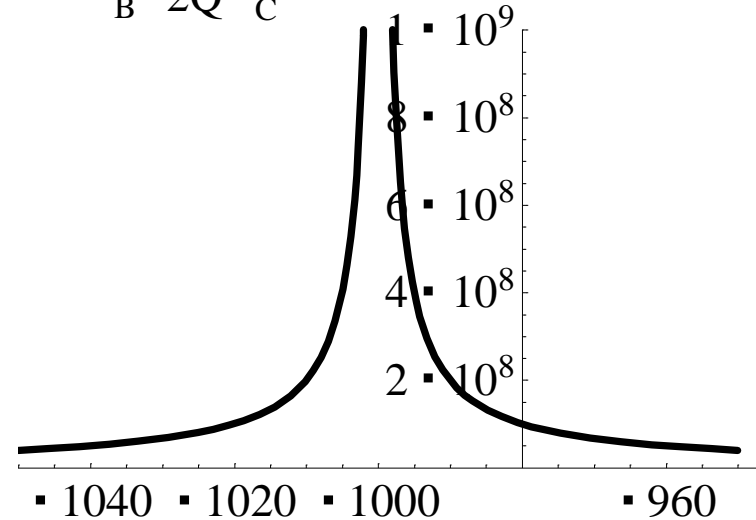


# Gmの帯域 $\omega_B$ とフィルタ特性(2)

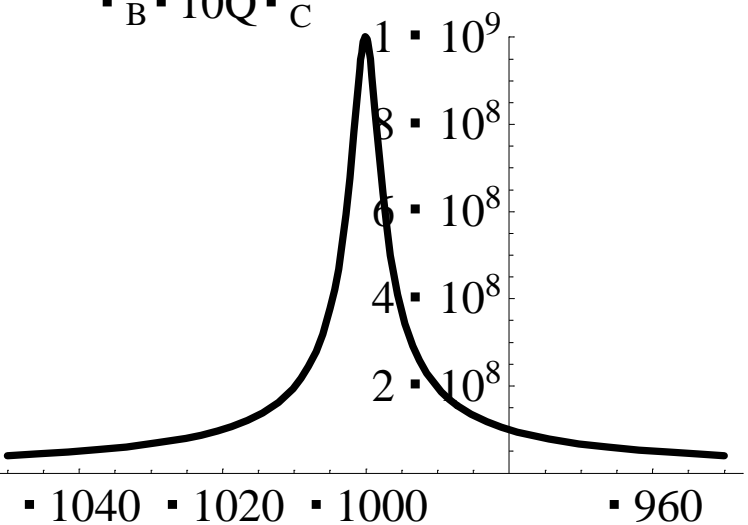
$\cdot B \cdot Q \cdot C$



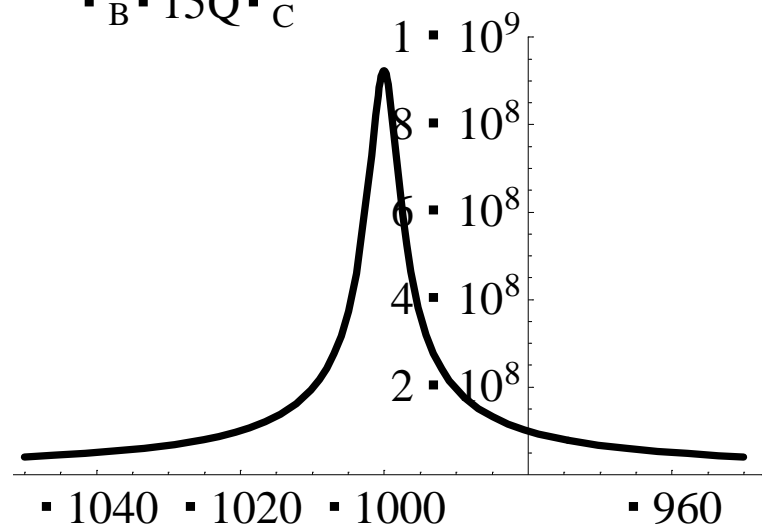
$\cdot B \cdot 2Q \cdot C$



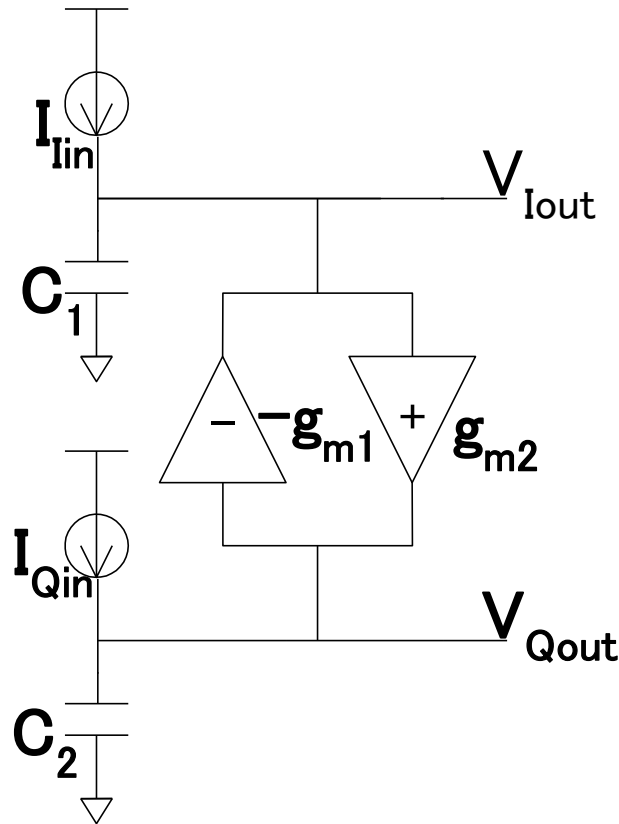
$\cdot B \cdot 10Q \cdot C$



$\cdot B \cdot 15Q \cdot C$



# 素子間ミスマッチの影響



$$C = \frac{1}{2}(C_1 + C_2)$$

$$\Delta C = \frac{1}{2}(C_1 - C_2)$$

$$g_m = \frac{1}{2}(g_{m1} + g_{m2})$$

$$\Delta g_m = \frac{1}{2}(g_{m1} - g_{m2})$$

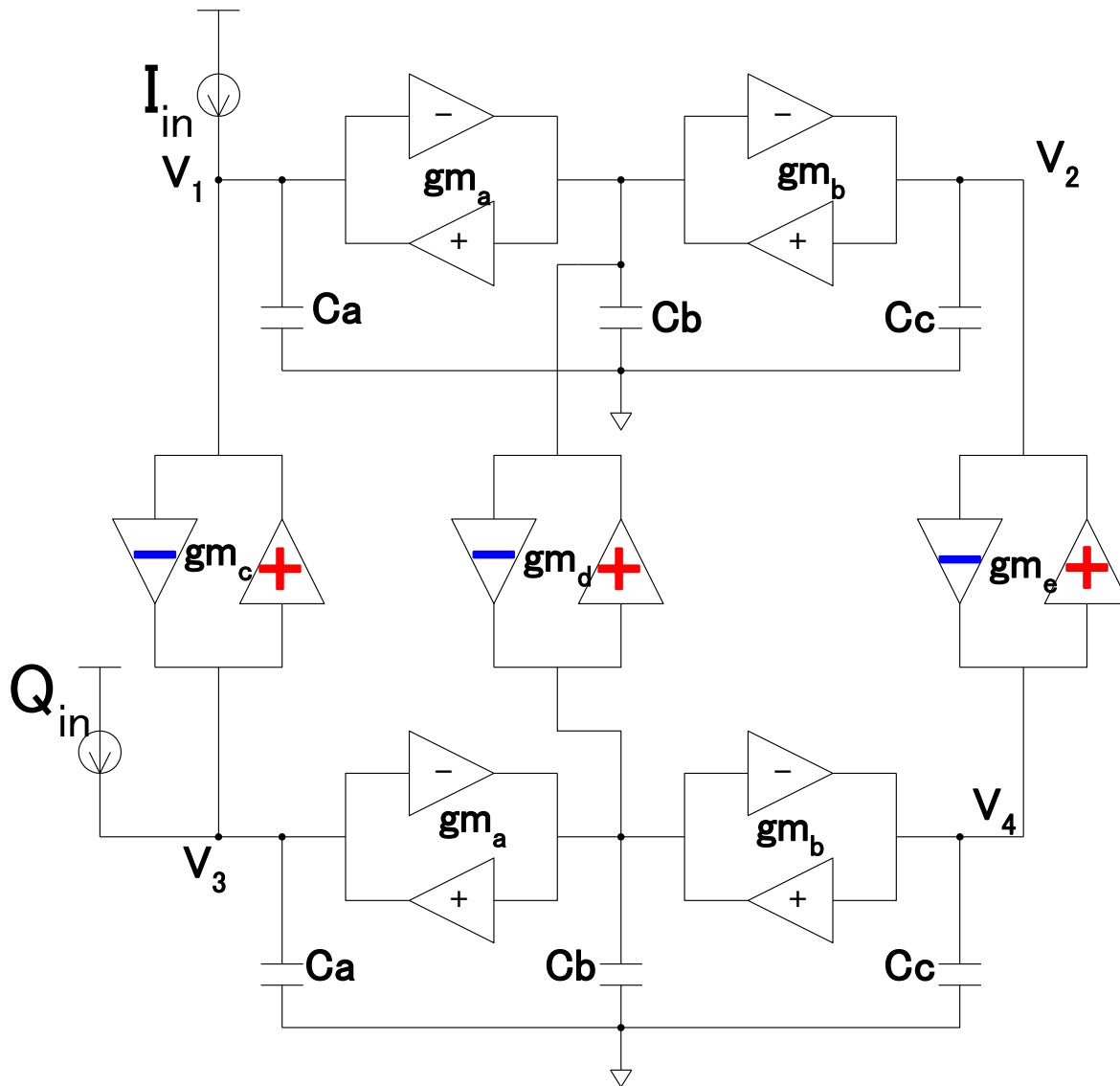
$$V_{Iout} + jV_{Qout} = \frac{sC + jg_m}{s^2 C_1 C_2 + g_{m1} g_{m2}} (I_{in} + jQ_{in}) - \frac{s\Delta C + j\Delta g_m}{s^2 C_1 C_2 + g_{m1} g_{m2}} (I_{in} - jQ_{in})$$

ミスマッチにより出力信号がイメージ入力信号の影響を受ける。

# 発表内容

- 研究目的
- 複素バンドパスGm-Cフィルタとは？
- 1次複素バンドパスGm-Cフィルタ
- 3次複素バンドパスGm-Cフィルタ
- まとめ

# 3次複素バンドパスGm-Cフィルタ



複素電流入力:  
 $I_{in} + j Q_{in}$   
複素電圧出力:  
 $I_{out} + j Q_{out}$

ここで  
 $I_{out} = V_2 - V_1$   
 $Q_{out} = V_4 - V_3$

# 3次フィルタの伝達関数導出

$gm_a = gm_b = g_1$   $gm_c = gm_d = gm_e = g_2$   $C_a = C_b = C_c = C$  の場合を考える。

$$b_5 = C^5 \quad c_4 = -g_2 C^4 \quad b_3 = 4g_1^2 C^3 \quad c_2 = 0 \quad b_1 = C(4g_1^4 - g_2^4) \quad c_0 = g_2(4g_1^4 - 4g_1^2 g_2^2 + g_2^4)$$
$$a_6 = C^6 \quad a_4 = C^4(4g_1^2 + 3g_2^2) \quad a_2 = C^2(4g_1^4 + 3g_2^4) \quad a_0 = g_2^2(4g_1^4 - 4g_1^2 g_2^2 + g_2^4)$$

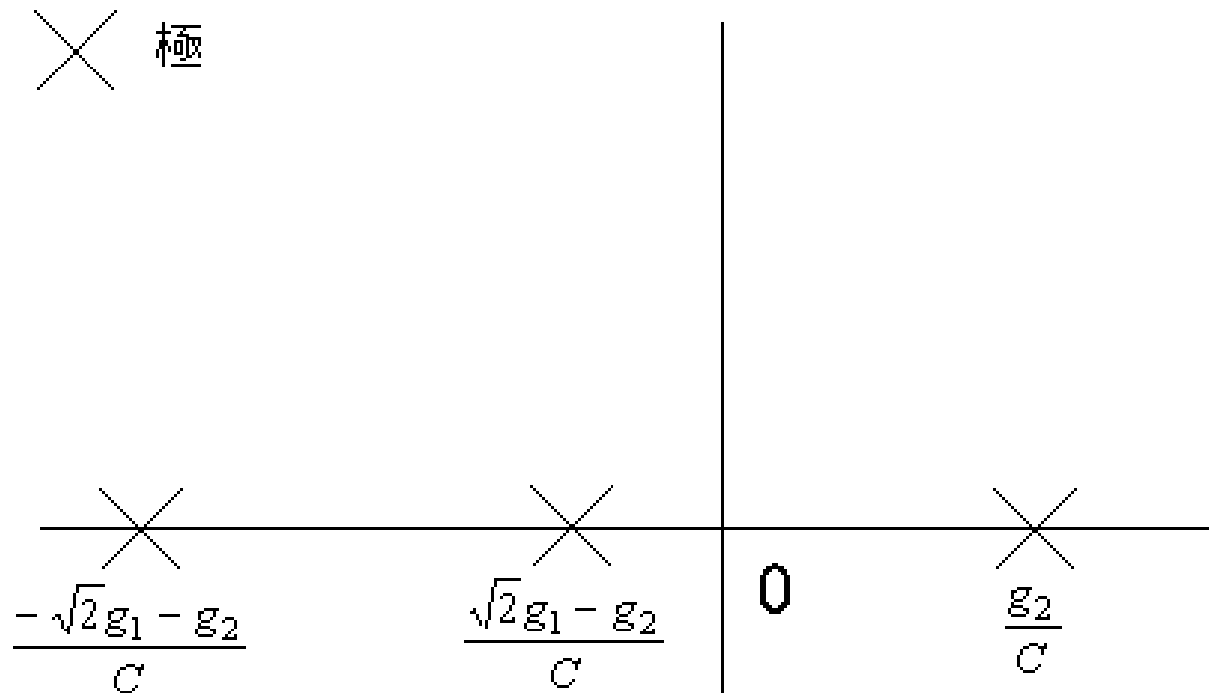
$$G(j\omega) = \frac{j(C^5 \omega^5 + -g_2 C^4 \omega^4 - 4g_1^2 C^3 \omega^3 + C(4g_1^4 - g_2^4)\omega + g_2(4g_1^4 - 4g_1^2 g_2^2 + g_2^4))}{-C^6 \omega^6 + C^4(4g_1^2 + 3g_2^2)\omega^4 - C^2(4g_1^4 + 3g_2^4)\omega^2 + g_2^2(4g_1^4 - 4g_1^2 g_2^2 + g_2^4)}$$

$$G(j\omega) = \frac{-jC \left( \omega - \frac{\sqrt{2g_1^2 - g_2^2}}{C} \right) \left( \omega + \frac{\sqrt{2g_1^2 - g_2^2}}{C} \right)}{\left( \omega - \frac{g_2}{C} \right) \left( \omega + \frac{\sqrt{2}g_1 + g_2}{C} \right) \left( \omega + \frac{-\sqrt{2}g_1 + g_2}{C} \right)}$$

極  $\omega = \frac{g_2}{C}, \frac{-\sqrt{2}g_1 - g_2}{C}, \frac{\sqrt{2}g_1 - g_2}{C}$  零点  $\omega = \pm \frac{\sqrt{2g_1^2 - g_2^2}}{C}$

# 問題点： 極の位置

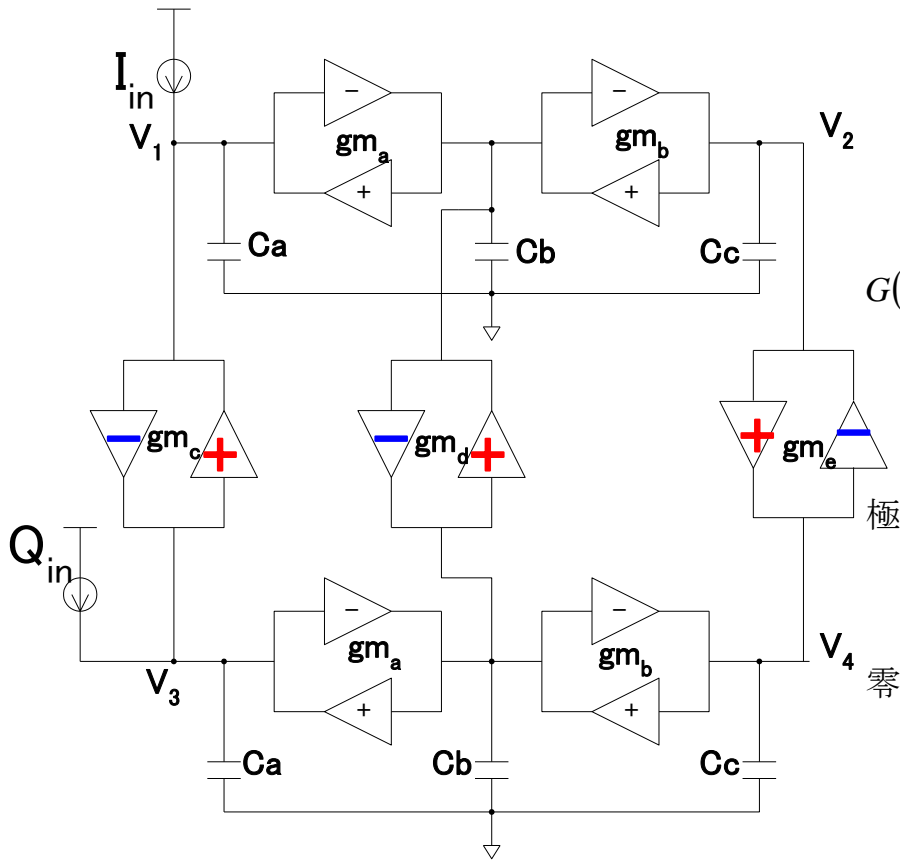
3つの極の位置が周波数 $\omega$ に関し、  
正と負の範囲で2つに分かれてまう。  
これを片側に寄せる(正だけまたは負だけにする)  
ことが必要となる。





# 極の移動

極を片方に寄せるために  
gmeの符号の向きを反対した。



$$G(j\omega) = \frac{-jC \left( \omega + \frac{g_2 + \sqrt{2}\sqrt{g_1^2 + g_2^2}}{C} \right) \left( \omega + \frac{g_2 - \sqrt{2}\sqrt{g_1^2 + g_2^2}}{C} \right)}{\left( \omega + \frac{g_2}{C} \right) \left( \omega + \frac{\sqrt{2}g_1 + g_2}{C} \right) \left( \omega + \frac{-\sqrt{2}g_1 + g_2}{C} \right)}$$

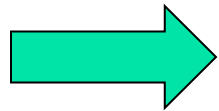
$$\omega = -\frac{g_2}{C}, \frac{-\sqrt{2}g_1 - g_2}{C}, \frac{\sqrt{2}g_1 - g_2}{C}$$

$$\omega = \frac{-g_2 - \sqrt{2}\sqrt{g_1^2 + g_2^2}}{C}, \frac{-g_2 + \sqrt{2}\sqrt{g_1^2 + g_2^2}}{C}$$

# 極と零点の配置

3つの極が周波数 $\omega$ に関し、全て負である。

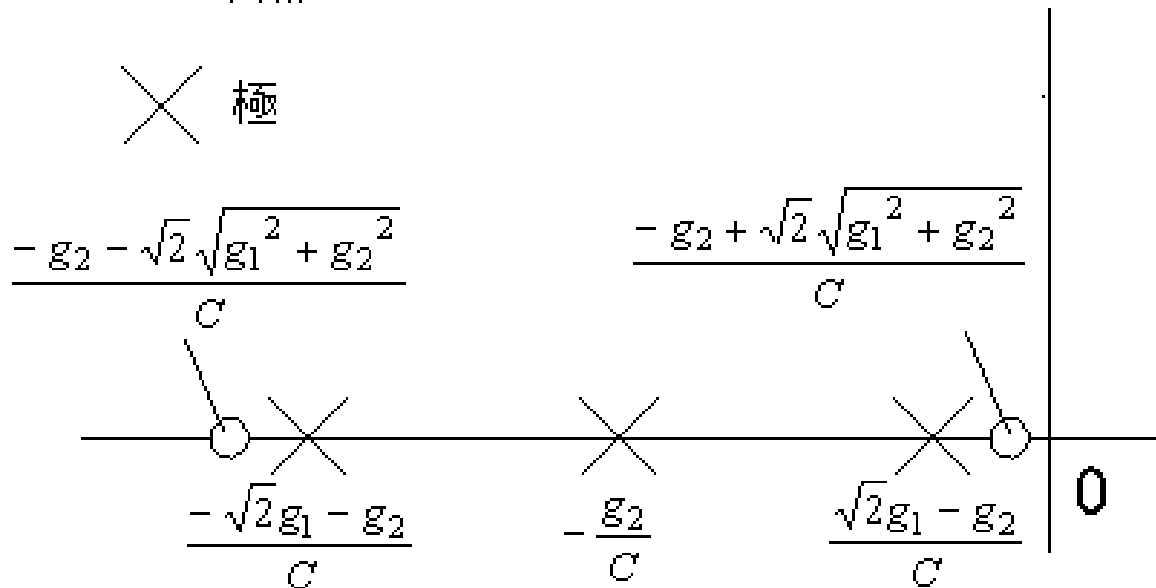
2つのゼロ点は3つの極の両側にある。



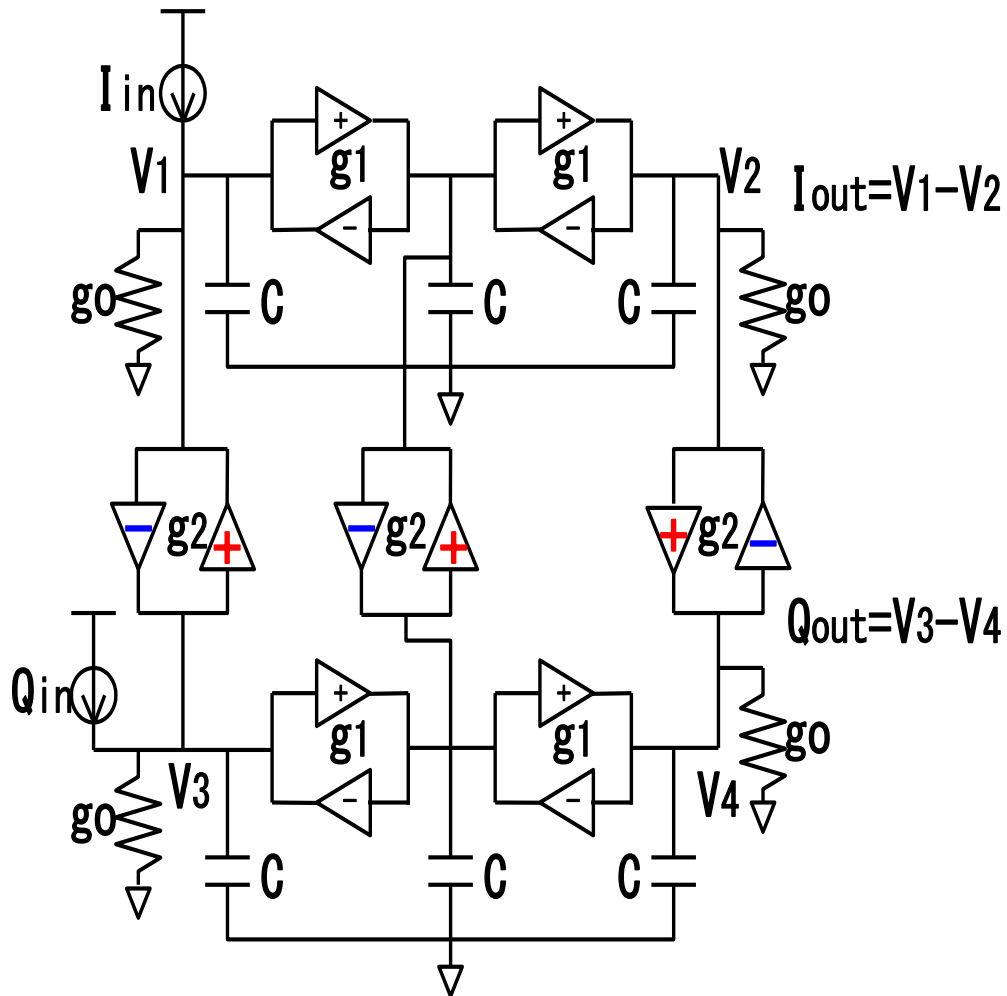
複素バンドパス・フィルタが構成可能。

○ 零点

× 極



# g<sub>0</sub>を含んだ3次複素バンドパス Gm-Cフィルタの構成



複素電流入力:  
 $I_{in} + j Q_{in}$   
複素電圧出力:  
 $I_{out} + j Q_{out}$

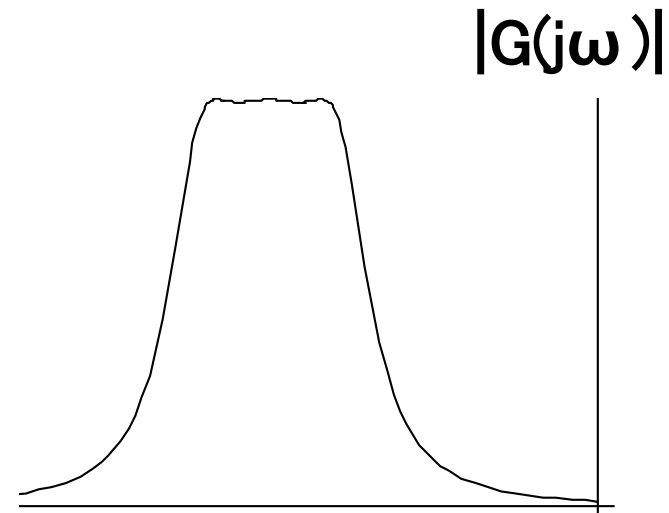
# g<sub>0</sub>を含んだ3次複素バンドパス Gm-Cフィルタの伝達関数導出

$$G_3(s) := \frac{(s - z_1)(s - z_2)}{C(s - p_1)(s - p_2)(s - p_3)}$$

ここで  $\omega_c := \frac{g_2}{C}$ ,  $p_1 := \frac{g_0}{C} - j\omega_c$

$$p_2, p_3 := -\frac{g_0}{2C} + j \left( \pm \frac{\sqrt{8g_1^2 - g_0^2}}{2C} - \omega_c \right)$$

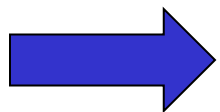
$$z_1, z_2 := -\frac{g_0}{2C} + j \left( \pm \frac{\sqrt{8g_1^2 + 8g_2^2 - g_0^2}}{2C} - \omega_c \right)$$



式による設計が可能になった。

# まとめ

- **1次**複素バンドパスGm-Cフィルタ
  - 基本構造の解析
  - 帯域制限の影響の解析
    - ➡ Q値、フィルタ特性への影響
  - 素子間ミスマッチの影響の解析
    - ➡ イメージ成分の発生
- **3次**複素バンドパスGm-Cフィルタの伝達関数を導出
  - ➡ 式によるフィルタ設計が可能



これらの解析結果をもとに  
CMOS 回路設計を行っていく。