



複素信号 (Complex Signal)

Complex signal processing is NOT complex.

複素信号処理は複雑ではない。

(Prof. Ken Martin)

Complex signal



Real signal

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

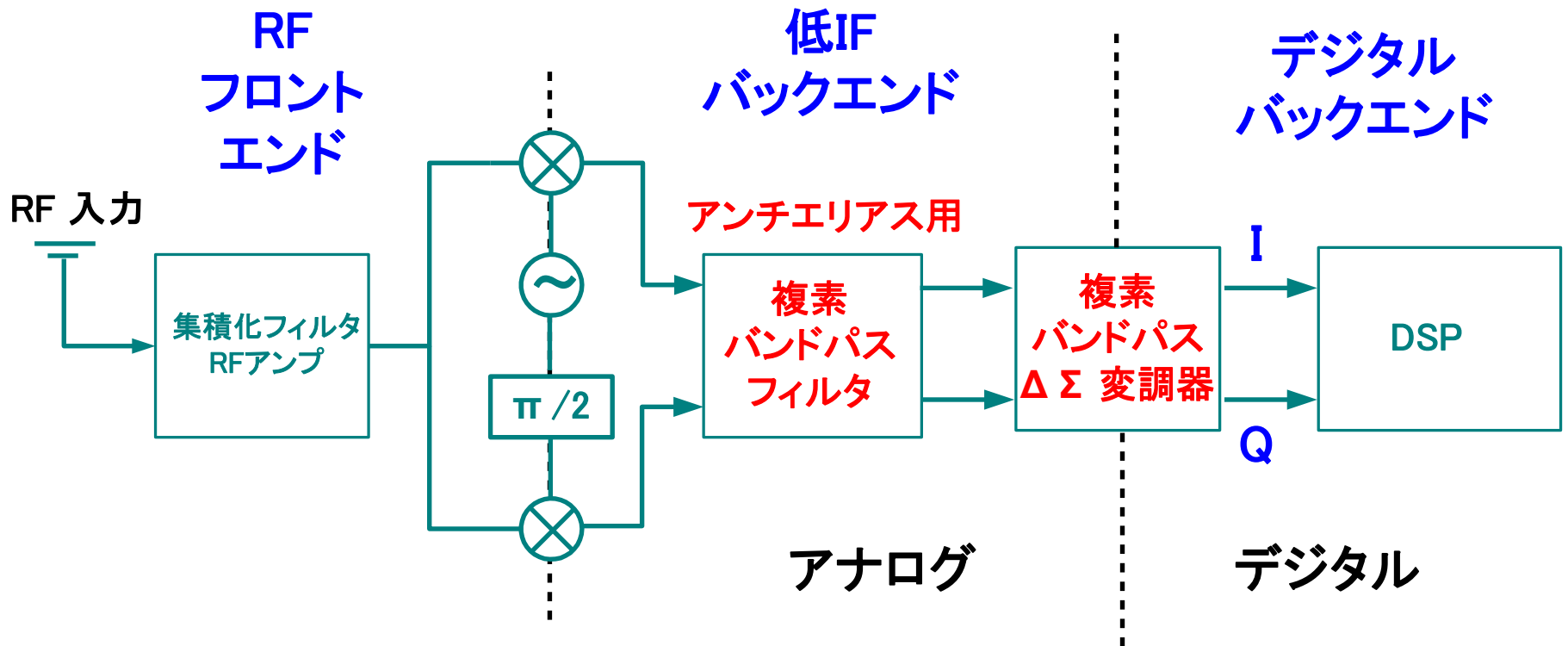
研究目的

- 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

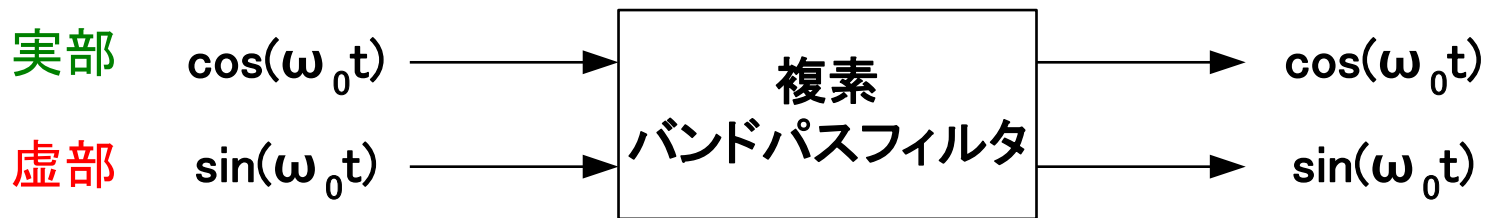


発表内容

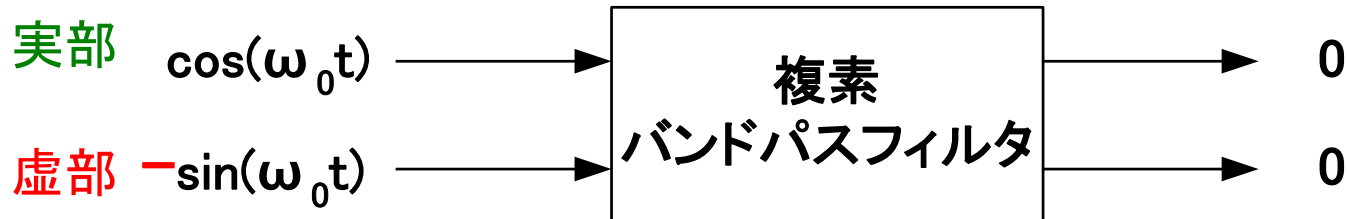
- 研究目的
- 複素バンドパスGm-Cフィルタとは？
- 1次複素バンドパスGm-Cフィルタ
- 3次複素バンドパスGm-Cフィルタ
- まとめ

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 $e^{-j\omega_0 t} \longrightarrow 0$

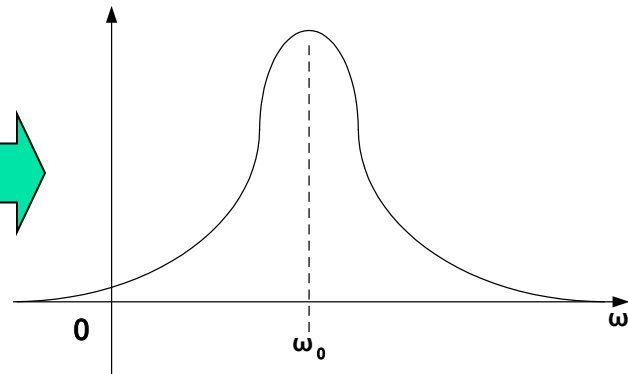
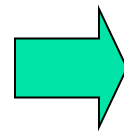


複素



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

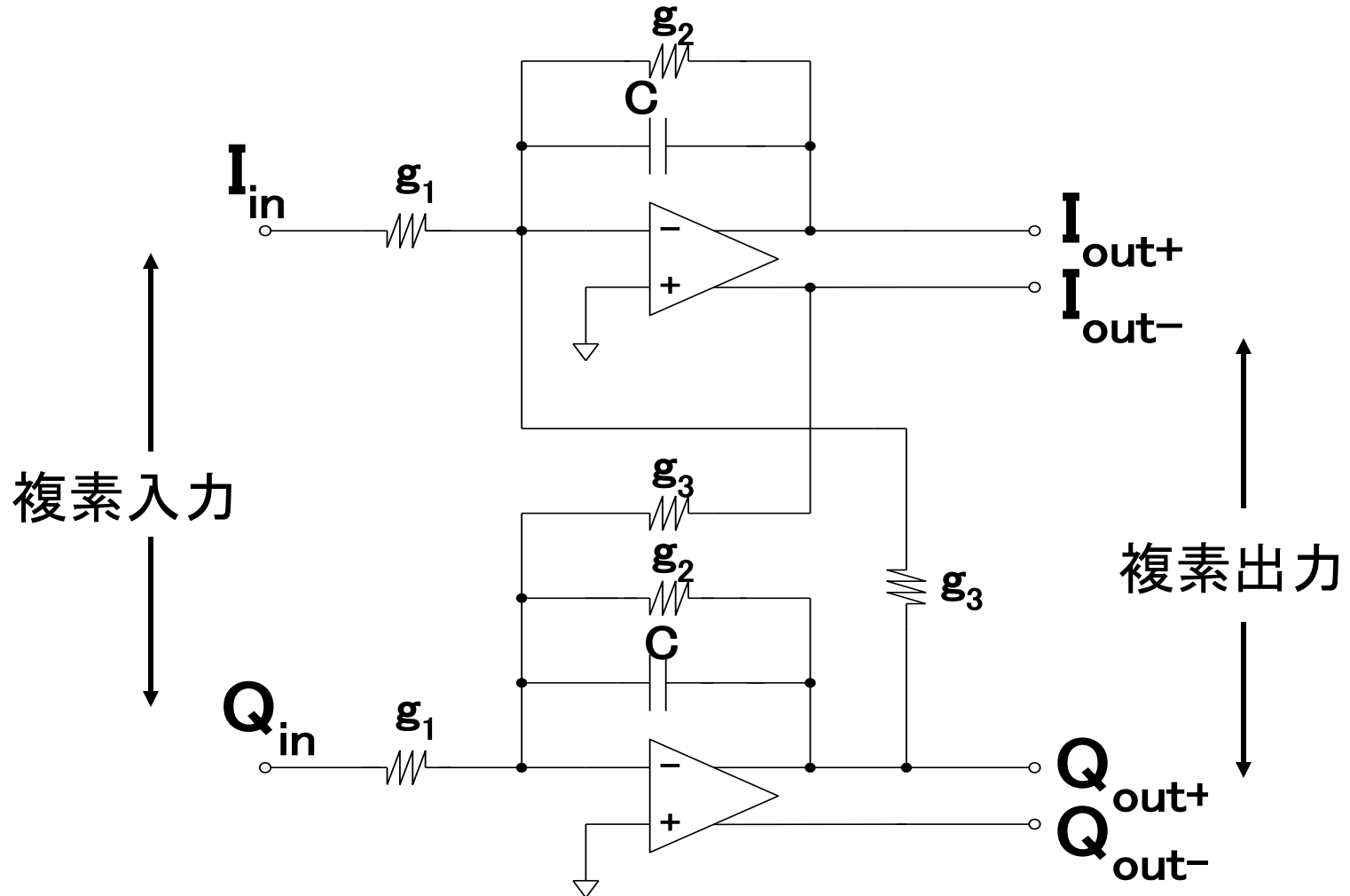
- ダイナミックレンジ大
- オペアンプ→高周波化が難しい
- R,Cを用いる→プロセス変動の影響を受ける

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}

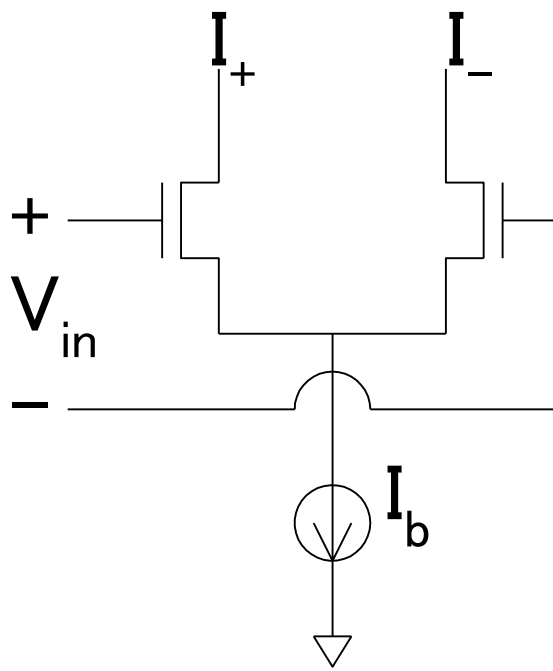
出力電流: I_{out}

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



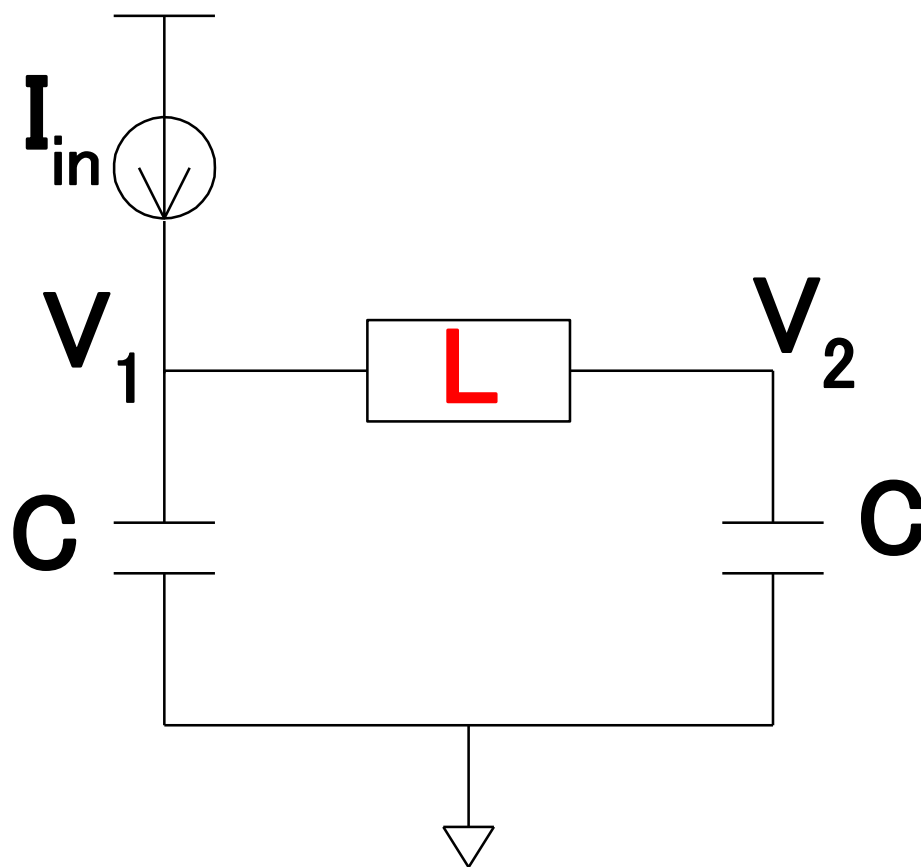
g_m の次元 $\frac{1}{R}$

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

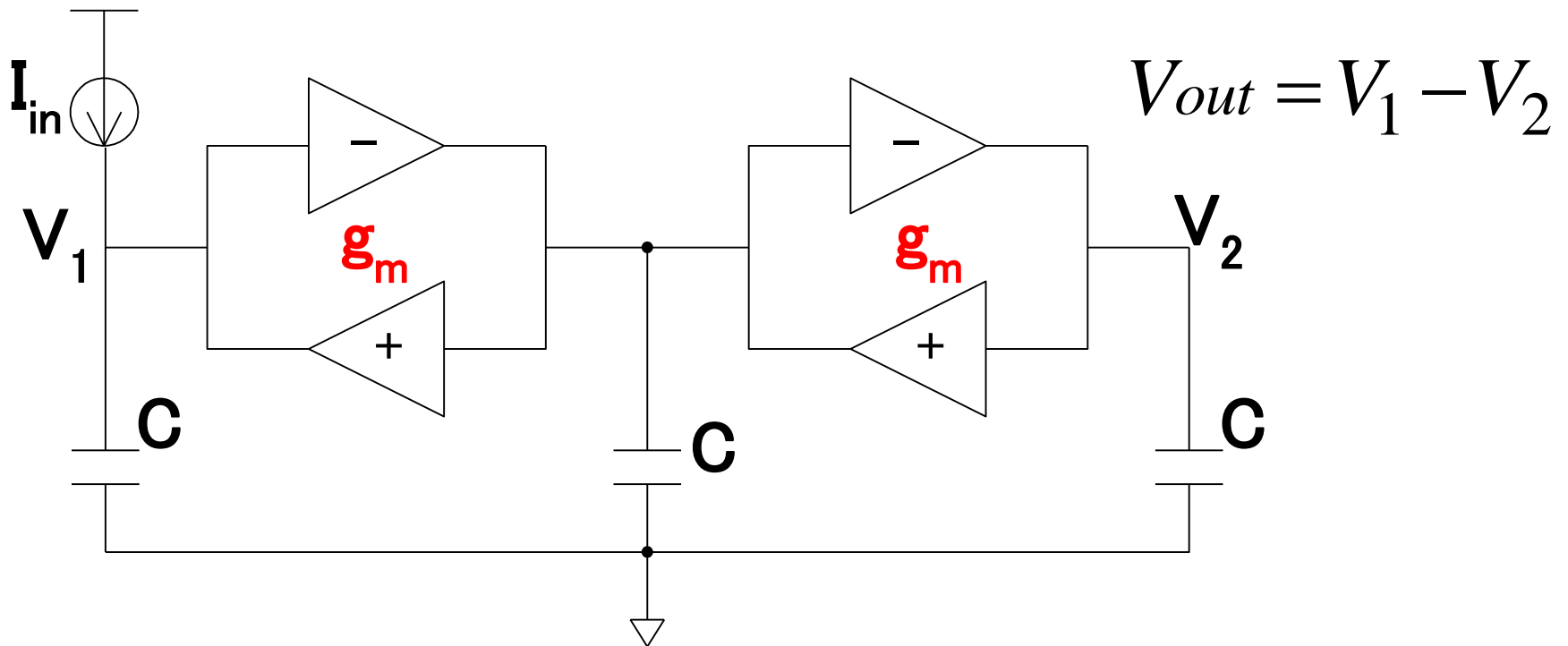


$$V_{out} = V_1 - V_2$$

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

チップ内ではLが使用困難

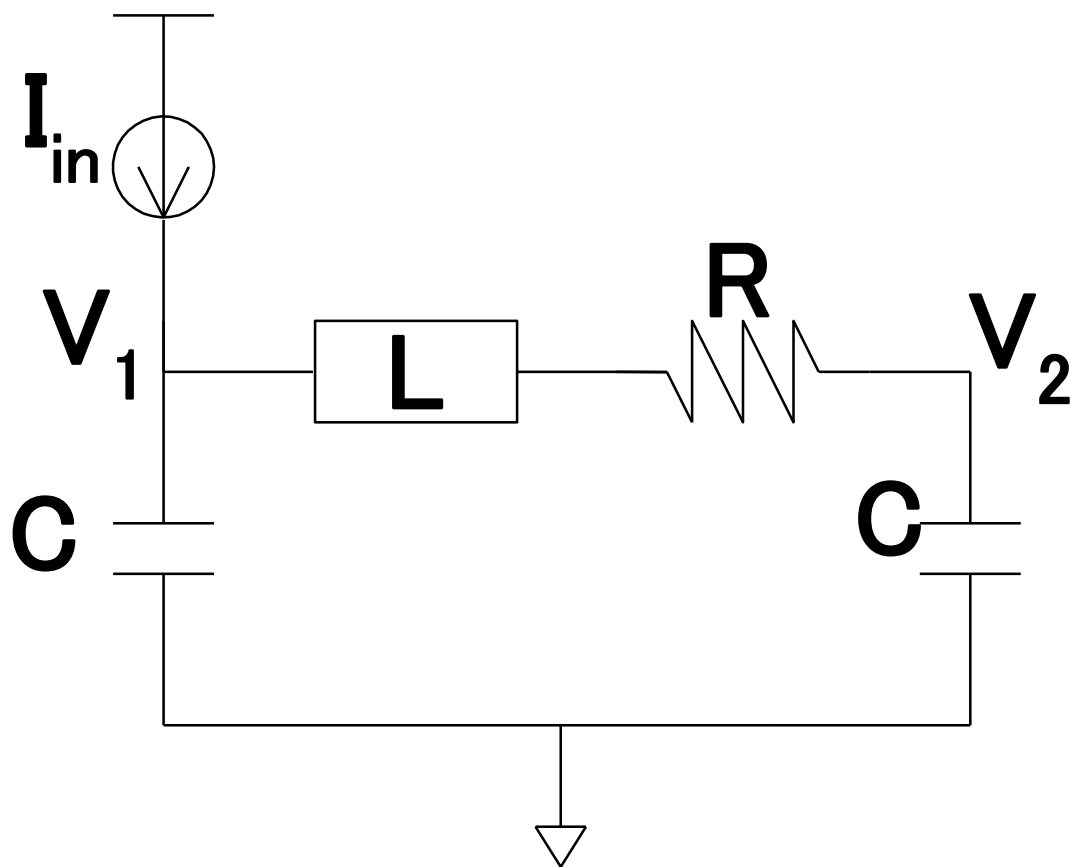
実バンドパスG_m-Cフィルタ



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

Rの影響

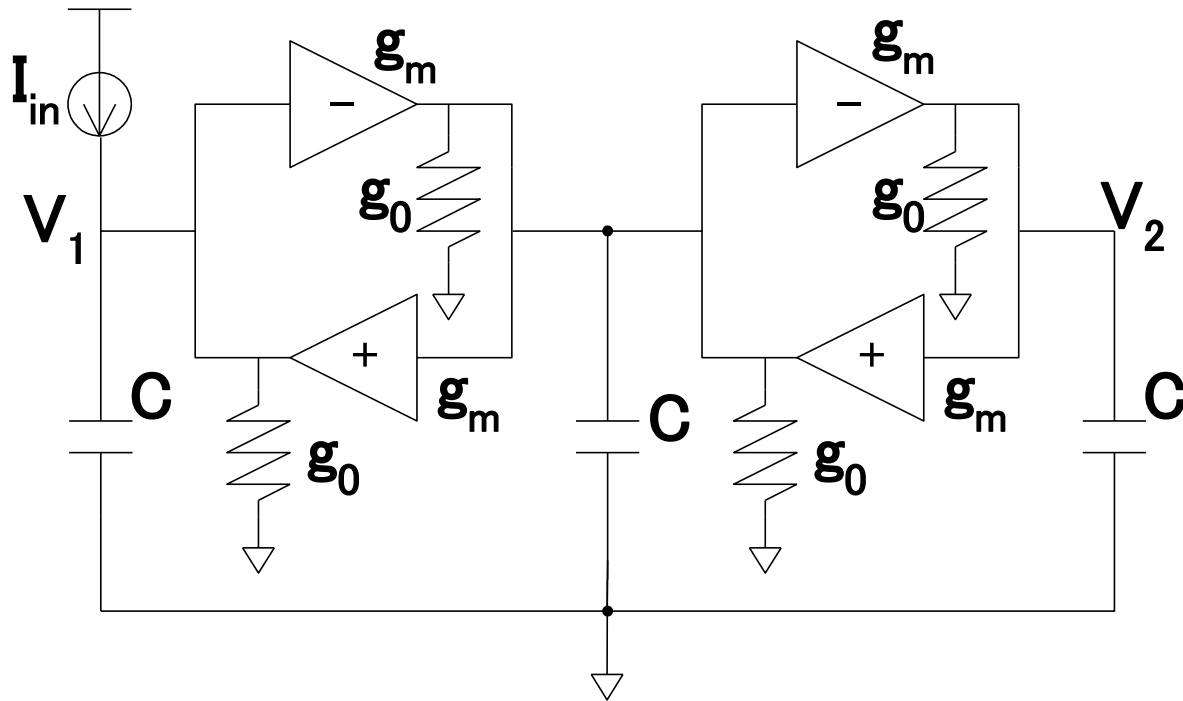
RはQを低くする。



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

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

Gm-C回路と出力コンダクタンス g_0



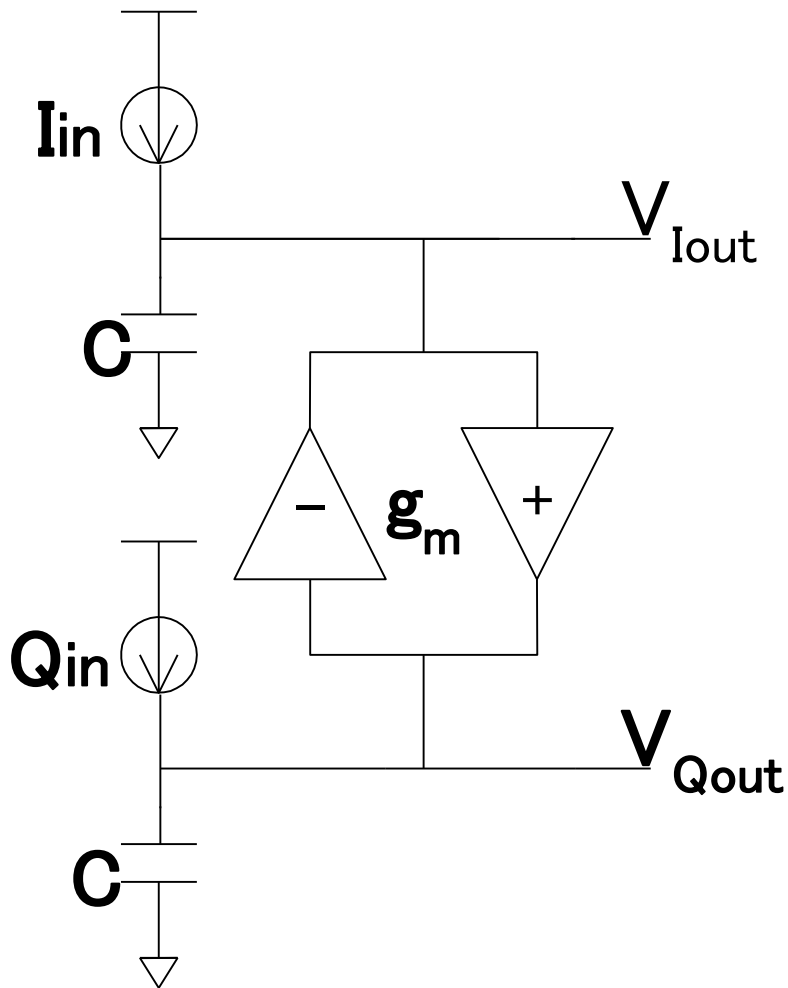
go がRに
対応

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

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:

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

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

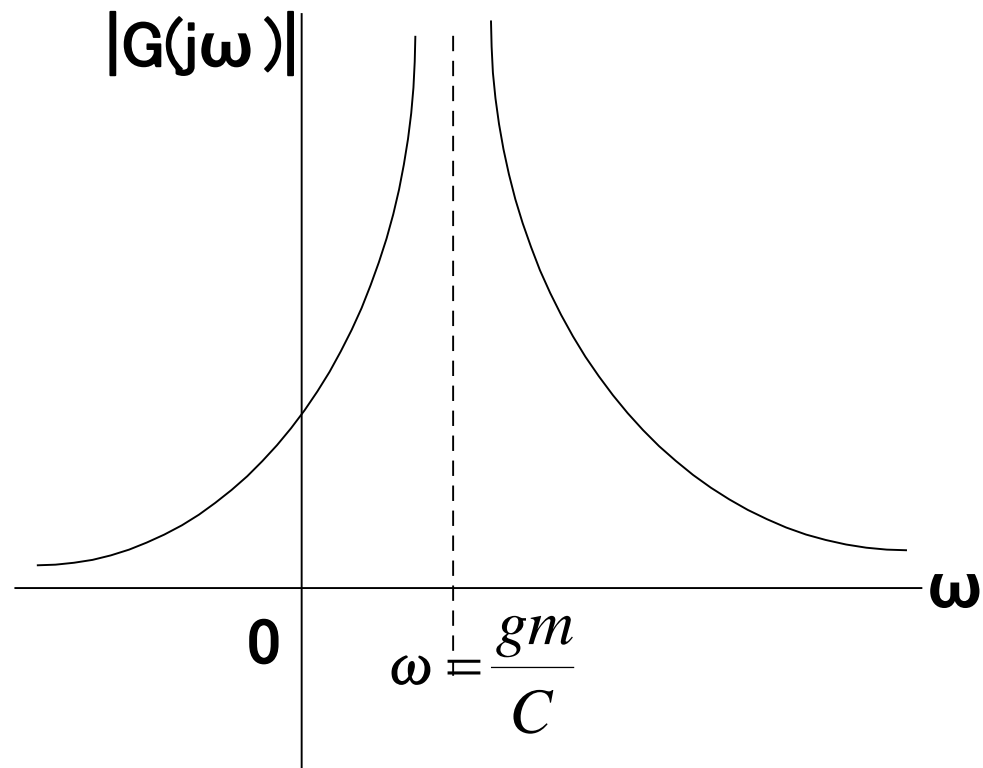
$$= \frac{1}{s^2 C^2 + g_m^2} (sC - jg_m)$$

ゲイン特性

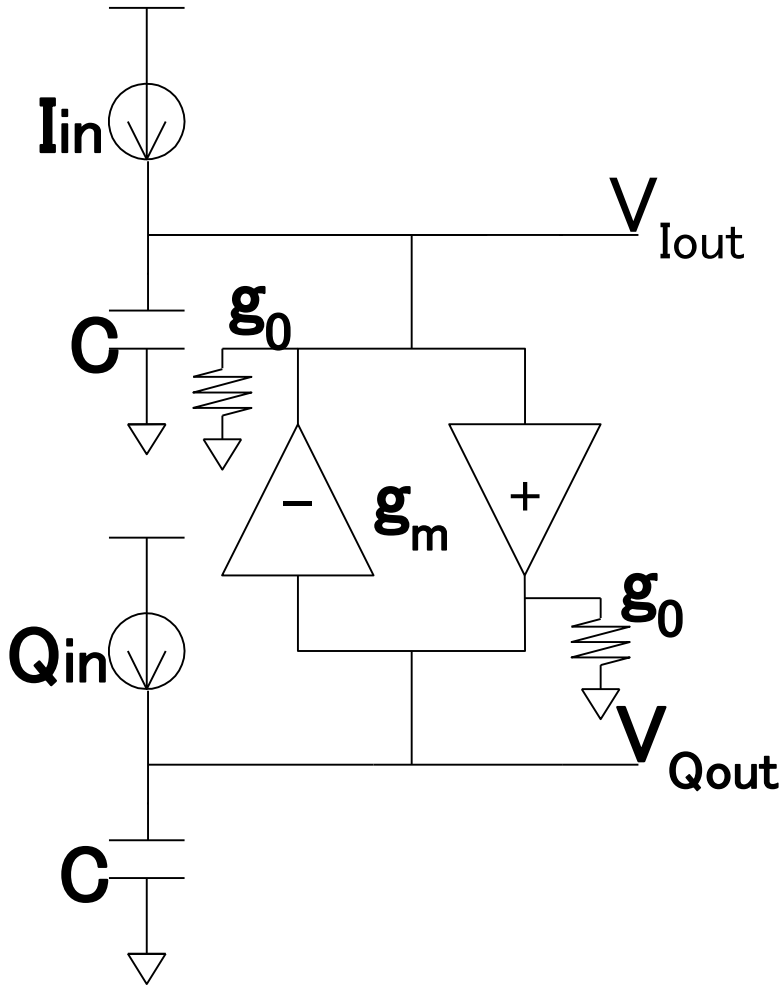
$$G(j\omega) = \frac{1}{gm^2 - \omega^2 C^2} [j\omega C - gm]$$

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

$\omega=0$ 軸に対して
非対称

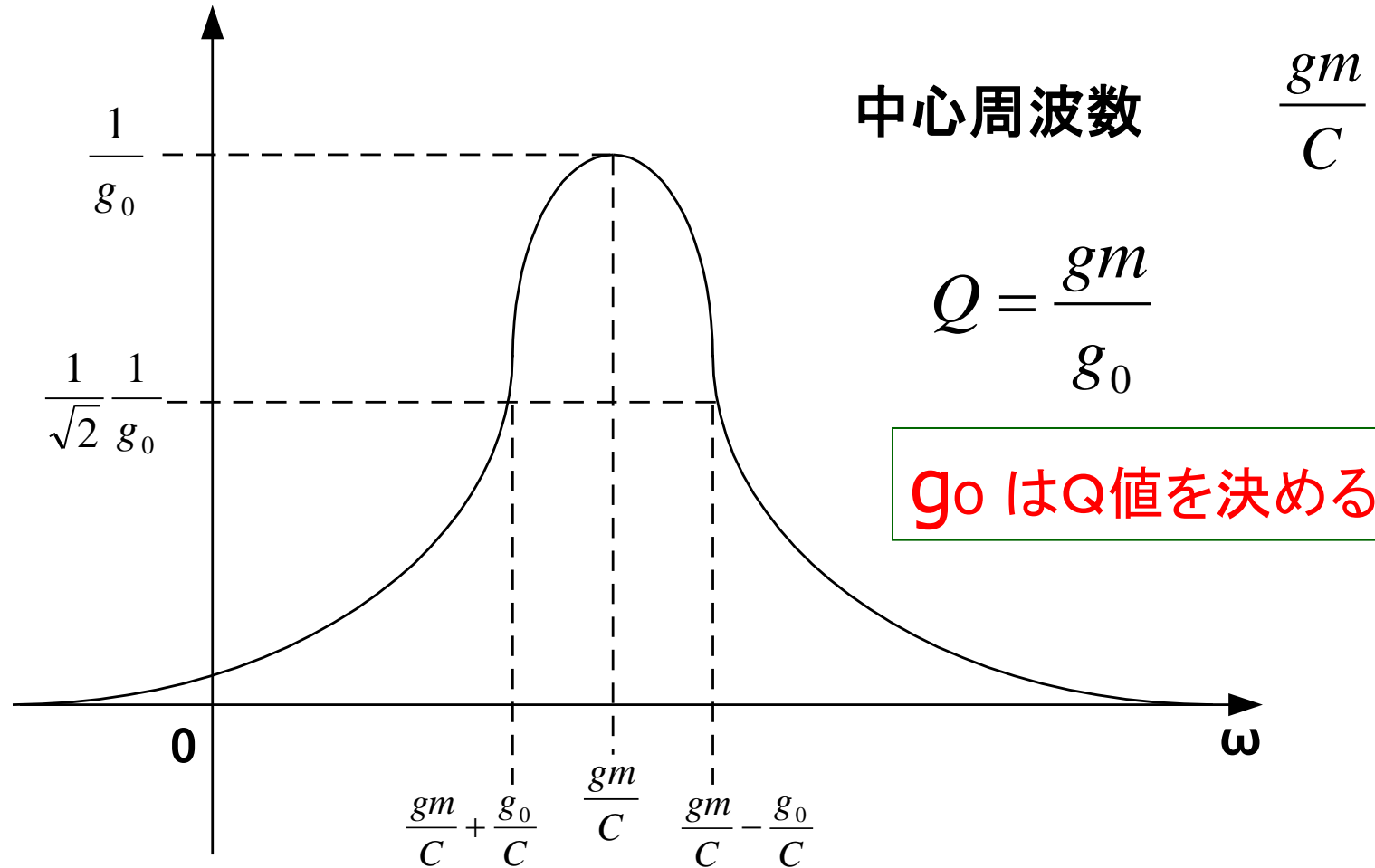


出力コンダクタンス g_0 を含んだ構成



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

g_0 を含んだ構成のゲイン特性



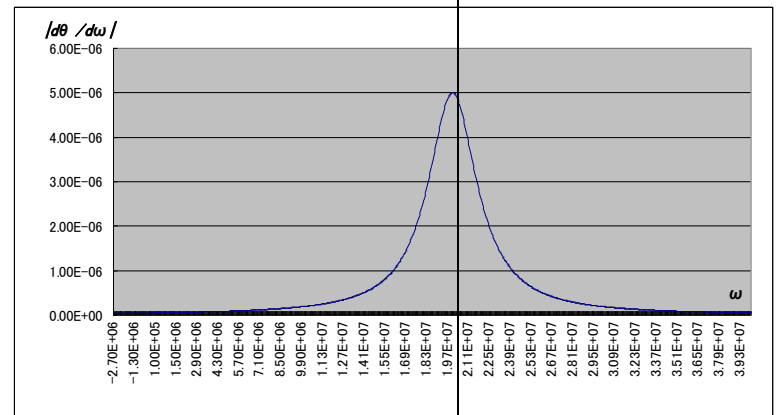
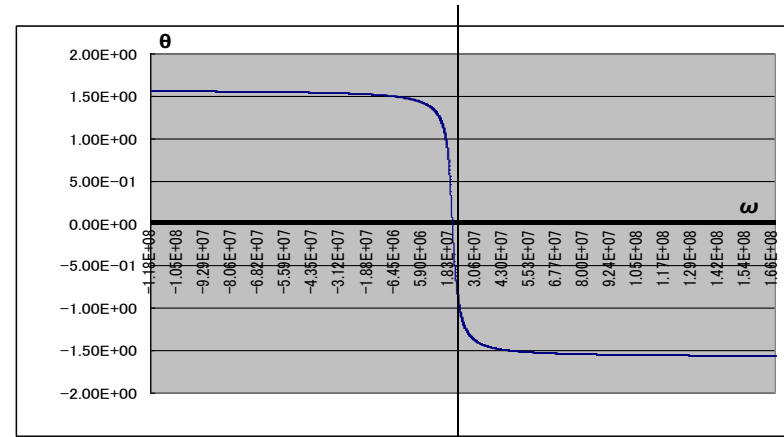
位相特性、群遅延特性

位相:

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

群遅延:

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



gm/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

$$G(j\omega) =$$

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

ω_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

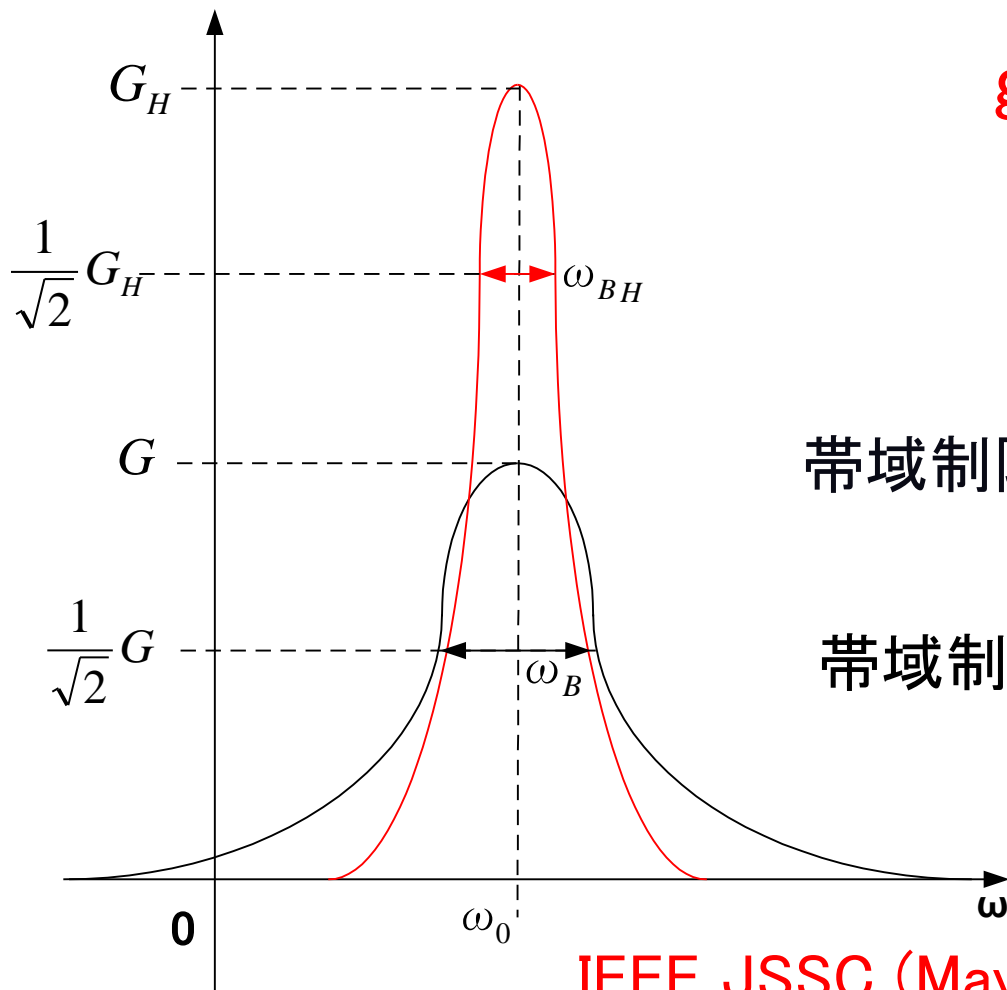
$$|G(j\omega_c)| \longrightarrow \infty$$

ω_c で発振

gmの帯域の影響 (3)

gmの1次系近似

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



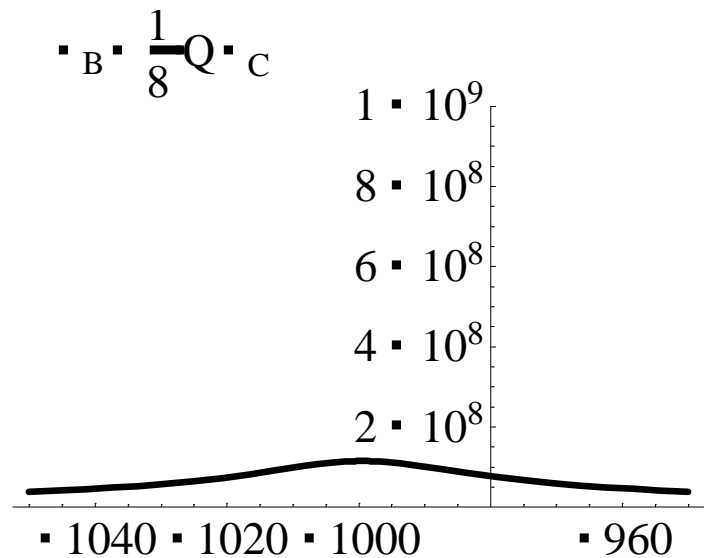
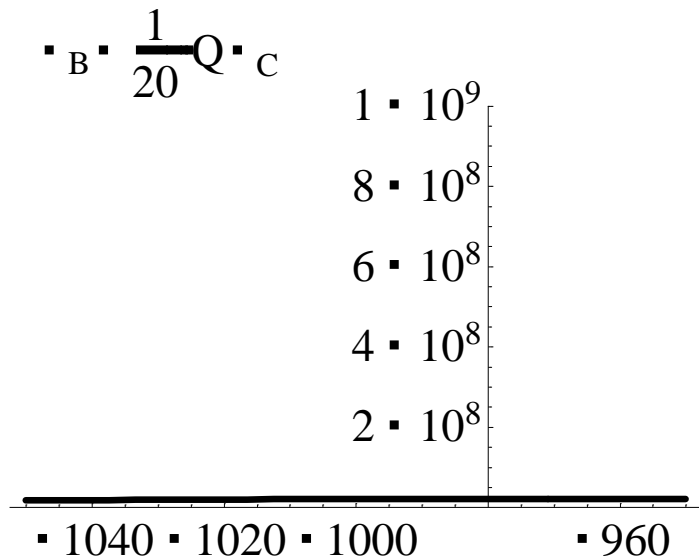
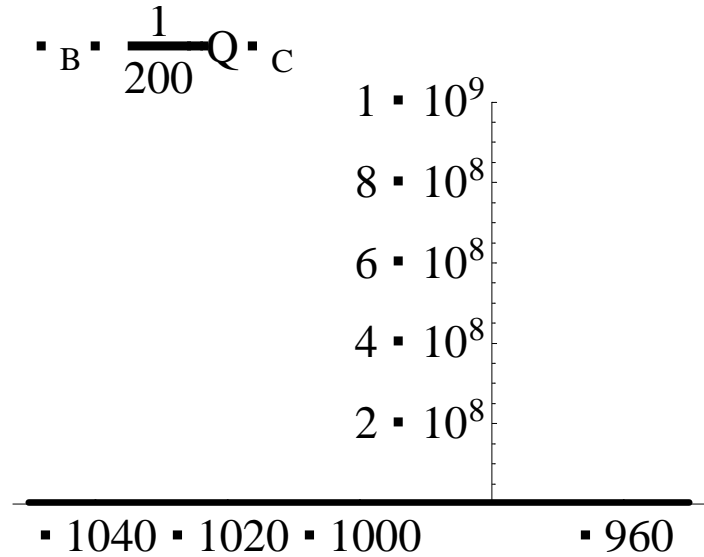
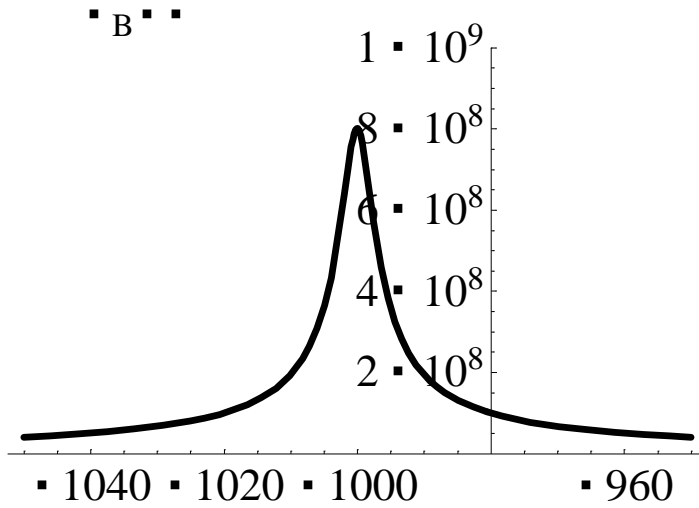
帯域制限なし $Q = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1}$

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

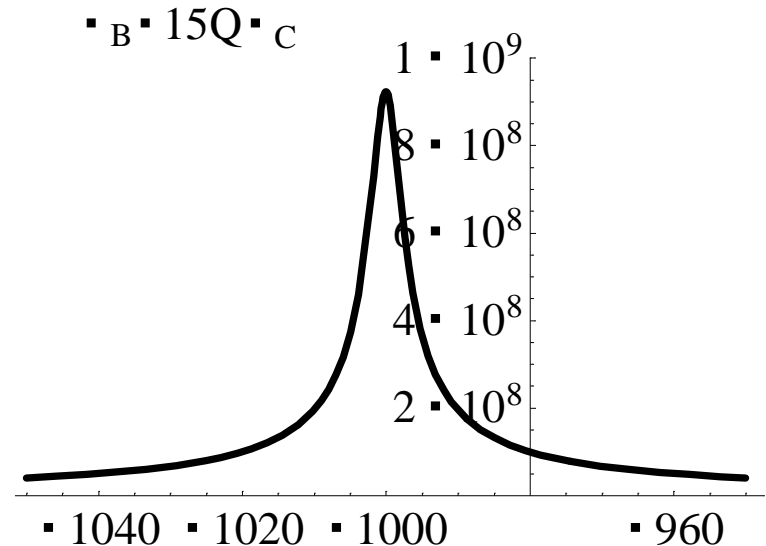
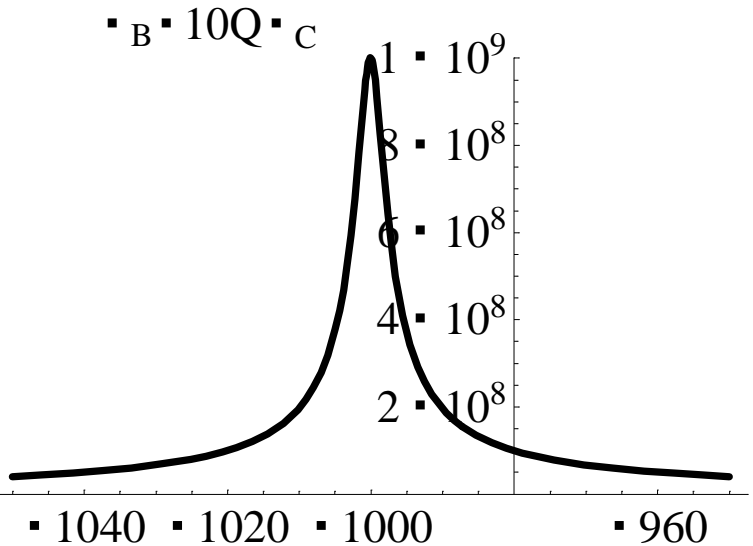
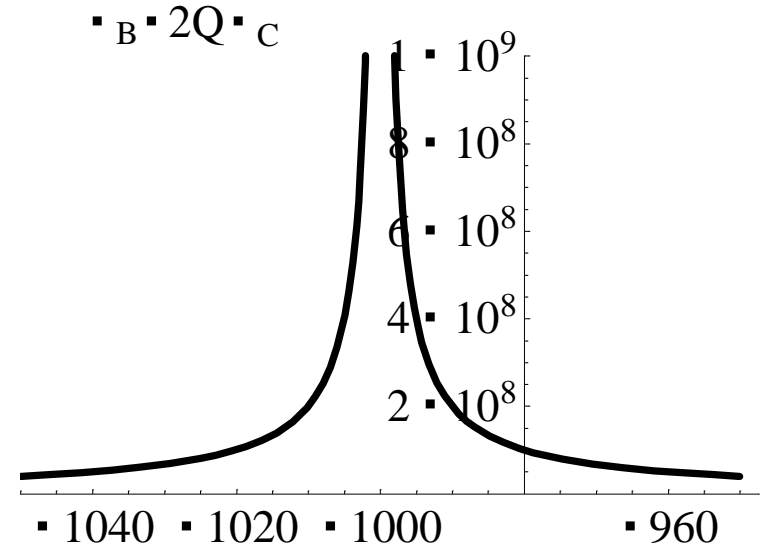
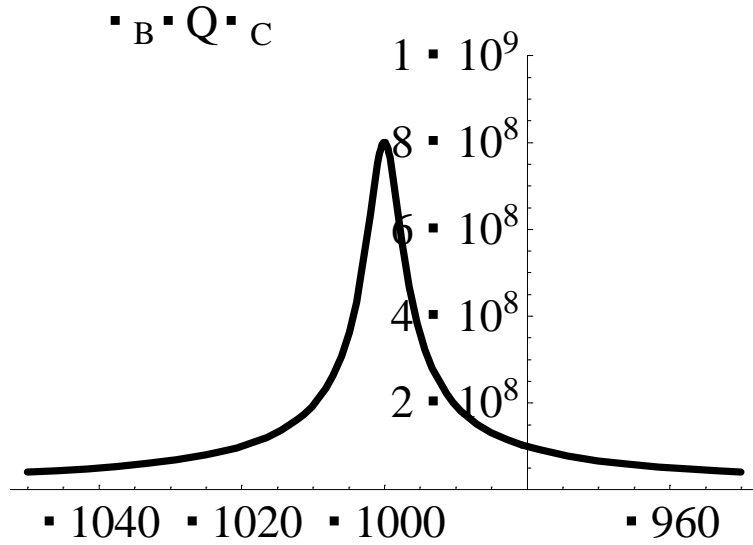
$$Q_H = Q / (1 - Q^2 \frac{\omega_0}{\omega_B})$$

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

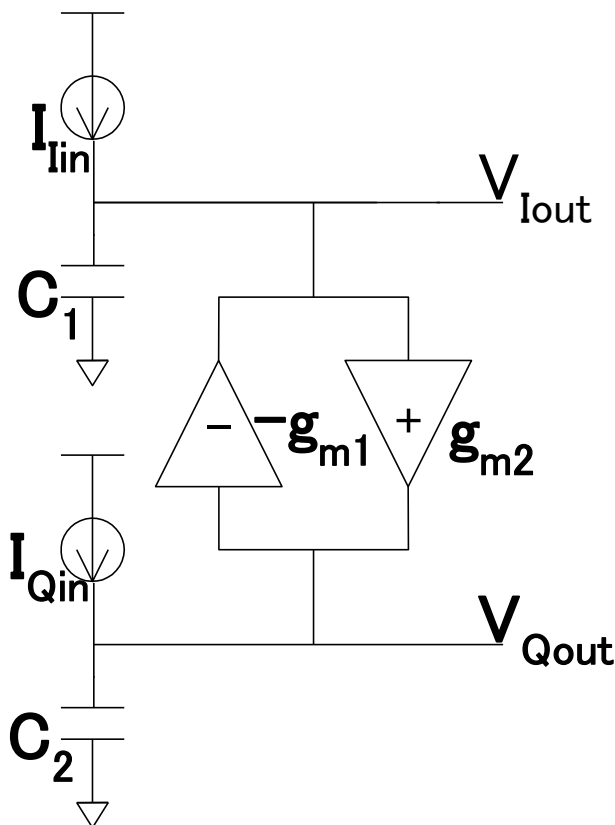
Gmの帯域 ω_B とフィルタ特性(1)



Gmの帯域 ω_B とフィルタ特性(2)



素子間ミスマッチの影響



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

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

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

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

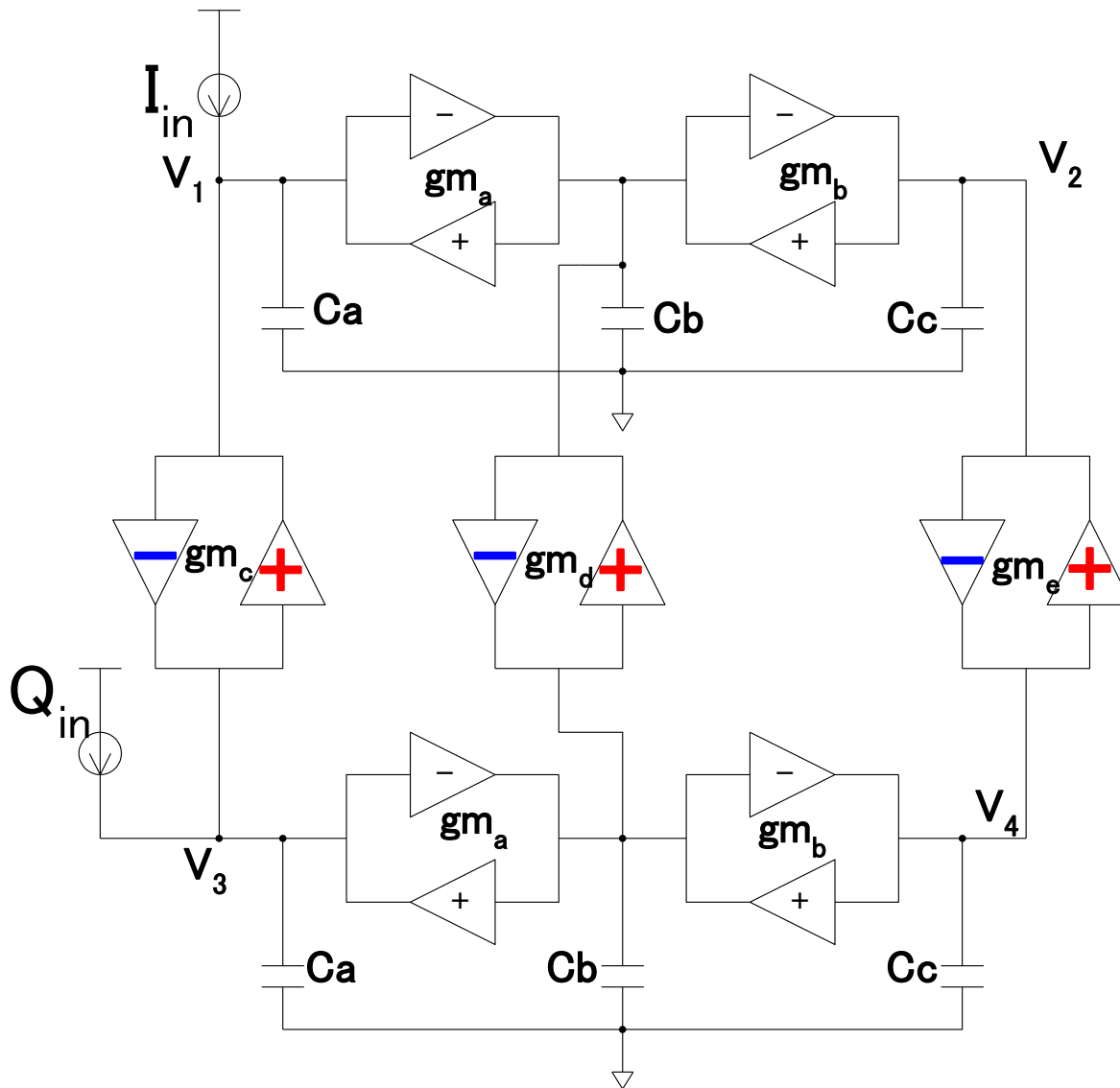
$$V_{Iout} + jV_{Qout} = \frac{sC + jg_m}{s^2 C_1 C_2 + g_{m1} g_{m2}} (I_{in} + jQ_{in}) - \frac{s\Delta C + j\Delta g_m}{s^2 C_1 C_2 + g_{m1} g_{m2}} (I_{in} - jQ_{in})$$

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。

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

$$a_6 = C^6 \quad a_4 = C^4(4g_1^2 + 3g_2^2) \quad a_2 = C^2(4g_1^4 + 3g_2^4) \quad a_0 = g_2^2(4g_1^4 - 4g_1^2 g_2^2 + g_2^4)$$

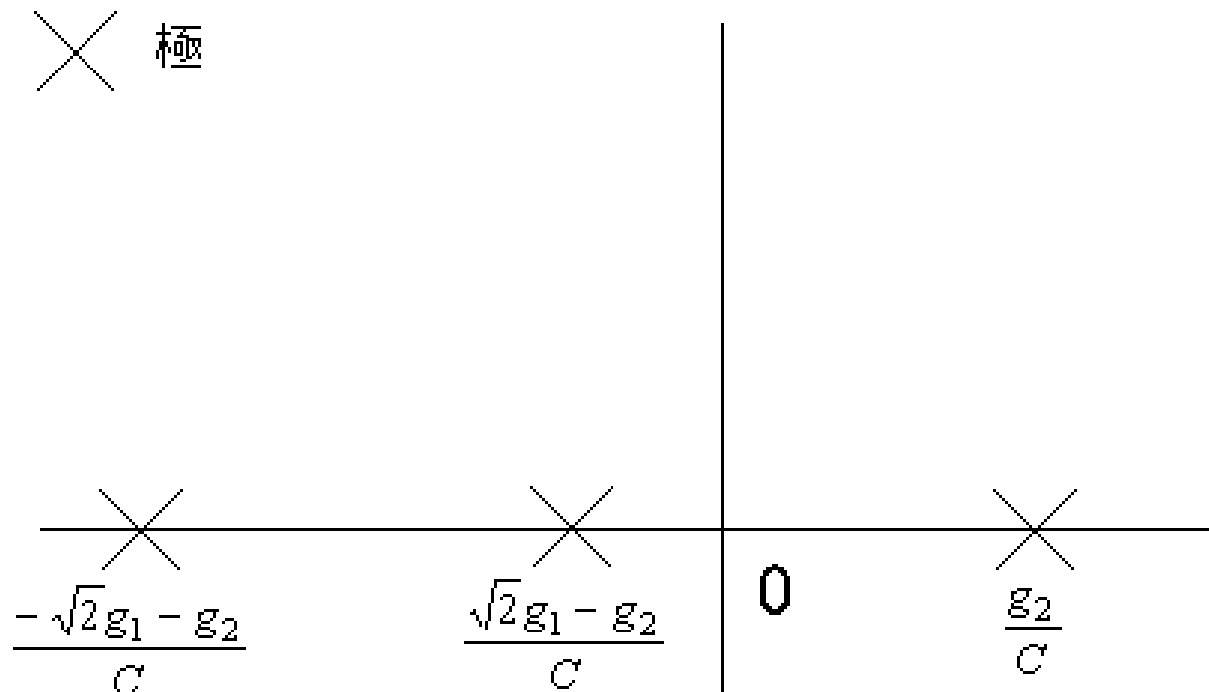
$$G(j\omega) = \frac{j(C^5 \omega^5 + -g_2 C^4 \omega^4 - 4g_1^2 C^3 \omega^3 + C(4g_1^4 - g_2^4)\omega + g_2(4g_1^4 - 4g_1^2 g_2^2 + g_2^4))}{-C^6 \omega^6 + C^4(4g_1^2 + 3g_2^2)\omega^4 - C^2(4g_1^4 + 3g_2^4)\omega^2 + g_2^2(4g_1^4 - 4g_1^2 g_2^2 + g_2^4)}$$

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

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

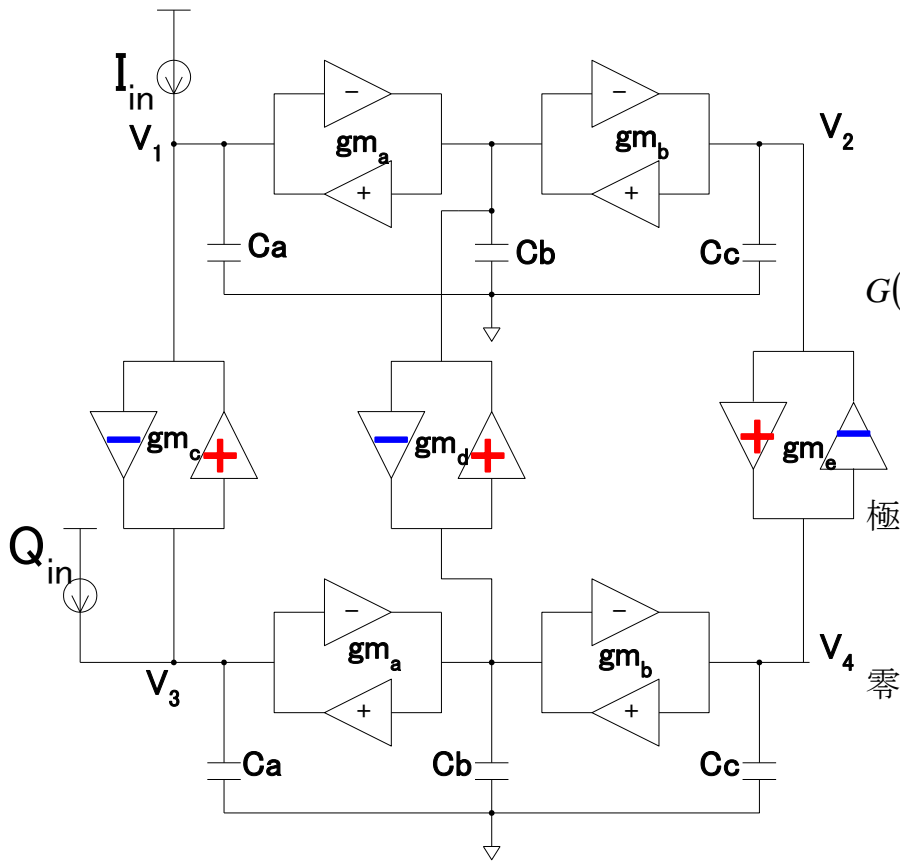
問題点： 極の位置

3つの極の位置が周波数 ω 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 ω に関し、全て負である。

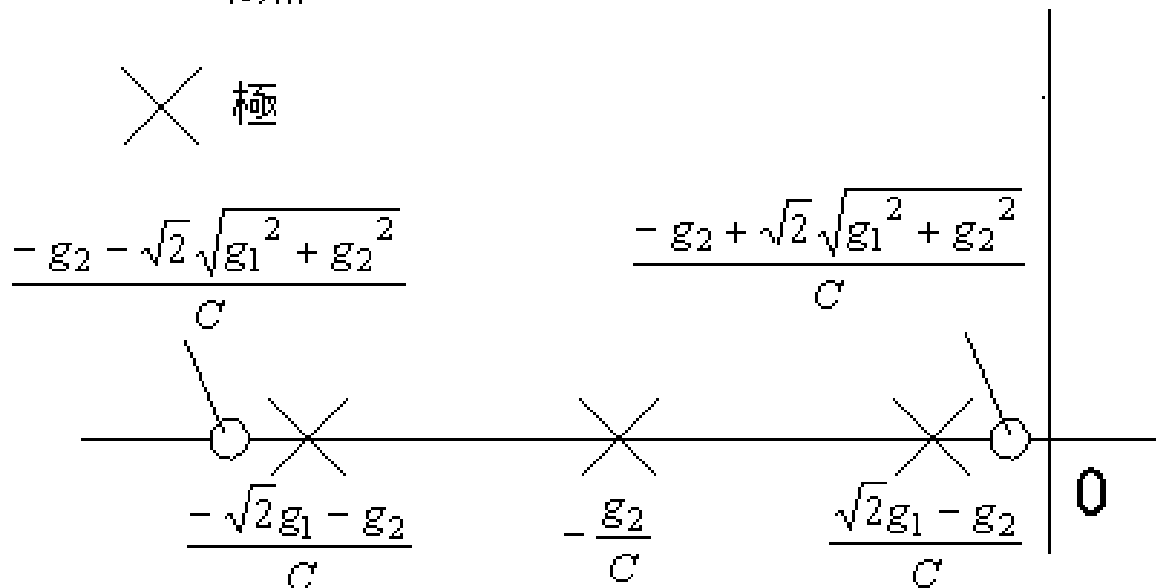
2つのゼロ点は3つの極の両側にある。



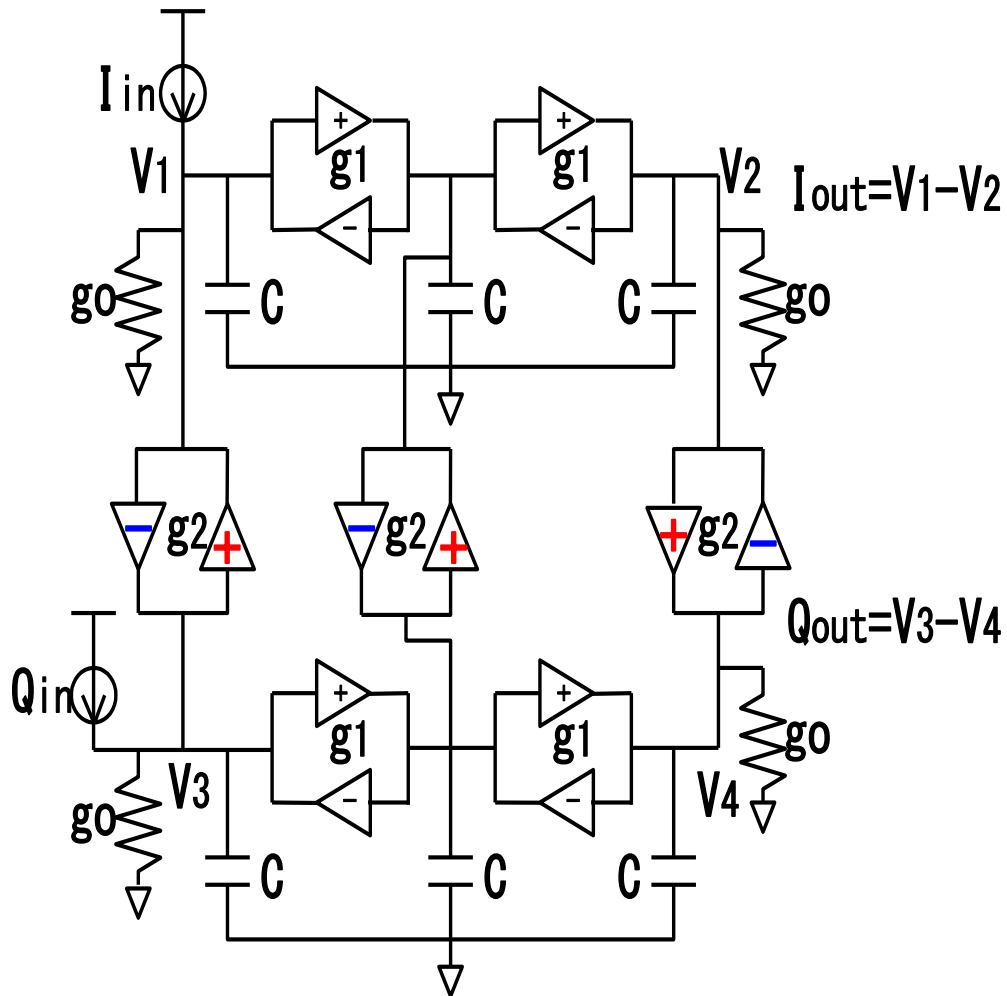
複素バンドパス・フィルタが構成可能。

○ 零点

× 極



g₀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:
 $I_{out} + j Q_{out}$

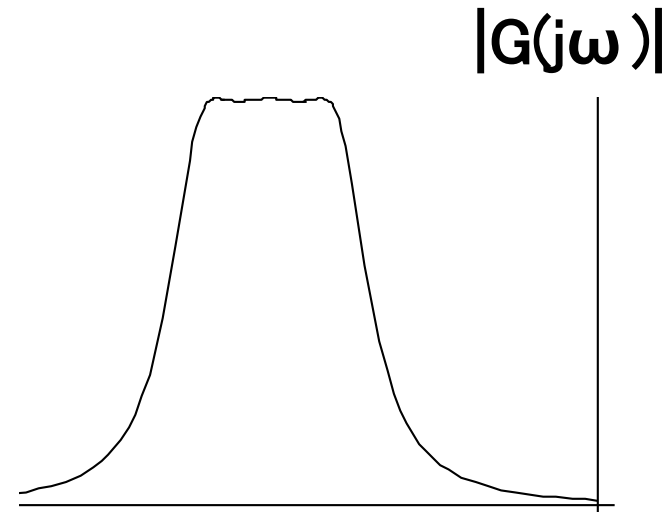
g₀を含んだ3次複素バンドパス Gm-Cフィルタの伝達関数導出

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

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

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

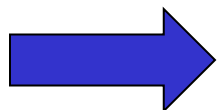
$$z_1, z_2 := -\frac{g_0}{2C} + j \left(\pm \frac{\sqrt{8g_1^2 + 8g_2^2 - g_0^2}}{2C} - \omega_c \right)$$



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。