

アナログ回路のノイズ対策

於（株）日立ハイテクノロジーズ 2008/3/5

東京大学大学院理学系研究科 2010/11/18

高エネルギー加速器研究機構

平松成範

大学共同利用機関法人

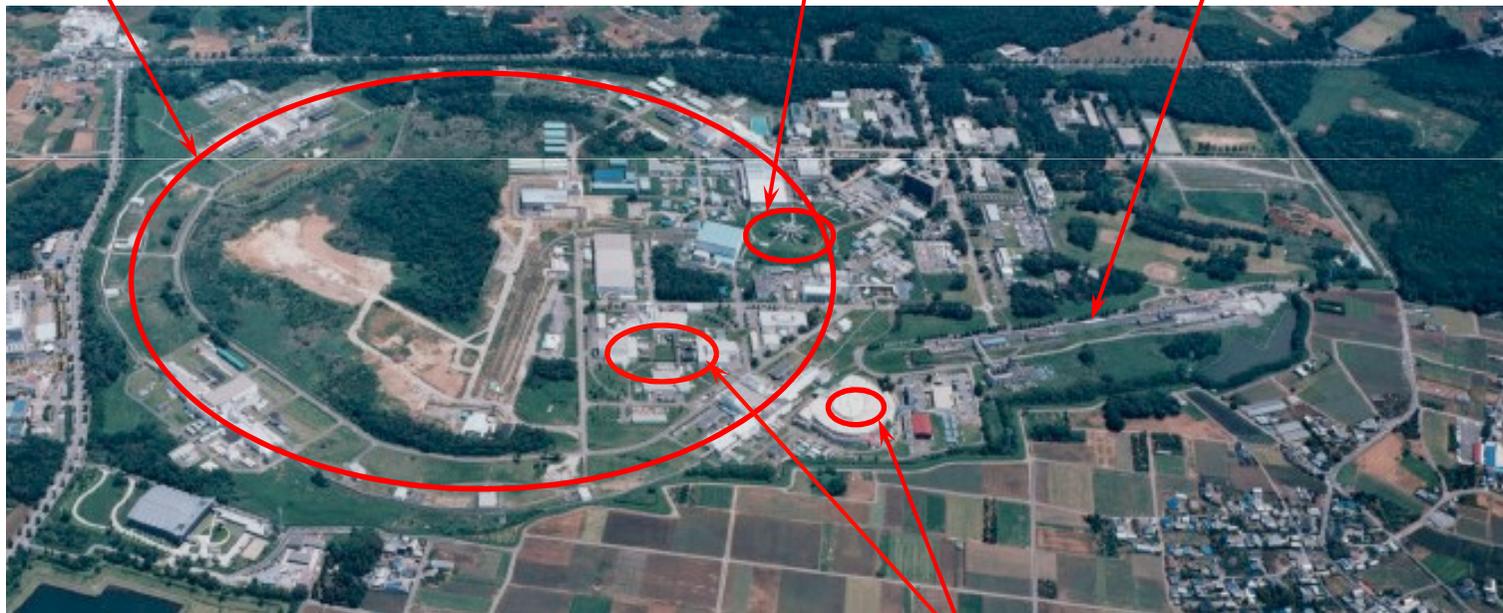
高エネルギー加速器研究機構

茨城県つくば市大穂 1-1

B ファクトリー (KEKB)
(電子/陽電子ストレージリング)

陽子シンクロトロン

電子/陽電子直線加速器

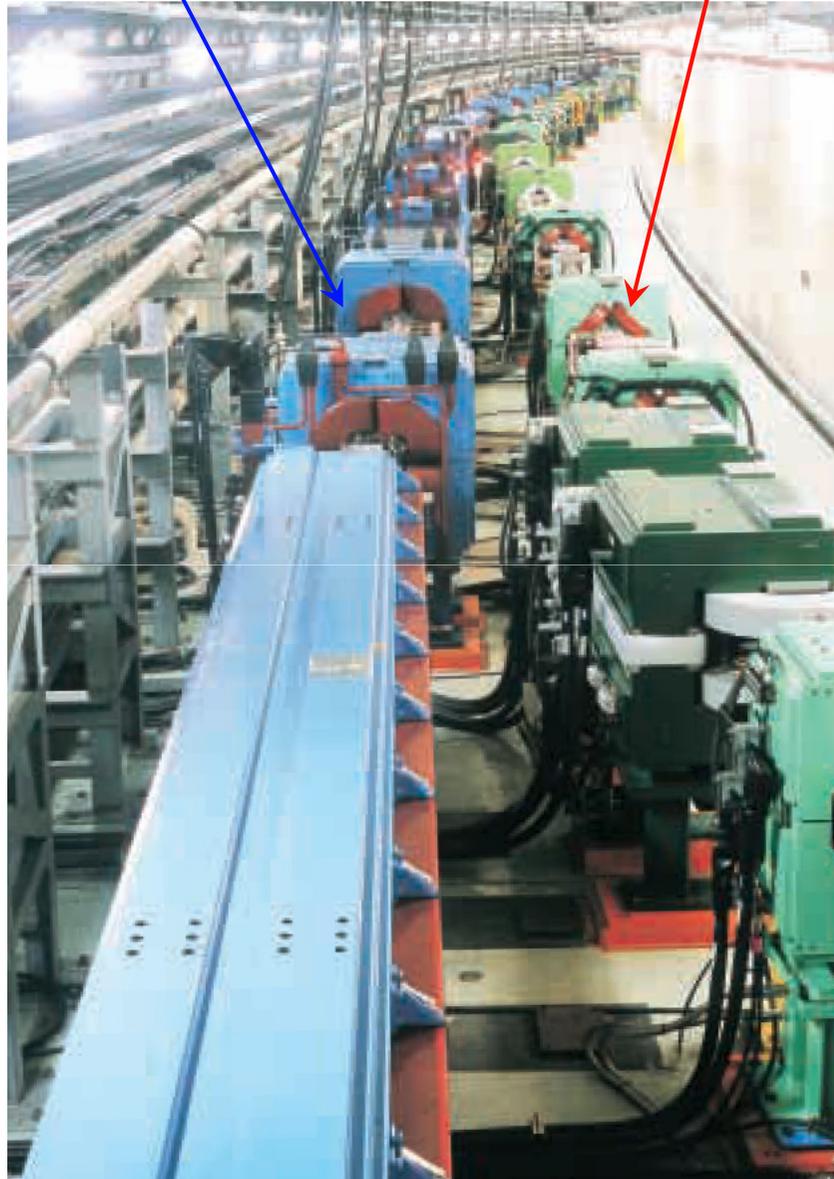


1km

放射光リング (AR&PF)
(電子ストレージリング)

電子リング

陽電子リング



B ファクトリー加速器 (KEKB)

高周波加速空洞
509MHz, 0.5MV/cav



KEKB加速器のビームライン。左側の樽のように見えるのがRES常伝導加速空洞。撮影:大須賀開雄

陽電子リング

電子リング

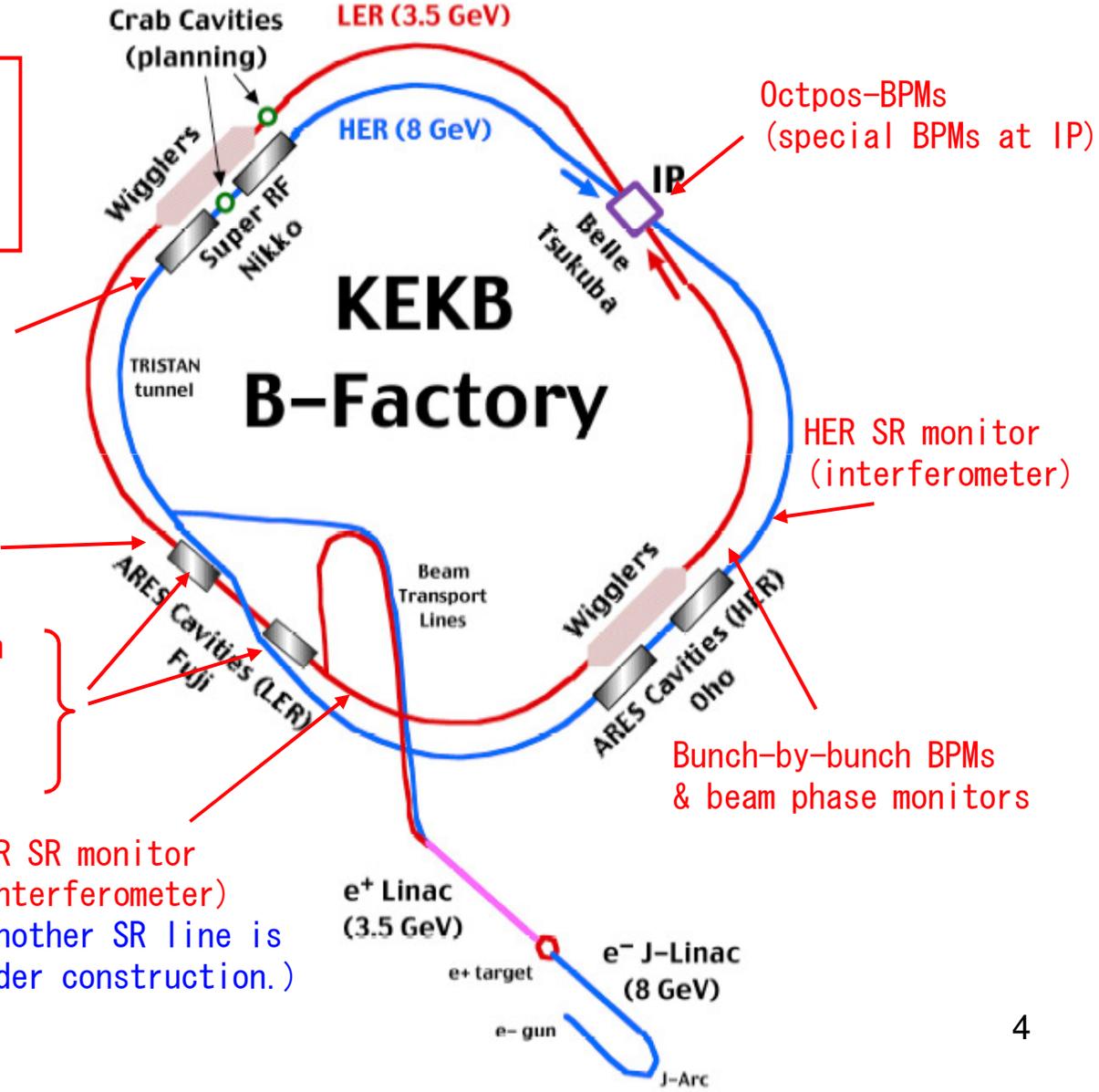
KEKB のビーム測定／診断装置

- 897 BPMs around rings
HER: 443 BPMs
LER: 454 BPMs
- 38 turn-by-turn BPMs

Bunch-by-bunch BPMs
& beam phase monitors

- LER & HER bunch-by-bunch beam feedback
- LER & HER tune meters
- Bunch current monitor

LER SR monitor
(interferometer)
(Another SR line is under construction.)



雑音（ノイズ）

- コモンモードノイズ（大型装置ではあらゆる現場で悩みの種：いわゆる外来雑音）
 - 機器間のグラウンド電位が相対的に揺らぐことにより発生する雑音
 - 空間を介して信号伝送線に誘導するものもある
 - 50Hz 交流ラインノイズ --- あらゆる機器で問題となる
 - サイリスタ、IGBT等ハイパワースイッチング素子が発生するスパイクノイズ
- ・ 信号伝送によりノーマルモード雑音を発生する

信号源や増幅器が発生する雑音

- 熱雑音 --- 抵抗成分が発生する雑音
- 散射雑音（ショットノイズ） --- 半導体等の能動素子が発生する雑音
- ・ 通信機器等微弱信号を扱う機器で問題

あらゆるハイテク機器はエレクトロニクスで制御
→ エレクトロニクスのノイズで性能が制限される

信号伝送におけるコモンモードノイズ

- ・離れた機器間の信号伝送で誰もが悩まされるノイズ
50Hzのラインノイズ、パルス性ノイズが主

例：加速器では大電力機器、ハイパワーパルス電源等の環境下という劣悪なノイズ環境で、数百メートルのアナログ信号伝送が必要となることが多い

加速器・測定室間は数10～数100m

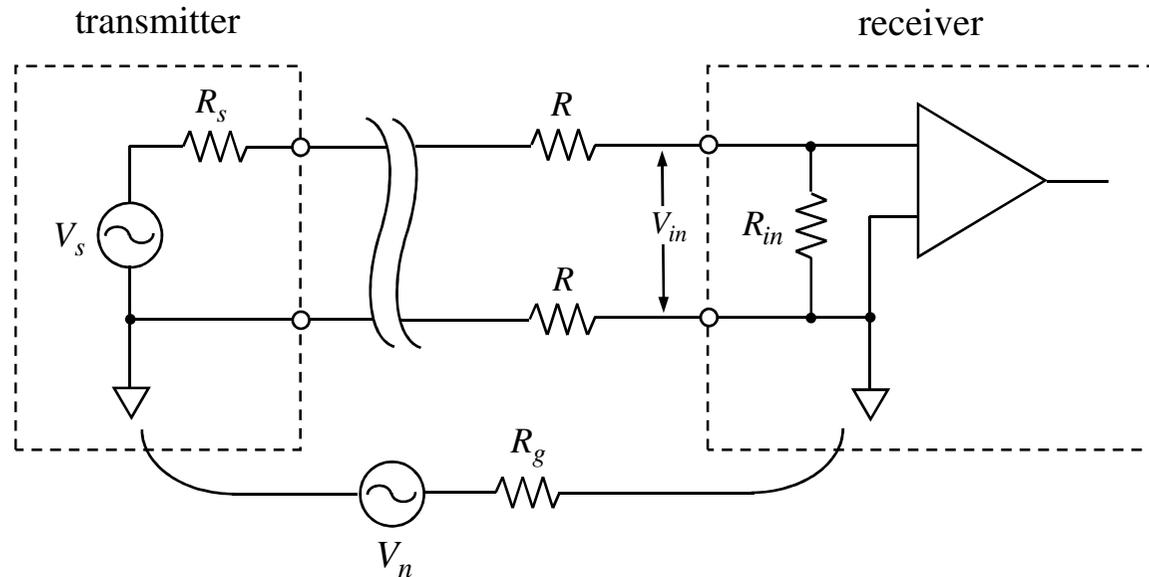
複数の測定室が数10～数100m間隔で分散配置

- ・現場で問題になるノイズはほとんどがコモンモードノイズ

例：加速器に接続されている信号線のグラウンドと測定室のグラウンド間をオシロスコープで観測すると数十ボルト以上の50Hz成分が観測されることがよくある

→ 互いのグラウンドを接触するとスパークすることがある

不平衡伝送



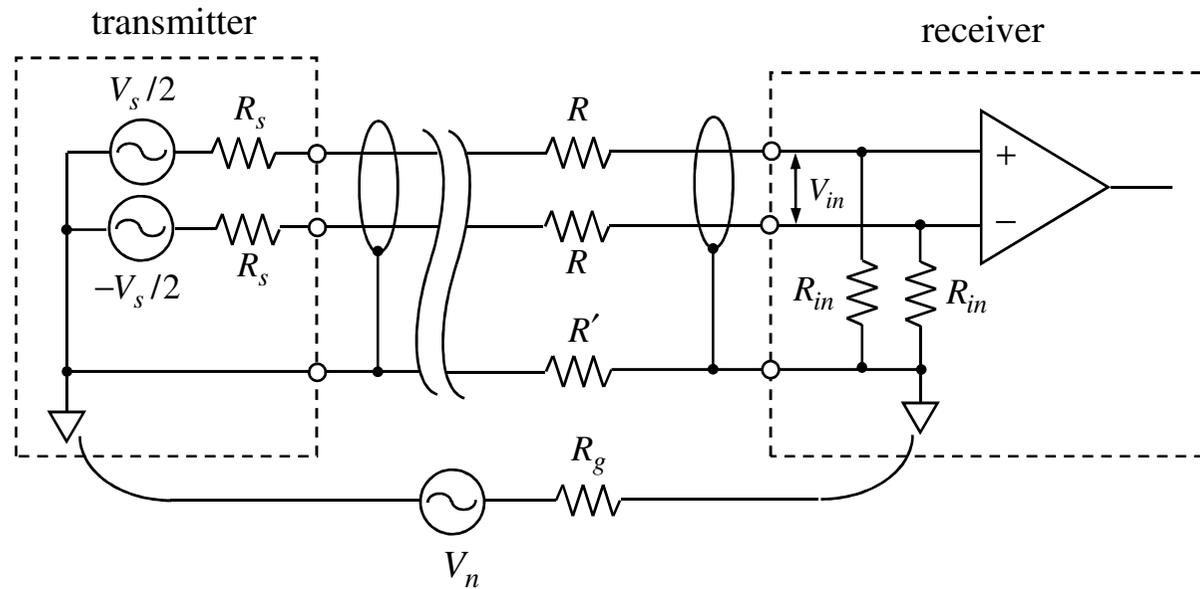
$$V_{in} = \frac{(R + R_g)R_{in}}{(R + R_g)(R_s + R + R_{in}) + RR_g} V_s + \frac{RR_{in}}{(R + R_g)(R_s + R + R_{in}) + RR_g} V_n$$

$$R = 0 \rightarrow V_{in} = \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} V_s$$

コモンモードノイズ

ノイズ→アルミ箔を巻く：グランド間インピーダンス R を下げている（不完全）

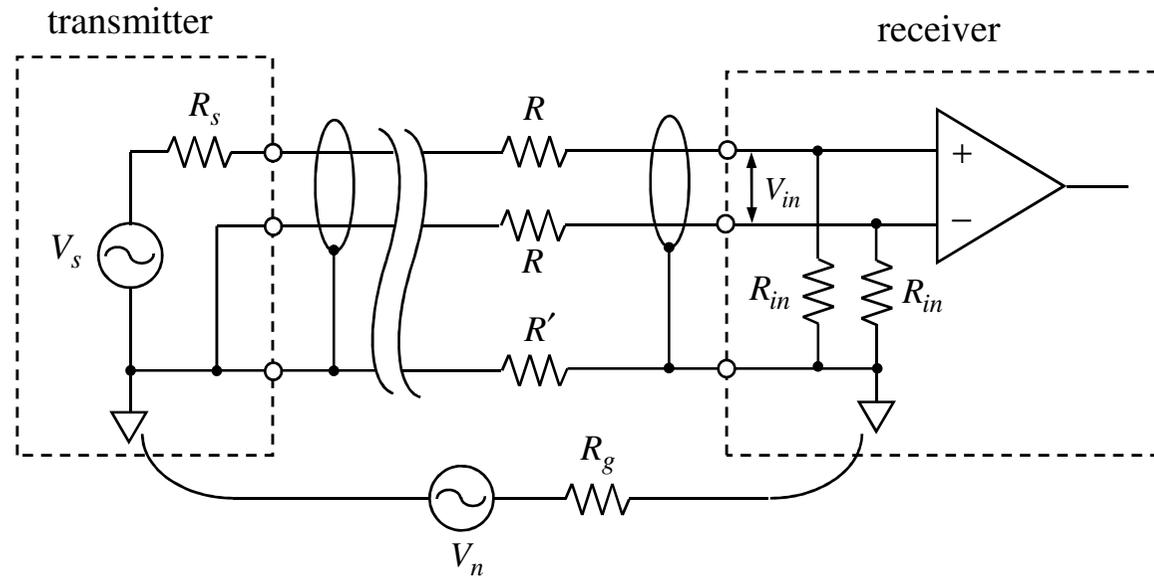
平衡伝送



$$V_{in} = \frac{R_{in}}{2R_s + R + R_{in}} V_s$$

差信号にはコモンモードノイズはない
 → 差動アンプで受ける

非平衡出力／平衡入力伝送



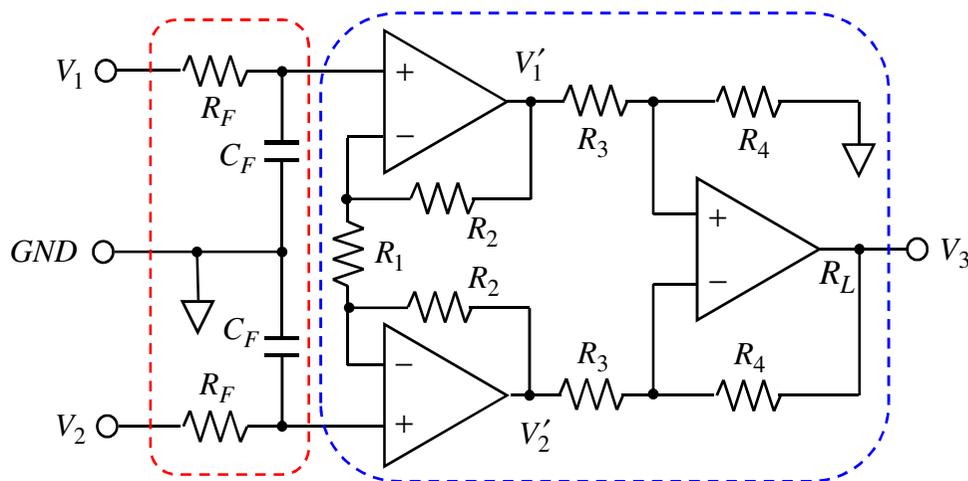
$$V_{in} = \frac{R_{in}}{R_s + R + R_{in}} V_s + \frac{R_s R'}{(R' + R_g) R_{in}} V_n \quad (R_{in} \gg R, R')$$

入力インピーダンス R_{in} を十分高くすることで
 コモンモードノイズを除去できる

平衡入力

スルーレートを越える信号
を減衰させる LPF

インストゥルメンテーションアンプ



$$V_3 = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) (V_1 - V_2)$$

$$\begin{cases} V'_1 = \frac{1}{2}(V_1 + V_2) + \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)(V_1 - V_2) \\ V'_2 = \frac{1}{2}(V_1 + V_2) - \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)(V_1 - V_2) \end{cases}$$

パルス性同相ノイズがある場合、ICのスルーレートを
を超えないように入力フィルタを設計する

AD620

$$SR = 1.2V / \mu sec$$

$$\frac{(V_1 + V_2)/2}{C_F R_F} < SR$$

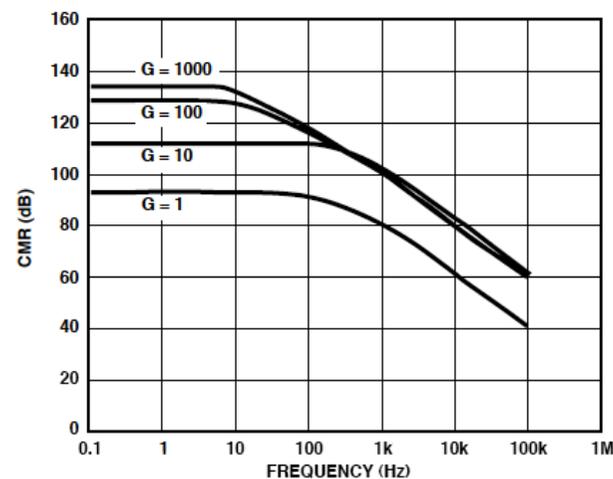


$$(V_1 + V_2)/2 = 10V$$

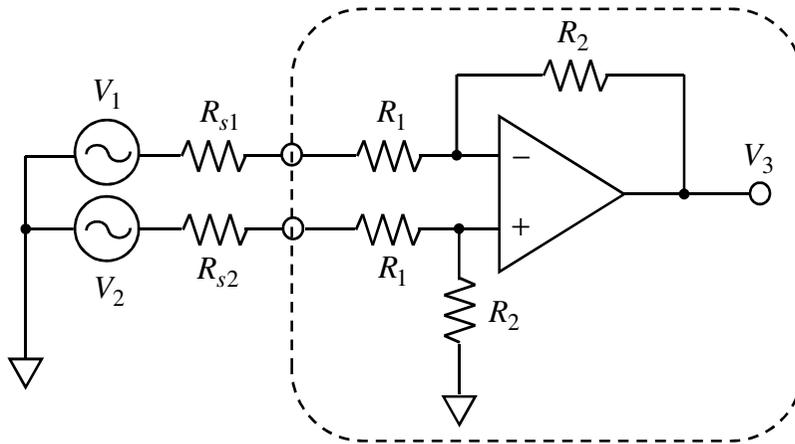
$$C_F R_F > \frac{(V_1 + V_2)/2}{SR} = 8.3 \mu sec$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_F R_F} < 19 kHz$$

AD620 (Instrumentation Amp. IC)



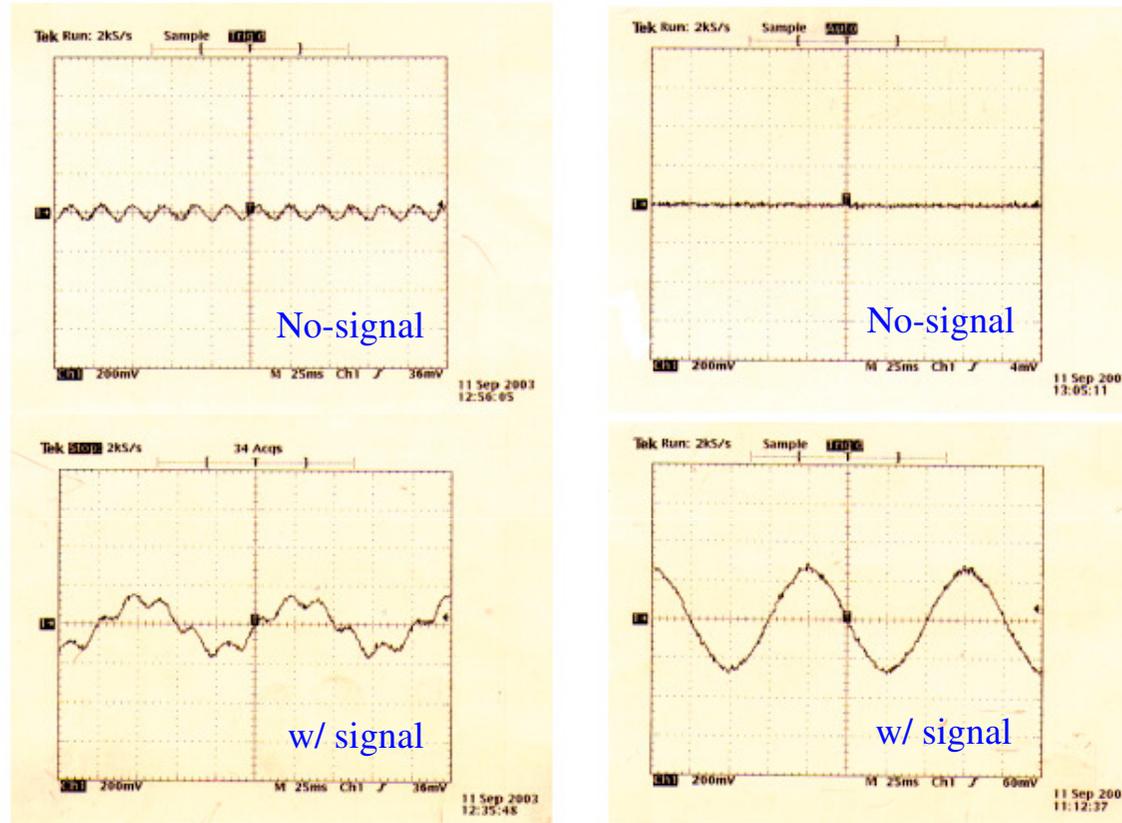
良くない入力回路



反転入力と非反転入力の信号源インピーダンスが等しくない場合には
CMRR（同相信号除去比）が低い

$$\begin{aligned}
 V_3 &= -\frac{R_2}{R_{s1} + R_1} \left\{ \frac{R_1 + R_2 + (R_{s1} + R_{s2})/2}{R_{s2} + R_1 + R_2} (V_1 - V_2) - \frac{(R_{s2} - R_{s1})/2}{R_{s2} + R_1 + R_2} (V_1 + V_2) \right\} \\
 &\cong -\frac{R_2}{R_{s1} + R_1} \left\{ \underbrace{\left(1 + \frac{R_{s1} - R_{s2}}{2(R_1 + R_2)}\right)}_{\text{ノーマルモード}} (V_1 - V_2) - \underbrace{\frac{R_{s2} - R_{s1}}{2(R_1 + R_2)}}_{\text{コモンモード}} (V_1 + V_2) \right\}
 \end{aligned}$$

KEKB DCCT アナログ信号における平衡伝送の効果



(a) 不平衡伝送

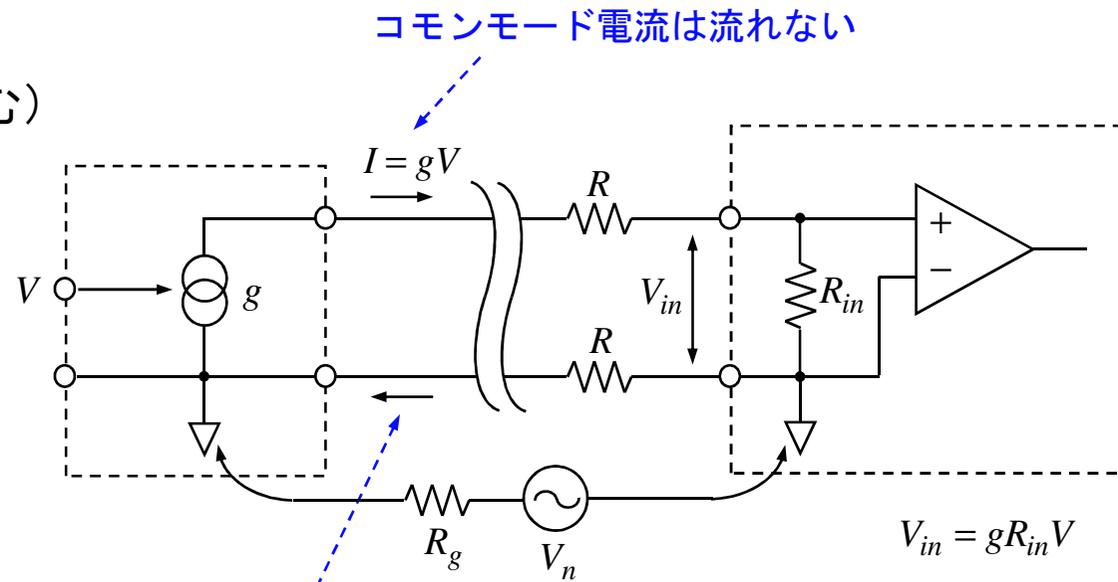
(b) 平衡伝送

図7- 5 KEKBのD7電源棟からD6電源棟の制御室へ信号を伝送したときの、

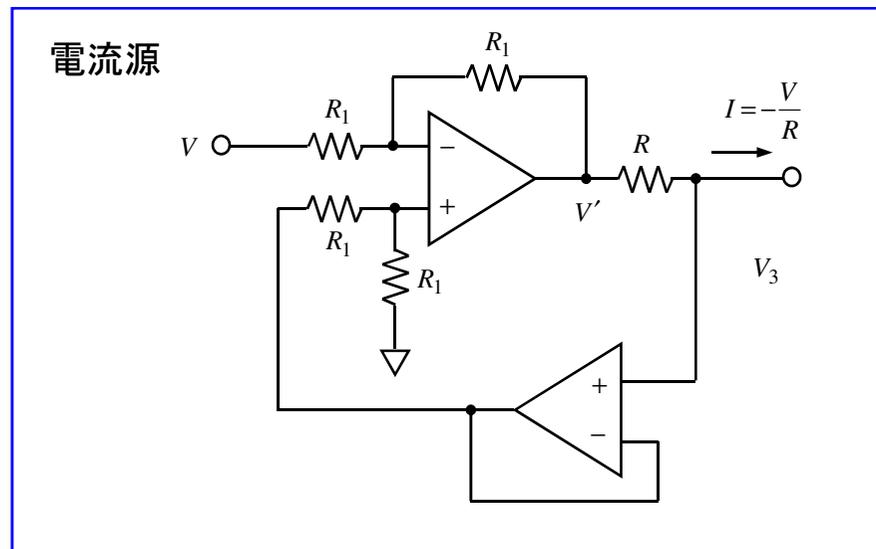
(a) 不平衡伝送および (b) 平衡伝送における同相雑音の様子。

伝送距離は約300mである。上は無信号時、下は信号があるときを示す。

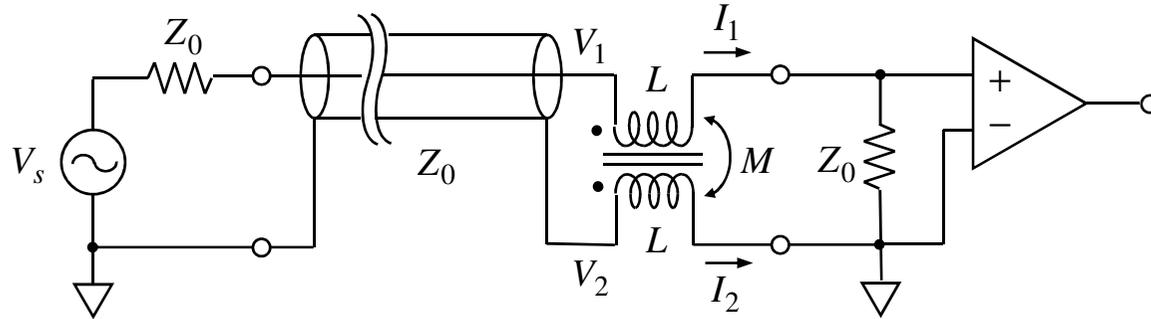
電流モード伝送
(2本の線で済む)



信号電流+コモンモード電流



コモンモードチョークコイル（高周波のコモンモードノイズ対策）



$$\begin{cases} V_1 = j\omega LI_1 + j\omega MI_2 + Z_0 I_1 \\ V_2 = j\omega MI_1 + j\omega LI_2 \end{cases} \quad (k = M/L \text{ 結合係数})$$

$$\begin{aligned} V_{in} &= \frac{(1+k)/2}{1 + j\omega(1-k^2)L/Z_0} (V_1 - V_2) - \frac{(1-k)/2}{1 + j\omega(1-k^2)L/Z_0} (V_1 + V_2) \\ &\cong \underbrace{\frac{1+k}{2} (V_1 - V_2)}_{\text{ノーマルモード}} - \underbrace{\frac{1-k}{2} (V_1 + V_2)}_{\text{コモンモード}} \quad \left(\omega < \frac{Z_0}{(1-k^2)L} \right) \end{aligned}$$

コモンモードチョーク補足

$$I_2 = \frac{-\{Z_0 + j\omega(L+M)\}(V_1 - V_2) + \{Z_0 + j\omega(L-M)\}(V_1 + V_2)}{2j\omega L\{Z_0 + j\omega L(1 - M^2/L^2)\}}$$

$$I_1 = \frac{(L+M)(V_1 - V_2) + (L-M)(V_1 + V_2)}{2L\{Z_0 + j\omega L(1 - M^2/L^2)\}}$$

コモンモードに対するインピーダンス

$$Z_{c1} = \frac{V_1 + V_2}{2I_1} = \frac{Z_0 + j\omega L(1 - k^2)}{1 - k}$$

$$Z_{c2} = \frac{V_1 + V_2}{2I_2} = j\omega L \frac{\{Z_0 + j\omega L(1 - k^2)\}}{Z_0 + j\omega L(1 - k)}$$

ノーマルモード（差動モード）に対するインピーダンス

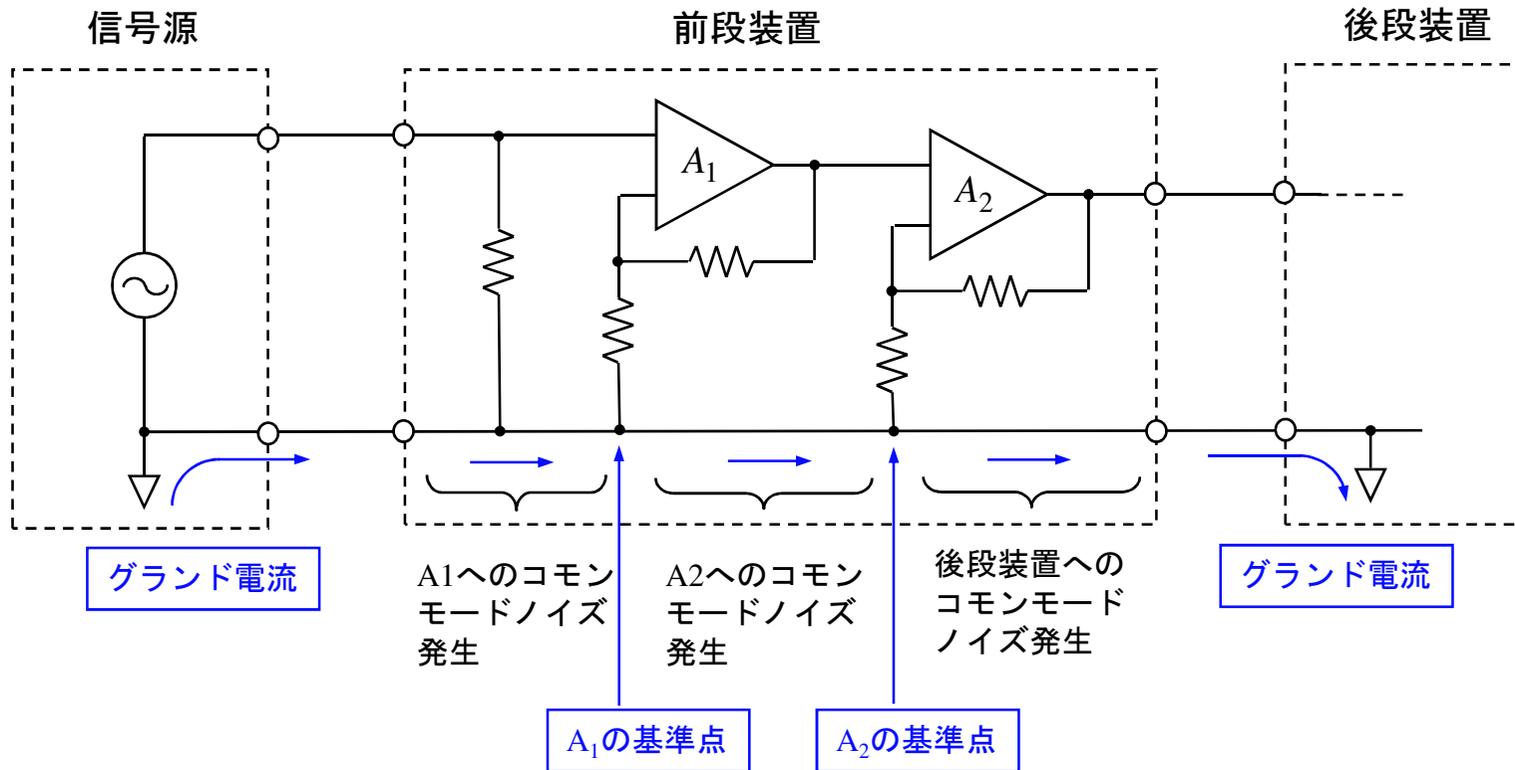
$$Z_{d1} = \frac{V_1 - V_2}{2I_1} = \frac{Z_0 + j\omega L(1 - k^2)}{1 + k}$$

$$Z_{d2} = \frac{V_1 - V_2}{2I_2} = -j\omega L \frac{\{Z_0 + j\omega L(1 - k^2)\}}{Z_0 + j\omega L(1 + k)}$$

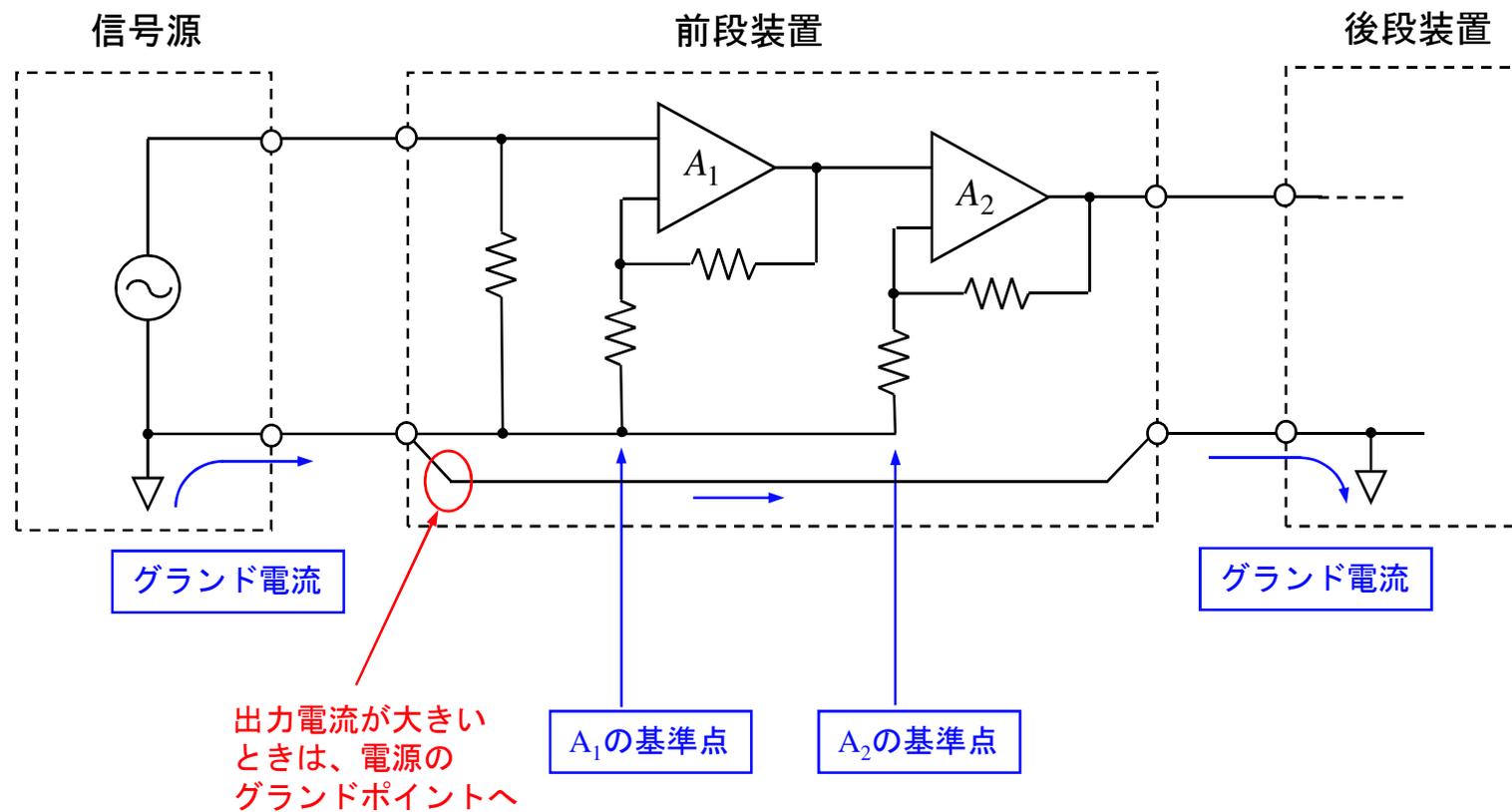
$$k \rightarrow 1: \quad I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z_0}, \quad V_{in} = Z_0 I_1 = V_1 - V_2$$

回路内部で発生するコモンモードノイズ

パターンをグランド電流が流れる→パターン抵抗によりコモンモードノイズ発生

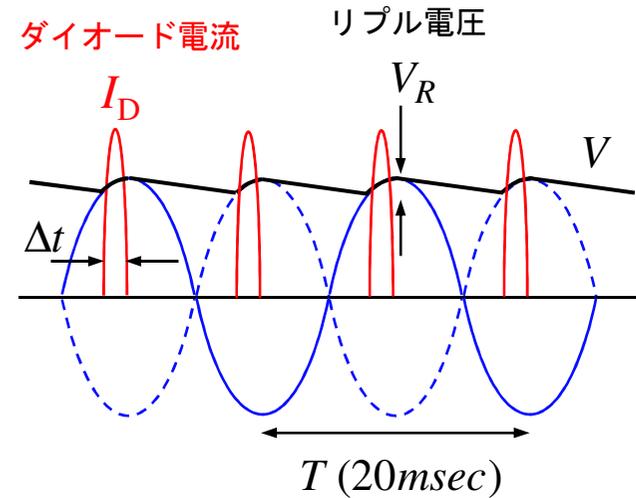
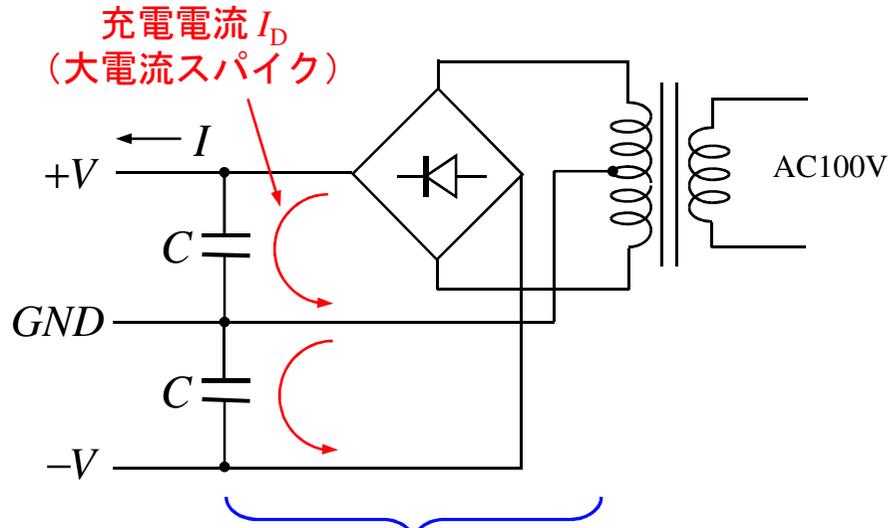


グラウンド電流による回路内部でのコモンモードノイズ発生の防止
→ グラウンド電流が貫通しないようにグラウンドパターンを設計する



電源ノイズ

コンデンサー入力整流回路



整流ダイオードには出力電流の10~100倍のピーク電流のパルス状電流が流れている

ノイズ源
(50Hzの高調波)

この範囲でグランド及び電源ラインを分岐してはいけない

リップルを小さくするとピーク電流が増大

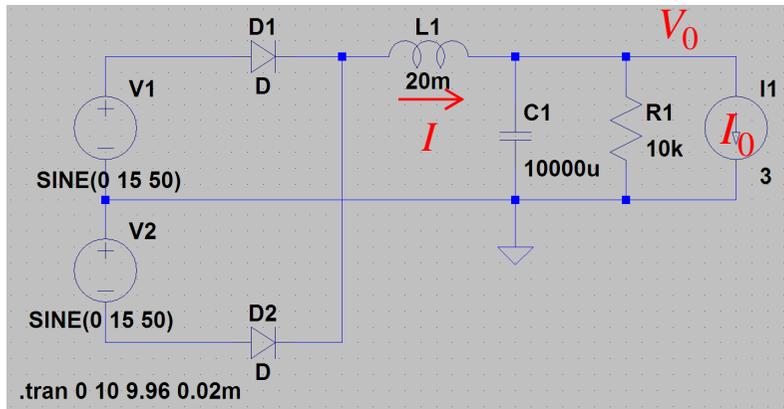
$$\frac{\Delta t}{T} \approx \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{V_R}{2V}} \quad : \text{ダイオードのターンオン時間}$$

$$\begin{cases} V_R / V = 1\% \rightarrow \Delta t \approx 0.45\text{ms}, & I_D(\text{peak}) \approx 44I \\ V_R / V = 10\% \rightarrow \Delta t \approx 1.4\text{ms}, & I_D(\text{peak}) \approx 14I \end{cases}$$

充電電流のループは長く引き回さず、他の配線類と分離する

チョーク入力整流回路

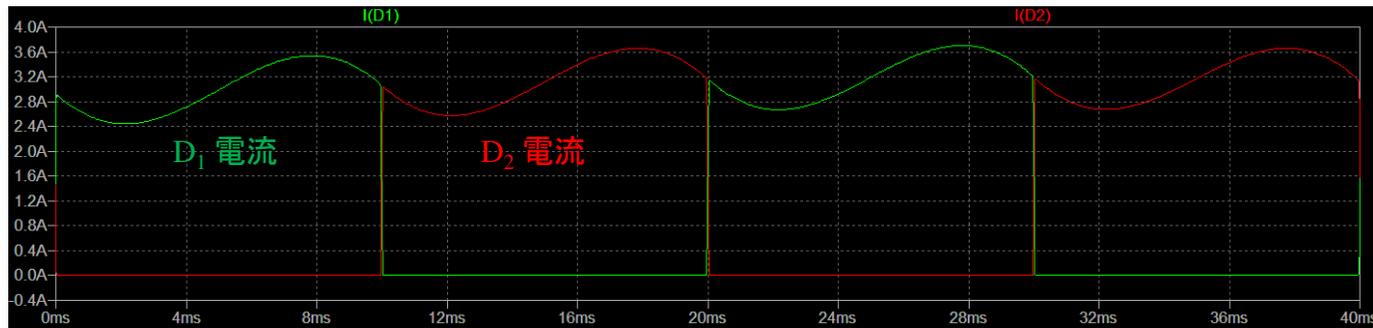
常に D_1, D_2 のいずれかが導通状態 (I が0にならない)



$$\begin{cases} L \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} \int_{2n\pi/\omega}^{2(n+1/2)\pi/\omega} Idt + E_0 = V_0 \sin \omega t & (2n\pi < \omega t < 2(n+1/2)\pi) \\ L \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} \int_{2(n+1/2)\pi/\omega}^{2(n+1)\pi/\omega} Idt + E_0 = -V_0 \sin \omega t & (2(n+1/2)\pi < \omega t < 2(n+1)\pi) \end{cases}$$

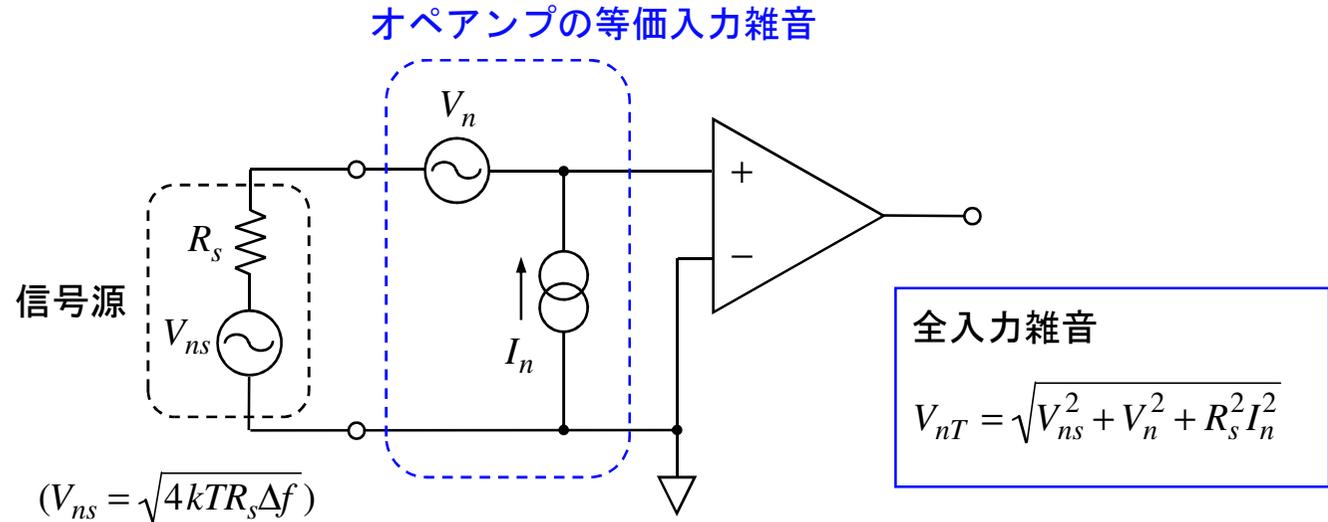
$$I = -\frac{V_0}{L\omega} \left\{ \cos(\omega t - n\pi) + \frac{2\omega}{\pi} t - 2n \right\} + I_0 \quad (n\pi \leq \omega t < (n+1)\pi)$$

$I_0 > 0.21 \frac{V_0}{\omega L} \Rightarrow I_{\min} > 0$



- 長所 :
- ・ 整流に伴うノイズ激減
- 短所 :
- ・ 電流容量の大きなLが必要
 - ・ 比較的大きな電流を取り出している必要がある

オペアンプの雑音（ショットノイズ、熱雑音）



V_{ns} : 信号源抵抗の熱雑音（複素インピーダンスの場合は $V_{ns} = \sqrt{4kT\text{Re}(Z_s)\Delta f}$)

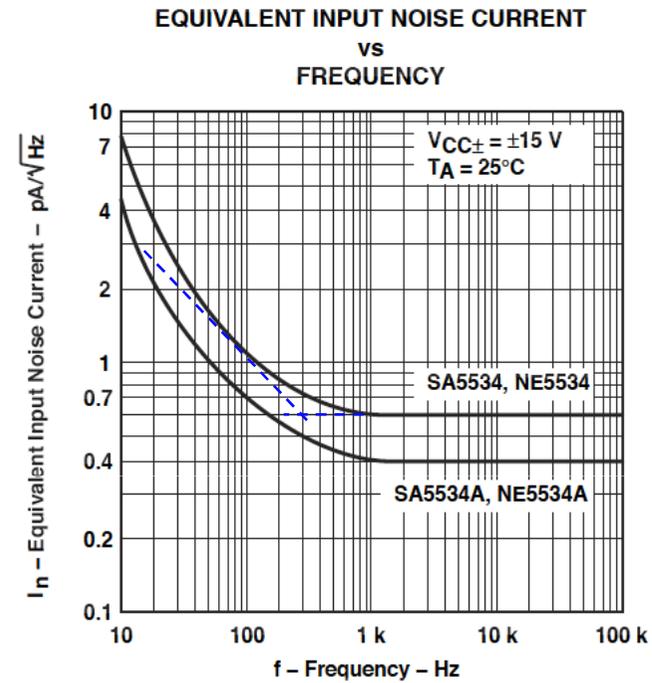
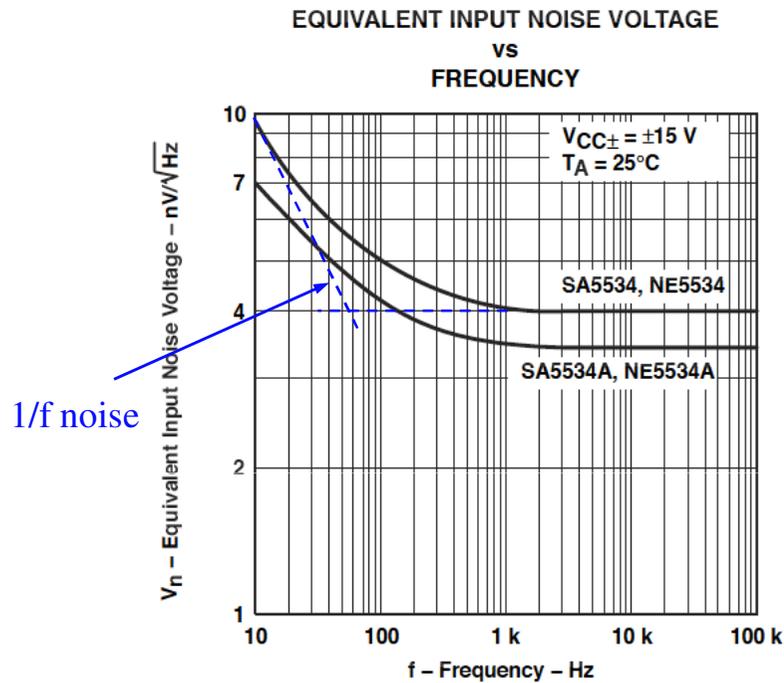
Δf : 等価雑音帯域幅 $\Delta f = \pi\Delta f_{\text{signal}}$

V_n : 等価入力雑音電圧（初段 TR/FET のコレクタ/ドレイン電流のショットノイズを入力電圧に換算した等価雑音）

I_n : 等価入力雑音電流（初段の入力バイアス電流のショットノイズ）

$NF(dB) = 10\log\left(1 + \frac{V_n^2 + R_s^2 I_n^2}{V_{ns}^2}\right)$: 雑音指数 (NF)

NE5534 (一般的な低雑音 OP アンプ : バイポーラ入力)



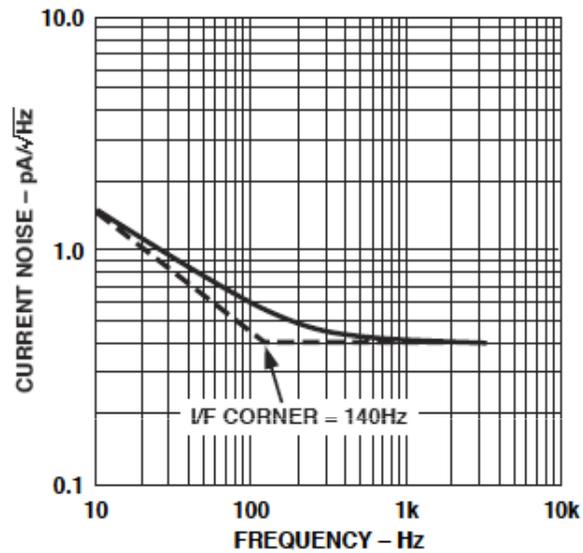
$$V_n : 4\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (f = 1\text{ kHz}) \rightarrow 5.1\mu\text{V}_{pp} \text{ (shot noise : } 10\text{ Hz} - 20\text{ kHz)}$$

$$I_n : 0.6\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (f = 1\text{ kHz}) \rightarrow 3.8\mu\text{V}_{pp} \text{ (shot noise : } 10\text{ Hz} - 20\text{ kHz)}$$

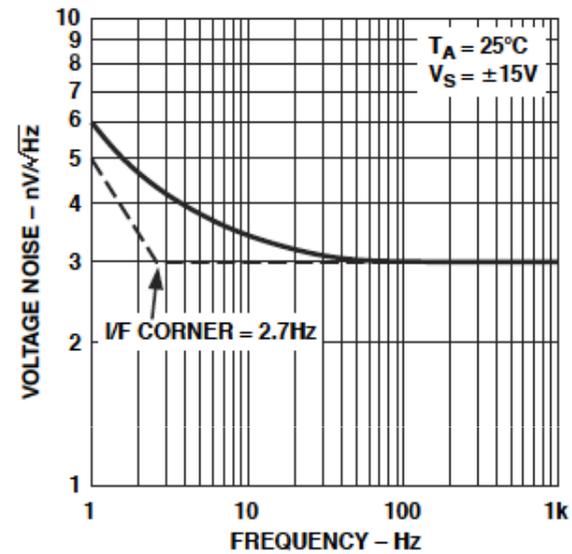
$$NF < 0.9\text{ dB} \quad (R_s = 5\text{ k}\Omega, f = 10\text{ Hz} - 20\text{ kHz})$$

$$\sqrt{4kTR_s} = 9\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (R_s = 5\text{ k}\Omega) \rightarrow 11.6\mu\text{V}_{pp} (\Delta f = 20\text{ kHz})$$

OP27 (超低雑音 OP アンプ : バイポーラ入力)



TPC 8. Current Noise Density vs. Frequency



TPC 2. Voltage Noise Density vs. Frequency

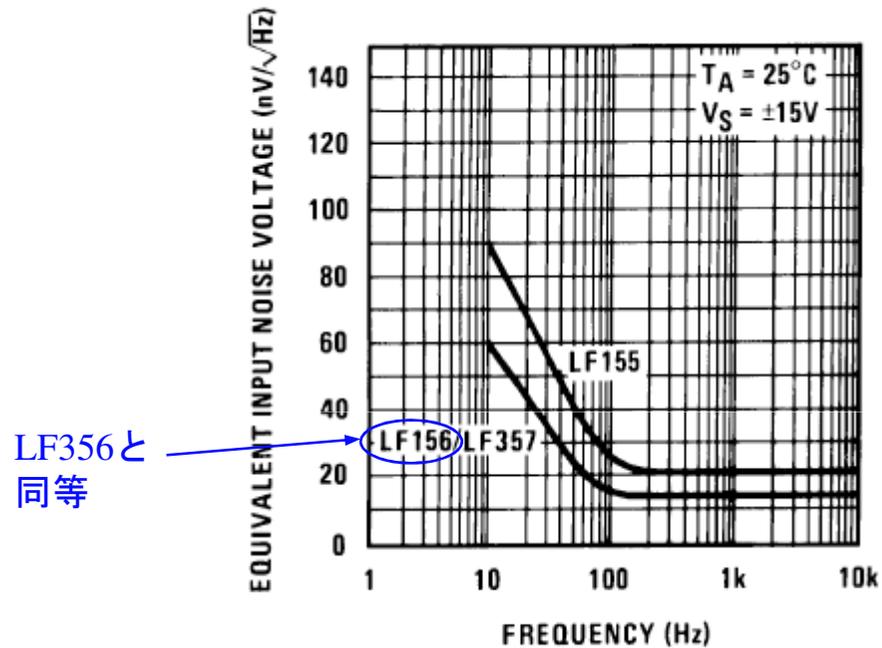
$$V_n : 3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (f = 1\text{kHz})$$

$$I_n : 0.4\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (f = 1\text{kHz})$$

1/f ノイズが小さい

LF356 (汎用 OP アンプ : FET 入力)

Equivalent Input Noise Voltage

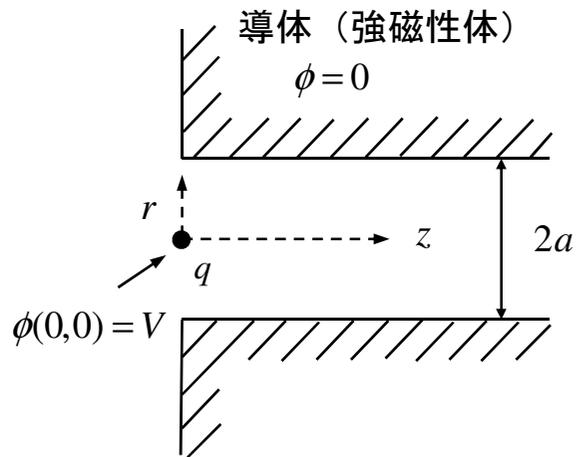


$$V_n: 12nV/\sqrt{Hz} \quad (f = 1kHz) \rightarrow 15\mu V_{pp} \text{ (shot noise: } 10Hz - 20kHz)$$

$$I_n: 0.01pA/\sqrt{Hz} \quad (f = 1kHz)$$

FET 入力型 $\left\{ \begin{array}{l} V_n \text{ が大きい (バイポーラ入力型の } 3 \sim 4 \text{ 倍)} \\ I_n \text{ が小さい} \rightarrow \text{ハイインピーダンス信号源で有利} \end{array} \right.$

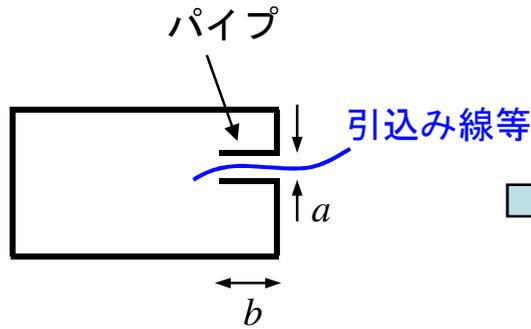
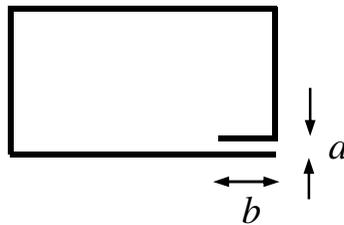
静電シールド（磁気シールド）



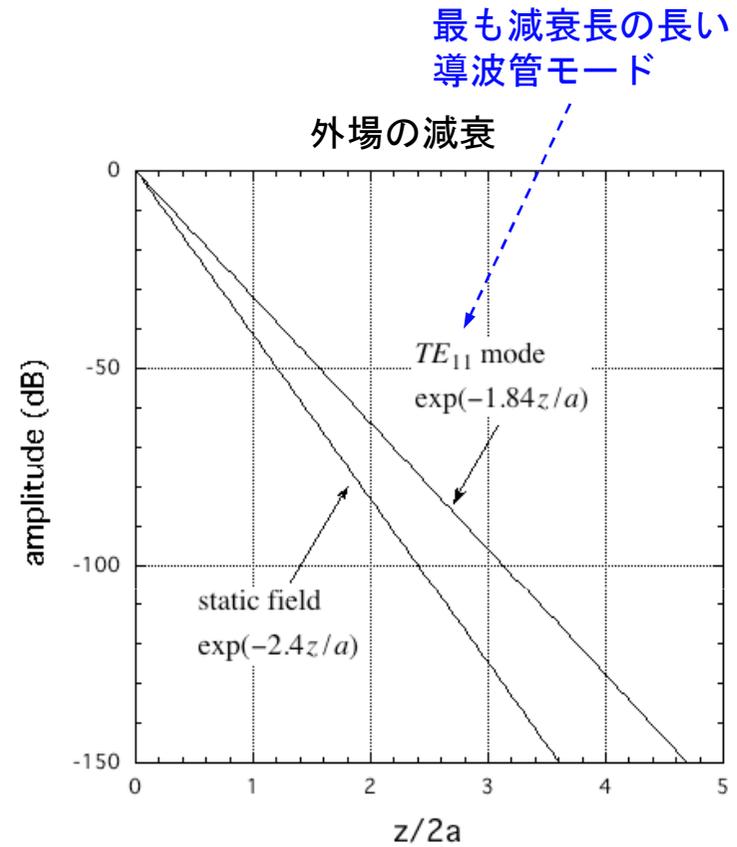
電場（磁気）ポテンシャル
 $\phi(r,z) \propto \exp(-z/L)$

シールドケース

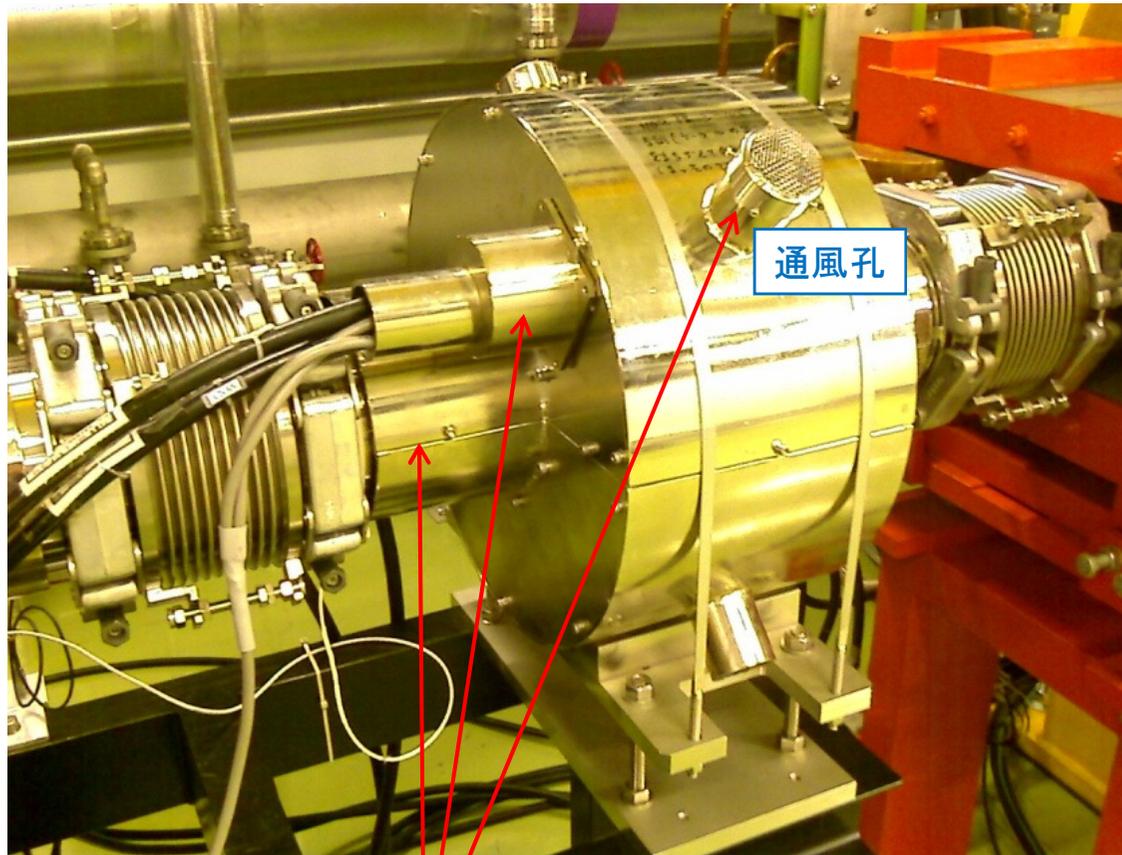
- ・ 隙間がないのが理想
- ・ 隙間がある場合



$b \approx 3a$ とすると良い



磁気シールドの実例 (J-Parc MR DCCT)



延長パイプ

まとめ

- ◆ 互いに離れた機器間にはグラウンド間電位差（コモンモードノイズ源）がある
 - ・ グラウンドは信用しないこと
- ◆ 測定の精度を保証するにはコモンモードノイズ対策が必要
 - ・ 平衡伝送
 - ・ 電流モード伝送
 - ・ 回路中のグラウンドをグラウンド電流が貫通しないパターン設計
- ◆ μV オーダーの微弱信号では熱雑音、半導体雑音に対する考察が必要
- ◆ 静電シールド、磁気シールドは極力隙間がないように設計する
 - ・ 隙間があるときは隙間のギャップの3倍程度の深さで折り返す
 - ・ ケーブル等の導入口は穴径の3倍程度の長さのパイプ構造とする