

# バイポーラトランジスタアンプ と検出器の発振

岡山大学 谷口敬

- 目的。
- 回路の基本。
- 各種アンプの特徴。
- アンプの発振。
- 検出器の発振。
- 様々な発振例。

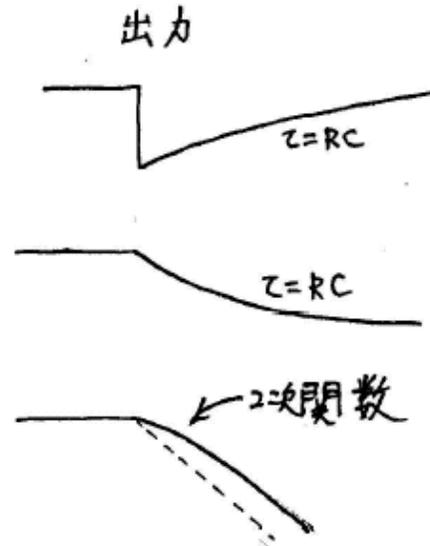
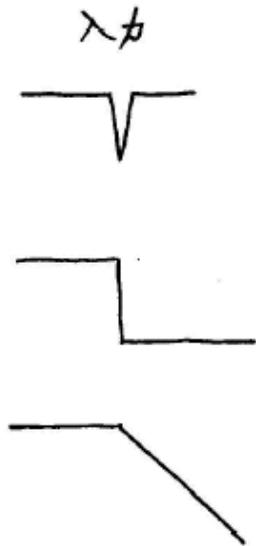
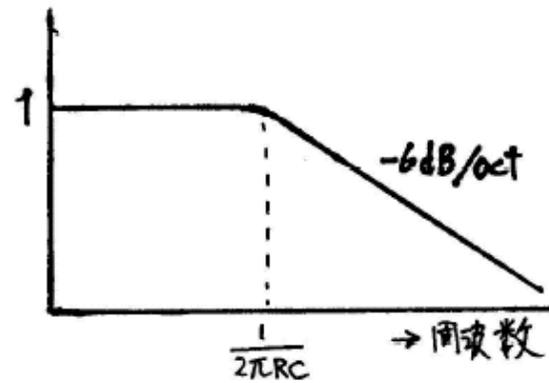
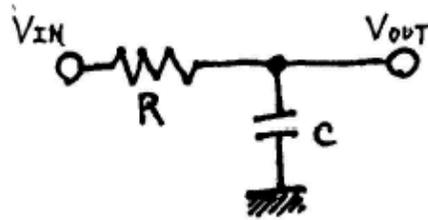
# セミナーの目的1

- Bipolar junction transistor (BJT)を使用したプリアンプの回路について最近の記事が少なくなっている。
- 世界的にもすでに注目の対象ではなくなって来ている。
  - 1980年代までに回路形式とその等価雑音電圧(ENC)の理論が確立し、研究者の興味がなくなった。
  - モノリシックICが中心となり、プリアンプに付随した信号処理に興味は、一時移ったことがある(現在はすでにない)。
  - 回路形式やパラメーター、波形整形法にもあまり抛らず、大きな性能の差はないこと。
- 結果としてBJTプリアンプは高エネルギー、原子核実験領域では動作して当たり前のように思われている(現実とは無関係に)。
  - このことがいわゆる技術屋の仕事のように思われる原因かも？
  - 検出器の発振がプリアンプのせいになってきた？
- プリアンプ単体で発振がなければ、プリアンプが原因で検出器が発振する可能性は非常に低いという認識がされていない。

# セミナーの目的2

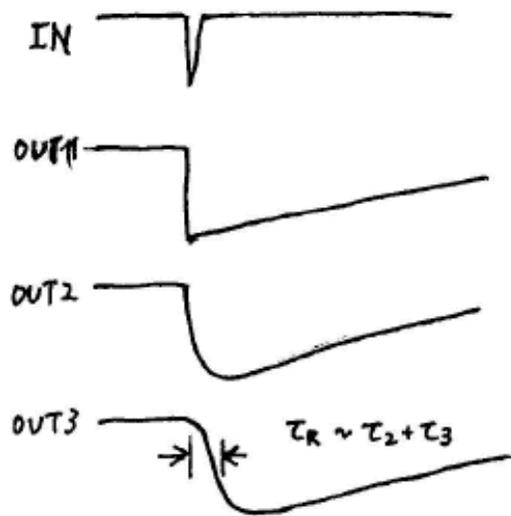
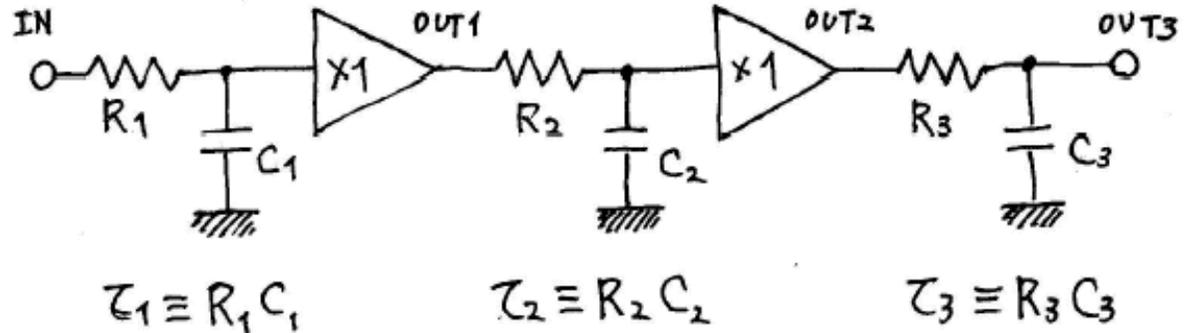
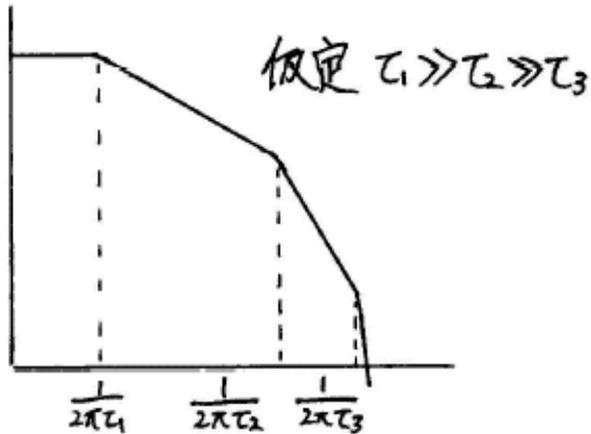
- 今回のセミナーではBJTプリアンプを少しでも理解してもらい、いろいろな検出器にどのようなプリアンプを使用すべきかの情報にしてもらう。
- プリアンプのインパルス反応と周波数特性との関係を理解してもらい、プリアンプの信号処理の理解のひとつにってもらう。
- 実際に発振しないプリアンプが、いとも簡単に検出器につながると発振を起こす場合がある。原因はほとんどいつも同じ。
  - 時代とともに使用する部品が変化し、それにより発振の原因が新たに開発された高速、高ゲインプリアンプのせいになってきた事もある。
  - 信号線も同軸からツイストケーブルへそしてシールドツイストケーブル。
    - そのたびに発振しにくくなってきた。
- 例を挙げることによって誰でも発振の原因追及が出来るようになってもらう。

# R-C積分回路



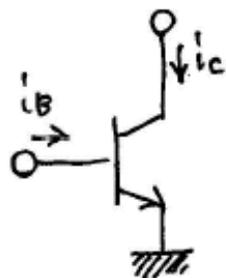
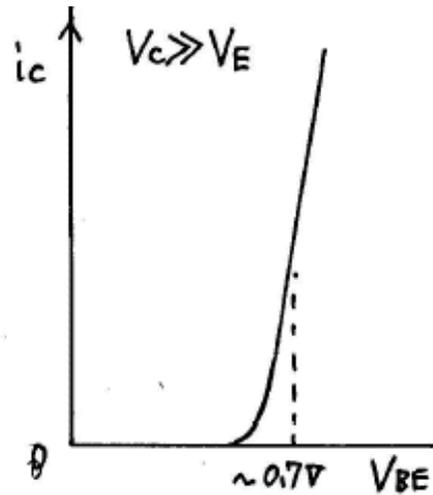
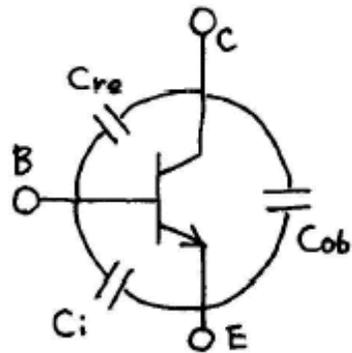
- R-C積分回路は、周波数領域ではロウパスフィルター。
- インパルス反応は指数関数。
- 以後ステップ関数、線形波形に対しては数学的積分により得られる。

# マルチポール積分

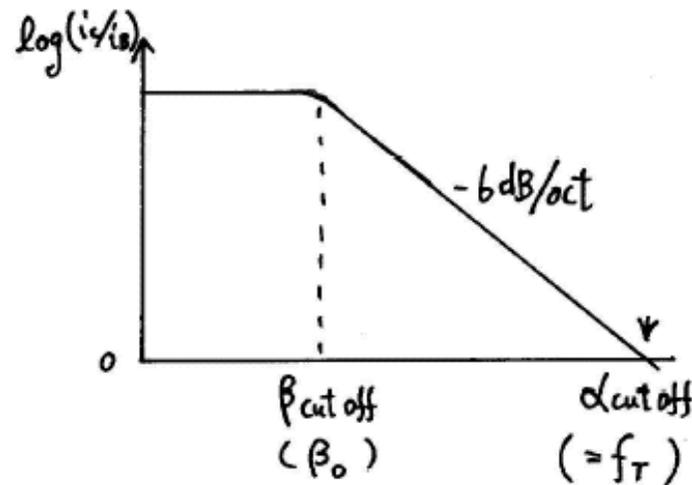


- 一般的にアンプにはたくさんの積分回路が入っている。
- 一例として3個積分回路が入った場合の波形を示す。
- $\tau_1 \gg \tau_2 \gg \tau_3$ を仮定。

# トランジスタの特性



$$i_c / i_B \approx 100$$

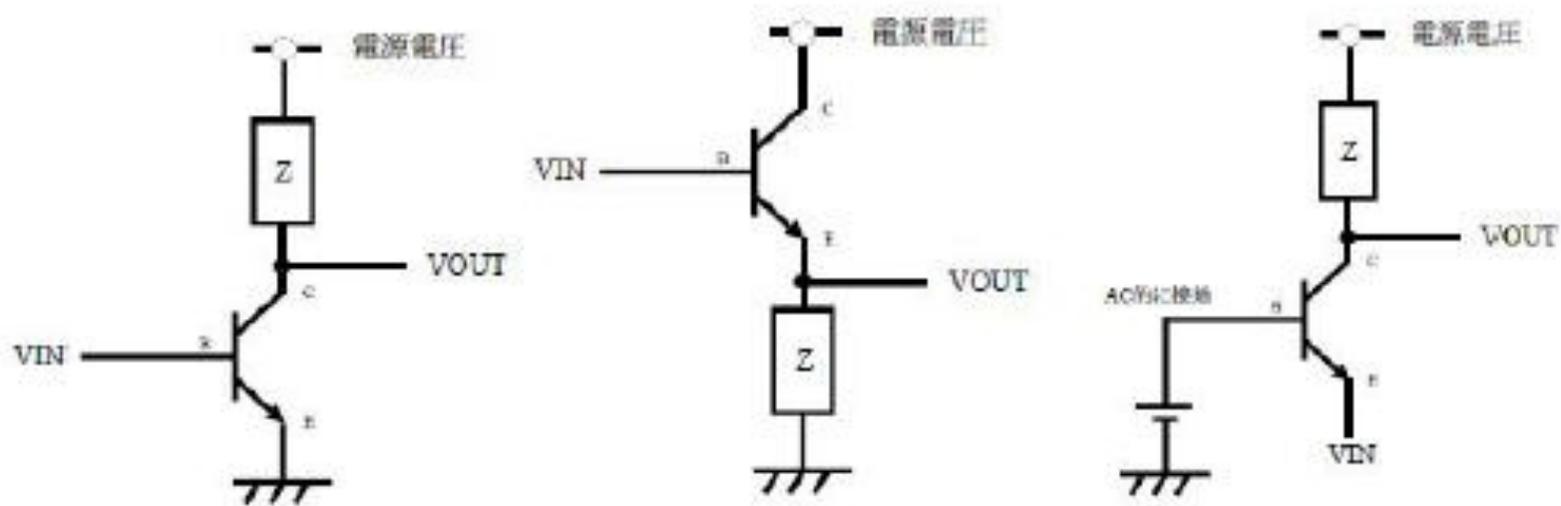


- 普通実験に使用するプリアンプパラメーターの範囲内では  $V_{BE} \doteq 0.7V$ 。
- 各端子間に接合容量、および浮遊容量が存在する。
- 電流増幅率も周波数とともに変化する。
- DC電流増幅率から減少し始める点を $\beta$ カットオフ、増幅率が1になる点を $\alpha$ カットオフ周波数という。
- $\alpha$ カットオフ周波数をトランジション周波数( $f_T$ )とも言う。
- $f_T$ はコレクター電流( $i_c$ )によって変化する量。



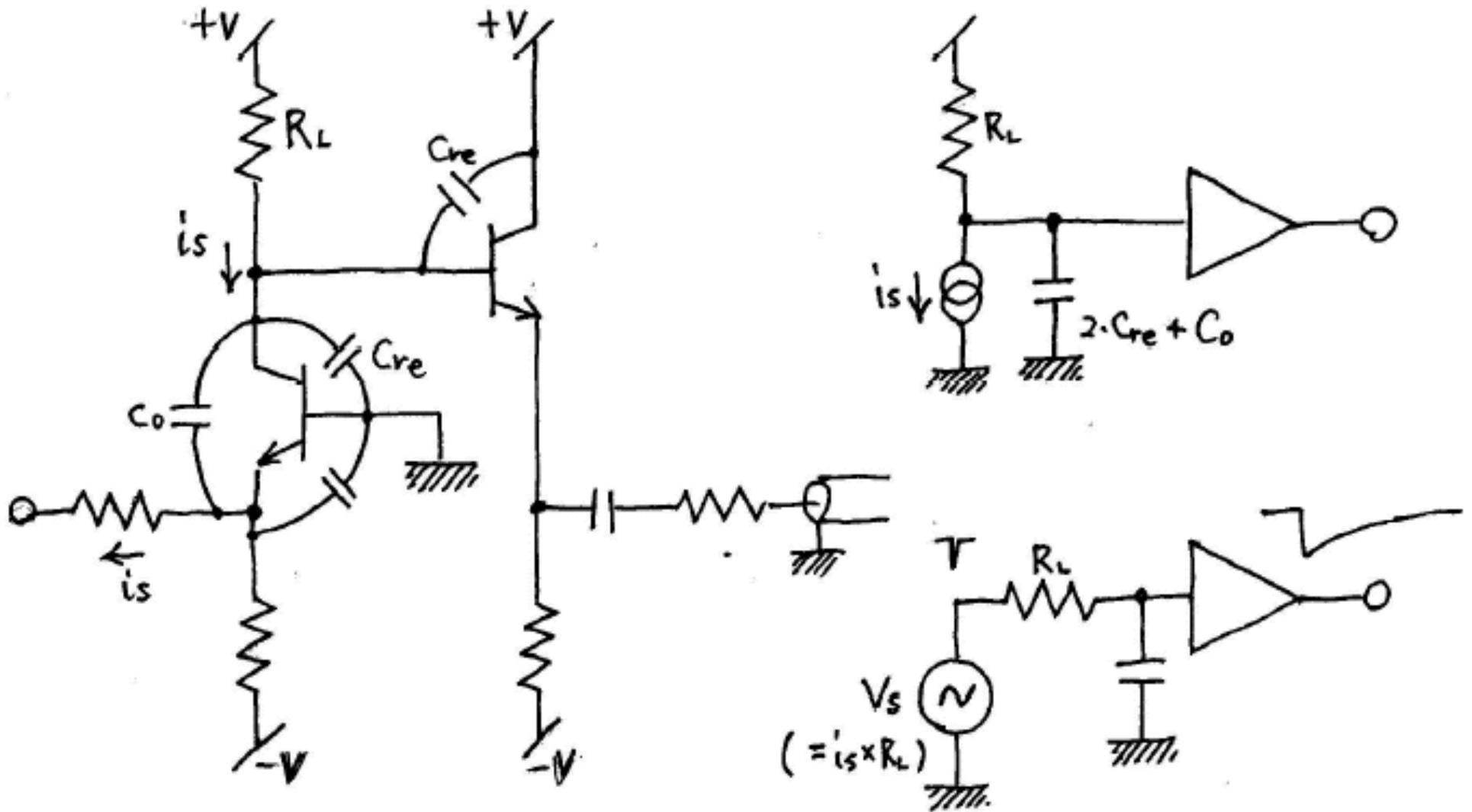
イメージを表示できません。メモリ不足のためにイメージを開くことができないか、イメージが破損している可能性があります。コンピュータを再起動して再度ファイルを開いてください。それでも赤い x が表示される場合は、イメージを削除して再入力してください。

# トランジスタの基本回路

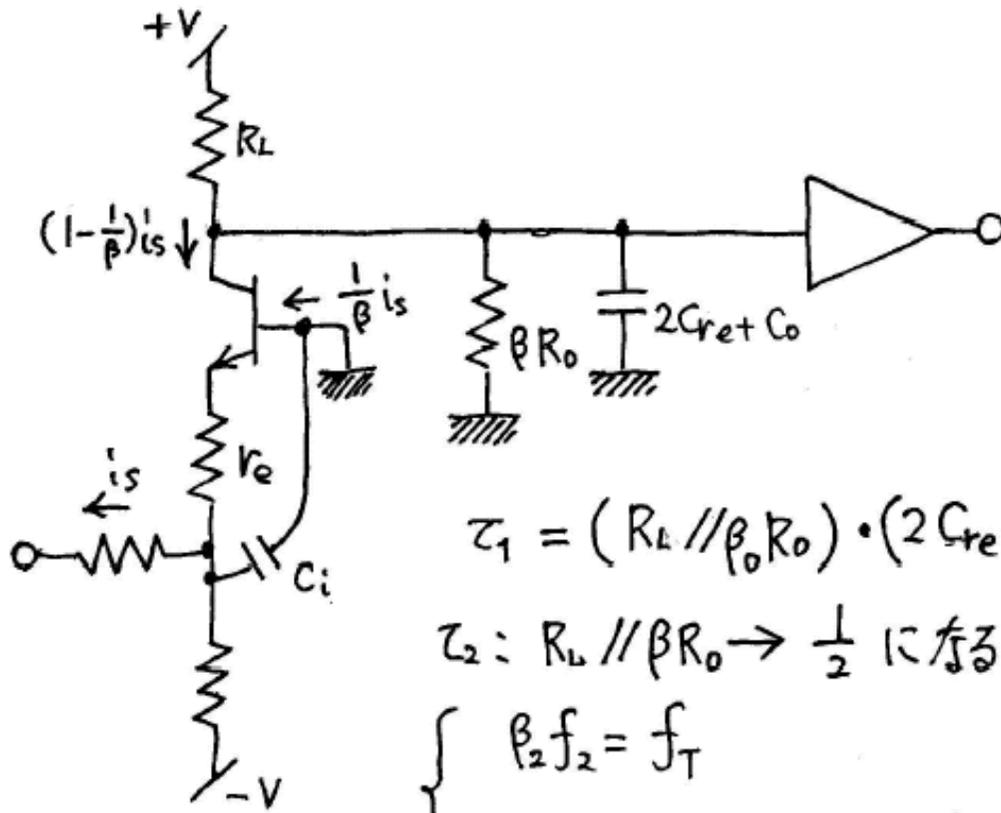


- エミッター接地はフィードバックを掛けて、ゲインをフィードバック抵抗やキャパシターで決まるようにして使用する。
- ベース接地は検出器の電流を直接コレクターに流し、コレクターに取り付けた大きな抵抗やキャパシターで電圧変換を行うことが多い。
- エミッターフォロワーはベースに大きな抵抗を取り付け、検出器に直結することにより検出器の容量で電荷を電圧に変換して信号として取り出す。

# ベース接地アンプの場合



# ベース接地のポール



$$\tau_1 = (R_L // \beta_0 R_0) \cdot (2C_{re} + C_o)$$

$$\tau_2: R_L // \beta R_0 \rightarrow \frac{1}{2} \text{ になる周波数}$$

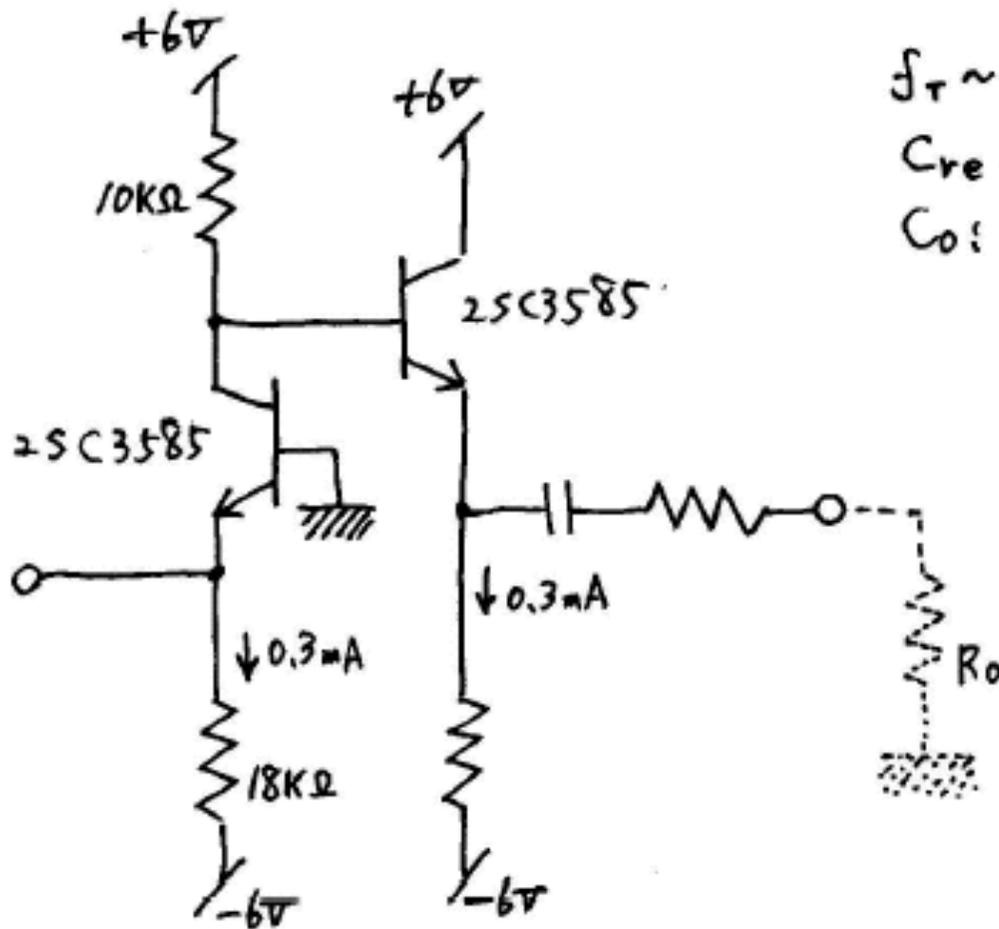
$$\begin{cases} \beta_2 f_2 = f_T \\ \frac{R_L \beta_0 R_0}{R_L + \beta_0 R_0} = \frac{2 \cdot R_L \beta_2 R_0}{R_L + \beta_2 R_0} \end{cases}$$

これを解いて

$$f_2 = \frac{2R_L + \beta_0 R_0}{\beta_0 R_L} f_T \approx \frac{R_0 f_T}{R_L} (\beta_0 R_0 \gg R_L)$$

- ドミナントポールは $R_L$ とトランジスタの接合容量によって決まる。
- 2次ポールはエミッターフォロワーの入インピーダンス変化によるもの。
- 3次ポールは初段のトランジスタのエミッター抵抗と入力容量によるもの。

# ベース接地の実際例



$f_T \sim 1\text{GHz}$   
 $C_{re} \sim 0.6\text{PF}$   
 $C_o: ???$

$C_{re} = C_o = C_i = 1\text{PF}$

$$\tau_1 \approx 30\text{nS}$$

$$\tau_2 \approx 1\text{nS} \quad (R_o = 1.5\text{K}\Omega)$$

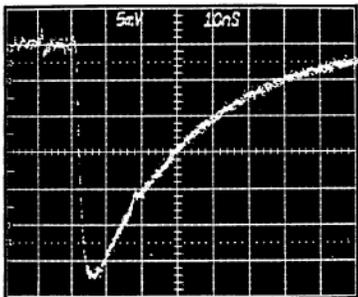
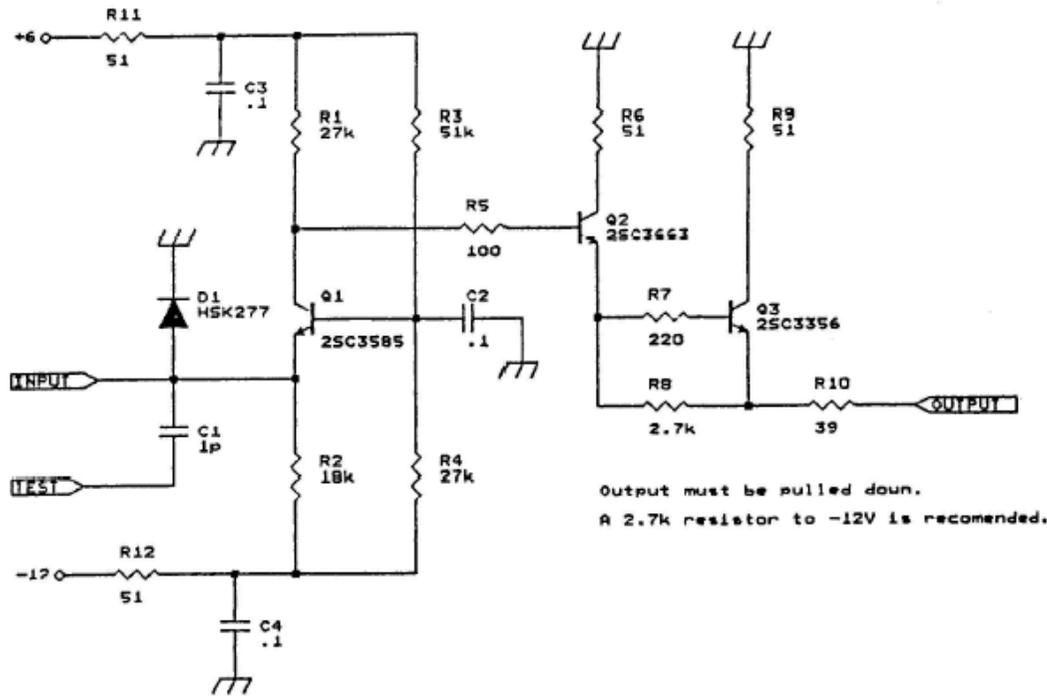
$$\tau_3 \approx C_i \cdot r_e \approx 0.8\text{nS}$$

$$\text{但 } \beta_o R_o \gg 10\text{K}\Omega$$

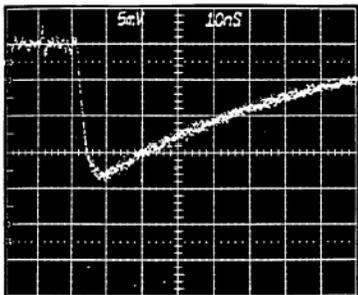
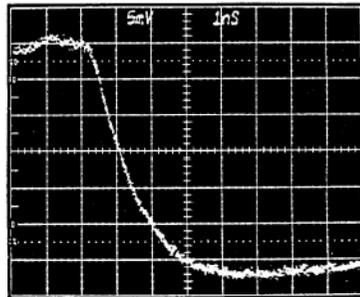
$$Z_{in} = r_e = 25.5 / 0.3 \text{ (}\Omega\text{)}$$

$$= 85 \text{ }\Omega$$

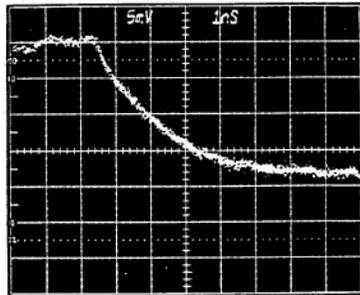
# 実際例



BFT25



2SC3356



- 初段のトランジスターを交換してインパルス波形を調べたもの。
- すべてのトランジスターがおなじ種類のものにした。
- BFT25では $2C_{re} + C_o \doteq 1.1\text{pF}$   
2SC3356では2pF程度であった。
- 2次ポールがきれいに見える。
- 3次ポールははっきりしない。

# 実際例2

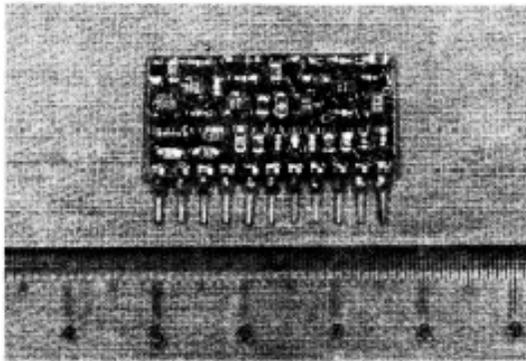
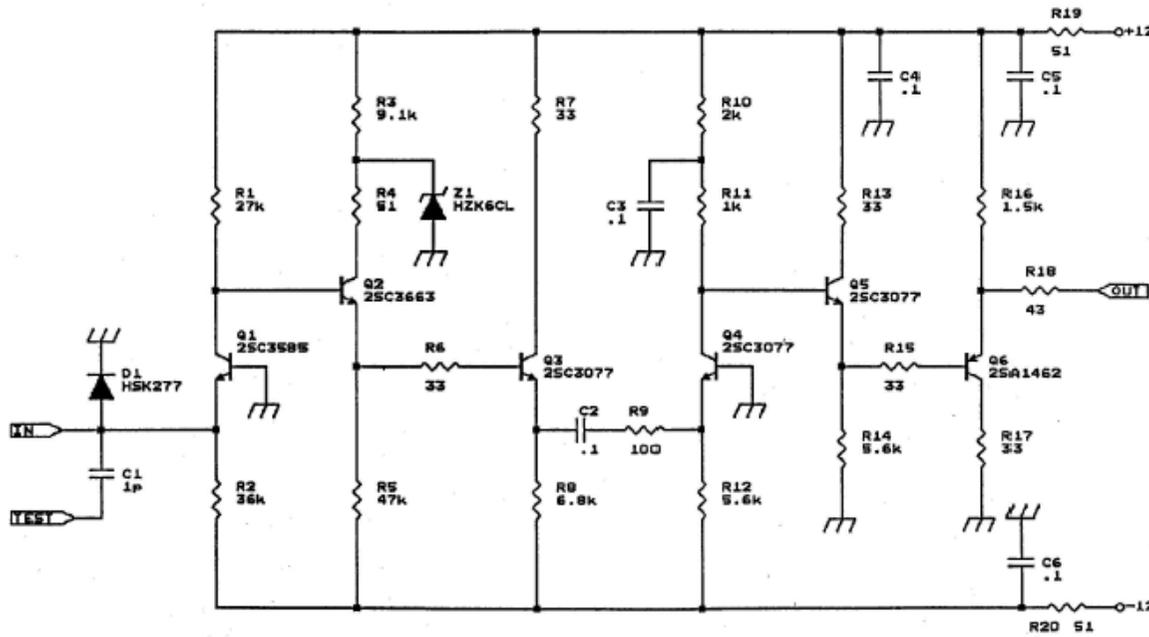
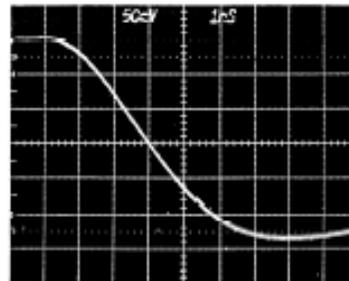
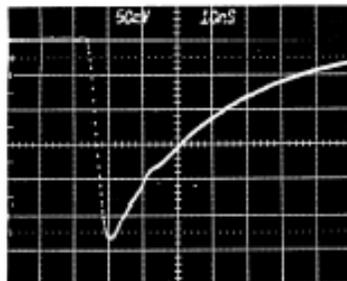
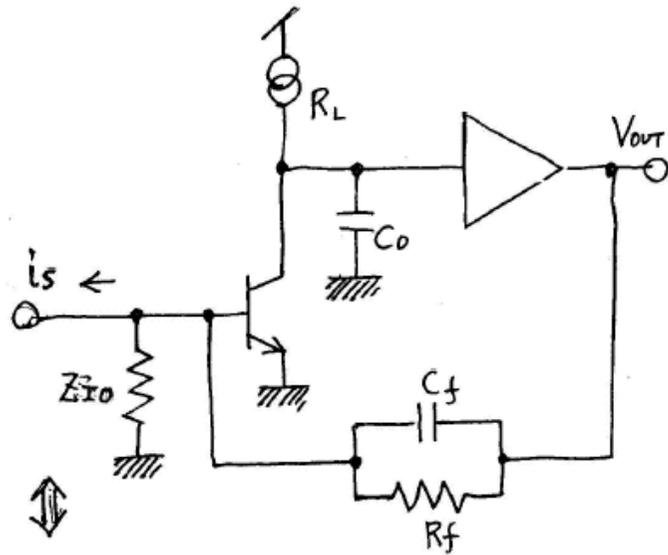


Fig.16

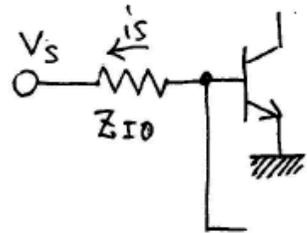
- 一段アンプにおなじ形の高速ベース接地アンプを追加した。
- PZCは入っていない。
- 明らかに高次ポールがはっきりしてきた。



# エミッター接地 アンプの場合



$$\begin{cases} G_{open} = -g_m \frac{R_L}{j\omega C_o R_L + 1} \\ Z_f = \frac{R_f}{j\omega C_f R_f + 1} \\ Z_{i0} = \beta \frac{1}{g_m} (\equiv R_i) \end{cases}$$



$$\begin{aligned} \frac{V_{out}}{V_s} &= -\frac{R_f}{R_i} \frac{1}{j\omega \left( C R_f - \frac{R_f C_o R_L}{g_m R_L R_i} \right) + \left( 1 - \frac{R_f}{g_m R_L R_i} \right)} \\ &\approx -\frac{R_f}{R_i} \frac{1}{j\omega C R_f + 1} \quad (g_m R_L \gg 1) \end{aligned}$$

$$Z_{in} = \frac{1}{g_m} \frac{C_o}{C_f}$$

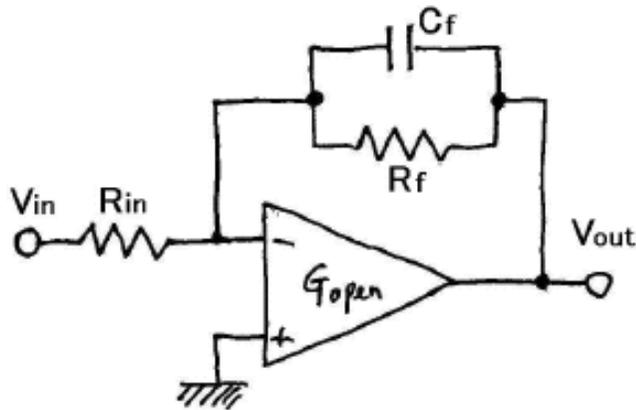
同様に 2 pole 系でも  $G \gg 1$  とおくとおなじり伝達関数は同じ (2nd pole 無)  
但し

$$Z_{in \text{ 2pole}} = \frac{1}{g_m} \frac{C_o}{C_f} (j\omega \tau_2 + 1) \quad \tau_2 : \text{2nd pole}$$

- ゲインループ内に1ポール入れて計算すると非常に厄介。

- $\tau_2$  程度の時定数程度の時間領域になって初めて影響がでる。
- 単純に  $\tau_2$  が2次ポールにはならない。

# エミッター接地アンプの伝達関数



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{G R_f}{(1-G) R_i (j\omega C_f R_f + 1) - R_f}$$

1 pole

$$G_{open} = -g_m \frac{R_L}{j\omega C_0 R_L + 1}$$

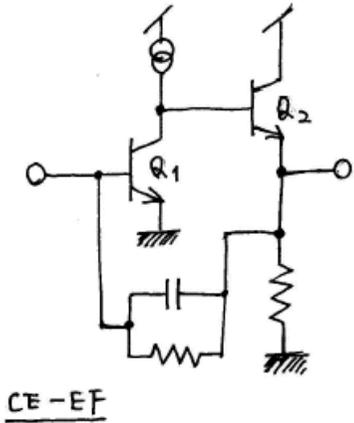
2 pole

$$G_{open} = -g_m \frac{R_L}{(j\omega C_0 R_L + 1)(j\omega \tau_2 + 1)}$$

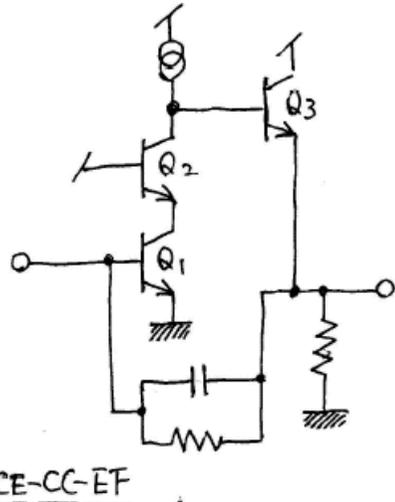
$$\tau_2 : 2nd \text{ pole}$$

- オープンループゲインが $g_m$ 、 $R_L$ 、 $C_0$ によっている。
- $\tau_2$ を2次ポールとして計算することが出来る。
- 直接 $\tau_2$ が2次ポールとはならない(より高周波に移る)。

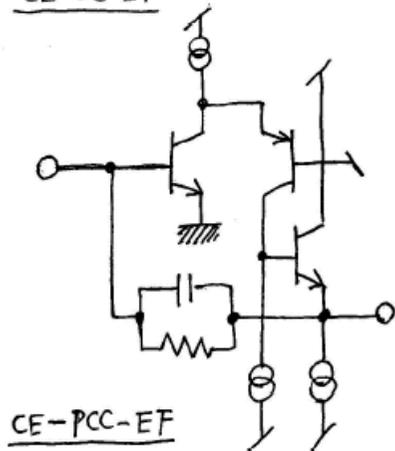
# 各種エミッター接地アンプ



- 2nd ~ higher poleの数が最も少ない。
- 最高速動作可能。
- $Q_1$ の  $C_{re}$  がゲインに影響。
- ダイナミックレンジがせまい。
- オープンループゲイン小。



- Cascode transistor が 2nd ~ higher poleの可能性になる。(一部 degenerate)
- ある程度の高速動作可能
- $Q_1$ の  $C_{re}$  がゲインに影響しない。
- ダイナミックレンジは CE-EF より大きい。
- オープンループゲイン中



- Cascode transistor が 2nd ~ higher poleの可能性になる。
- 低速動作
- $Q_1$ の  $C_{re}$  はゲインに影響しない。
- ダイナミックレンジは非常に広い。
- オープンループゲイン大。

- CE-EFは簡単、 $C_{re}$ の小さなアンプ用。超高速アンプに最適。ゲインを取れないので小容量検出器読み出し。
- CE-CC-EFは比較的大きな  $C_{re}$ を持つトランジスター用。大容量検出器の高速読み出しなど。
- CE-PCC-EFも比較的大きな  $C_{re}$ を持つトランジスター用。大容量検出器の低速読み出し。

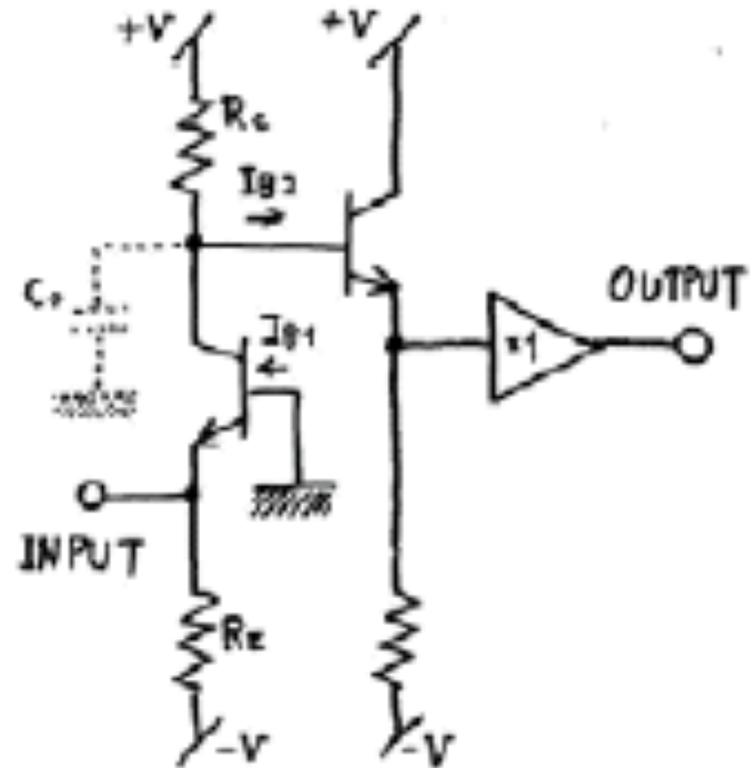
# ENC (ベース接地)

$$ENC_P^2 = \frac{1}{2} (2q(I_{B1} + I_{B2}) + 4kT \left( \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_C} \right)) \int W(t)^2 dt$$

$$ENC_S^2 = \frac{1}{2} kT(2r_e + 4r_{bb}') C_D^2 \int W'(t)^2 dt$$

- 入力信号電流に対して  $I_{B1}$  と  $I_{B2}$  は誤差になる (Parallel noise)。
- $R_E$ 、 $R_C$  の熱雑音も Parallel noise 源。
- ベース接地の  $r_e$  と  $r_{bb}'$  (ベース広がり抵抗) が Series noise 源。

$$T(S) = \frac{R_C}{C_o R_C S + 1} \quad Z_{IN} = r_e + r_{bb}' / h_{fe}$$



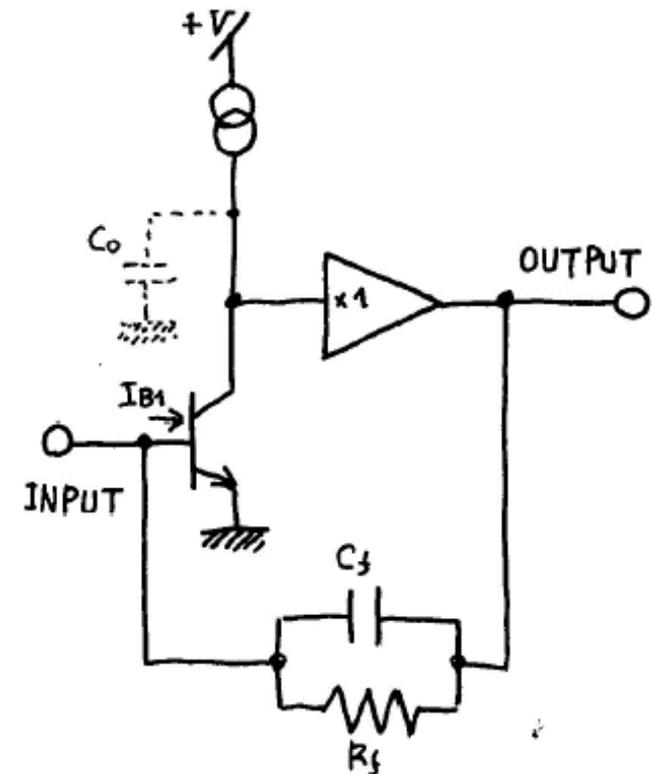
# ENC (エミッター接地)

$$\text{ENC}_P^2 = \frac{1}{2} (2qI_{B1} + 4kT \frac{1}{R_f}) \int W(t)^2 dt$$

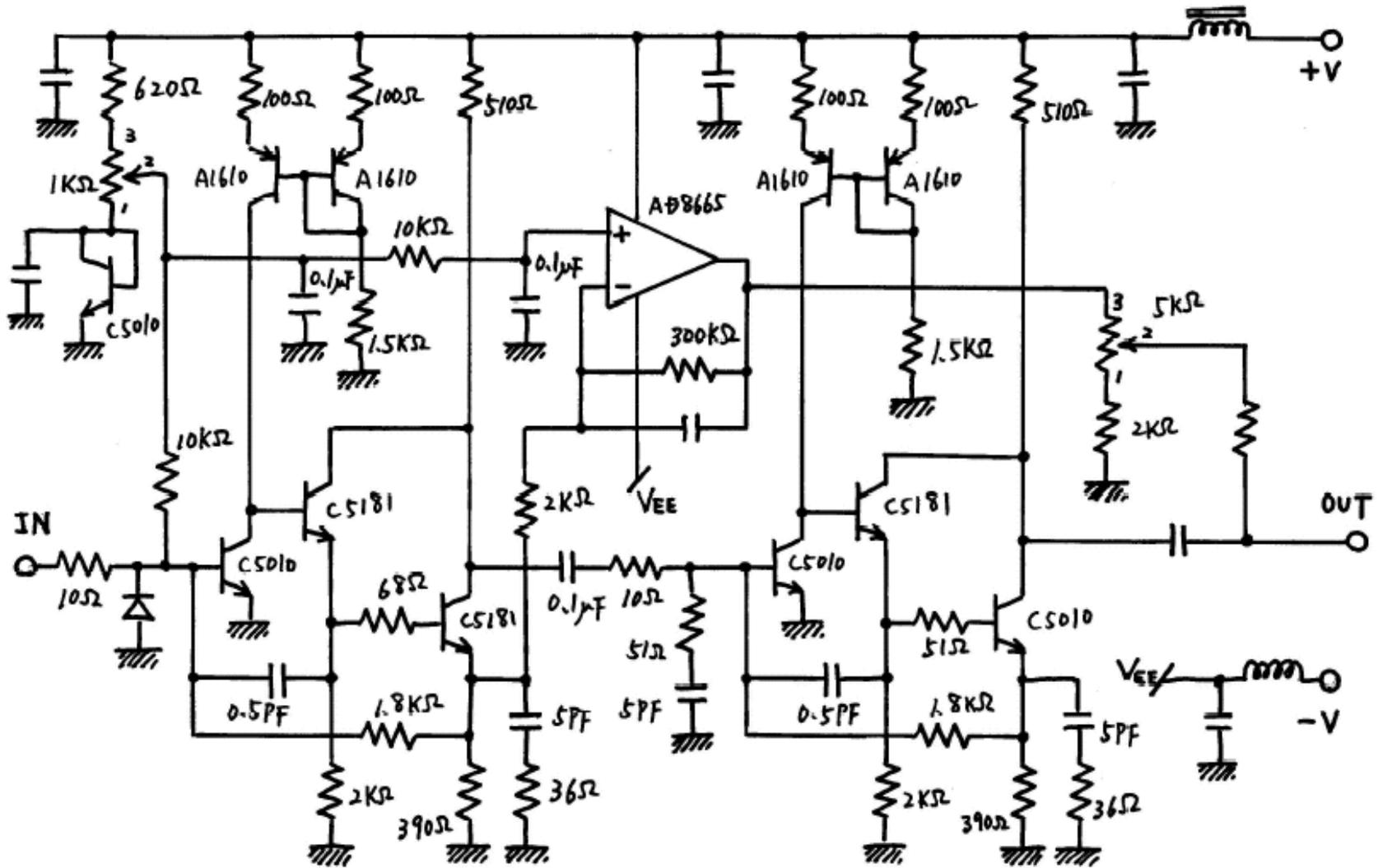
$$\text{ENC}_S^2 = \frac{1}{2} kT(2r_e + 4r_{bb'})C_D^2 \int W'(t)^2 dt$$

- ベース電流の揺らぎと $R_f$ の熱雑音がParallel noise源。
- Series noise源はベース接地と同じ。

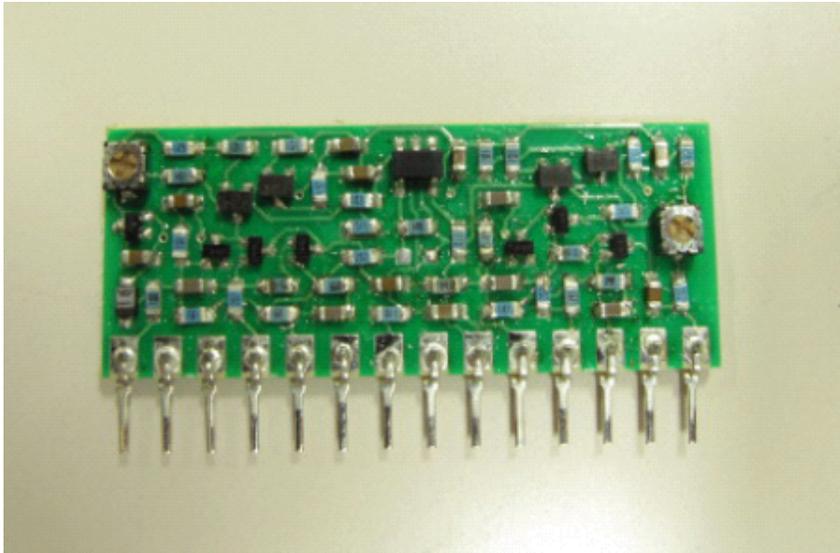
$$T(S) = \frac{R_f}{C_f R_f S + 1} \quad Z_{IN} = r_e \cdot C_O / C_f$$



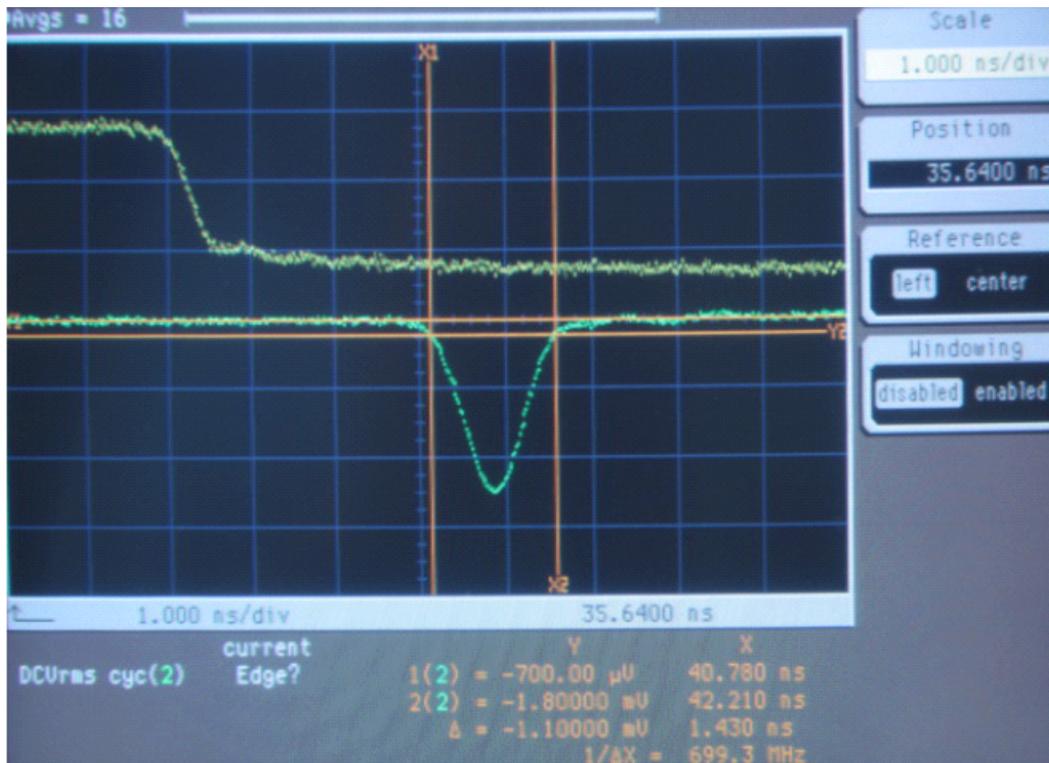
# ディスクリートアンプ(例1)



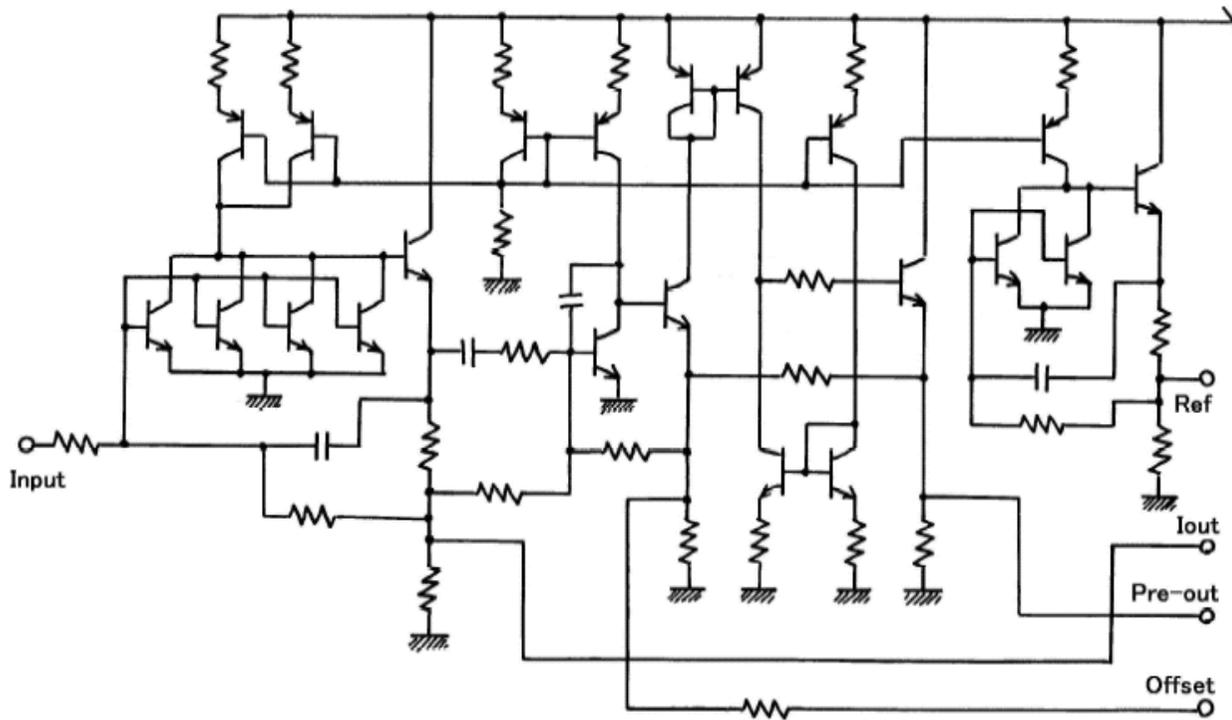
# ディスクリートアンプ



- インパルス反応～  
1.43nS(FWTM)。
- 入力等価雑音電荷：  
1080等価電子@0pF。
- 消費電力
  - +5V:20mA
  - -5V:2mA
- DC再生機能。
  - 検出器電流再生。
- 製作目的
  - ASIC版のための予備テスト。
  - 小さなシステム用。



# プリアンプ回路(例2)

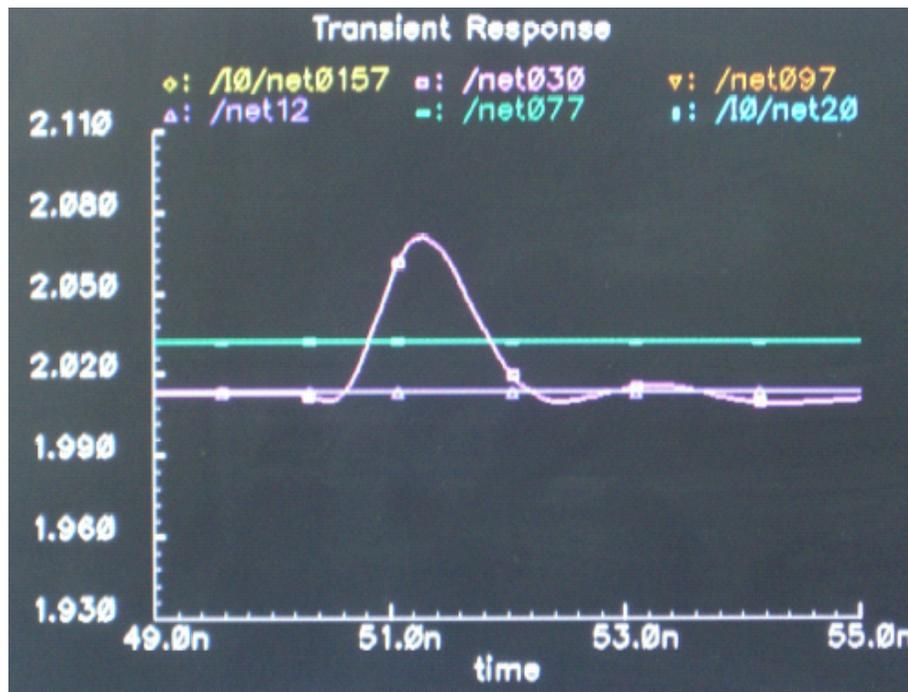
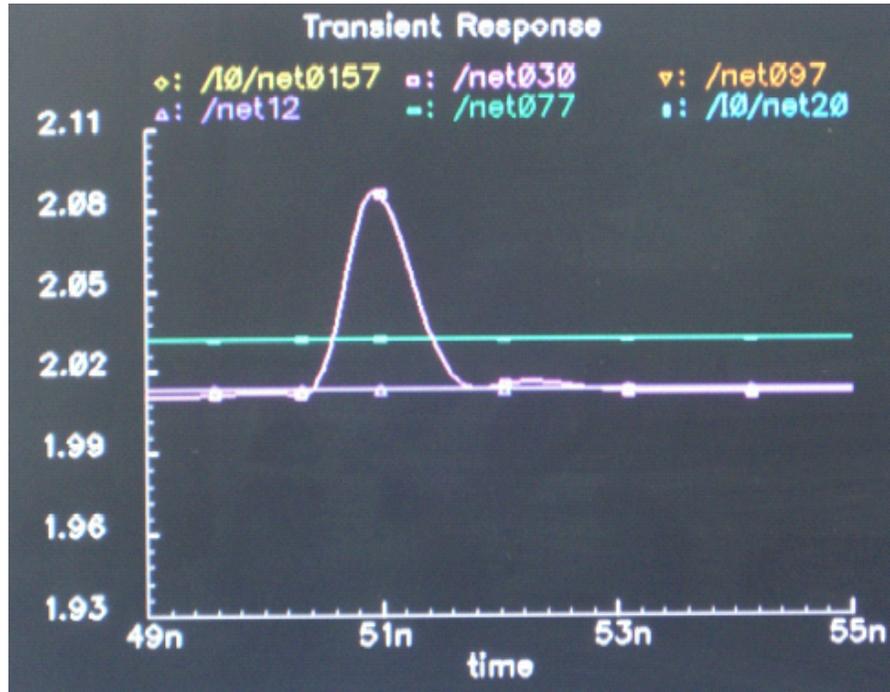


- 性能
  - 55mV/fC
  - 0.8nS FWHM
- 電流出力
  - 5V/mA
- DCカップルである
  - 本質的にレートでレベルシフトはしない。
  - 出力を特定の電圧に固定したい。
  - そのためには入力電流測定が必要。

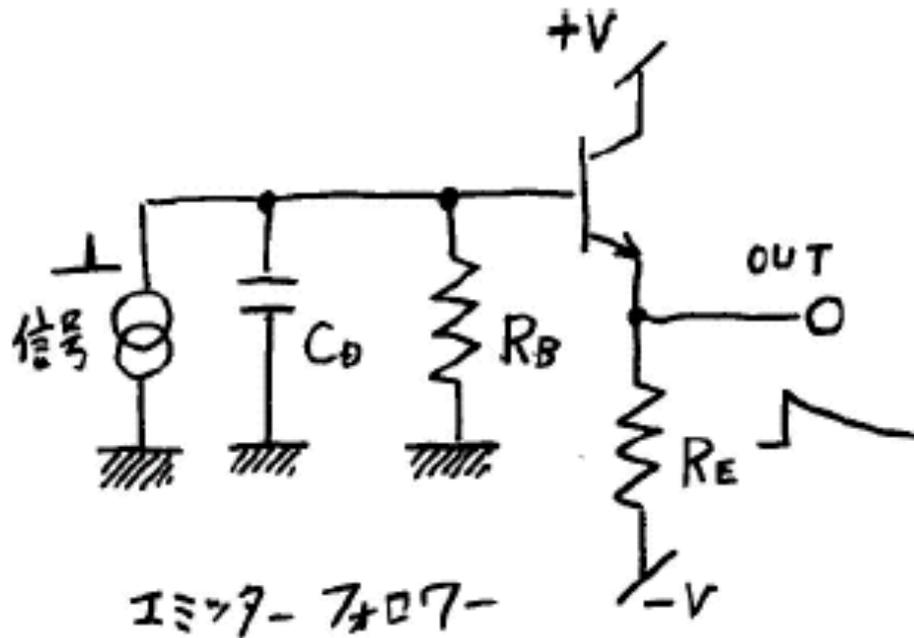
- エミッター接地、エミッターフォロワー型三段アンプ。
- 初段の出力から電流測定出力を取る。
- レファレンスアンプの出力との差をとって電流測定を行なう。
- 二段目の入力が出力オフセット調整をする。
- 最終段は二段目のフォロワーを使用した電流帰還型出力段。

# アンプの反応

- 上トレース
  - 入力容量0pF。
- 下トレース
  - 入力容量5pF。



# エミッターフォロワー



$$V_{out} = Q / C_D$$

$$\text{積分時定数} = C_D \times R_B$$

ノイズの式に関してはエミッター接地と同じであるが、 $C_{in}$ の増加により $V_{out}$ 自身が小さくなる(他のアンプではありえない)ので高 $C_D$ で特に不利。

- 出力電圧とドミナントポールが $C_D$ に依存する。
- 同じ条件で他のアンプと比較は出来ない。
- 非常に低容量で(<pF)、容量がそろった検出器には能力を発揮するアンプ。
  - たとえばピクセル検出器。SOI Pixel検出器ではMOSFETのソースフォロワーをプリアンプとして使用している。

# BJTプリアンプの現状

- ASICについては
  - 以前は積分時定数 ( $\tau$ )  $< 10\text{nS}$ では明らかにFETよりもBJTがノイズ、速度の両面で優れていた。
  - 現在ではD-rangeを除けばMOSプリアンプが  $\tau \doteq 10\text{nS}$ でも同じくらいになってきた。
  - 将来的に検出器が高いGranularityを持てばMOSプリアンプのほうが有利になる可能性がある。
  - BJTプリアンプの生き残る道は低消費電力でかつ低ノイズ領域と超高速領域のみか???

# BJTプリアンプの現状

- ASICについては
  - SiGe HJBT(超高周波プロセス)がひとつの方向。
- ディスクリートでは
  - ディスクリートでは当分は代わりがない。
  - 回路教育の導入口としては非常に優れているが...
- ASIC、ディスクリートともに
  - いまだに理論と合わないことはたくさんある。これを説明することは必要である。
    - ヒステリシスもその内の一つ。

# 課題

- 新しいSiGe BJT の特性が、従来のBJTと比較して同じなのかそうでないのかをちゃんと調べるべき。
- これまでのノイズ理論と合うのかどうかを調べるべきである。
- PNPトランジスタがなくても十分な性能が出せる回路形式を考え出さねばならない（一時期の古い回路にそれが見られる）。

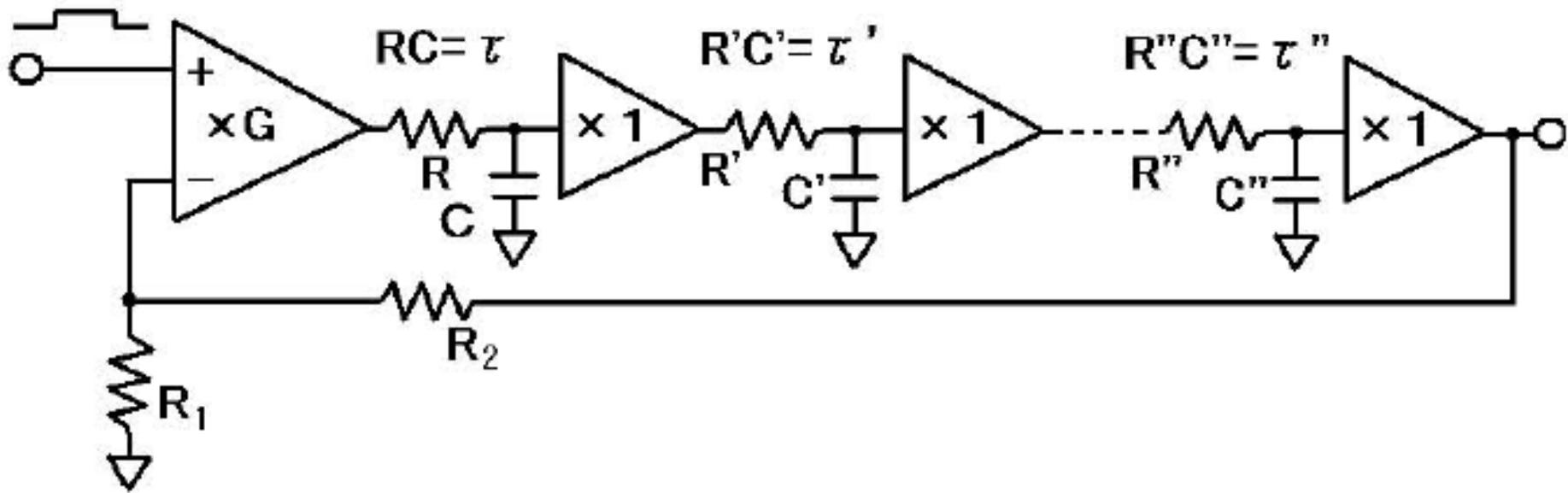
# BJTプリアンプのまとめ1

- ノイズ理論との差は多く認められる。
  - 定性的でも説明がほしい。
- CMOSの領域が重なってきたことも事実。
  - ノイズの点で必ずしも有利でない。
- いまだに作りやすく性能を出しやすい。特にシミュレーションとの差がCMOSよりはるかに小さい。
- 超高速、低ノイズ分野ではCMOSをはるかに上回っている。

## BJTプリアンプのまとめ2

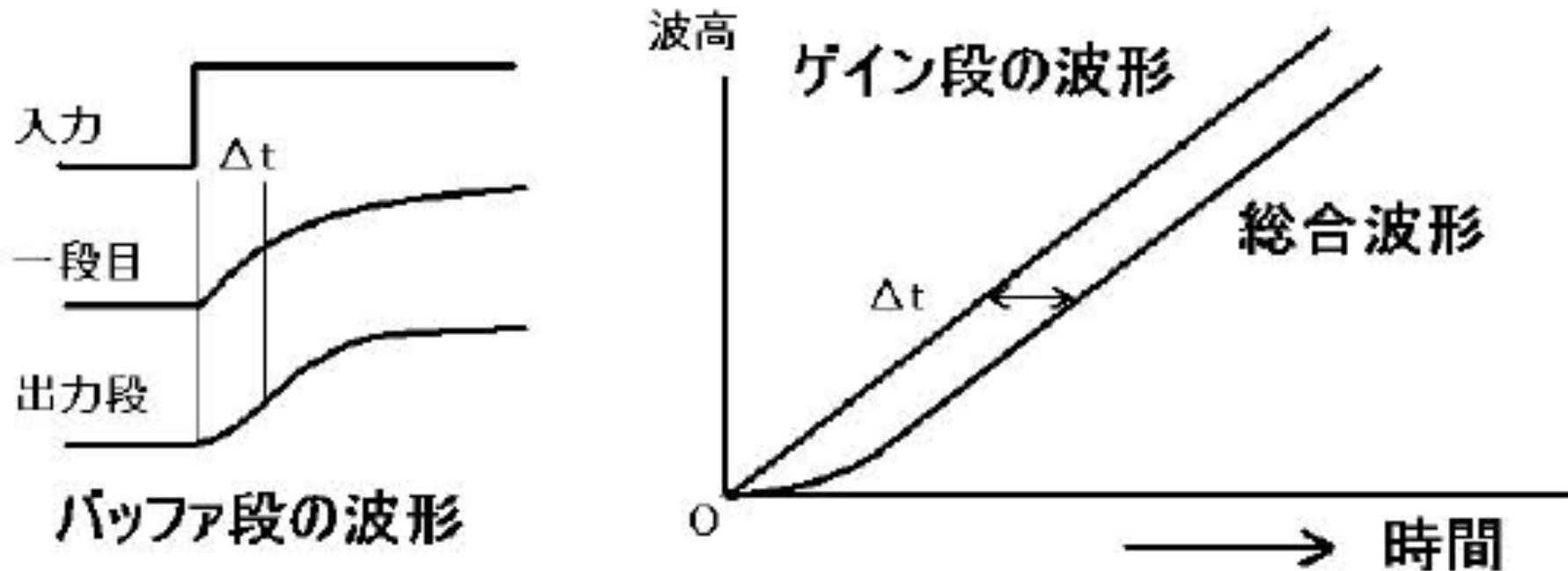
- ベース接地アンプの有益性が現在あまり認められない。
- エミッター接地・カスコード接続の有効性が少ない(高いD-rangeのときのみ)。
- エミッター接地・エミッターフォロワー、あるいはダーリントン接続が現代のトランジスタにもっとも向いた回路形式(私見)であるといえる。

# マルチポールアンプ



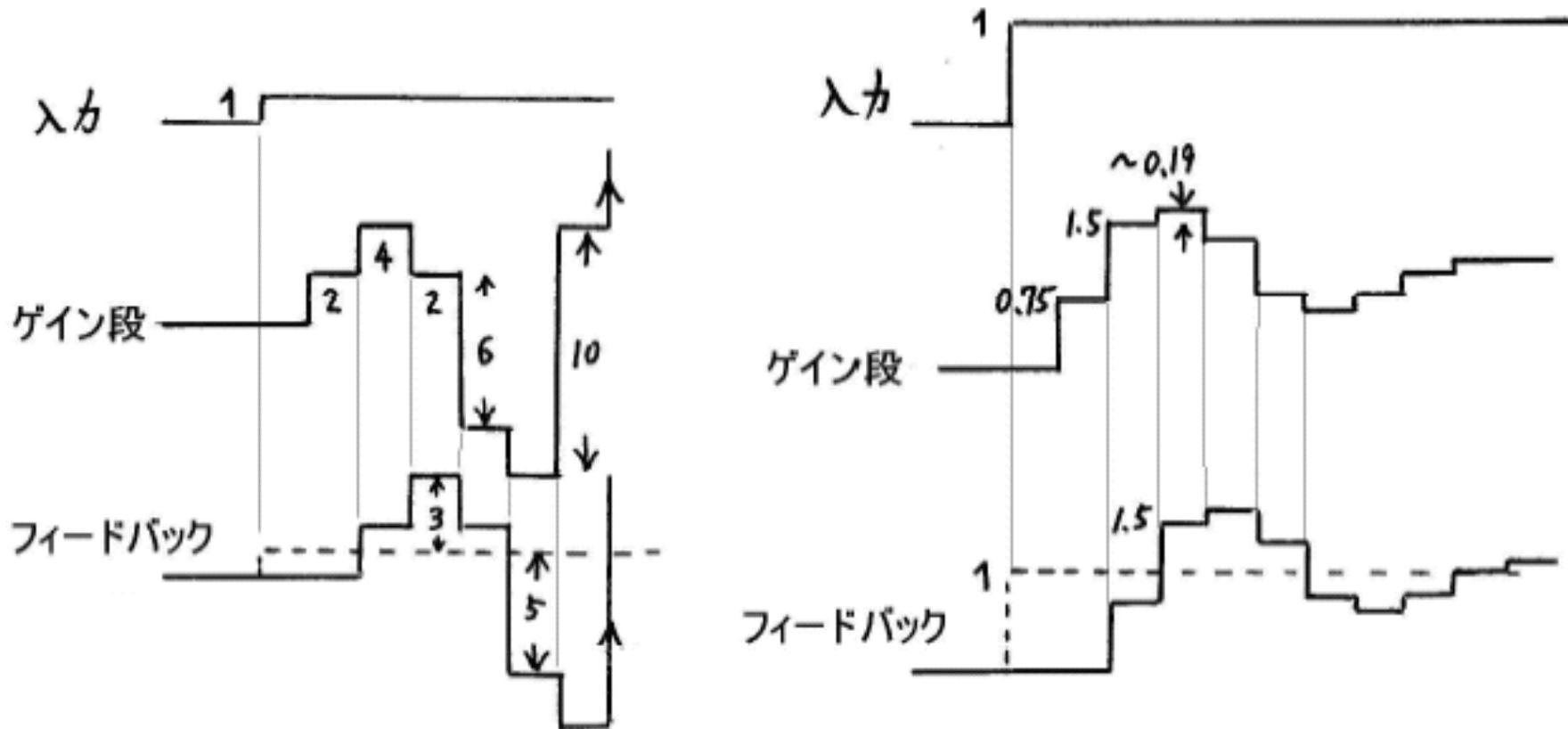
- このアンプのオープンループ波形はどのようになるであろうか？
- クローズドループ波形はどのようになるであろうか？

# マルチポールアンプ波形



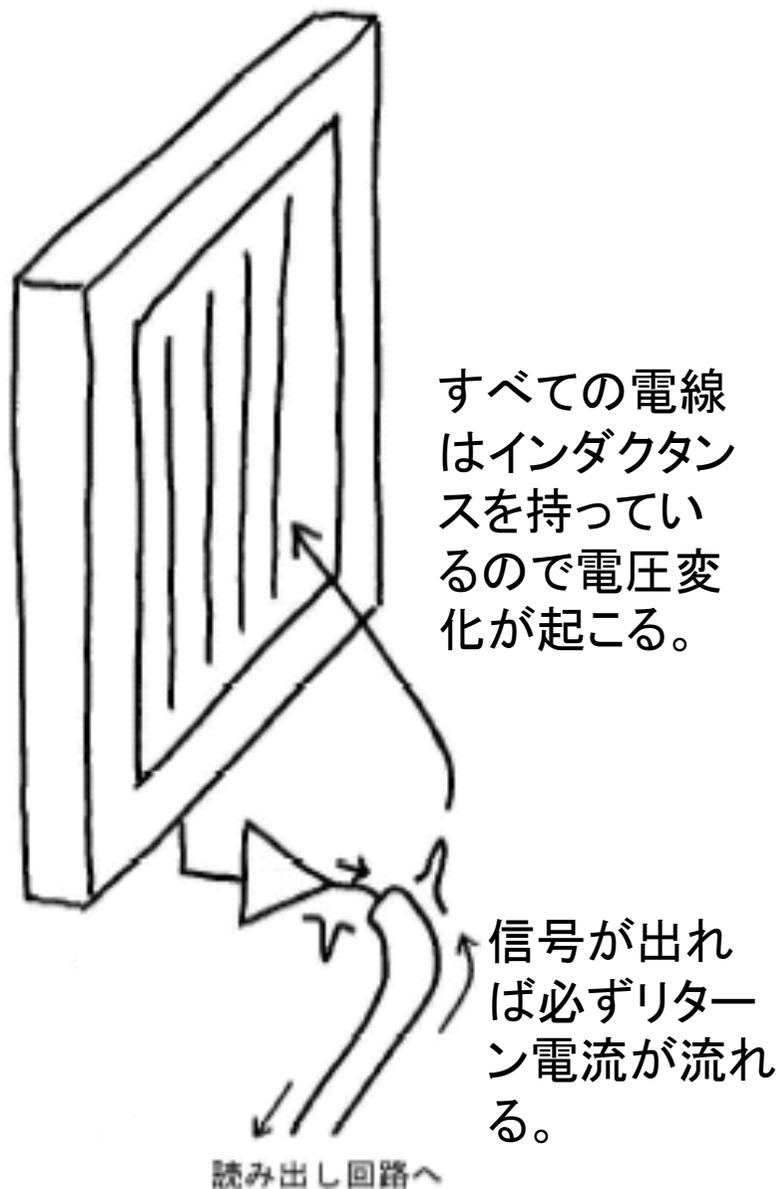
- 多ポールアンプはまるで入力波形が遅延したような波形になる。
- 一段目の積分を低周波とし(ドミナントポール)、あとを高周波とにおいて(2<sup>nd</sup> ポール、高次ポール)考える。

# 発振とリンギング



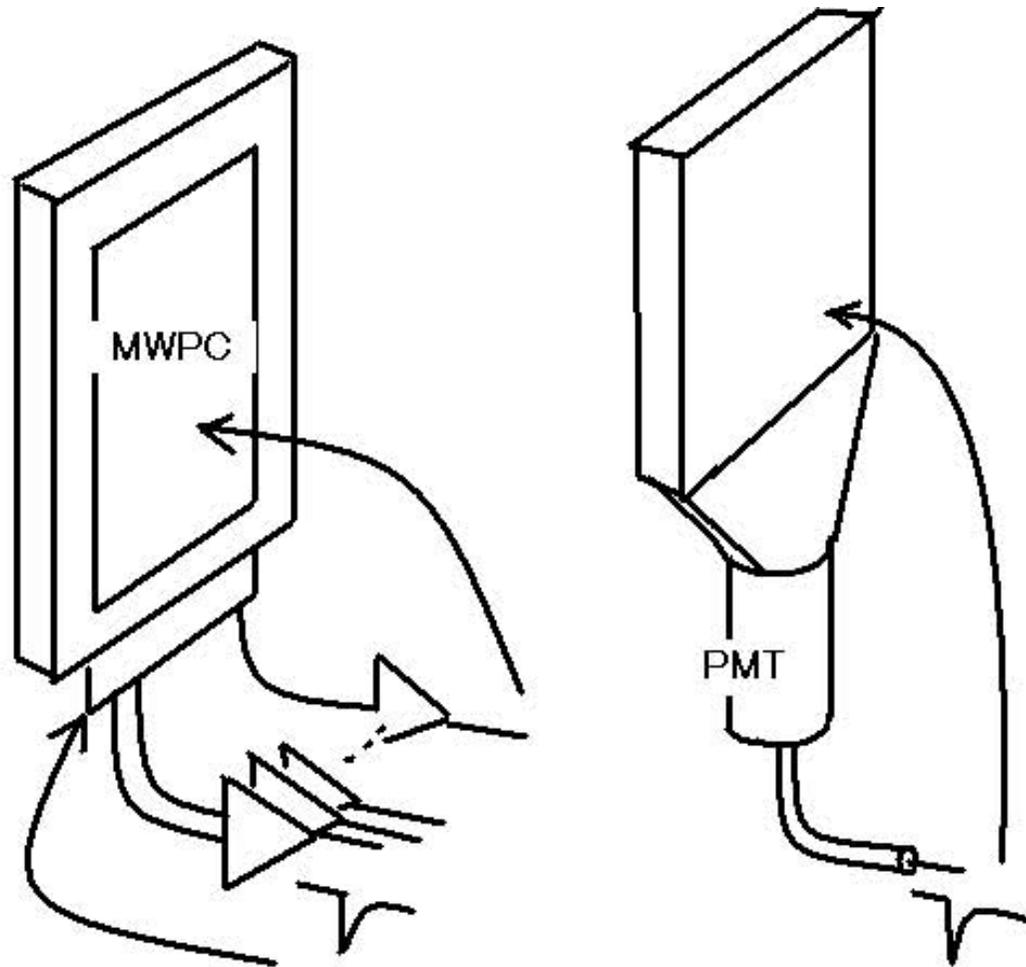
- $\Delta t$ を単位として、ゲインステージ波形とフィードバック波形。
- $\Delta t$ の間に2倍以上ゲインがあると発振する。
- フィードバック信号が遅延して入力、その遅延時間内に信号が大きく増幅されることによってアンプ系の発振が始まる。

# 検出器の発振



- 発振の原理はアンプとまったく同じ。
- ドリフトチェンバーやMWPCの発振が多い。
- ワイヤーはアンテナのような物。
- いったん増幅した信号が再度ワイヤーに入力され発振にいたる。
- ケーブルシールドは静電遮蔽をするが、すべてのノイズをシールドするわけではない。
- パルス電流や磁氣的ノイズに対してはケーブルシールドの効果は少ない。

# 検出器の発振



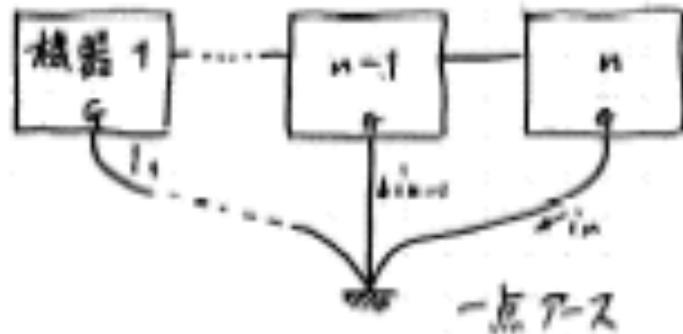
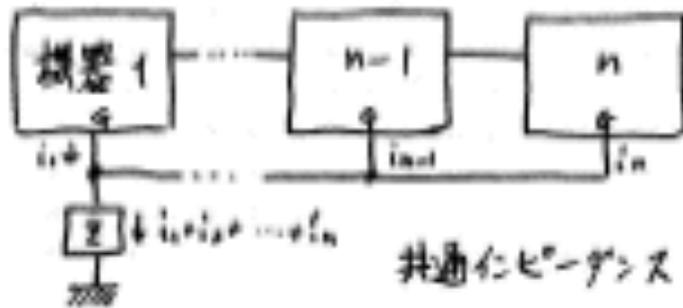
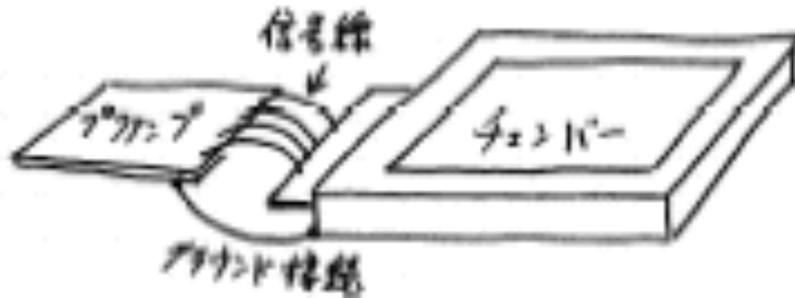
- プリアンプの信号がチェンバーの芯線引き出し用基板などを通して信号が帰り結局発振する。
- PMTはチェンバーよりも遙かにゲインが高いはずなのに発振しない。
- PMTもプリアンプを取り付けた物は発振を起こすこともある。
- 理由はなぜか？

# 色々な発振事例他

検出器の発振など

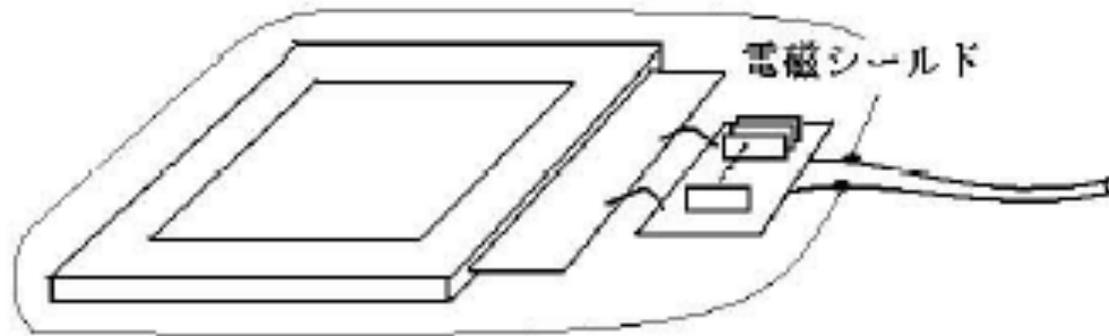
身近に起こりうる失敗事例を挙げて、  
説明のつくものは解説を行う。

# 一点アース



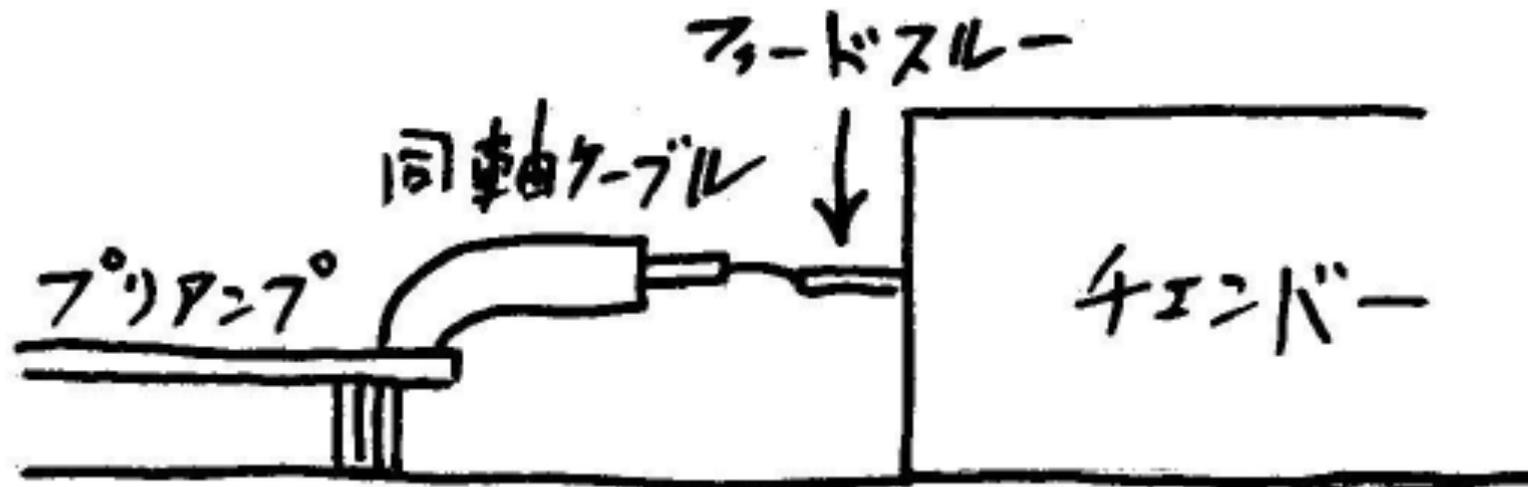
- プリアンプの信号ケーブルを図のようにケーブルでつなぎプリアンプとチェンバーグラウンドを一点でつないでしまった。
- 結果として発振、ノイズが多くなってしまった。
- 原因: 一点アースの意味を取り違えていた。

# 一点アース: 対処法



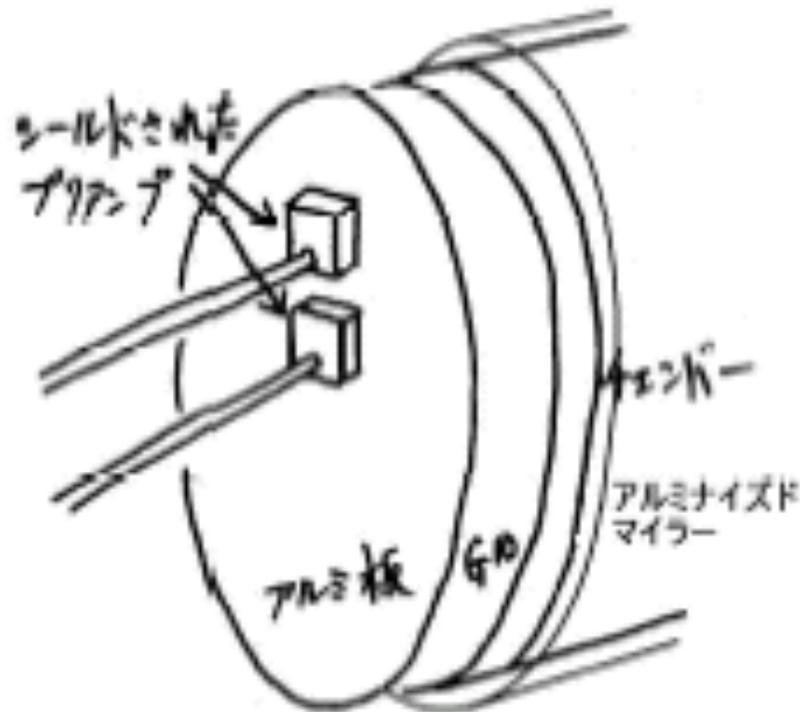
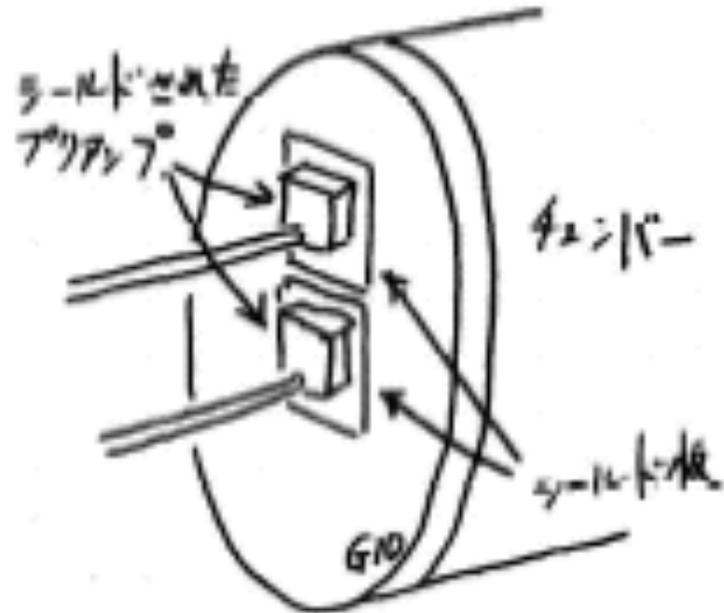
- 出カケーブルの根元でグラウンドを取り、チェンバー全体を包むようにシールドする。
- 実際はチェンバー表面にアルミナイズドマイラーシートを張りプリアンプのシールドケースに接続する。

# チェンバーの発振



- この例もグラウンドループを避けるためにプリアンプのグラウンドをチェンバーに接続しなかったことによるミス。
- 同軸のシールドでも空中から信号線が見えてしまっただけでは発振の恐れがあるので、全体をシールドすべき問題である。
  - 小信号時でのグラウンドループよりもまずは電磁シールドをきちんとすべきである。
  - ループに誘起される電圧 =  $-d\phi/dt$ 。

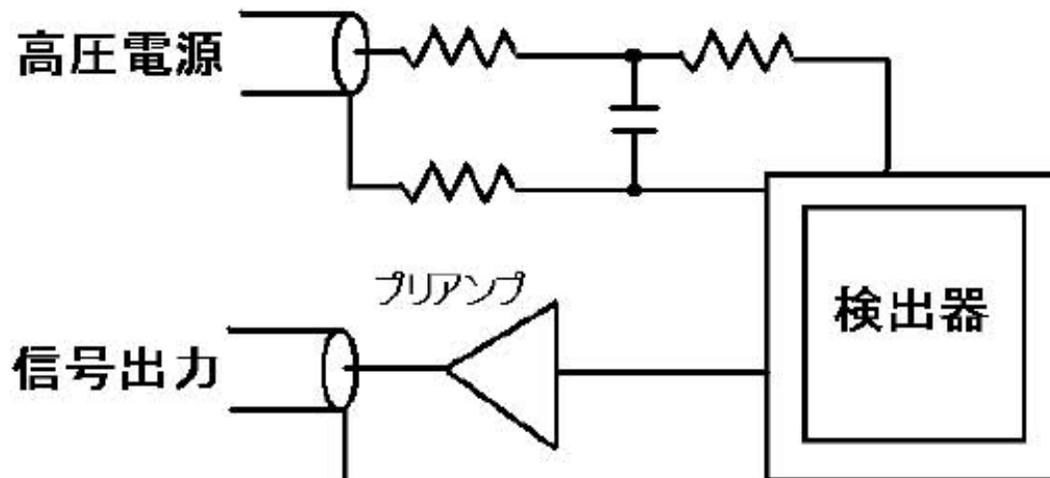
# BESS CDCの発振



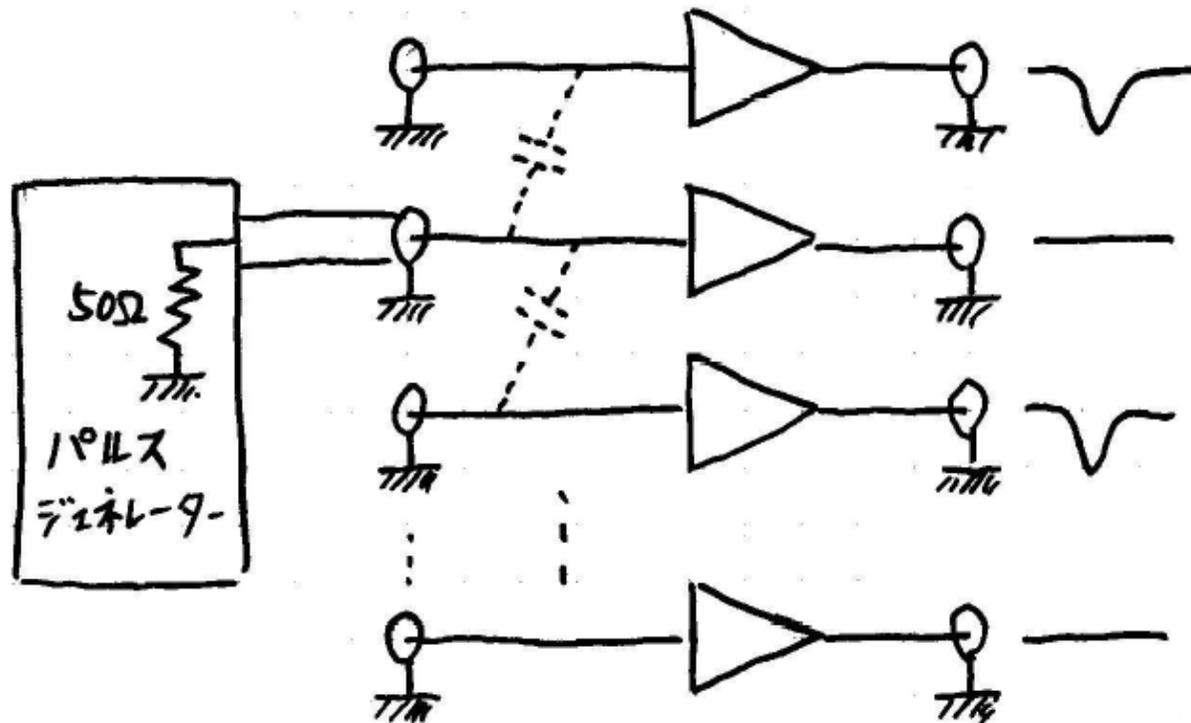
- 端板はG10であった。そこからワイヤー固定用のピンがたくさんでていた。
- プリアンプには十分なシールドがなされて、端板の奥に埋め込むように固定する予定であった。
- チェンバーとプリアンプの間には薄いBRASSの小さなシールドが細切れに入っているだけであった。
- プリアンプの出力信号はシールド板の横を歩いていくだけでもスルーピンやワイヤーに入ることができた。
- 2mm厚のアルミ板をプリアンプと端板の間に入れ、ワイヤーをプリアンプ出力から見えなくした。
- アルミナイズドマイラーシートでチェンバー本体を囲ってシールドした。

# バランスドライブ

- 数100チャンネルのSi(Li)検出器をすべて同軸ケーブルで数10m伝送していた。
  - 数多くのグラウンドループが生じた。
  - その結果発振。
- シェーピング時定数がおおよそ $1\mu\text{S}$ 。
  - 同軸ケーブルの必要はない。
- ツイストペアーケーブルで差動ドライブすることによって解決。
- 実はグラウンドループによる発振のメカニズムは私自身よく理解しているわけではない。しかし少なくとも高圧電源のリターン側に抵抗を直列に挿入することによって防げる発振もあると思う。

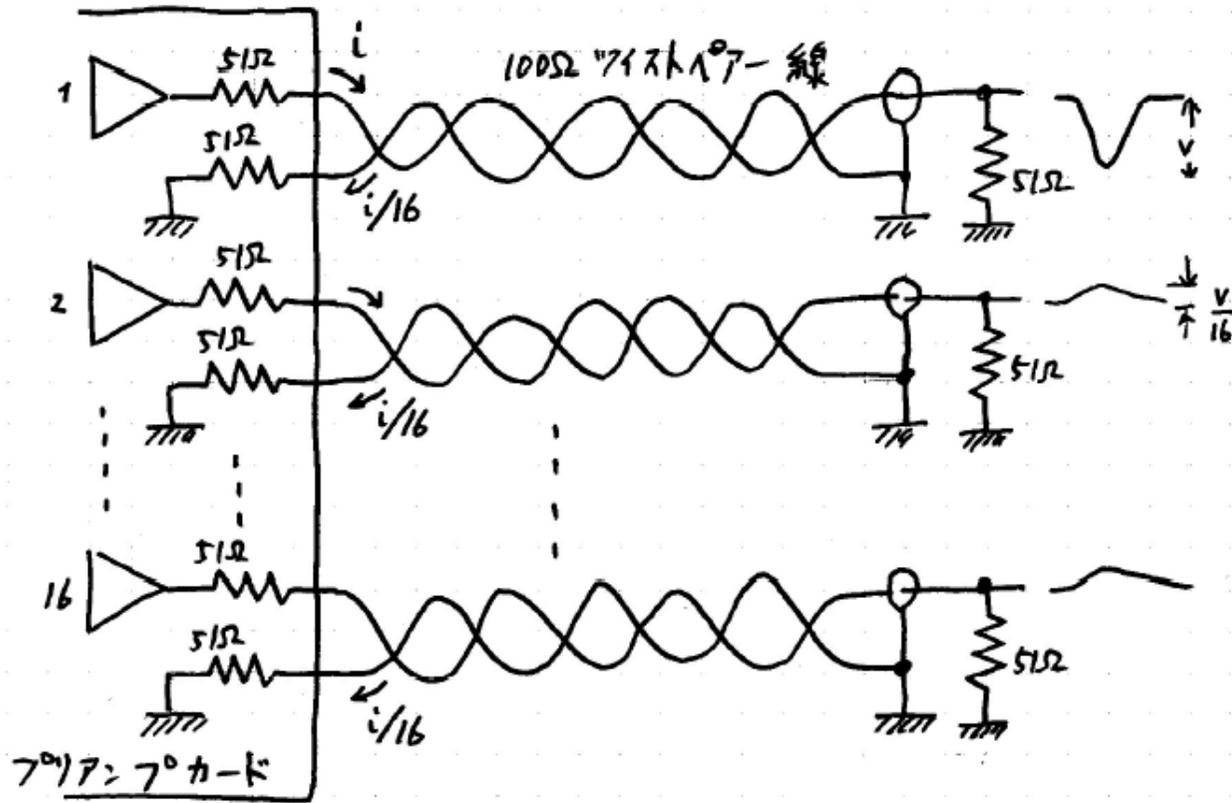


# プリアンプのテスト



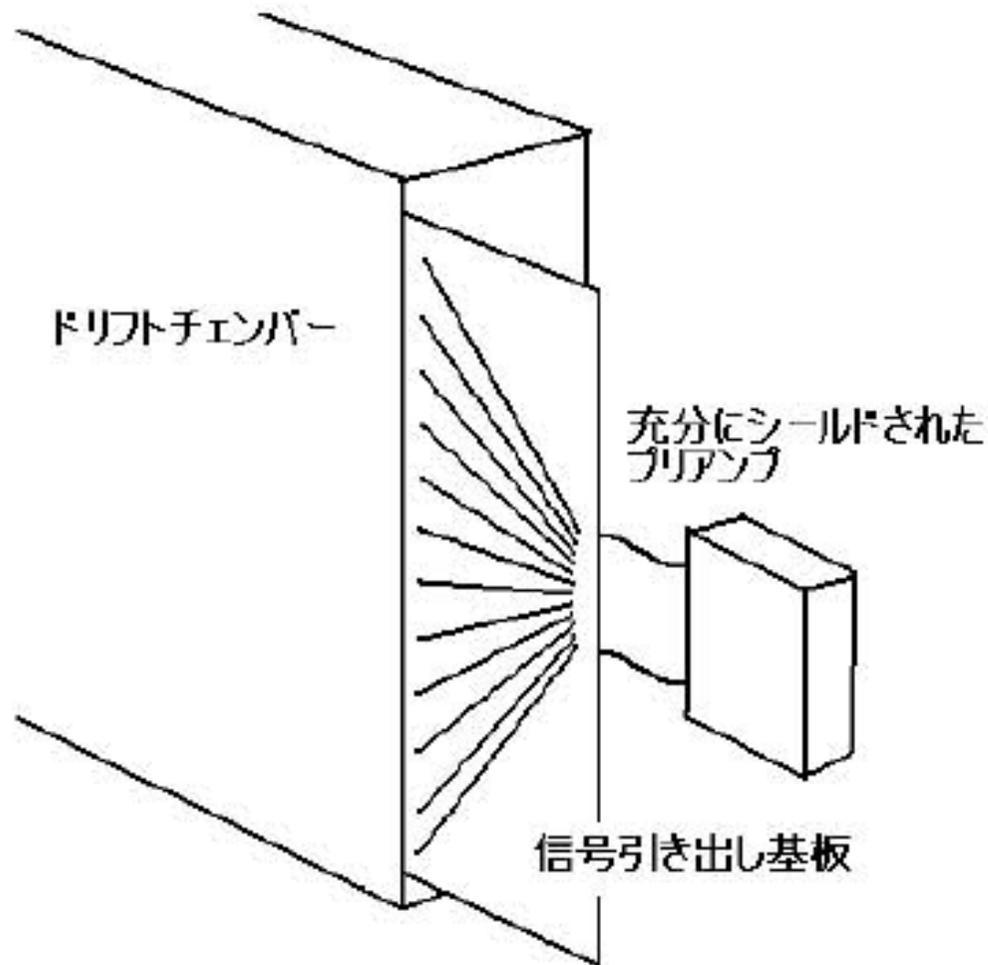
- プリアンプに直接パルスジェネレータからの信号を入力。
- 入力したプリアンプはバイアスが狂って反応せず、隣のチャンネルが反応した。
- これが配線間違いと指摘された。
- 少なくとも全チャンネルACカップルすべき。

# クロストーク



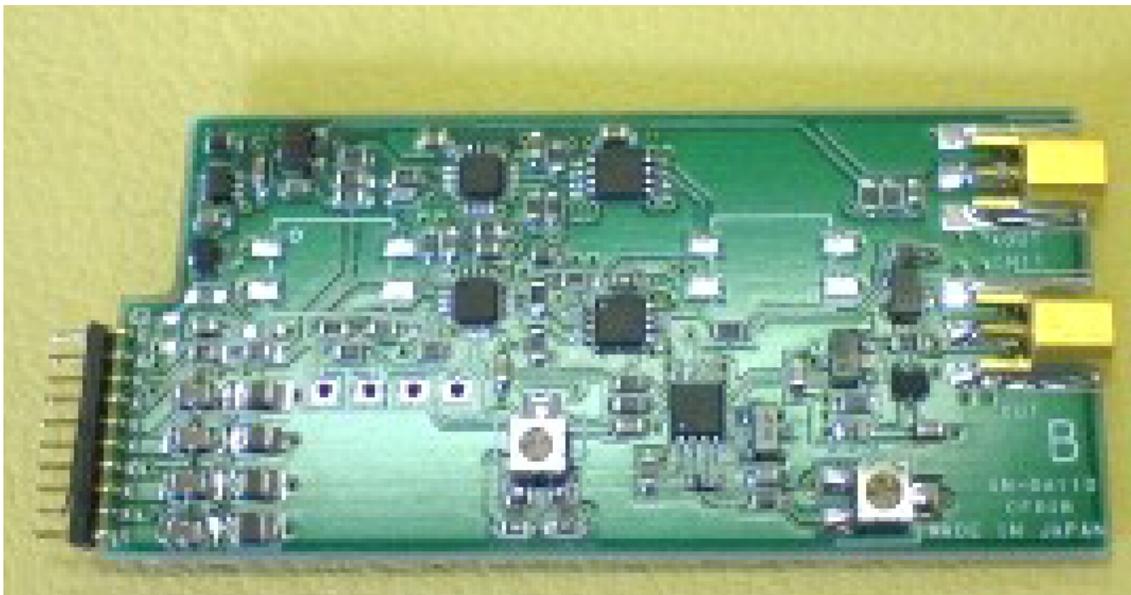
- バランスドライブ出力をシングルエンドで、オシロスコープで観察した。
- バランスドライブのためリターン電流によって観測がわのグラウンドとプリアンプのグラウンドがずれる。
- 全チャンネルに同じようにクロストークがのる。

# プリアンプの発振



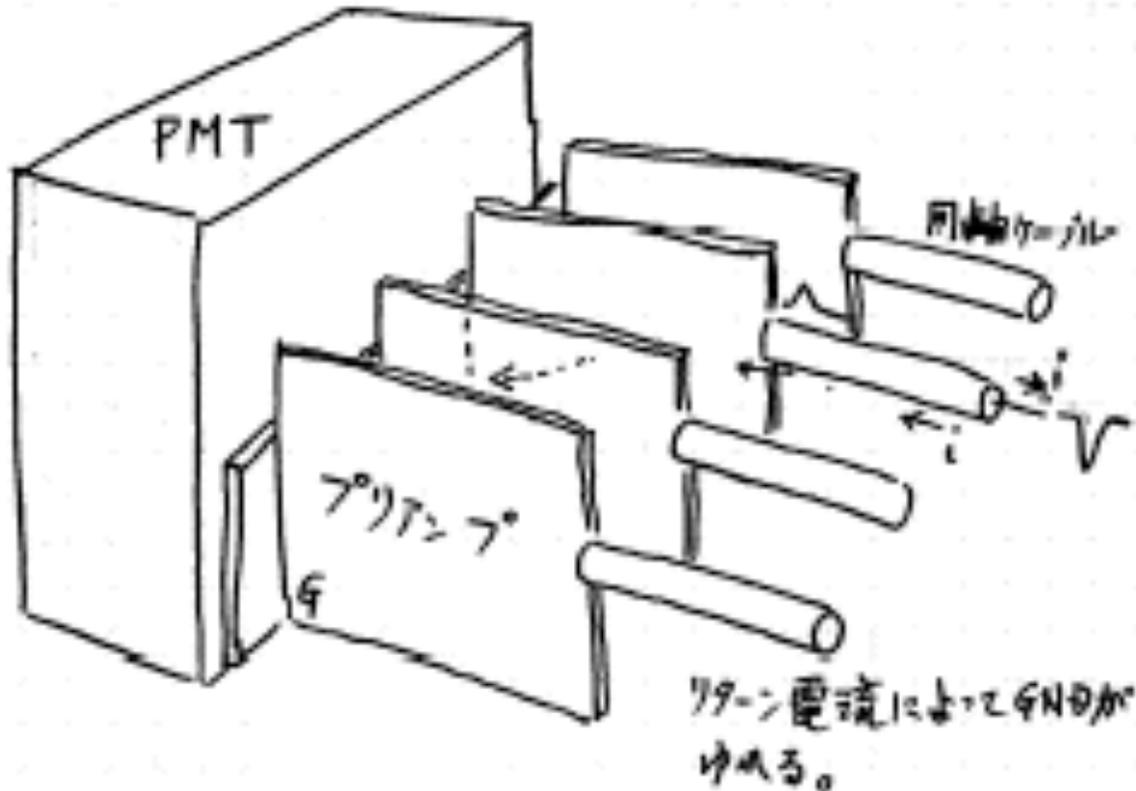
- チェンバーのンプが発振しているという訴えであった。
- プリアンプ単体での発振はないとのことであった。
  - プリアンプが原因ではない可能性が高い。
- ドリフトチェンバーはアルミ製でありワイヤーへのノイズ侵入の心配はまったくない。
- プリアンプも十分にシールドされていた。
- にもかかわらず信号引き出し基板は空中にさらされており、いくらでもノイズが入る状況であった。
- 信号引き出し基板のシールドを指示して以降発振は無いとのことであった。

# TOPカウンターCFDの発振



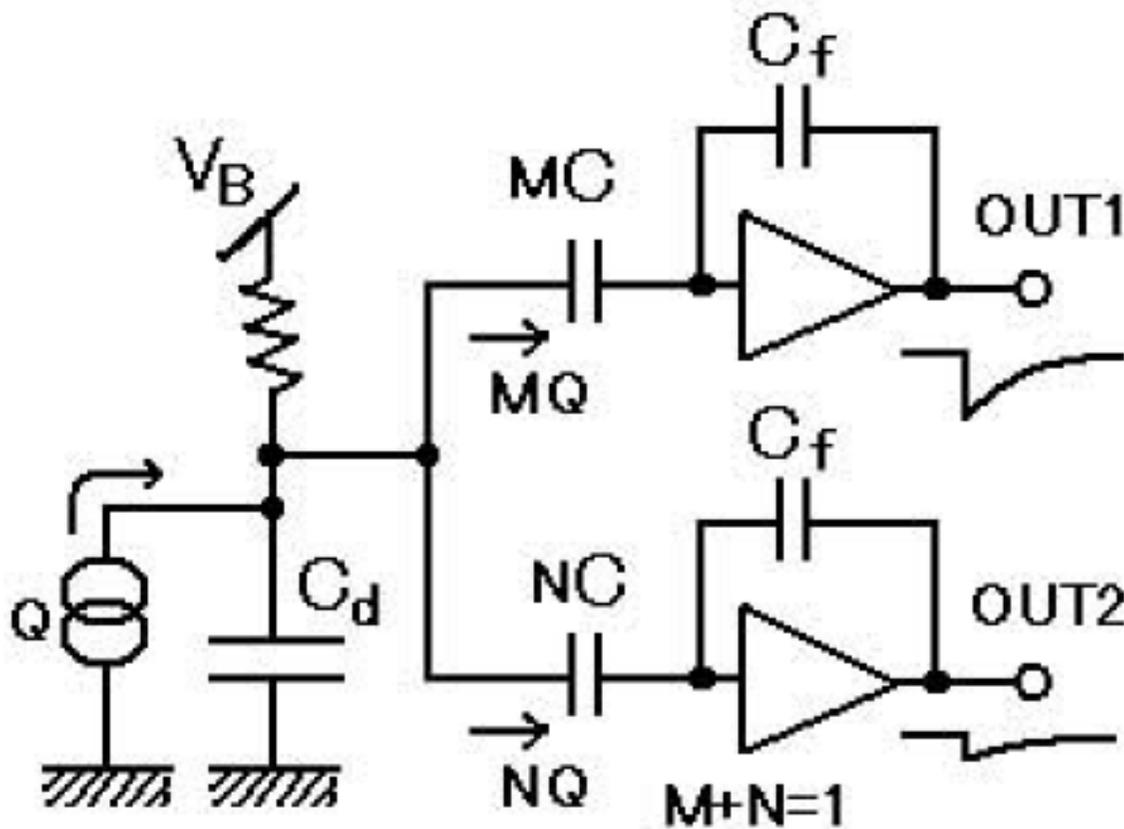
- PMTベース内に電圧分配とCFDボードが4枚収まる。
- 下図がCFDボード。
- 後ろにはふたはない。
- ベースの左側にPMTが取り付けく。

# TOPカウンターCFDの発振



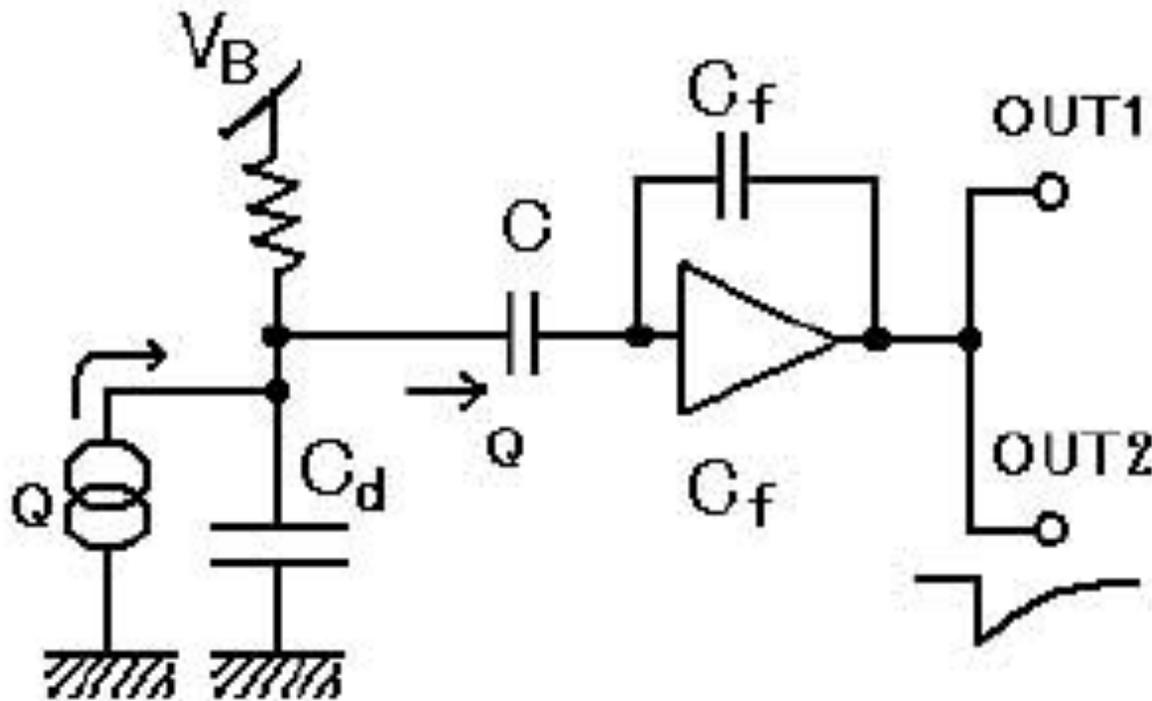
- ひとつのチャンネルが信号を出力する。
- グラウンドにリターン電流が流れる。
- これがバックプレーンを通して電源に帰るので、プリアンプカード自体のグラウンドも、ともにゆれる。
- 一枚のカードのグラウンドがゆれるとそれが隣のチャンネルのアンプにチャージインジェクションという形で入力され、隣のチャンネルが出力する。
- それがまた自分のプリアンプを動作させる。

# ひとつの検出器に二つのプリアンプ



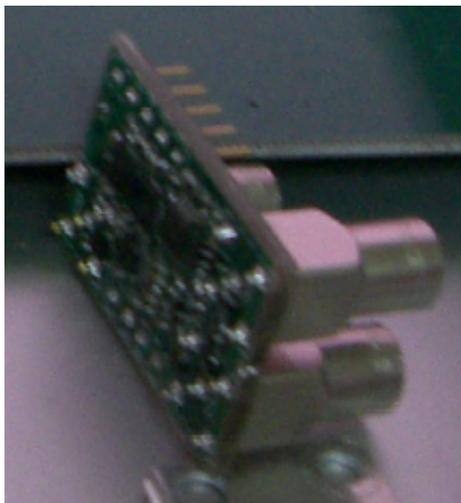
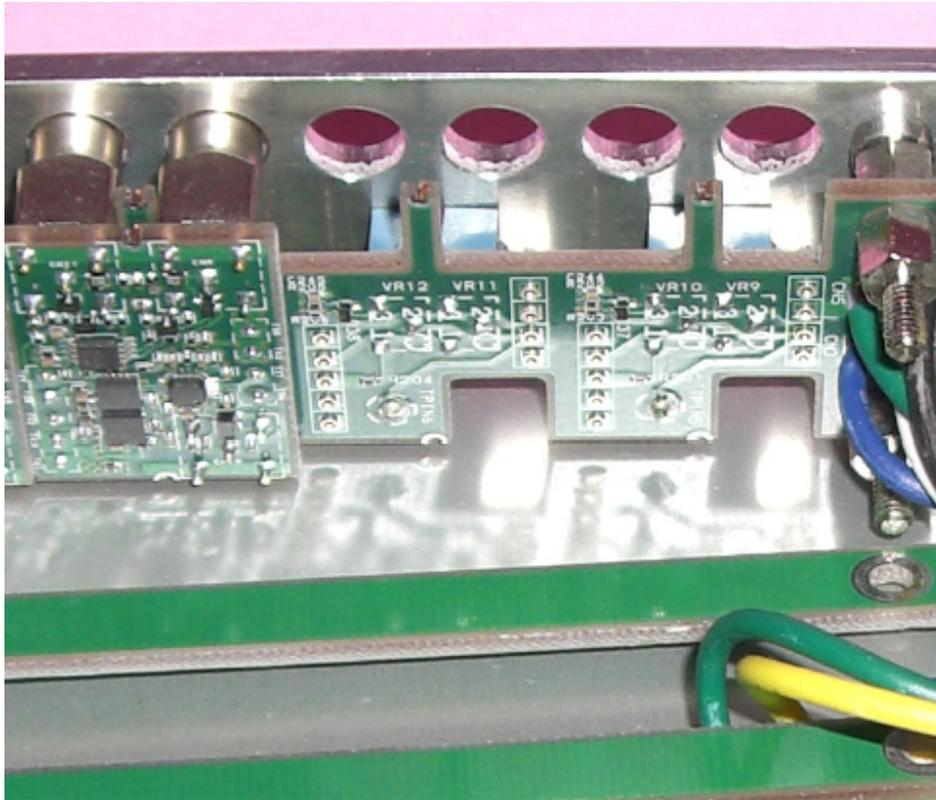
- 検出器のダイナミックレンジを大きくしたいとの希望。
- 検出器からの信号をACカップル用のキャパシタンスを変えることによりOUT1とOUT2のゲインを変える。
- これによる問題はないだろうか。

# ひとつの検出器に 二つのプリアンプ



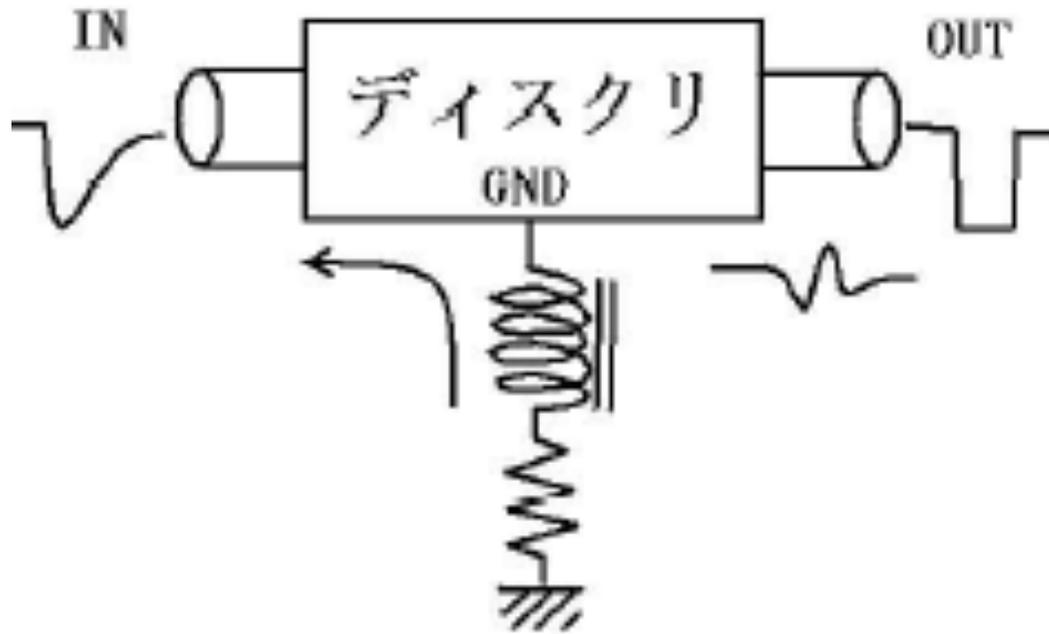
- 二つのプリアンプはACカップル用キャパシターによってお互いのシリーズのイズが増える。
- ひとつのプリアンプ出力を二つに分け、ゲインの違うシェーパーアンプにつなぐべき。

# 最後に最近の私の失敗



- 500MHzディスクリミネーターモジュール。
- 共通インピーダンスによるグラウンドポテンシャルの上昇。
- 結果としてダブルパルス、あるいは発振。
- マザーボードからGNDを含むすべての電源をもらっていたことが原因。
  - 共通インピーダンスは特に高周波においては厳しい。
- NIM 一幅に8チャンネル。
- 試作機

# 最後に最近の私の失敗



- グラウンドのインピーダンスをあまり重要に考えていなかった。
- 入力信号によって少なくとも数mVグラウンドレベルがずれることは、後でわかった。
- スレショールドレベルはケースGNDから作っているのでダブルパルスが観測された。
- 作り直し。

# 検出器の発振についてのまとめ

- すべての場合に、出力電圧が何がしかの形で入力に入り込み、その信号の位相がフィードバック信号とずれているので発振にいたっている。
- ほとんどの場合には入力部分をシールドすることで問題解決している。
- グラウンドの共通インピーダンスでの発振は高周波発振が多い。

# まとめ

- ディスクリート素子による回路開発はやはり回路教育の点において重要である。
  - 繰り返し時間がASICよりも短いので経験数が上げられる。
- シミュレーションのみで教育をするのには色々な意味で問題が多い(実際と違うことと、明らかな原因を求める必要がある)。
- 発振の原因は出力信号が色々なパスを通じて入力に(位相が変わって)帰ること。
  - 外界から十分にシールドをすること。
- グラウンドがゆれることによっても発振やリングングが起きる。
  - 信号リターンと電源グラウンドとの間に差はないか？
- 発振が起きたときには必ず考えうるモデルを立て、一つずつ、つぶしてゆく事。
- 敵は常に違ったスタイルでおなじことの別の側面を見せてくれる。