



フィードバックと不安定

Makoto Tobiyama

KEK Accelerator Laboratory

ビーム不安定

- **加速器真空要素(chamber、空洞、つなぎ等)でビームからの電磁波が発生します**
 - 共鳴構造
 - 鋭さ(Q値)、高さ(R_s)
- **運悪く、次々来るバンチからの信号が、この電磁波エネルギーを大きくするように働くと(共振)、信号はどんどん大きくなり、また、ビームを揺らし始めます**
- **ビームが振動し始めると、さらに激しくエネルギーがたまっていき、ますます激しくビームを振動させてしまいます**

ビーム不安定(Instability)

電子(陽電子)円形加速器の放射減衰

- ビームは放射光を出すことにより、エネルギーを失う エネルギー失っただけ高周波加速空洞からエネルギーをもらう
- このことにより、ビームの振動は減衰します

放射減衰といいます

SuperKEKBの場合、進行方向20ms程度、横方向40ms程度(振幅が $1/e$ になる時間)

この減衰率より、不安定の成長が早いと、ビームは振動を始めてしまう

大電流加速器では

- **大電流、多バンチ加速器(B-Factory、放射光源)では、**

大電流のために、今までは大丈夫だった諸々の不安定源による悪影響が明るみに出やすく

多くのバンチがあるため、いろんな振動モードの不安定がおきやすく、そう簡単に逃げれない

ため、ビーム不安定がおきやすい

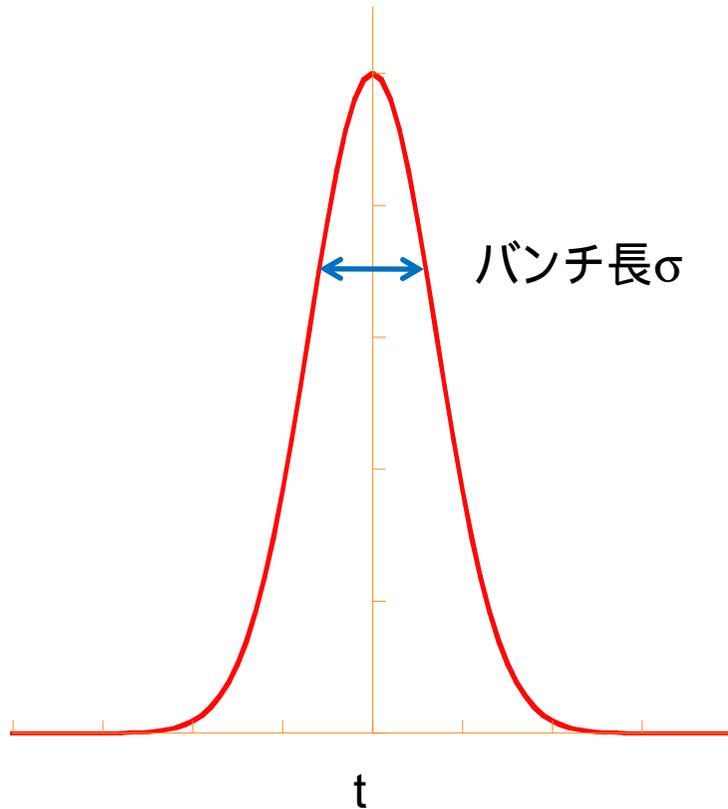
- **ひとたびビーム不安定が起きると、電流は積めないし、ビームの性質は悪くなるので加速器の性能を大きく損ねてしまう**

ビーム不安定から逃れるには

- **がんばって不安定の原因を加速器コンポーネントから取り除く努力をする**
HOMの無い高周波加速空洞、スムーズな真空チェンバーなど
- **ビームが振動したとき、自然に振動の周波数などが変わっていく仕組みを導入する**
多極磁石、高次加速空洞、非線形システム
- **フィードバックシステムで、振動を押さえ込む**
個別バンチフィードバックシステム

(復習)バンチ信号の時間分布と周波数分布

- ガウス分布のビーム



- ある時刻tにおける
ビーム電流は時間領域
で表すと

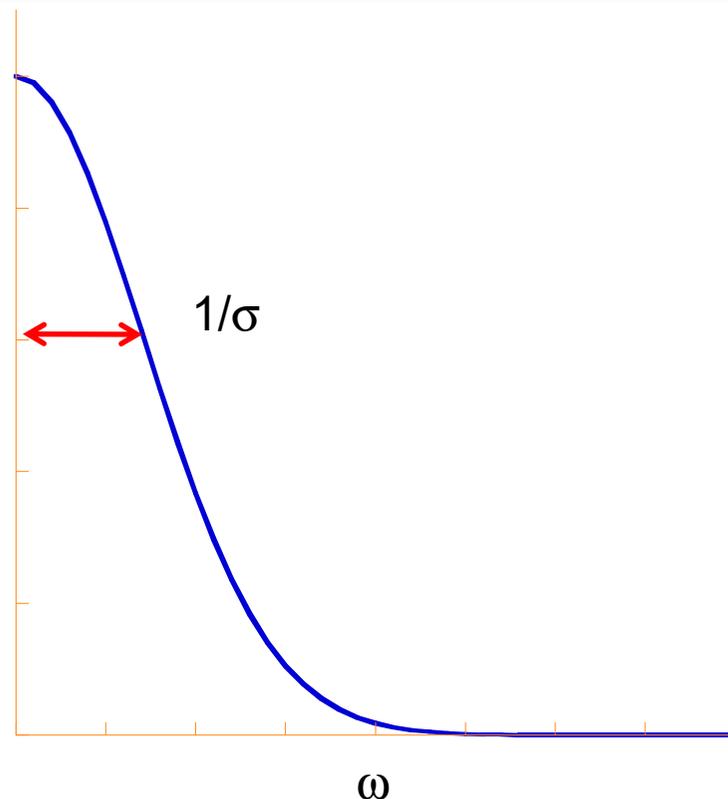
$$I_b(t) = A \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)$$

周波数領域では

- フーリエ変換すると

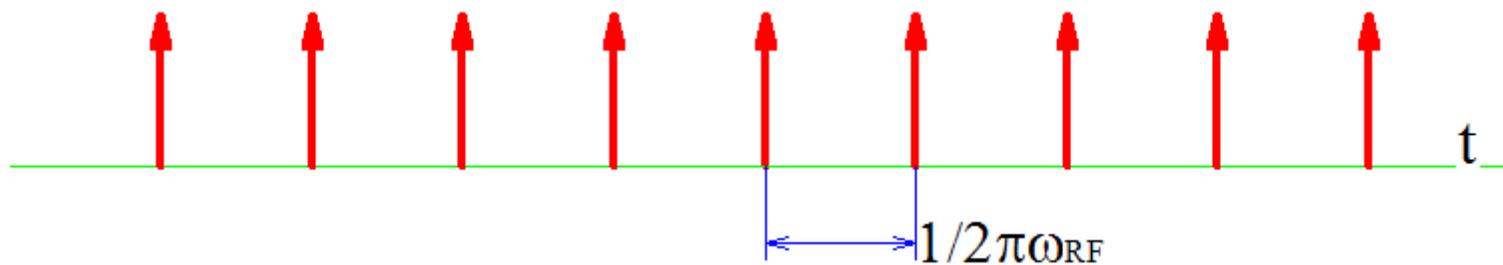
$$I(\omega) = A\sigma \exp\left(-\frac{\omega^2}{2\frac{1}{\sigma^2}}\right)$$

- ビームから出る信号の spectrum はバンチ長の逆数で $1/e$ になるような、ガウス分布をしている

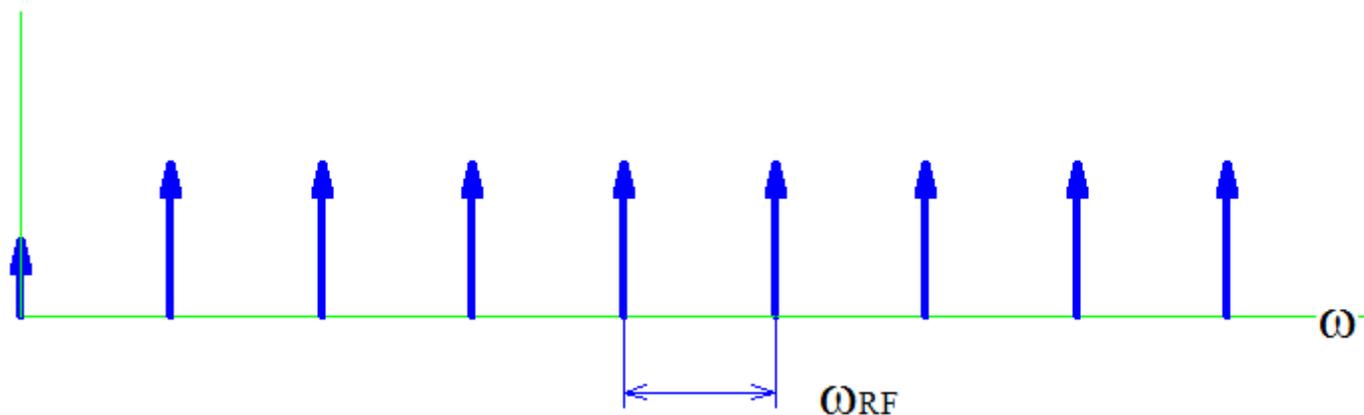


例: バンチ長7mm(23ps)では6.8GHz
30 μ m(0.1ps)では1.6THz

一定時間間隔でやってくる信号

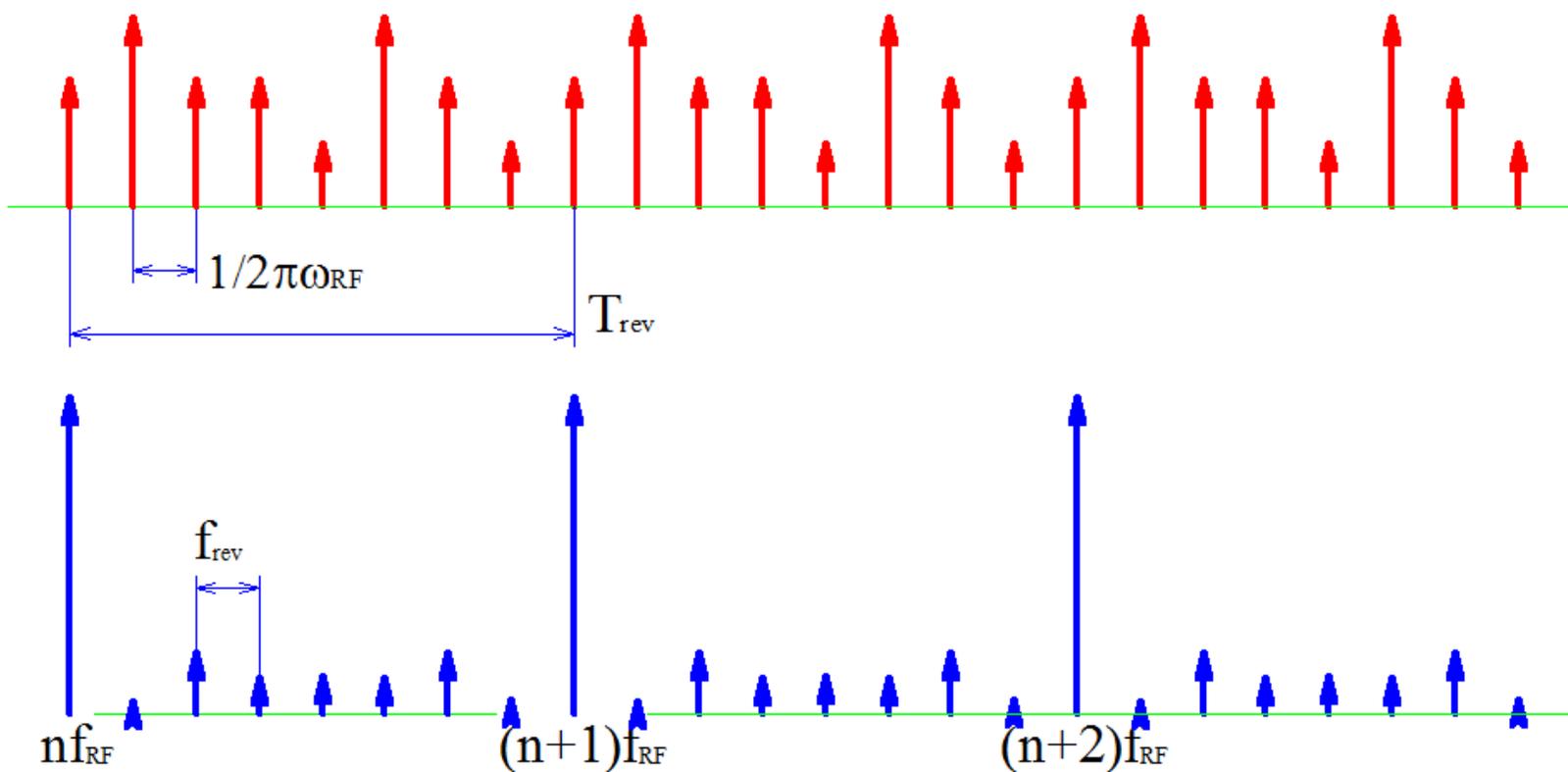


- $1/2\pi\omega_{RF}$ 毎に来るデルタ関数列を周波数領域で見ると



- ω_{RF} の n 倍成分だけが残って見える

バンチ強度のばらつきがあるとき



フィルパターンが一様でなく、例えばリング周回周期毎に繰り返す構造がある場合、周回周波数毎に対応するスペクトラムラインが現れる

本物の真空チャンバーでは

- 普通の真空チャンバー: 完全導体でない(電気伝導度が有限)
- ビームから見える構造がある(段差、でこぼこなど)



- 構造により、ビームが作る電磁場が影響を受ける
- 真空チャンバーとビームのとの間にエネルギーのやりとりが生じる

電磁波としてチャンバー内に放出される

チャンバー表面や構造物で熱に変わる

チャンバー構造に捕獲されて、振動を続ける

Wake field (航跡場)

モニターの立場からは、不要なノイズ

真空チャンバーのカットオフ周波数

- **どこかで発生したwakeがモニターまで届くか**
wakeの周波数が、チャンバーの導波管モードカットオフより上か下か
 - 導波管モードで伝わる電磁波のロスは非常に小さい: 遠くまで伝わる
wakeの発生点とモニターまでの距離

- **真空チャンバーのカットオフ周波数**

例: 半径aの円形チャンバーでは、もっとも低次の導波管モードはTE₁₁モードで、その周波数は

$$a \times \frac{\omega_c}{c} = 1.841$$

例: 64mmの円形チャンバーでは2.74GHz

一般的な形状のチャンバーでは、電磁界計算コードで2次元固有値問題を解いて求める

真空チェンバーのカットオフつづき

- **カットオフ周波数以上の周波数領域**

ノイズレベルが上昇、また、本来の信号レベルも大きく変動する
精度が必要な信号観測には使えない

- **カットオフ周波数以下の周波数領域**

カットオフ周波数に近い信号は、発生源からある程度の長さは減衰しながら侵入する

侵入長
$$\Delta z = \frac{\lambda_c}{2\pi\sqrt{1-(\lambda/\lambda_c)^2}}$$

- 例： 64mmの円形チェンバーで2.5GHzのwake侵入長は42mm
- 同じチェンバーで2.7GHzの侵入長は102mm

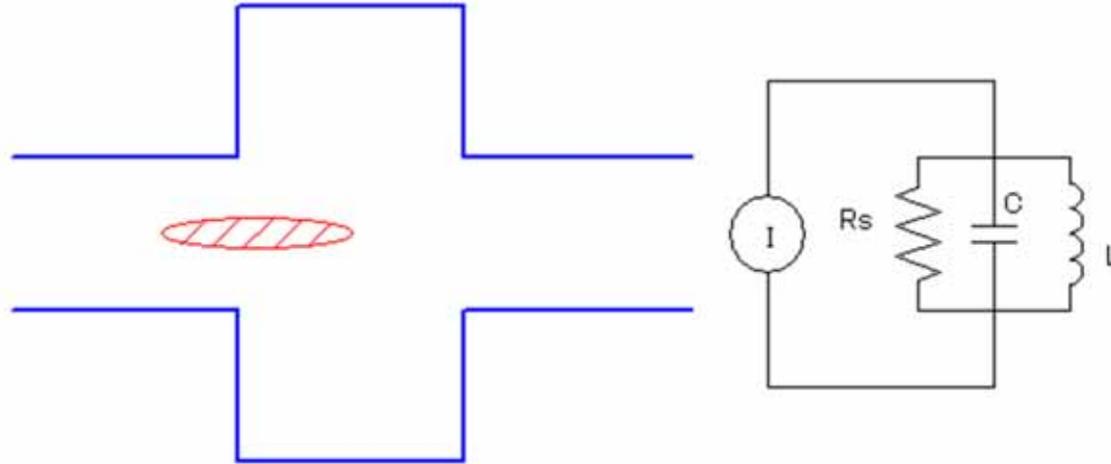
- **ビームの高周波成分を使いたいとき(=細かい時間構造を見たいとき)は、できるだけカットオフ周波数の高い(大きさが小さな)チェンバーにする必要がある**

真空チャンバーのskin depth

- 有限の電気伝導度 + 有限の厚さなので、ビームが作り出すすべての電磁場をチャンバー内に閉じ込めることは出来ない
 - wall currentはビームのフィールドを完全には再現しない
 - skin depth $\delta = \sqrt{2 / \mu \sigma \omega}$
 - 室温の銅 : 10GHzで $\delta=0.7\mu\text{m}$
 - :10kHzで $\delta=0.7\text{mm}$
- いずれにしても、DCに近い成分はチャンバー外に抜けてしまう



リング中にある空洞共振器



- 電流 I でdriveされているときは

$$V + \frac{\omega_r}{Q} \dot{V} + \omega_r^2 V = \frac{\omega_r R_s}{Q} i (= 0)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}, Q = R_s \sqrt{\frac{C}{L}}, \alpha = \frac{\omega_r}{2Q} \text{ を使って}$$

$$V(t) = \hat{V} e^{-\alpha t} \cos \left(\omega_r \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} t + \varphi \right)$$

Wake potential

$$I(t) = q\delta(t)$$

Capacitorの電圧は(初期条件)

$$V(0^+) = \frac{q}{C} = \frac{\omega_r R_s}{Q} q$$

parasitic mode loss factor

Capacitorに貯まるenergyは(energy lossと同じはず)

$$U = \frac{q^2}{C} = \frac{\omega_r R_s}{2Q} q^2 = \frac{V(0^+)}{2} q = k_{pm} q^2$$

Capacitor Cは電荷をRsとLを通して放電する

$$\dot{V}(0^+) = -\frac{\dot{q}}{C} = -\frac{I}{C} = \frac{2\omega_r k_{pm}}{Q} q$$

共振回路の
初期条件

空洞に誘起される電圧は(初期条件を考えると)

$$V(t) = 2qk_{pm}e^{-\alpha t} \left(\cos \left(\omega_r \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} t \right) - \frac{\sin \left(\omega_r \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} t \right)}{2Q \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} \right)$$

このあとから来るcharge q は $U = \dot{q}V(t)$ のenergyを得る(失う)。Unit chargeあたりのこのenergyのgain/lossをwake potential(Green function $G(t)$)という

$Q \gg 1$ のときは

$$G(t) \approx 2k_{pm}e^{-\alpha t} \cos(\omega_r t)$$

ビームから見た空洞のインピーダンス

空洞を $I = \hat{I} \cos \omega t$ で励振すると

$$\ddot{V} + \frac{\omega_r}{Q} \dot{V} + \omega_r^2 V = -\frac{\omega_r R_s}{Q} \hat{I} \omega \sin \omega t$$

この微分方程式を解くと

$$V(t) = \hat{I} R_s \frac{\cos \omega t - Q \frac{\omega_r^2 - \omega^2}{\omega_r \omega} \sin \omega t}{1 + Q^2 \left(\frac{\omega_r^2 - \omega^2}{\omega_r \omega} \right)^2}$$

- cos項: excitationとin phase: **Resistive term**
- sin項: excitationとout of phase: **Reactive term**

複素数表現

電流源

$$I(t) = \hat{I}e^{j\omega t}$$

微分方程式は

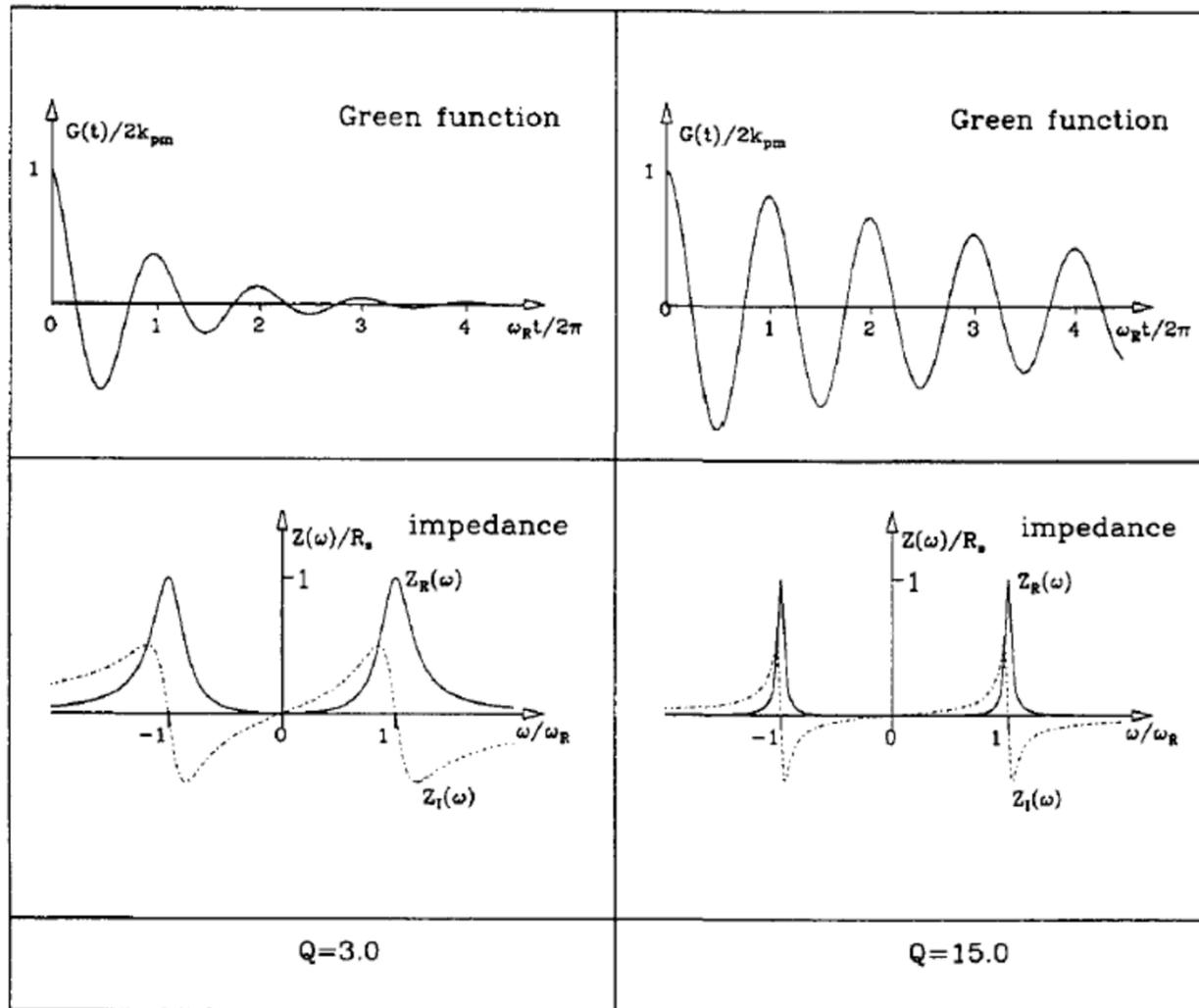
$$\ddot{V} + \frac{\omega_r}{Q}\dot{V} + \omega_r^2 V = \frac{\omega_r R_s}{Q} I$$

Impedance (V/I)は

$$Z(\omega) = R_s \frac{1 - jQ \frac{\omega^2 - \omega_r^2}{\omega\omega_r}}{1 + Q^2 \left(\frac{\omega^2 - \omega_r^2}{\omega\omega_r} \right)^2} = Z_r(\omega) + jZ_i(\omega)$$

これはGreen function $G(t)$ のフーリエ変換となる

Green function & Impedance



Qが十分大きいときは

$$Z(\omega) \sim R_s \frac{1 - j2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_r}}{1 + 4Q^2 \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_r}\right)^2}$$

- $\omega = \omega_r$ で $Z_r(\omega_r)$ は最大、 $Z_i(\omega_r)$ は0
- $|\omega| < \omega_r$ で $Z_i(\omega) > 0$: inductive
- $|\omega| > \omega_r$ で $Z_i(\omega) < 0$: capacitive

バンチによって誘起される電圧

バンチ列がやってくる

$$I_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} I(t - kT_0)$$

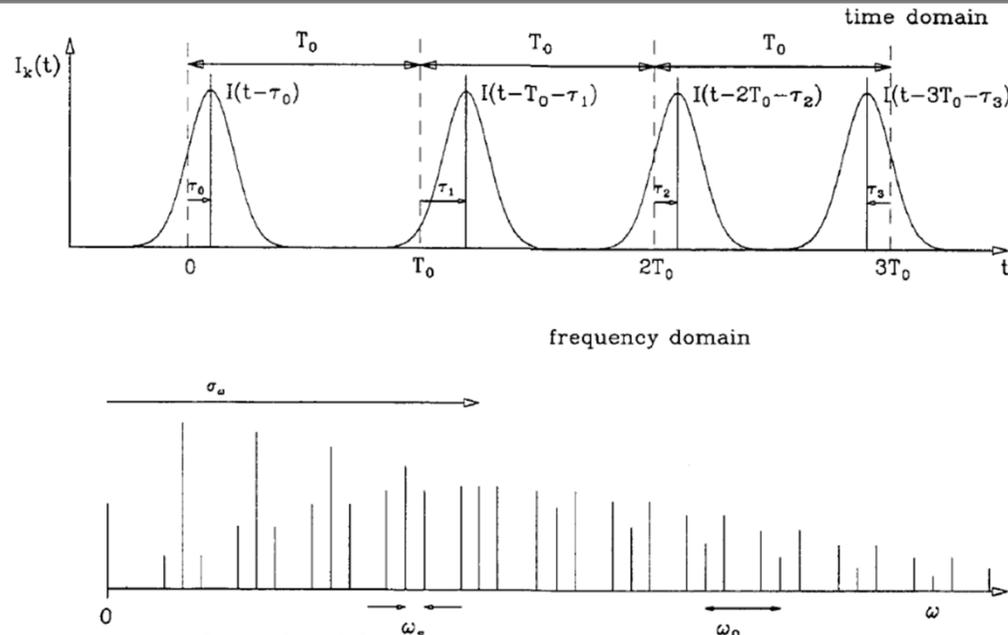
これによって誘起される電圧は周波数領域では

$$\tilde{V}_p(\omega) = \tilde{I}_p(\omega)Z(\omega) = \omega_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{I}(\omega)\delta(\omega - n\omega_0)Z(\omega)$$

時間領域では

$$V_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n Z(n\omega_0) e^{jn\omega_0 t}$$

バンチがシンクロトロン振動していたら



シンクロトロン振動数 $\omega_s = \omega_0 \nu_s$

k 周後の通過時間は $t_k = kT_0 + \tau_k$, $\tau_k = \hat{\tau} \cos 2\pi\nu_s k$

電流は $I_p(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} I(t - kT_0 - \tau_k)$ 、周波数領域では

$$\tilde{I}_p(\omega) = \tilde{I}(\omega) \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{-j\omega(kT_0 + \tau_k)}$$

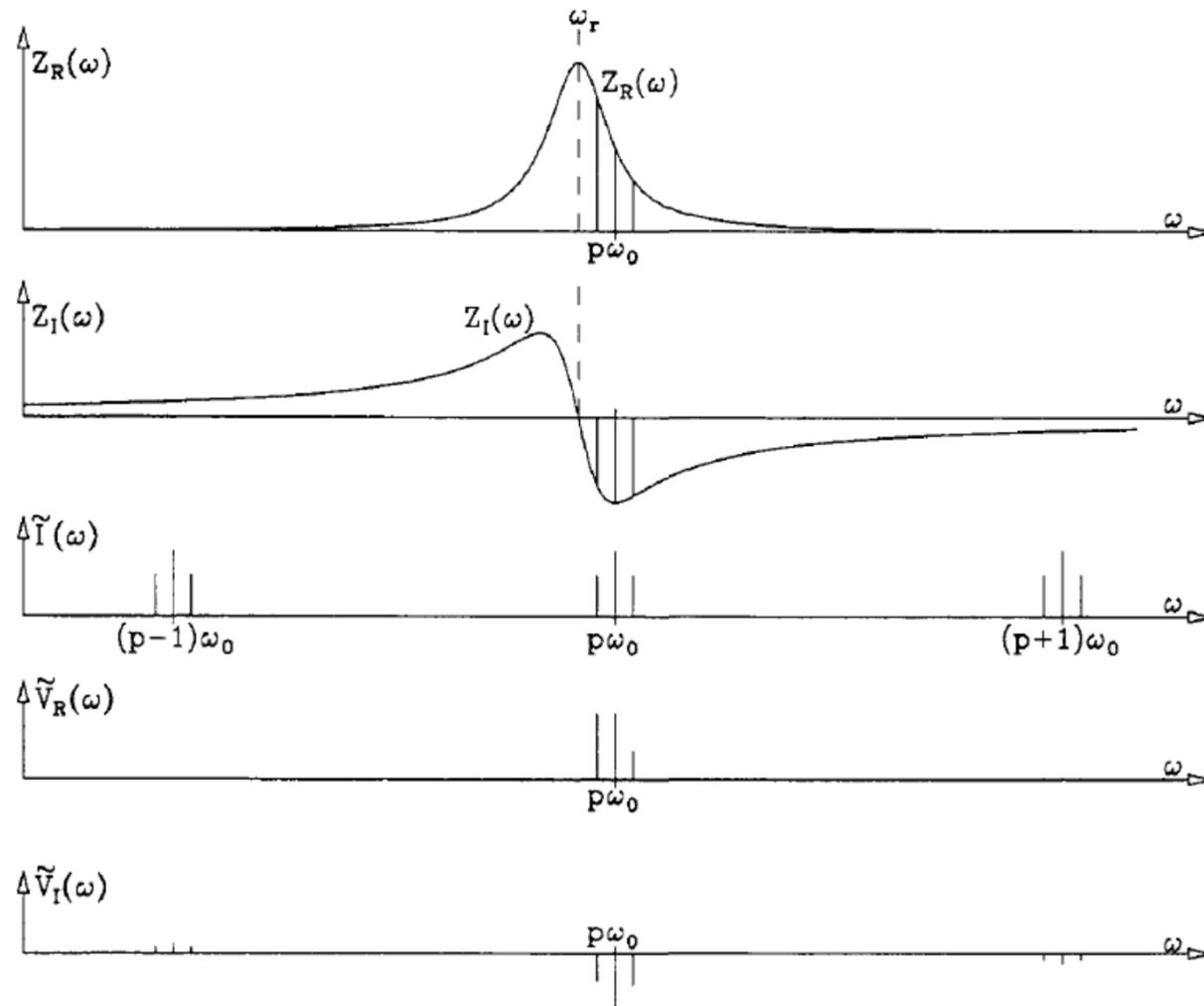
振幅が小さく、 $v_s \ll 1$, バンチ長短い近似

$\tilde{I}(n\omega) \sim \tilde{I}((n \pm v_s)\omega_0) = \frac{\sqrt{2\pi}}{\omega_0} I_n$ と書けるので

$$\begin{aligned}
 I_p(t) = & \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n \left[e^{jn\omega_0 t} - j \frac{\omega_0 \hat{t}}{2} \left((n - v_s) e^{j(n-v_s)\omega_0 t} + (n + v_s) e^{j(n+v_s)\omega_0 t} \right) \right] = \\
 & I_0 + \\
 & 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n \left[\cos n\omega_0 t + \right. \\
 & \left. \frac{\omega_0 \hat{t}}{2} \left((n - v_s) (\sin n\omega_0 t \cos v_s \omega_0 t - \cos n\omega_0 t \sin v_s \omega_0 t) + \right. \right. \\
 & \left. \left. (n + v_s) (\sin n\omega_0 t \cos v_s \omega_0 t + \cos n\omega_0 t \sin v_s \omega_0 t) \right) \right]
 \end{aligned}$$

シンクロトロン振動するバンチが誘起する電圧

$$\begin{aligned}
 \widetilde{V}_k(\omega) &= \widetilde{I}_k(\omega)Z(\omega) \\
 V_k(t) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \widetilde{I}_k(\omega)Z(\omega)e^{j\omega t} d\omega \\
 &= \\
 &= 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left[I_n Z(n\omega_0) e^{jn\omega_0 t} + \right. \\
 &\quad \left. \frac{\omega_0 \hat{t}}{2} I_n \left((n + \nu_s) Z((n + \nu_s)\omega_0) e^{j((n + \nu_s)\omega_0 t)} + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. (n - \nu_s) Z((n - \nu_s)\omega_0) e^{j((n - \nu_s)\omega_0 t)} \right) \right]
 \end{aligned}$$



平均電圧

$$\langle V \rangle = \frac{\int I_k(t)V_k(t)dt}{\int I_k(t)dt} = \frac{1}{I_0 T_0} \int_0^{T_0} I_k(t)V_k(t)dt$$

実部は

$$\langle V_r \rangle = \frac{2I_n^2}{I_0} \left[Z_r(n\omega_0) - \frac{\dot{\tau}\omega_0}{2\omega_s} (2\nu_s Z_r(n\omega_0) + (n + \nu_s)Z_r((n + \nu_s)\omega_0) - (n - \nu_s)Z_r((n - \nu_s)\omega_0)) \right]$$

虚部は

$$\langle V_i \rangle = \frac{I_p^2 \omega_0 \tau}{I_0} \left[-2nZ_i(n\omega_0) + (n + \nu_s)Z_i((n + \nu_s)\omega_0) + (n - \nu_s)Z_i((n - \nu_s)\omega_0) \right]$$

$$Z_{nr}^+ = Z_r(n\omega_0 + \omega_s), Z_{nr}^- = Z_r(n\omega_0 - \omega_s), Z_{nr}^0 = Z_r(n\omega_0)$$

$$Z_{ni}^+ = Z_i(n\omega_0 + \omega_s), Z_{ni}^- = Z_i(n\omega_0 - \omega_s), Z_{ni}^0 = Z_i(n\omega_0)$$

$$\langle V \rangle \sim \frac{2I_n^2}{I_0} \left[Z_{nr}^0 - \frac{n\omega_0 \dot{\tau}}{2\omega_s} (Z_{nr}^+ - Z_{nr}^-) + \frac{n\omega_0 \tau}{2} (-2Z_{ni}^0 + Z_{ni}^+ + Z_{ni}^-) \right]$$

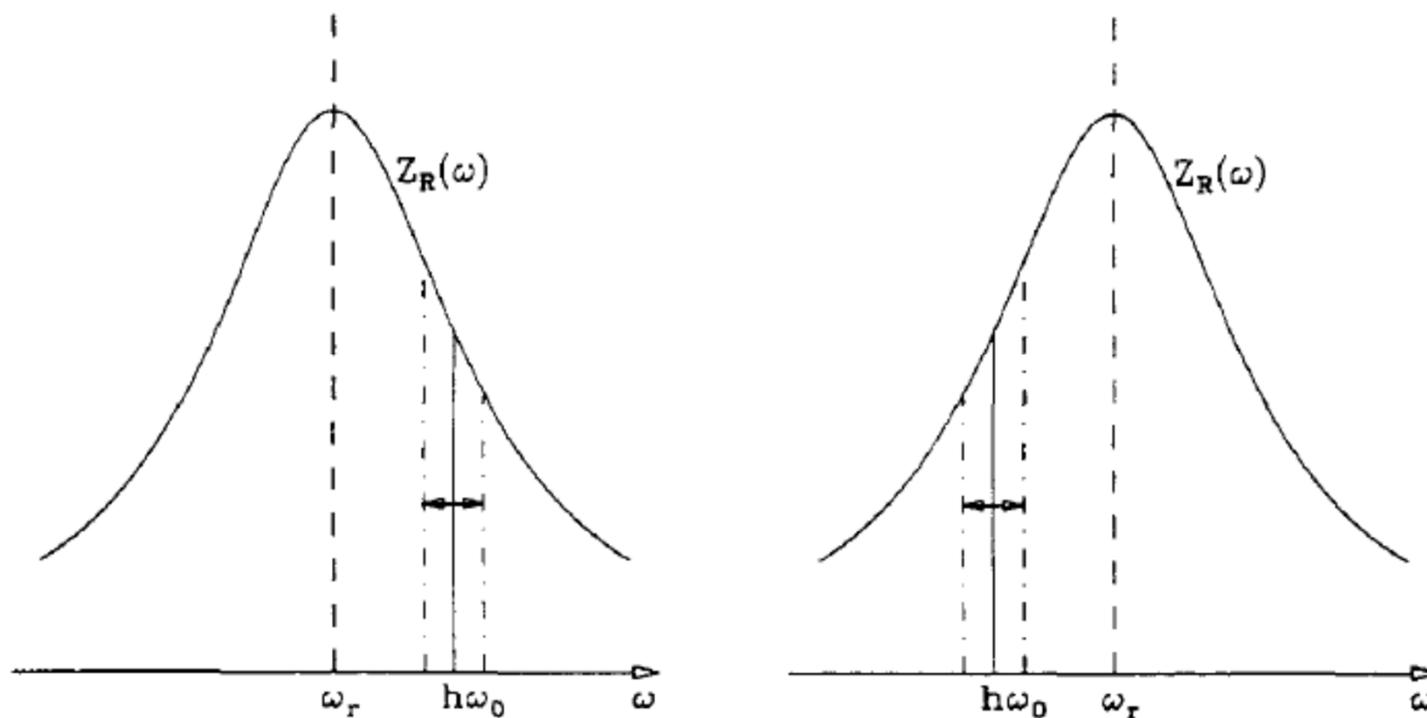
振動に関係ない定常項

Energy loss(or gain)

synchrotron tuneをずらす

Robinson Instability

空洞を(例えばビームローディング補償のために)detuneする

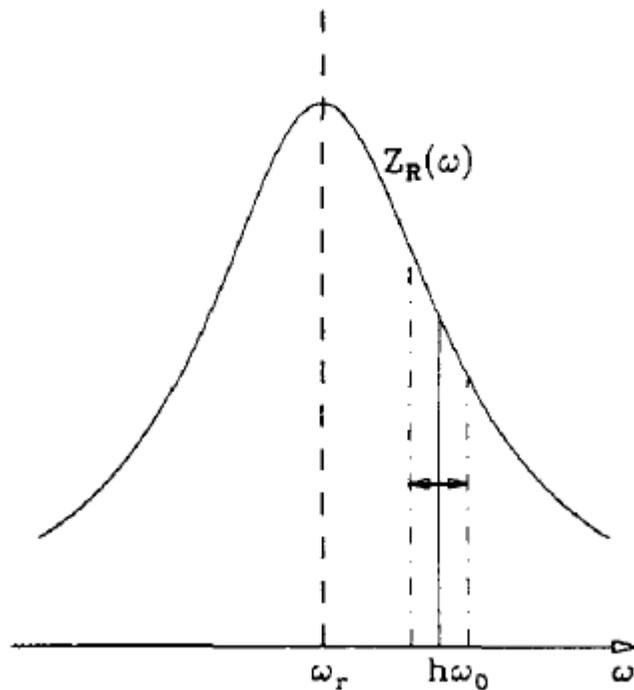


- Energyがずれた粒子に対して

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = -\alpha_c \frac{\Delta E}{E}$$

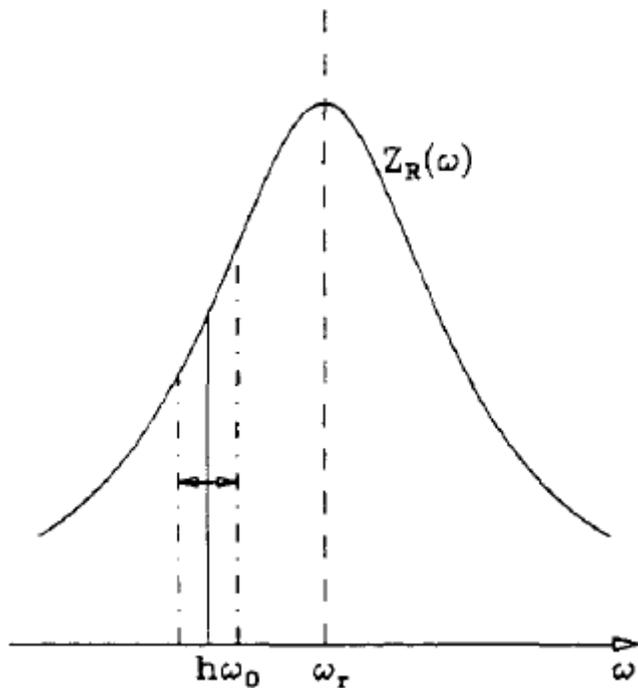
- Bunchがcoherent dipole振動 $\epsilon(t) = \hat{\epsilon} \cos \omega_s t$ していると revolution frequencyも変調される
- Transition energyより上だと、周回周波数 ω_0 は
Energyが高いときに ω_0 は低くなる
Energyが低いときに ω_0 は高くなる

CavityがRFより低くdetuneされているとき



- Energyが高い(ω_0 が低い)バンチはより高いインピーダンスを感じるので、より多くのenergyをロスする
- 逆にEnergyが低いバンチはより低いインピーダンスを感じるので、energy lossは減る(Negative feedback)
- **結果としてシンクロトロン振動は減衰する**

CavityがRFより高くdetuneされているとき



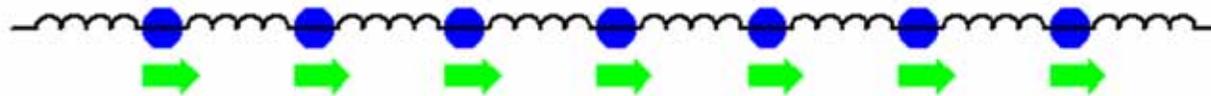
- Energyが高い(ω_0 が低い)バンチはより低いインピーダンスを感じるので、より少ないenergyをロスする
- 逆にEnergyが低いバンチはより高いインピーダンスを感じるので、energy lossは増大する(Positive feedback)
- 結果としてシンクロトロン振動は増大する = ビーム不安定(ロビンソン不安定)

多バンチの時の振動モード

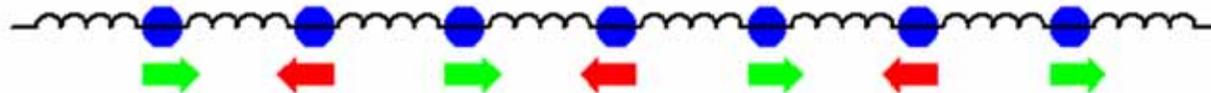
- 円形加速器のharmonic numberをMとし、全てのバケツにバンチをいれたとき、バンチ同士の振動の様子



- 一番低い振動モード=全てのバンチが同じ方向に振動



- 一番高い振動モード=隣り合うバンチが逆方向に振動



- M個の独立な振動モードがある(位相を考えなければ半分は同じに見える)

- **振動モード**

 - 不安定源(インピーダンス)の情報を反映

 - 振動モードを測定することは重要

- **0モード(全てのバンチがin phaseで振動)**

 - 振動の周波数はシンクロトロン振動数(あるいはベータトロン)

- **M/2モード(隣同士のバンチが逆相で振動)**

 - 振動の周波数は $RF/2 \pm$ シンクロトロン振動数

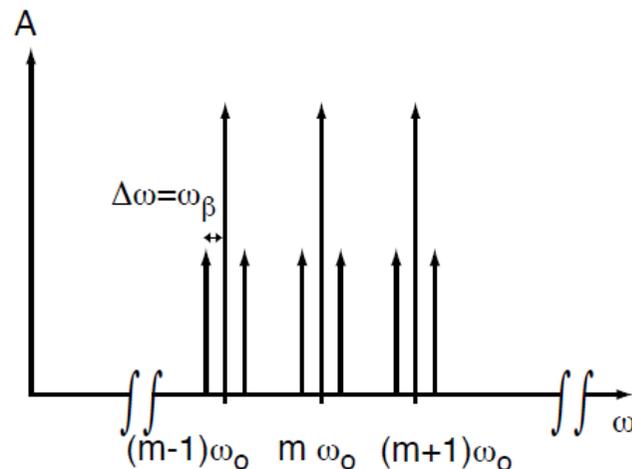
振動するバンチの信号

- ベータトロン振動するバンチの信号(振幅変調)

$$f(t) = A_{\beta} \cos \omega_{\beta} t \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_0)$$

- 周波数領域では

$$F(\omega) = \frac{A_{\beta} \omega_0}{2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left(\delta(\omega - m\omega_0 + \omega_{\beta}) + \delta(\omega - m\omega_0 - \omega_{\beta}) \right)$$

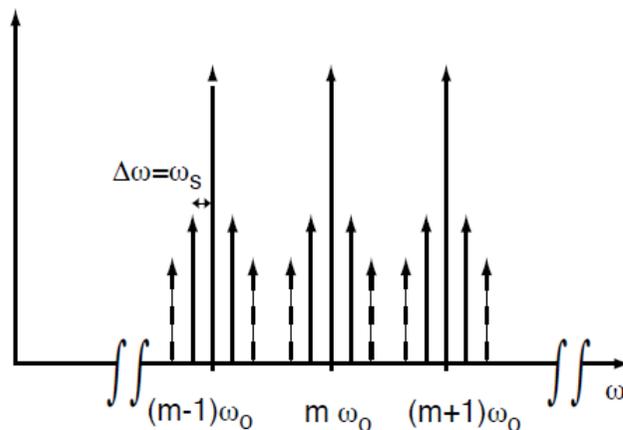


- シンクロトロン振動するバンチの信号(位相変調)

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t + \tau \sin(\omega_s t + \phi) - kT_0)$$

- 周波数領域では

$$F(\omega) = \omega_0 \sum_{I=-\infty}^{\infty} e^{jI\phi} J_1(\omega\tau) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - I\omega_s - m\omega_0)$$

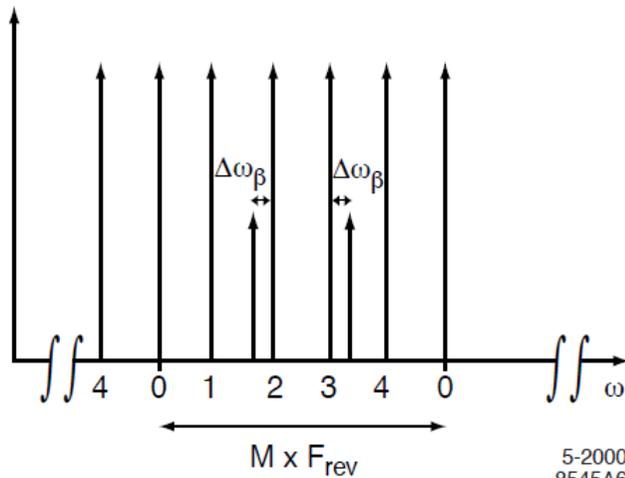


マルチバンチのとき

- M個の均等fillバンチがあるとき

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{M-1} \cos(\omega_{\beta} t + \phi_n) \delta(t - (kT_0 + nT_0/M))$$

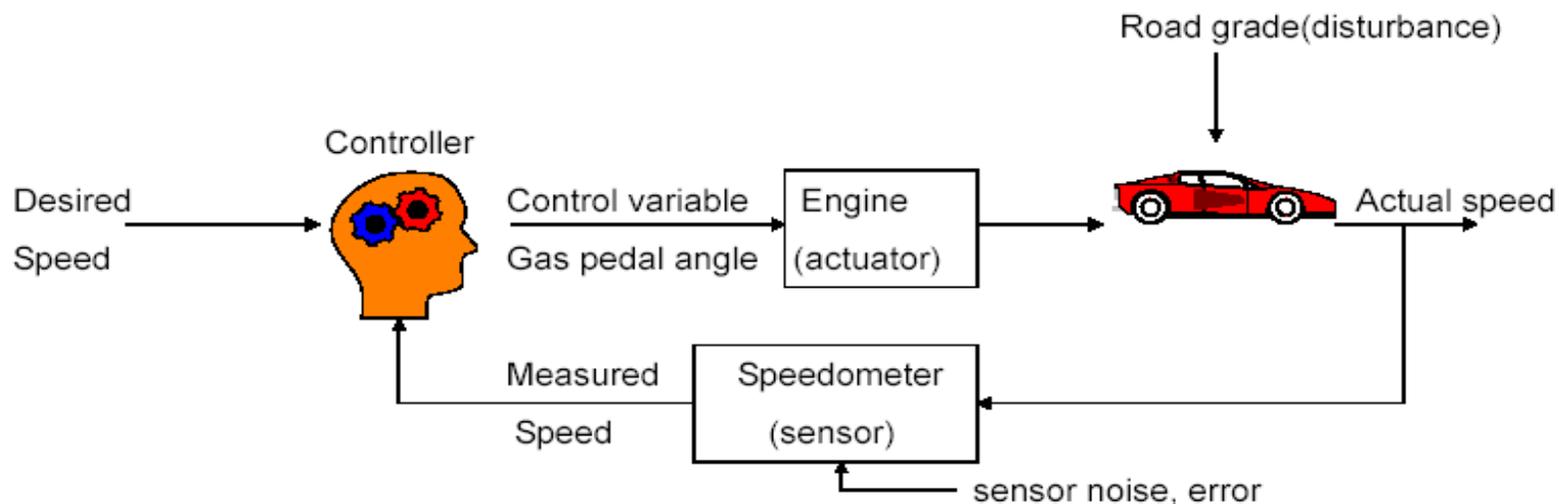
- 周波数領域では、そのモードのrevスペクトラムの上下対称にサイドバンドが現れる



M=5で、mode 2のベータロン振動があるとき、2 revの下側にlower sidebandが出て、M-2(=3)の上側にupper sidebandが出る



フィードバックシステムの例(自動車のスピードコントロール)



•Open-Loop(開ループ、フィードバックなし)

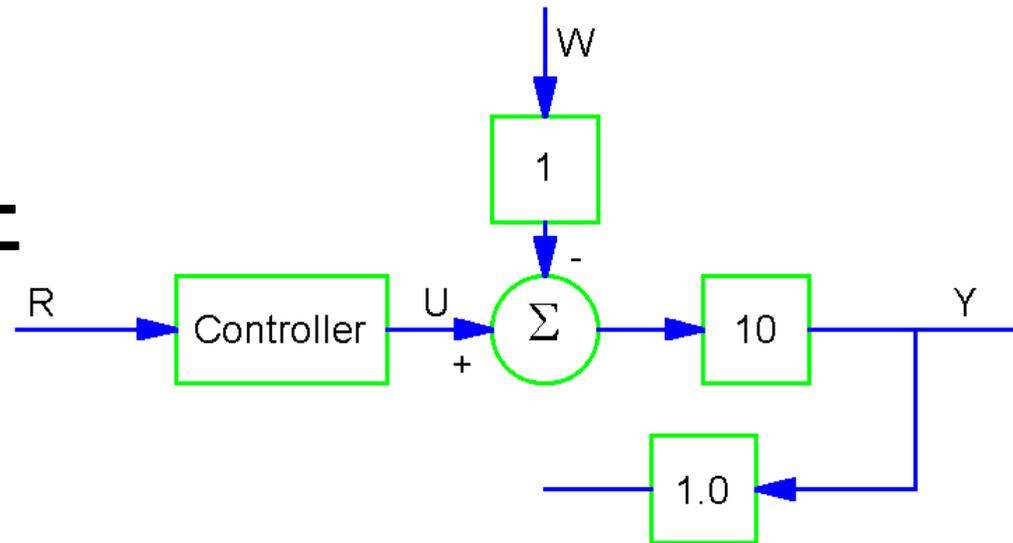
- スピードは周囲の条件によって上がり下がりする

•Closed-Loop(閉ループ、フィードバック)

- 周囲の状況の影響は少なくなる。但し、場合によってはかえってひどいことになることもある(例:ハウリング)

例

- 100km/hに保ちたい
- アクセルを1unit踏むと、speedは10km/h上がる
- 勾配1%でスピードは10km/h下がる
- スピードメーターには誤差は無い



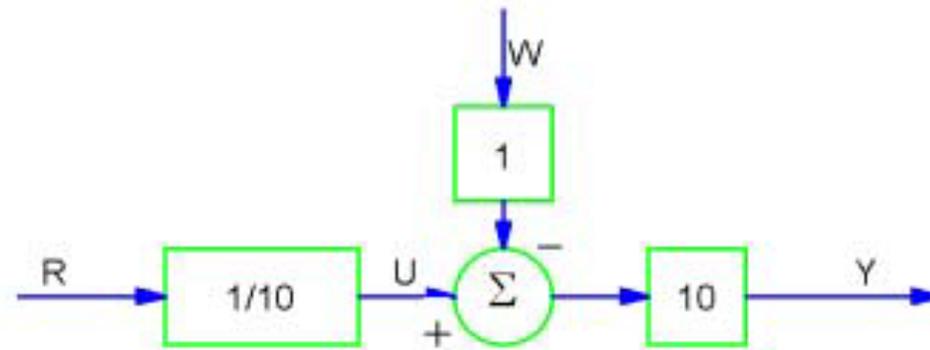
R=reference speed, km per hour (km/h)

U=gas pedal angle, degrees

Y=actual speed, km per hour

W=road grade, percent

Open-loop



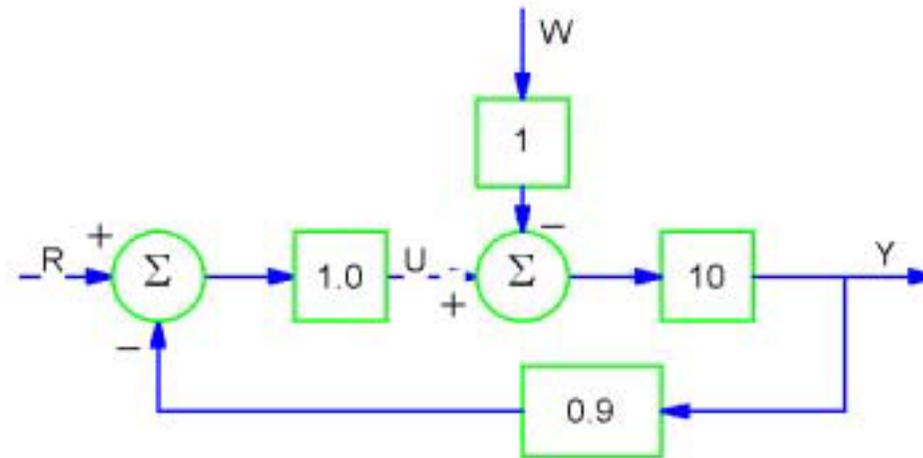
$$\begin{aligned}
 Y_{ol} &= 10(U - W) \\
 &= 10((R/10) - W) \\
 &= R - 10W
 \end{aligned}$$

if $W=0$, $R=100(\text{km/h})$
 when $W=1$ (1% grad.)

$$Y_{ol} = 100 \text{ km/h}$$

$$Y_{ol} = 90 \text{ km/h} \quad (10\% \text{ loss})$$

Closed-loop (negative feedback)



$$Y_{cl} = 10(U - W) \quad \&\& \quad U = R - 0.9Y_{cl} \quad \rightarrow \quad Y_{cl} = 10R - 9Y_{cl} - 10W$$

$$Y_{cl} = R - W$$

Again $W=1$, $Y_{cl}=99\text{km/h}$ (1% error!!!)
 Error reduced by a factor of 10.

難しい話はさておいて...

- Positive feedback(正帰還)
 - 勝手に飽和する(あるいは非線形で振動が収まる)ものでなければ、制御は非常に困難
 - 発振回路によく利用される
- フィードバックゲインをどんどん上げると...
 - 定常状態のエラーは減る
 - フィードバックの応答が良くなる
 - × フィードバックシステムの安定性を損ねる
 - 不安定になったシステムは振動し始めたり、急速に振動を成長させたりする
 - マージン(ゲイン、位相)が必要。遅いシステムでは、PID制御など安定化の手法あり

■ 時間遅れのあるシステム

多くの円形加速器ではどんなにがんばっても最短1周おくれ待たなければフィードバックできない

- しかも信号は離散的

計算機を使ってフィードバック量を決めるシステムでは莫大な量の時間遅れが発生する

時間遅れは常にシステムを不安定にする

- 線形計算にのらないので評価は大変面倒
- 帯域制限が必要(応答が悪くなくても)
- ゲインをがんばることはできない(基本的にはゲインを下げて対処する)

加速器制御のなかのフィードバック

- 個々の機器(電源とか)の安定化
- システム全体としてフィードバックが幾重にもかかっている(例:RFシステム)
- 計算機を使ったフィードバック
 - ビーム衝突制御、連続closed orbit補正、ベータatronチューンの自動補正、等々
- ビーム不安定抑制のための個別バンチフィードバック



ビーム不安定から逃れるには

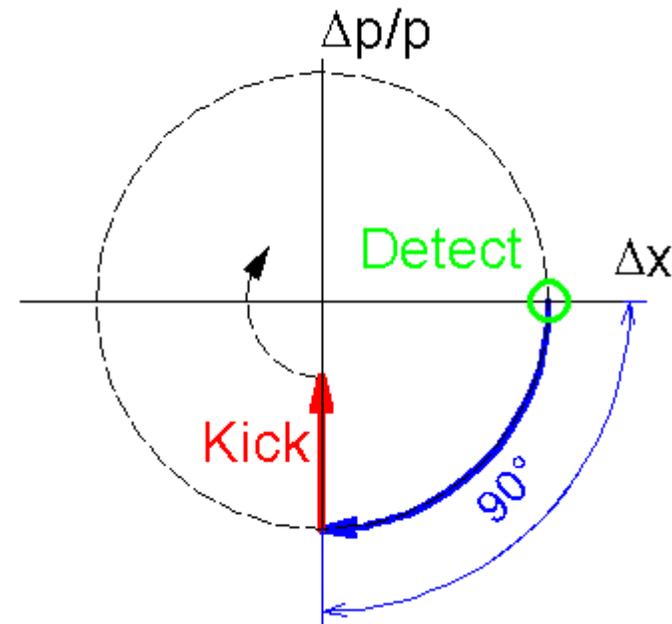
- **がんばって不安定の原因を加速器コンポーネントから取り除く努力をする**
HOMの無い高周波加速空洞、スムーズな真空チェンバーなど
- **ビームが振動したとき、自然に振動の周波数などが変わっていく仕組みを導入する**
多極磁石、高次加速空洞、非線形システム
- **フィードバックシステムで、振動を押さえ込む**
個別バンチフィードバックシステム

フィードバックシステムは

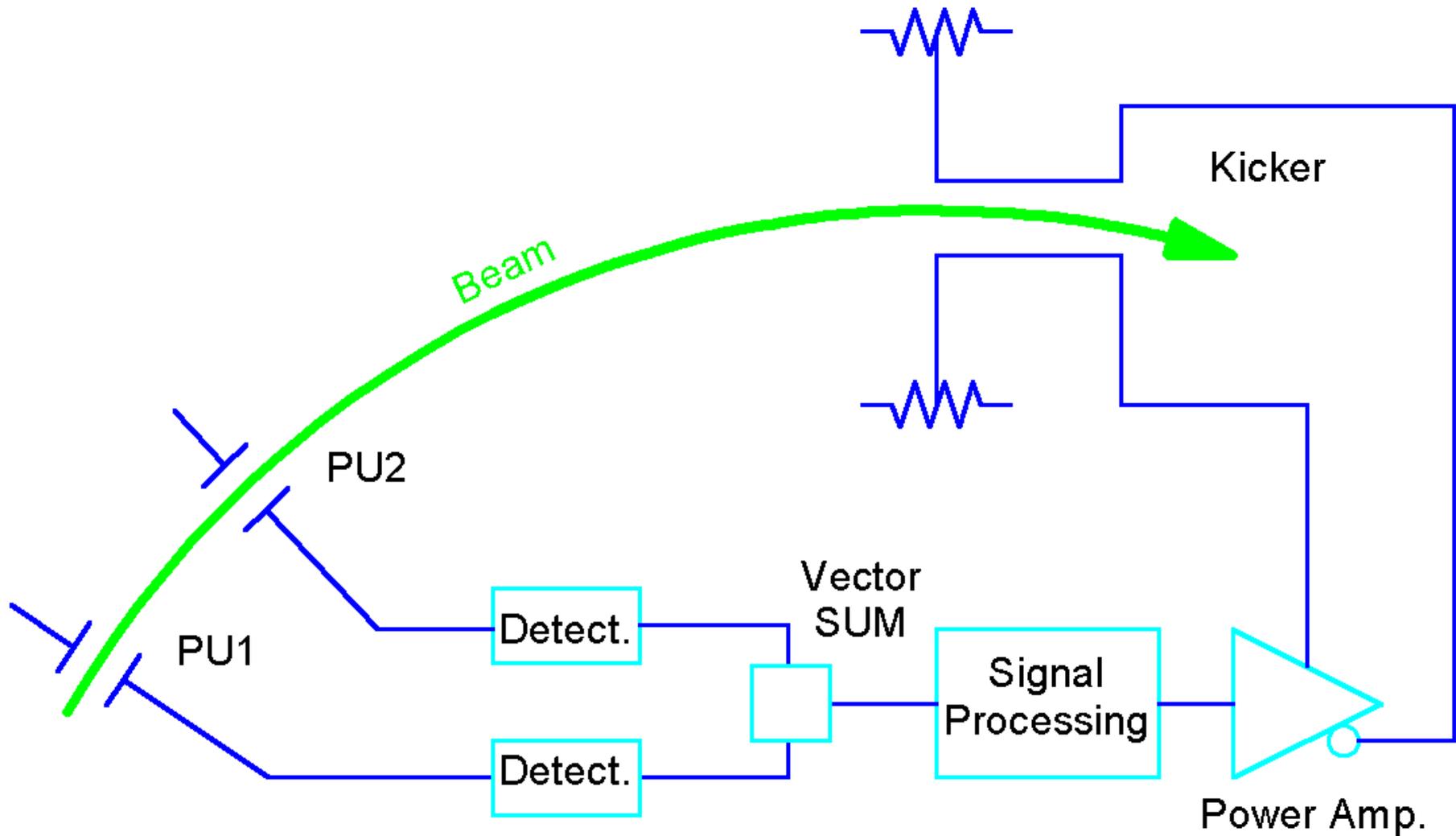
- **バンチの(重心)振動を検出する、高速位置検出システム**
 - **位置信号からフィードバックに必要な信号を計算する信号処理回路(およびタイミングを合わせる回路)**
 - **ビームを蹴り戻すキッカーおよび大出力アンプ**
- +**
- **フィードバック回路、機器を応用した機器群**
バンチ電流測定、チューン測定、不安定モード測定など

個別バンチフィードバックの方法

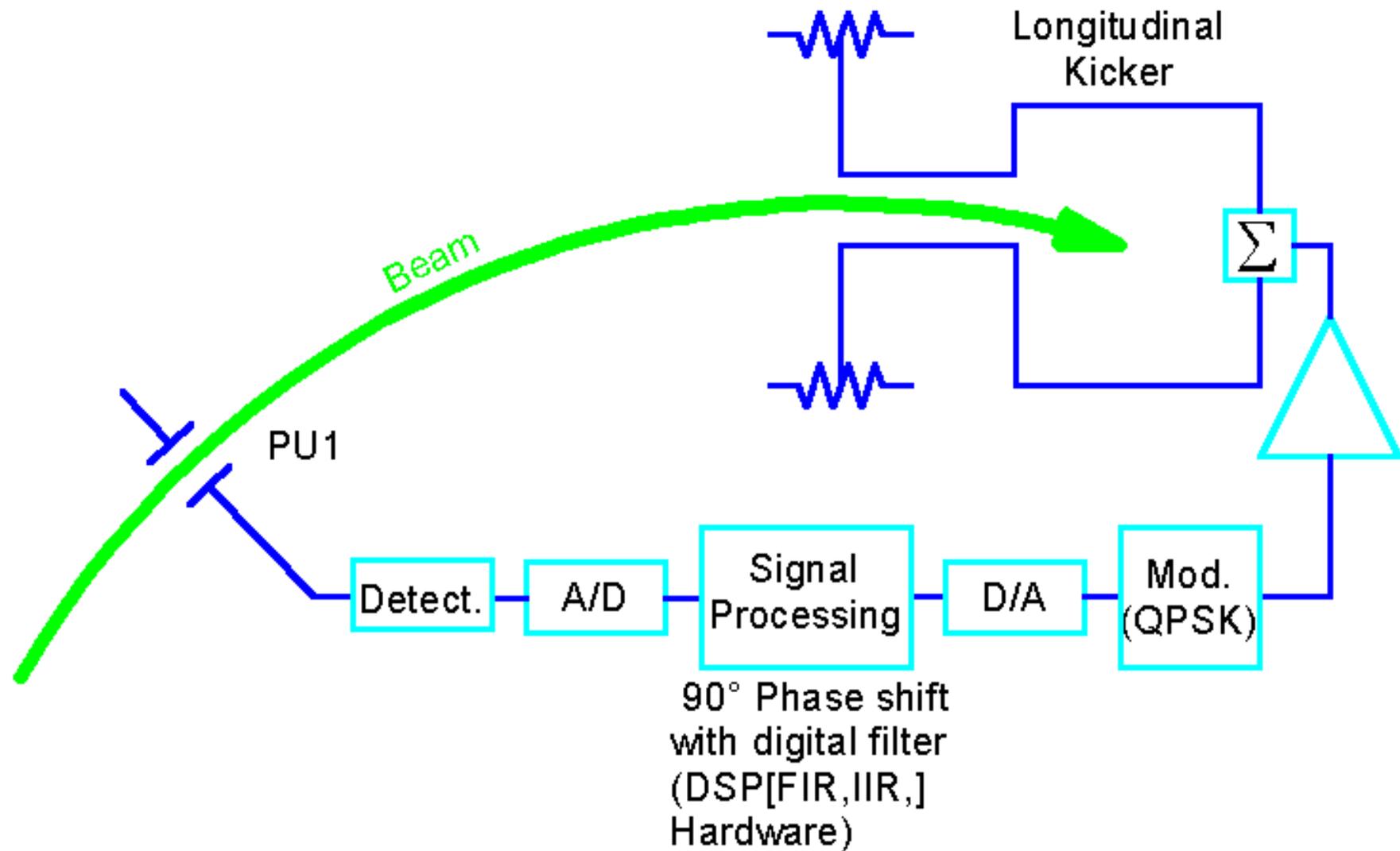
- 各バンチの重心位置を(独立に)検出する
- キッカー位置で位相差が90度となるよう位相シフトを行う。同時に不要な成分(たとえばDC分)を除去する。
- バンチがキッカーの位置に来るまで待つ(1-turn delay)
- バンチを蹴って角度(横方向)あるいは運動量(進行方向)を変える



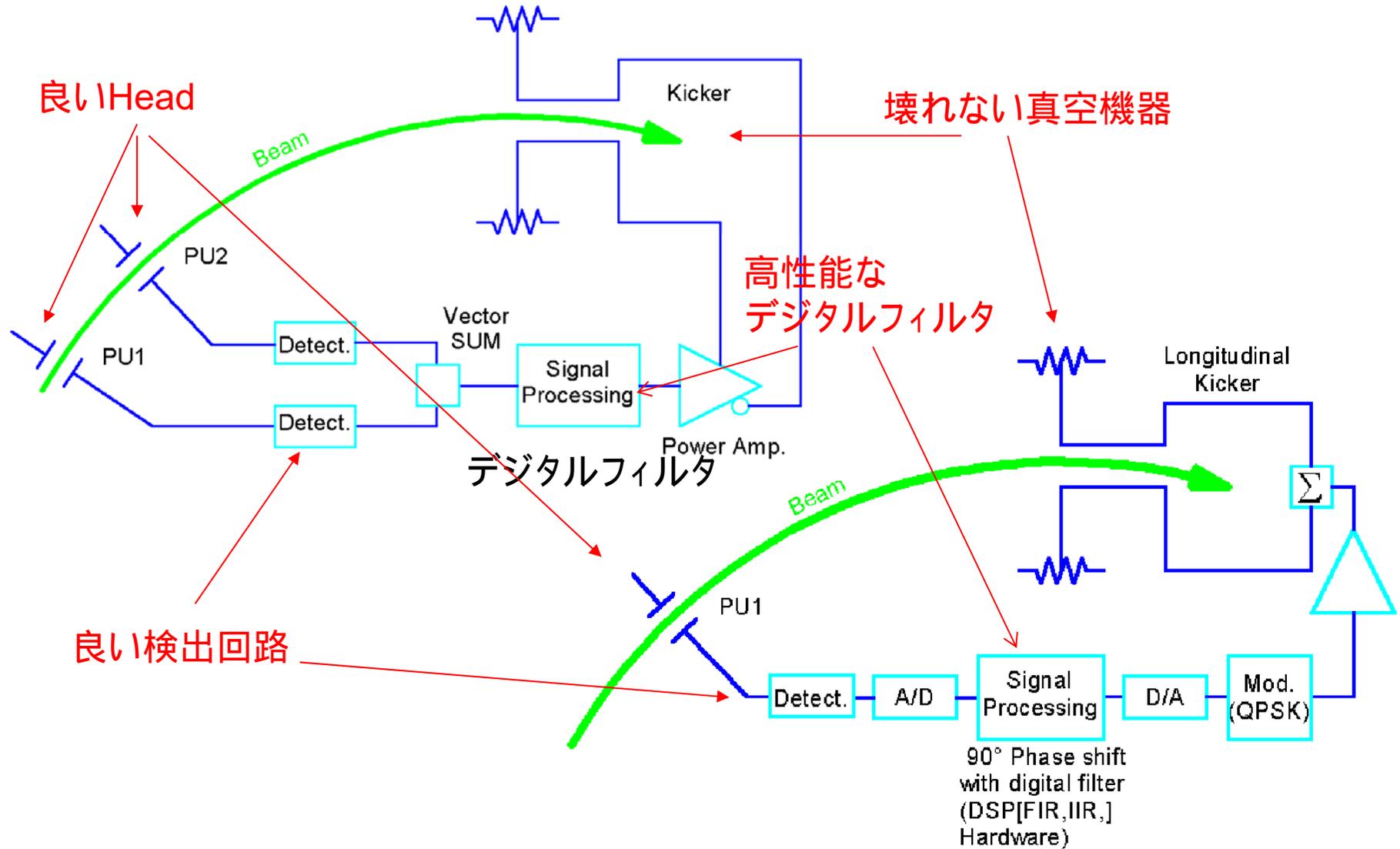
典型的な横方向フィードバックシステム



典型的な進行方向フィードバックシステム



バンチフィードバックシステム



検出器head

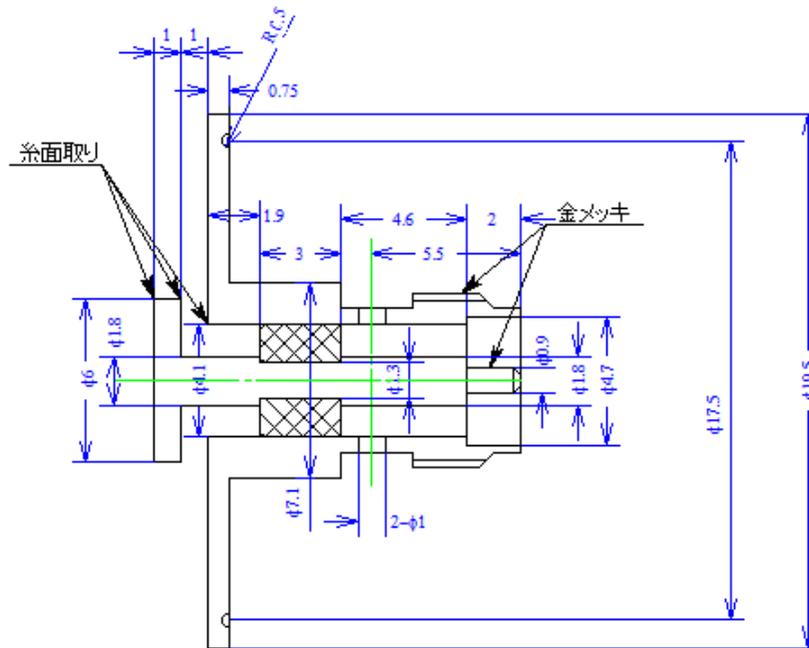
ボタン電極でも、Stripline電極でも
時間応答が良いものが望まれる
もちろん、trapped modeが無い(十分小さい)ことが必要



Glass sealing (er~4) type electrode
(diameter = 6 mm)
24 x 2 / Ring



Glass-sealed FT

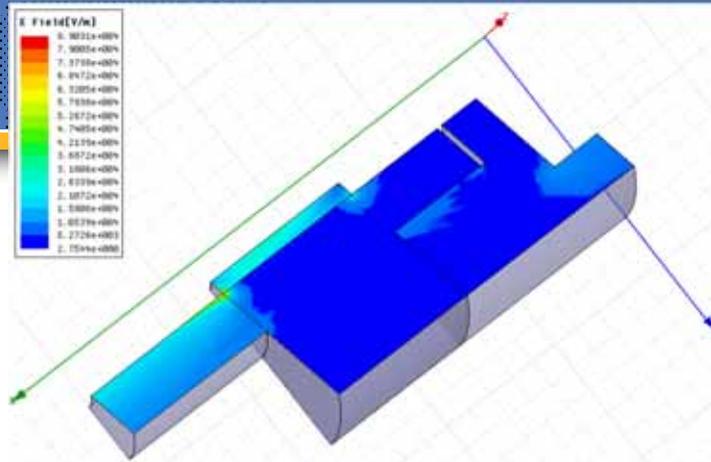


- Kyocera KC-1(er=4)
Glass
- Kovar with Gold plating

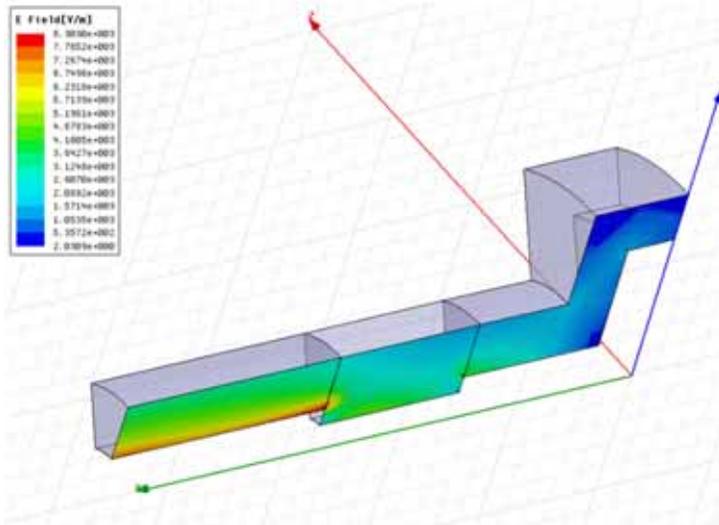
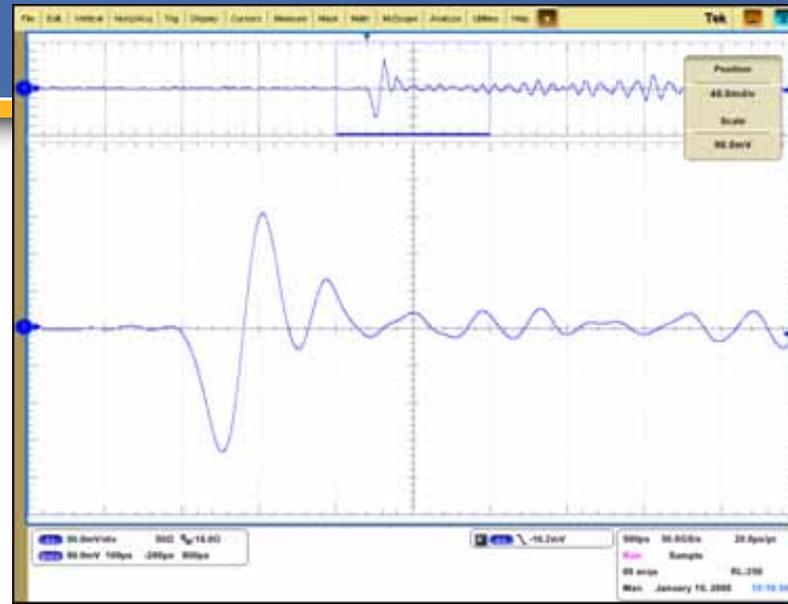
新型SMAフィードスルーD4型概略図

作図: 飛山真理 13/Jun/2008

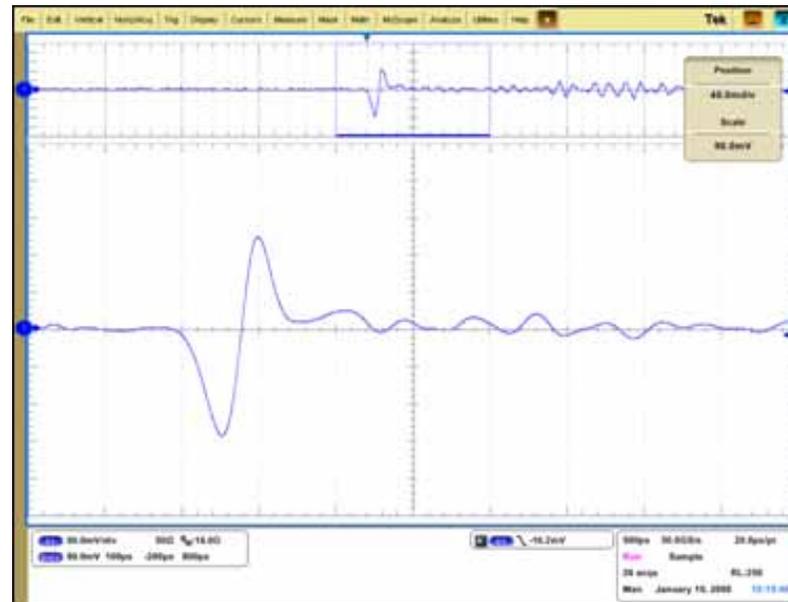
縮尺4:1



KEKB feedthrough for FB



SuperKEKB FT for FB

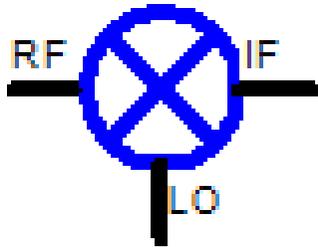


バンチ位置検出回路への要請

- バンチ変位に(それなりに)比例した信号
 - 隣のバンチの信号が(あまり)混じっていないこと
 - (それほど時間をかけずに)位置信号が出る。どんなに遅くても1周かかっては話にならない
 - バンチトレインの前後で(あまり)オフセットがずれない(DC結合回路になっている)
-
- 位置信号がバンチ電流に比例していても気にしない
 - あまりに大きな変位に対して応答が変(飽和する、甚だしい場合は応答が逆転しても)でも(とりあえずは)気にしない

Frequency Mixer

- かけ算器(double balanced mixer)

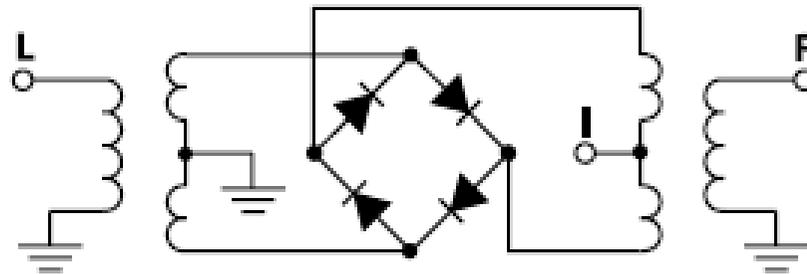


$$RF \times LO = IF$$

$$RF \times IF = LO$$

$$LO \times IF = RF$$

Electrical Schematic



単純応用

- **可変減衰器**

- IFポートにDC電圧(DCから使えるものに限る)

- LOポートに信号

- RFポートから出力

- **振幅変調**

- LOポートにcarrier

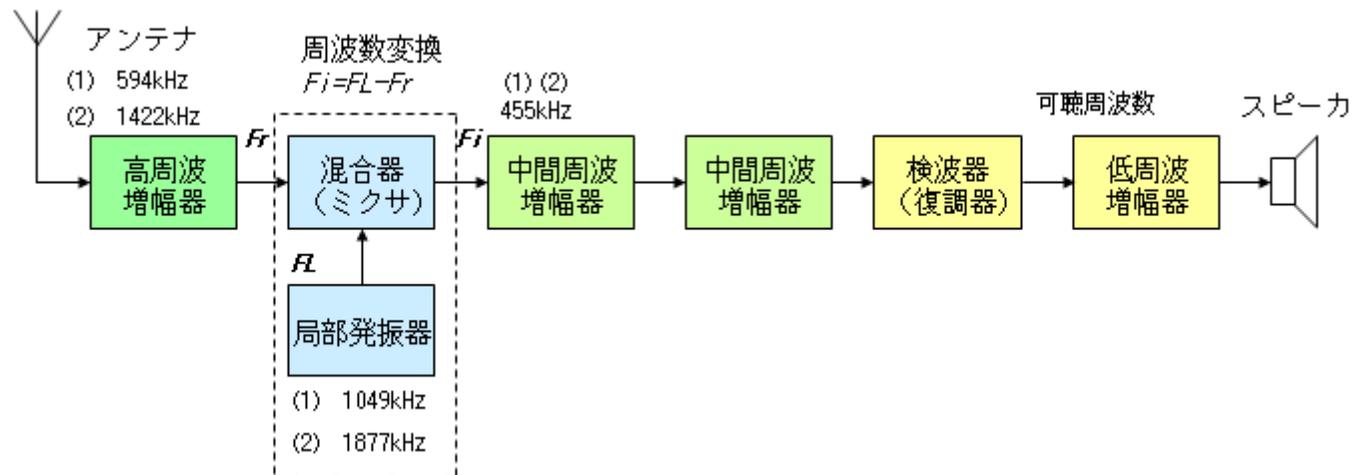
- IFポートに(carrierよりずっと低周波の)変調信号

- RFポートに振幅変調された信号

周波数変換

$$\sin(A) \times \cos(B) = \frac{1}{2} (\sin(A+B) + \sin(A-B))$$

例：スーパーヘテロダイン方式ラジオ



位相検波

$A \sin(n\omega_{RF}t + \varphi)$ の信号(RF)に

$\cos(n\omega_{RF}t)$ のLO信号をかける と

$$A \sin(n\omega_{RF}t + \varphi) \times \cos(n\omega_{RF}t) = \frac{1}{2} A (\sin(2n\omega_{RF}t + \varphi) + \sin\varphi)$$

Low pass filterで高周波成分を落とすと

$$\propto A \sin \varphi$$

φ が十分小さいときは

$$\approx \varphi$$

振幅検出

$A \sin(n\omega_{RF}t + \varphi)$ の信号(RF)に

$\sin(n\omega_{RF}t)$ のLO信号をかける と

$$A \sin(n\omega_{RF}t + \varphi) \times \sin(n\omega_{RF}t) = -\frac{1}{2} A (\cos(2n\omega_{RF}t + \varphi) - \cos\varphi)$$

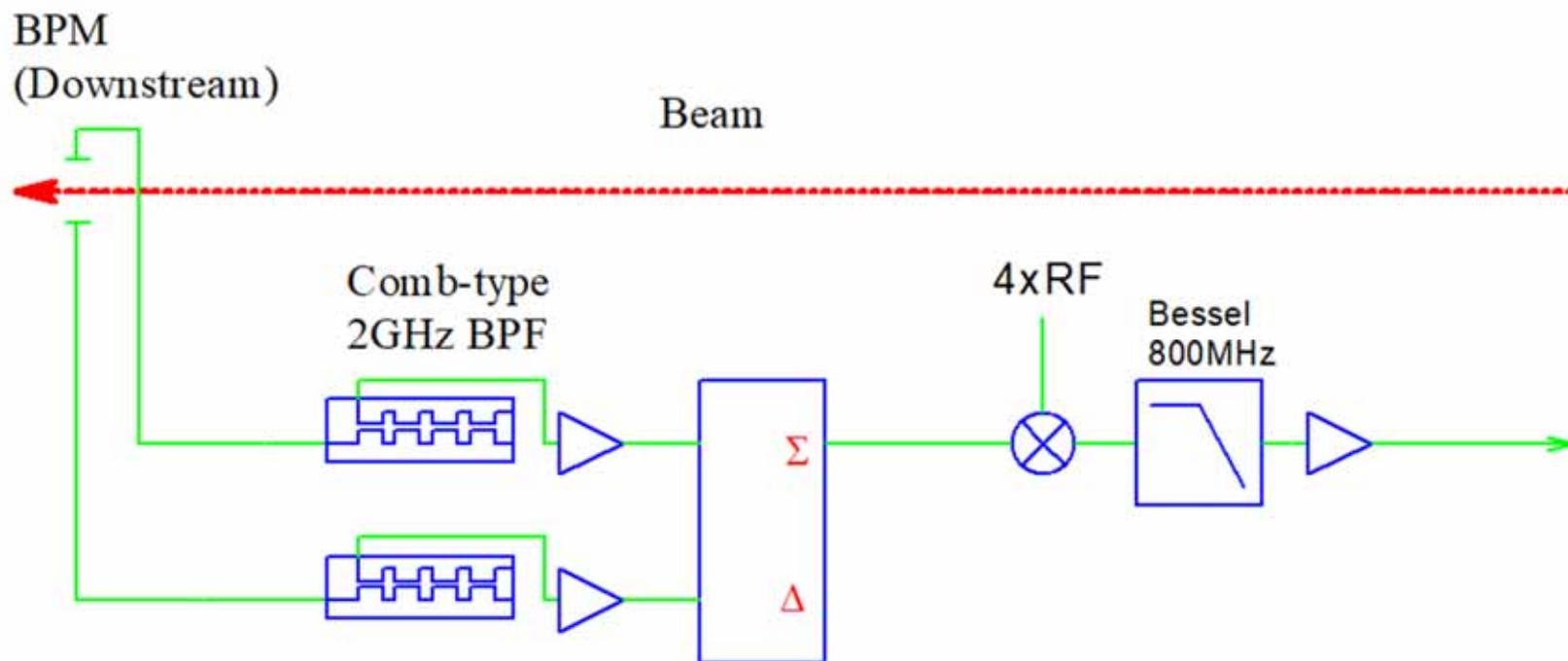
Low pass filterで高周波成分を落とすと

$$\propto A \cos\varphi$$

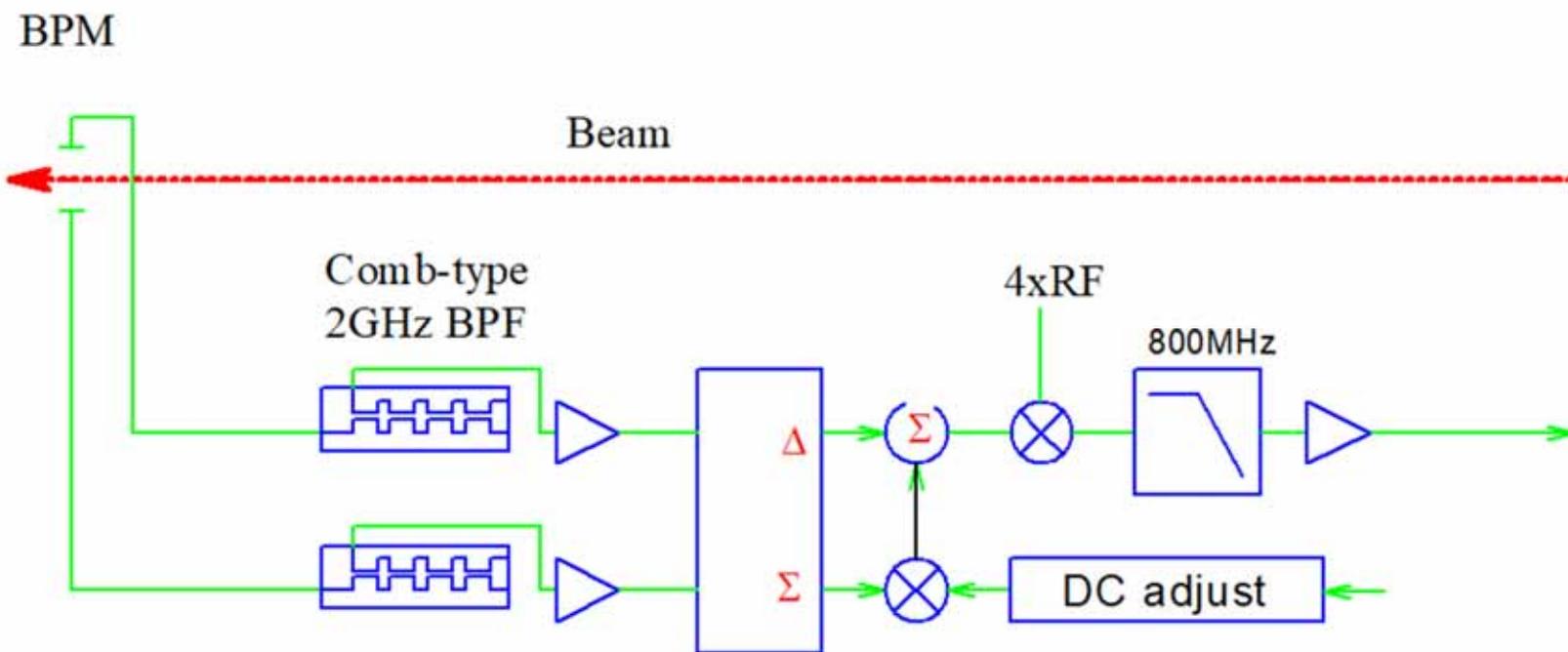
φ が十分小さいときは

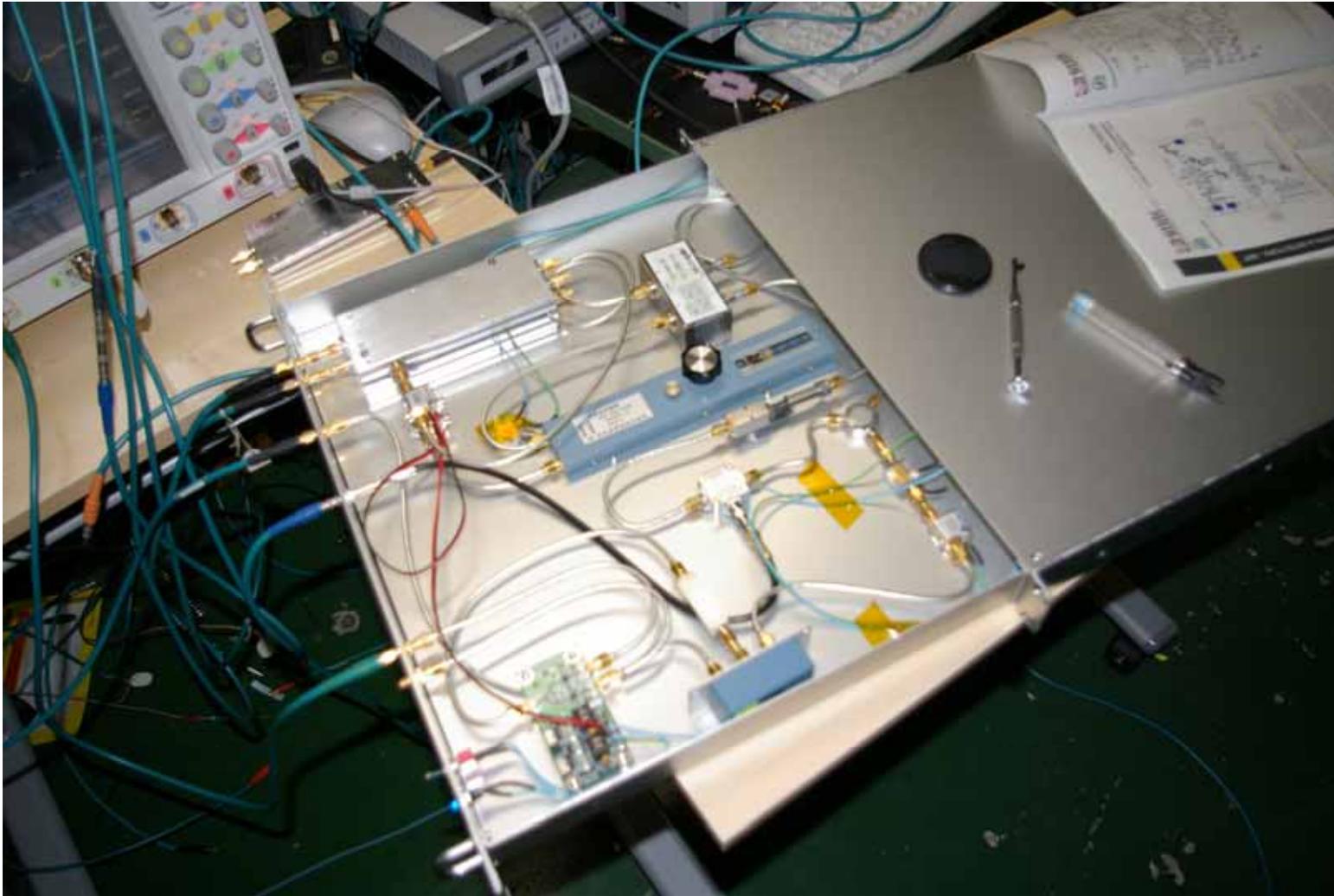
$$\approx A$$

進行方向用検出回路例

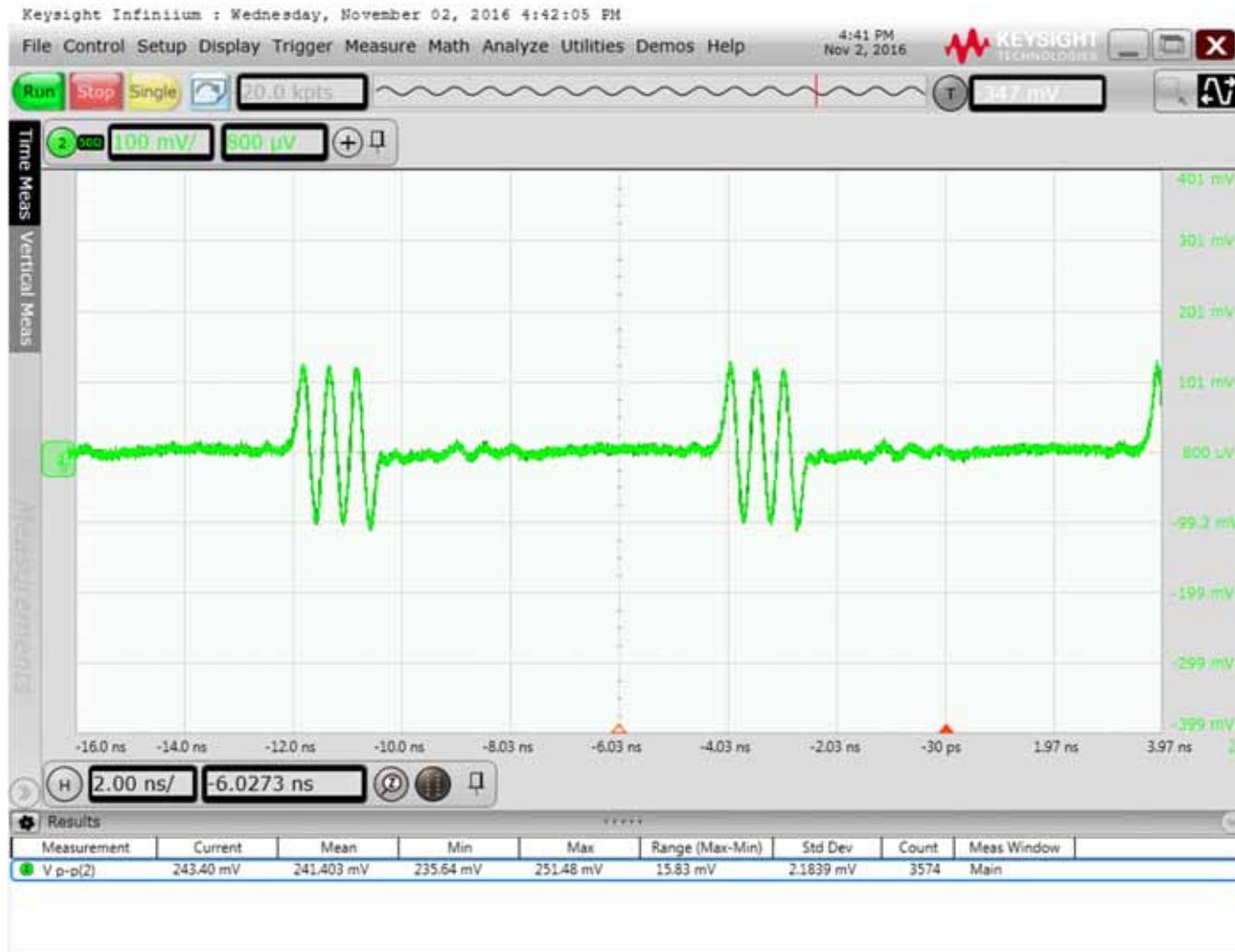


横方向検出回路例

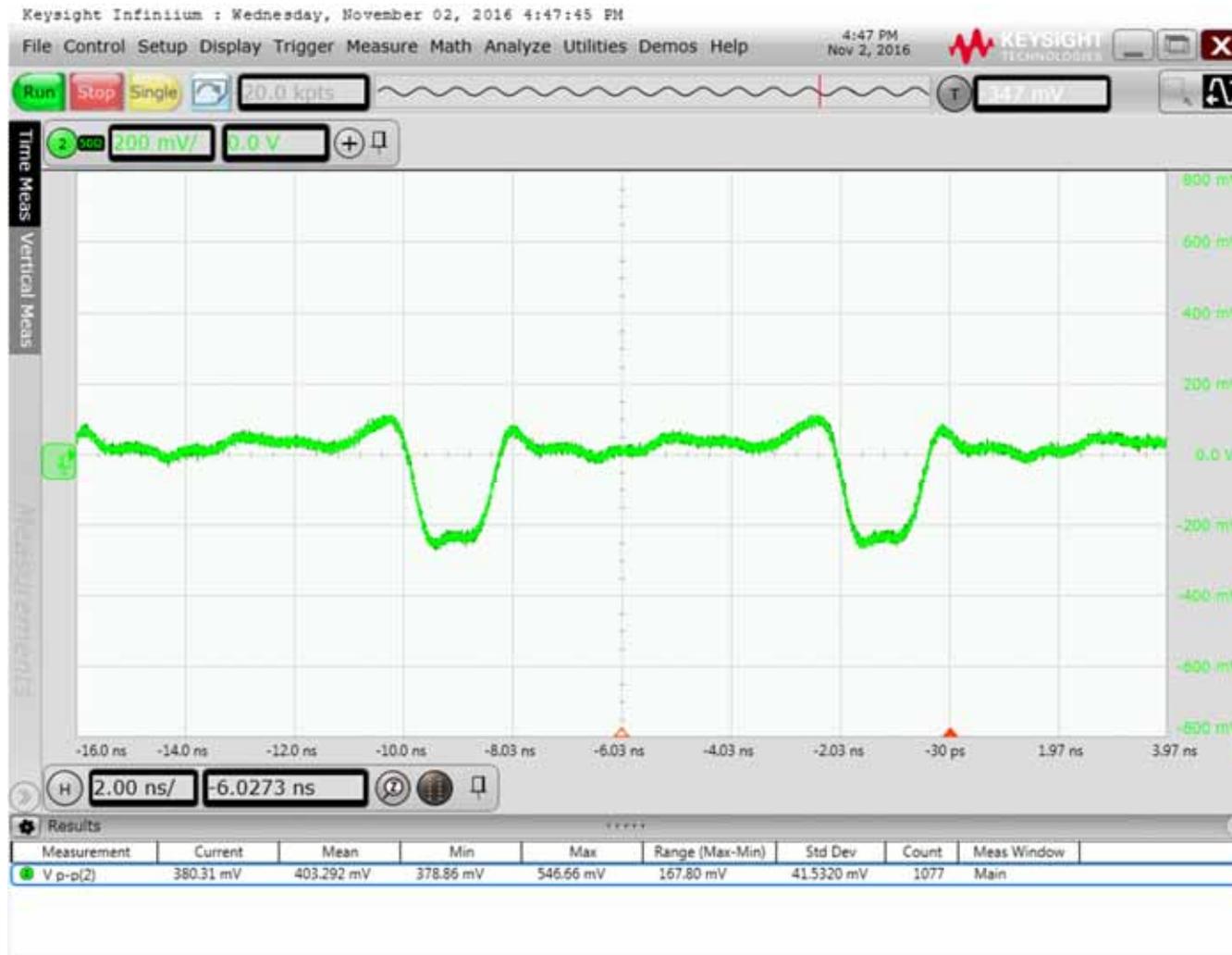




Comb filter出力例



Y 出力例



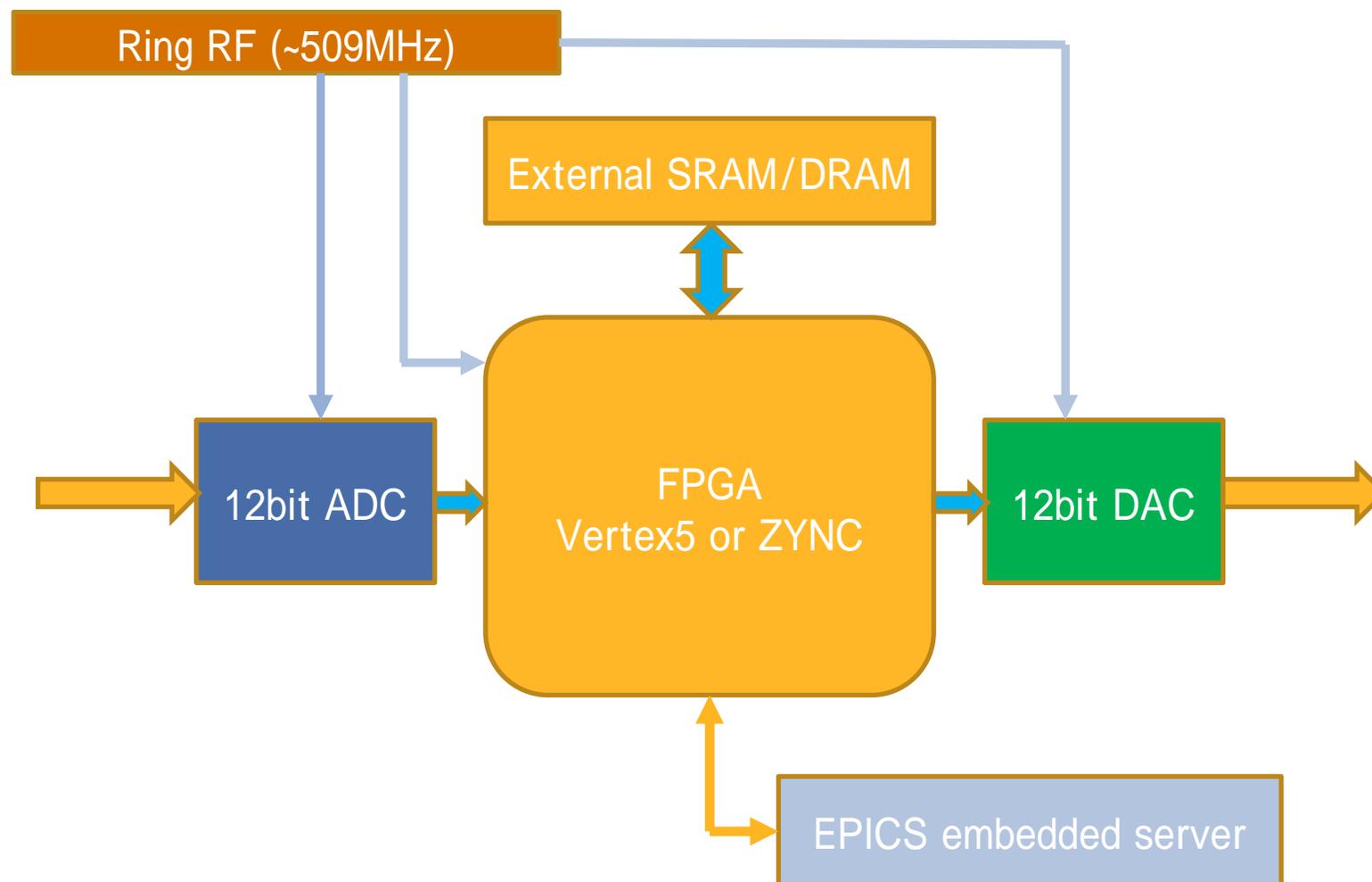
Tips

- **多くの高周波素子は(広帯域とうたっていても)本質的に狭帯域なので、通す信号はできるだけ帯域制限した方が良い**
 - 例: 180度hybridで二つの信号の引き算をするとき、直接ボタン信号をいれるのは??
- **Double balanced mixerには使えるパワーレンジがある**
 - LOに入れるパワーはあまりdynamic rangeが大きくない
 - パワー超過すると信号がひずむ、ひどいときはDBMが故障する

信号処理部の機能(重要な順)

- **バンチタイミング(RF)と完全に同期していること**
- **信号の1-turn delay**
 - Delayがある程度微調できることが非常に望ましい
 - 安定であること(温度が変わったりしても動かないこと)
- **DC成分のカット**
 - 残っていると、貴重なフィードバックパワーがDC(およびrevolution周波数の整数倍)に無駄に消費されてしまうので必須
- **フィードバックに必要な成分以外をフィルターする**
 - ベータトロン周波数あるいはシンクロトロン周波数だけ残したい
- **信号の位相シフトをする**
 - 進行方向フィードバックでは必須、横方向フィードバックではあった方が良くなくても何とかなる

今風のデジタル信号処理回路



FPGA

- **Field Programmable Gate Array**

- PLD(Programmable Logic Device) 1970年代末 数個分のlogic

- CPLD(Complex Programmable Logic Device) 1980年代

- 数千個分のLogic 回路内蔵、書き換え可能

- FPGA

- 書き換え部分をSRAMに

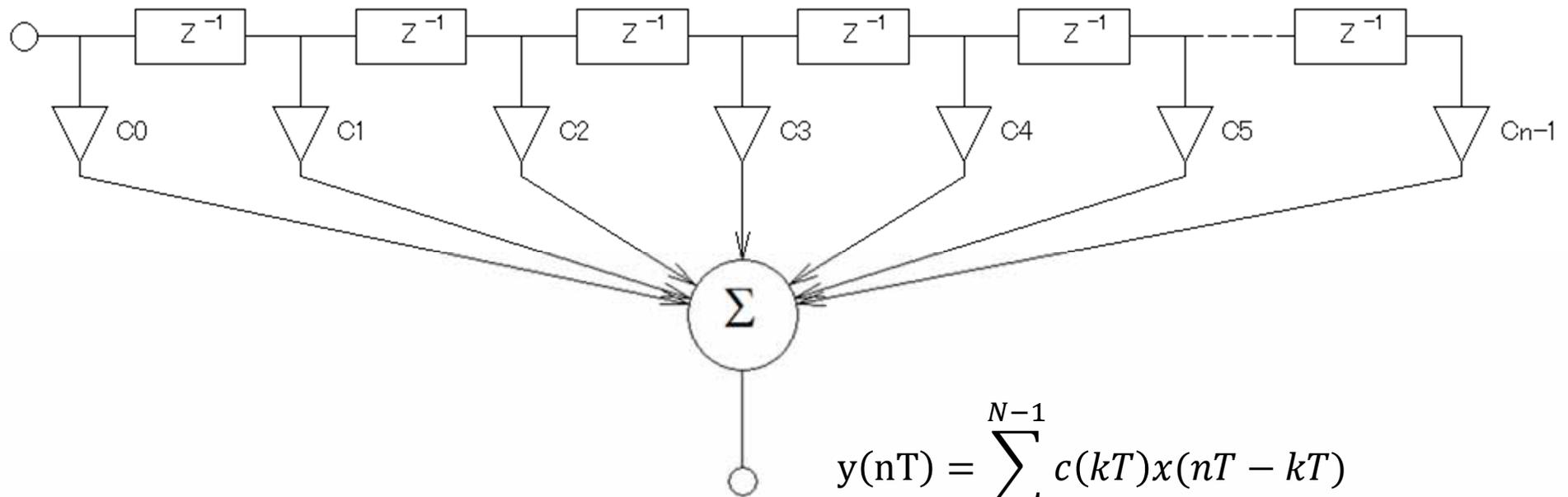
- 急激に進化、20年で集積度は600倍以上、速度は100倍以上、電力は1/150、価格は??

- **可減算、かけ算の演算も得意(但し固定小数点)**

- (普通の)割り算は時間がかかるので、基本的にやらない

デジタルフィルター

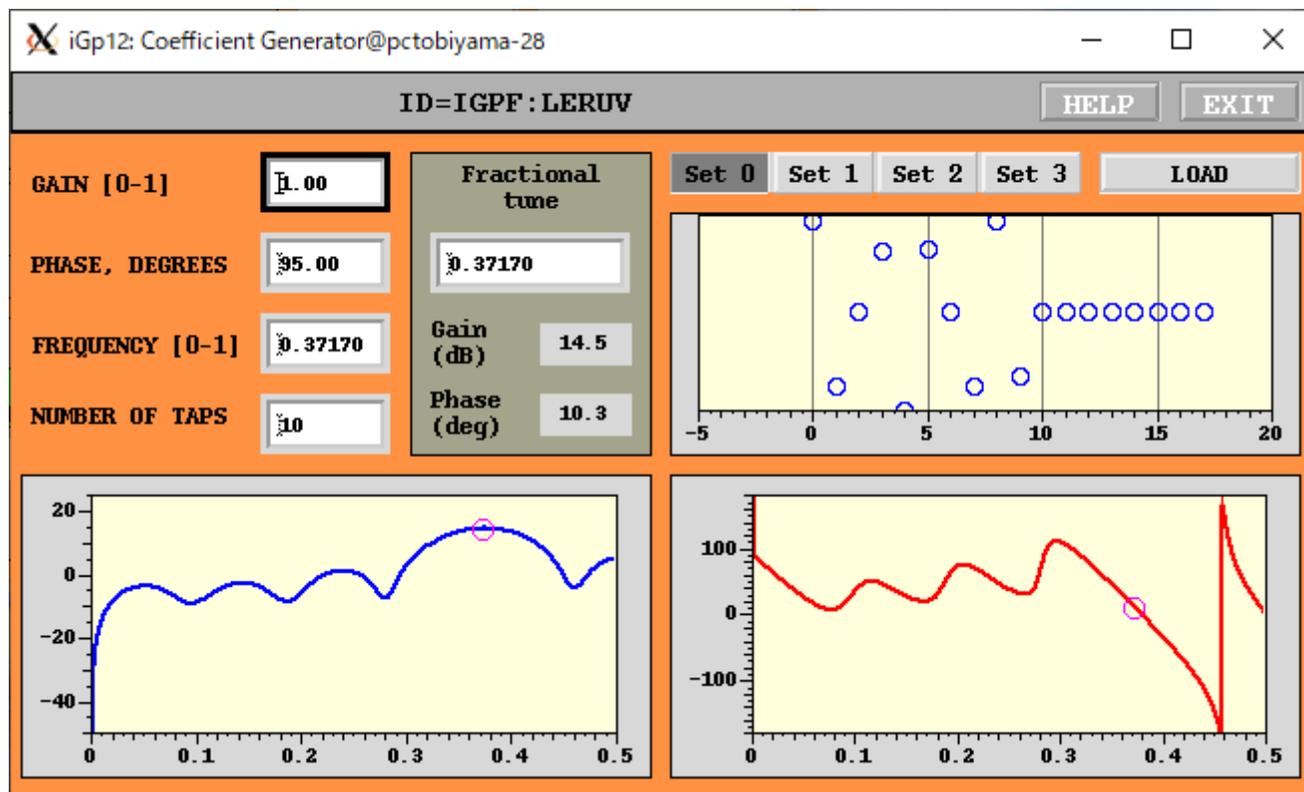
■ N-tap FIR(Finite impulse response)フィルター



$$y(nT) = \sum_{k=0}^{N-1} c(kT)x(nT - kT)$$

インパルス応答を中心に対して対象にすると完全直線位相特性をもつ
Group delayが全周波数に対してフラットになる
インパルス応答の値にかかわらずフィルター自体は常に安定

実際のフィルター例

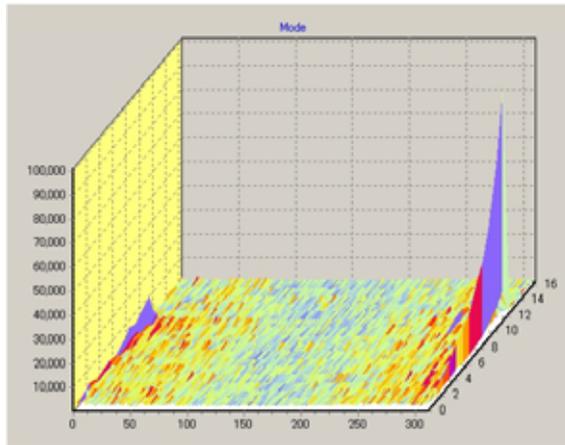


DCでゲイン0

ベータトロン周波数で応答peak

ベータトロン周波数で位相シフトを目標値に

iGp12 digital feedback filter



- Successor of iGp digital filters developed under **US-Japan collaboration with SLAC.**
 - 12bit ADC/DAC
 - 18 tap FIR filter (Max.)
 - 12MB memory to analyze instabilities
- **12 iGp12s are used**
 - With larger FPGA (VSX95T)
 - (2 with normal FPGA (VSX50T) for DR)
- **Single bunch excitation using PLL**

(Tips)フィルターのタップ数

- やたらに長いFIRフィルターを使えば、たとえば中心周波数周りで位相シフトを一定にしたり、S/Nをあげたり出来る
- しかしながら、時間遅れの大きな信号を使ったフィードバックは不安定になりやすい
 - 特にベータトロンtuneが半整数、整数の近くだと急激に厳しくなる
 - 衝突型加速器でluminosityをあげるときは、tuneを半整数の近くにすることが多い
- 不安定が厳しいとき、横方向では8tap以上にできることはほとんどない(もっと少なくしたいほど)
- 進行方向用は、振動が遅いので短いフィルターでは適切なフィルターが構成しにくい。
 - ダウンサンプリングを多くすると、やはり不安定になりやすい
 - 長いフィルター(1シンクロトロン周期)が望ましい
- FPGAの使えるDSPブロック数で制限される
 - DSPブロックはFIFOにも使うので、大型リングではさらに厳しい

広帯域大出力増幅器

■ アンプの回路方式

B級

- (基本的に) ベースバイアスをかけない増幅方式
- 入力がないと電流が流れないので、電力効率は良い
- TRにしてもFETにしてもゼロ電流付近での応答が悪い(入力に対して電流が流れない)領域があるので、出力に大きな歪みが発生する
- このため、通常のラジオでも採用しにくい(ヒドイ音になる)

AB級

- ゼロ電流付近の歪みを除くため、バイアスをかけておく
- 電力効率はB級よりは悪くなる(バイアスの深さによる)
- 通常のAB級増幅器が想定している入出力特性は穏やかなものが普通なので、バンチフィードバック用には使えないことが多い
 - 電源が非力なため長いバースト信号がでない
 - パルス信号に対する応答がおかしい

C級

- Negative biasをかけた増幅方式
- 極めて歪みが大きく、おおきな高調波が出てくる
- 電力効率は非常に良い
- もちろん、広帯域フィードバックには使えません

A級

- 入力信号全周期において動作点を上回るように十分大きなバイアス電流を流す回路
- 極めて電力効率が悪い(入力なしでも、ほぼ出力最大と同じだけの電力を消費し続ける): 廃熱処理もタイヘン
- 歪みも小さく、一般に電源は強力なので、広帯域フィードバック用途に向いている
- 値段は高い

SuperKEKB用アンプ

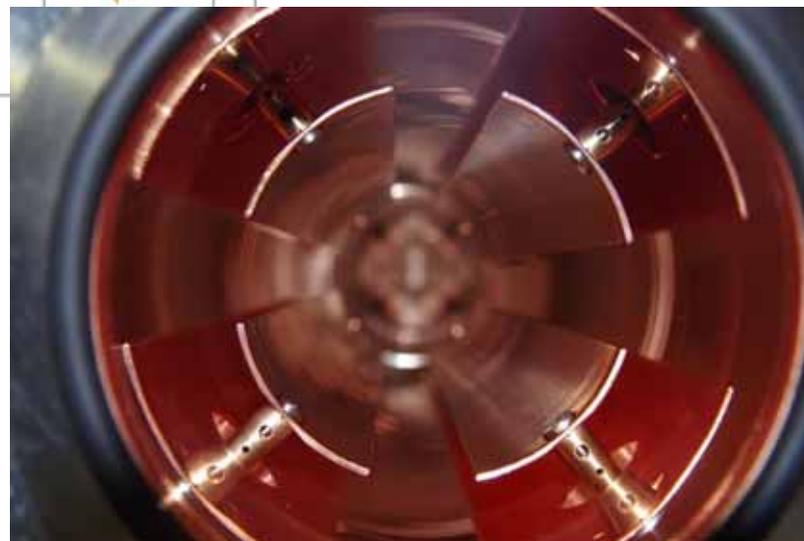
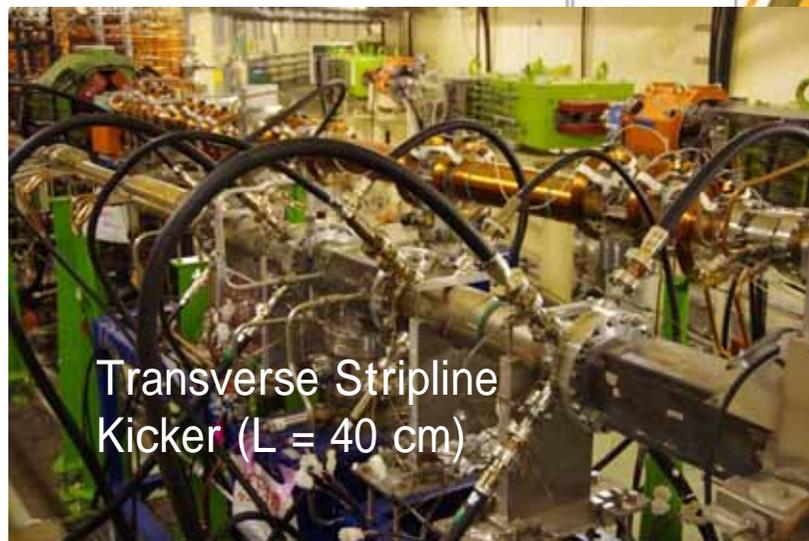
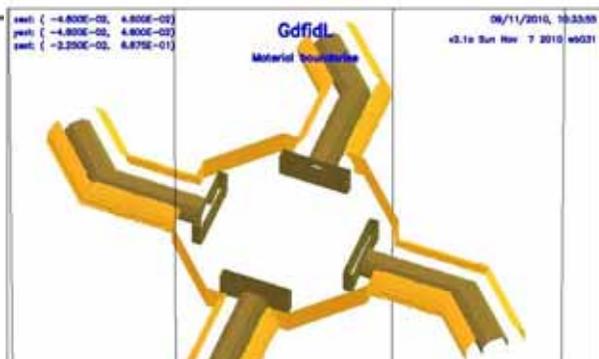
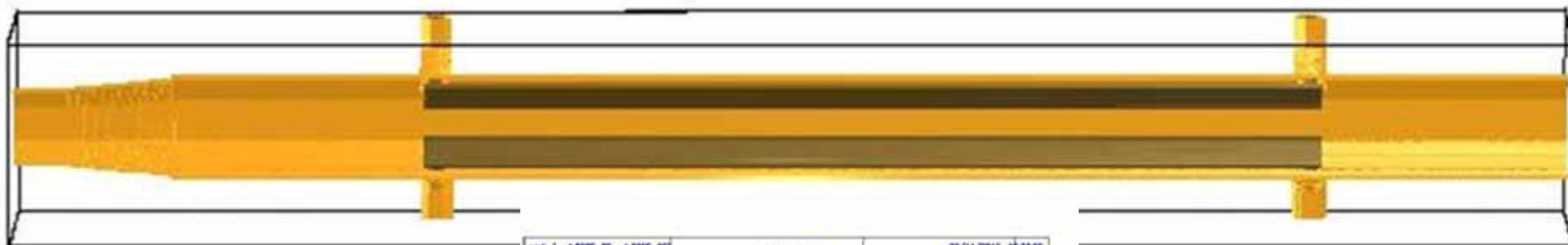
- **横方向**

10kHz-254MHz $P_{\text{sat}}=500\text{W}$ アンプを16台(LER 8、HER 8)使用
進行波、反射波を常にモニター、反射波でインターロック

- **進行方向**

800MHz-2GHz $P_{\text{sat}}=500\text{W}$ アンプを8台使用
進行波、反射波モニターする

ストリップラインキッカー



Panofsky-Wenzelの定理

- ストリップラインなどに進行波を入れてビームを蹴ろうとする場合、ビームの横方向の蹴りはキッカーでの進行方向の電場の変化によって表すことが出来る

つまり

- 純粋な横方向の電場しかない電磁場(ビーム進行方向と同じ方向に走っている進行波)ではビームを進行方向に蹴れないだけでなく、横方向にも蹴れない、ということ
- **ビームの進行方向と逆方向から進行波を入れる必要がある**

シャントインピーダンス

- 進行方向のシャントインピーダンスは

$$R_{\parallel} T^2 = 2Z_L g_{\parallel}^2 \sin^2 k\ell$$

T はtransit time factor、 Z_L はstriplineの特性インピーダンス、 g_{\parallel} は進行方向幾何学因子

- 通常ストリップラインの特性インピーダンスは50 Ωで設計するので、ストリップライン電極を進行方向キッカーとして使う際のシャントインピーダンスは極めて小さく、~100 Ω以下となる。但し、周期関数なので、ベースバンドだけでなく、高い周波数でも同じシャントインピーダンスを得ることができる(最終段高周波アンプの帯域が比較的楽になる)

- 横方向(対向電極に逆相の進行波を入れる)のシャントインピーダンスは

$$R_{\perp} T^2 = 2Z_L \left(g_{\perp} \frac{2\ell \sin k\ell}{h k\ell} \right)^2$$

- 横方向のシャントインピーダンスは $\sin^2 k\ell / (k\ell)^2$ に比例するので、ベースバンド(DC付近)しか使えない。低周波領域ではシャントインピーダンスはストリップラインの長さの2乗に比例するが、長くすると高域でのシャントインピーダンスの落ちが早くなる。典型的には数k のシャントインピーダンスが容易に実現可能

(Tips) ストリップラインキッカーの電極

- 世の中のストリップラインキッカーには、大きく分けて二つの流儀があります
 1. 電極を水平、鉛直に配置する(ので、大概水平用と鉛直用の二種類のキッカーを用意する)
 2. 電極を(大体)45度に配置して、4電極を組み合わせて水平・鉛直のキックをする

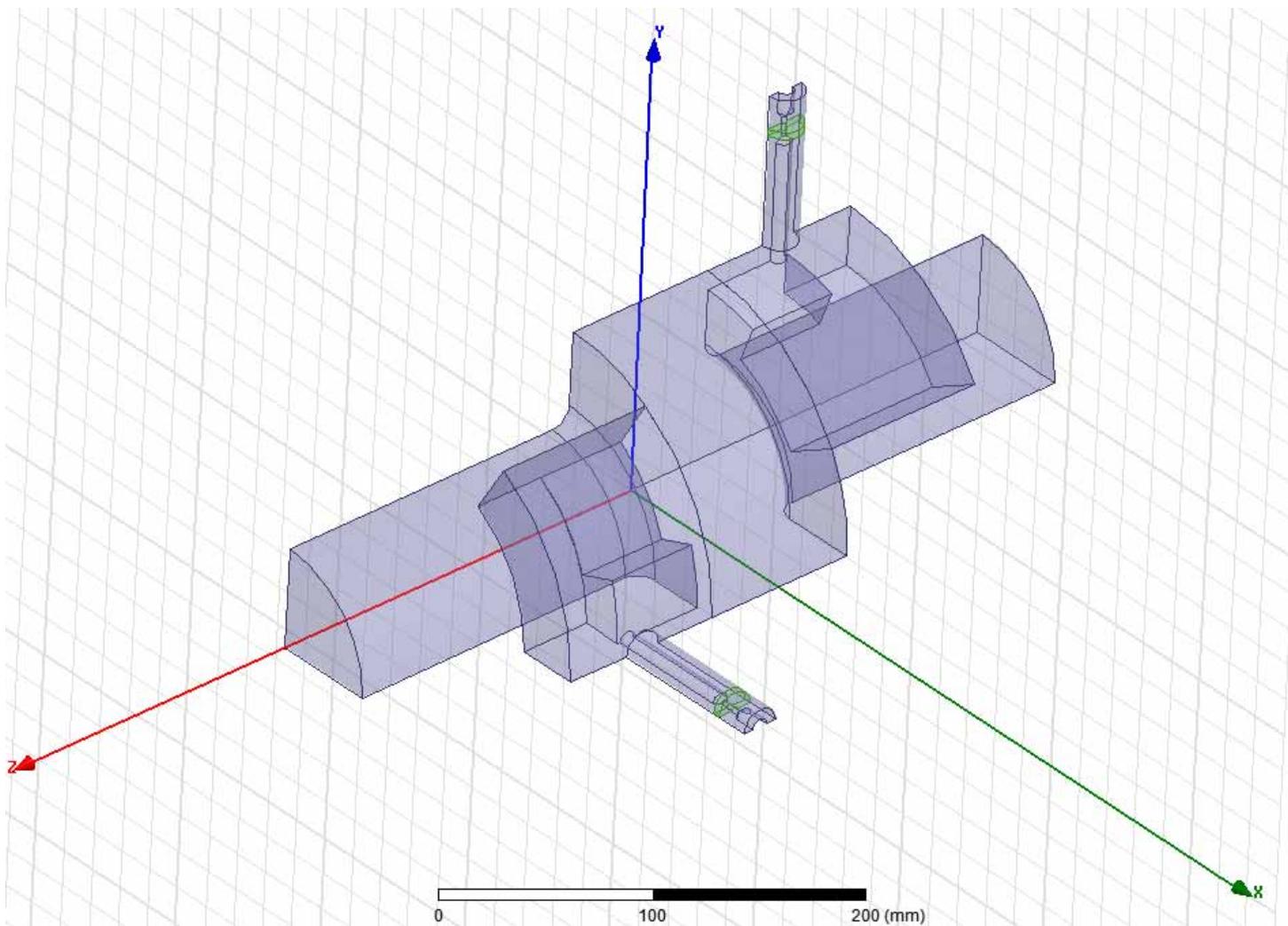
SuperKEKB、PF-AR、PFでは(2)を採用しています。世の中の多くの放射光源は(1)を採用しています。J-PARC MRも(1)です。
- (1)流はキッカーでx-y結合が起きる、と主張することもあります(ホントでしょうか?)。

放射光が出るリングでは、水平方向電極に光を当てないため工夫が必要で面倒です
- (2)流だと必要な場合4電極(4台のアンブ)が協力して大きなキック電圧を出すことができます。放射光や入射アパーチャーについても、(1)より有利です

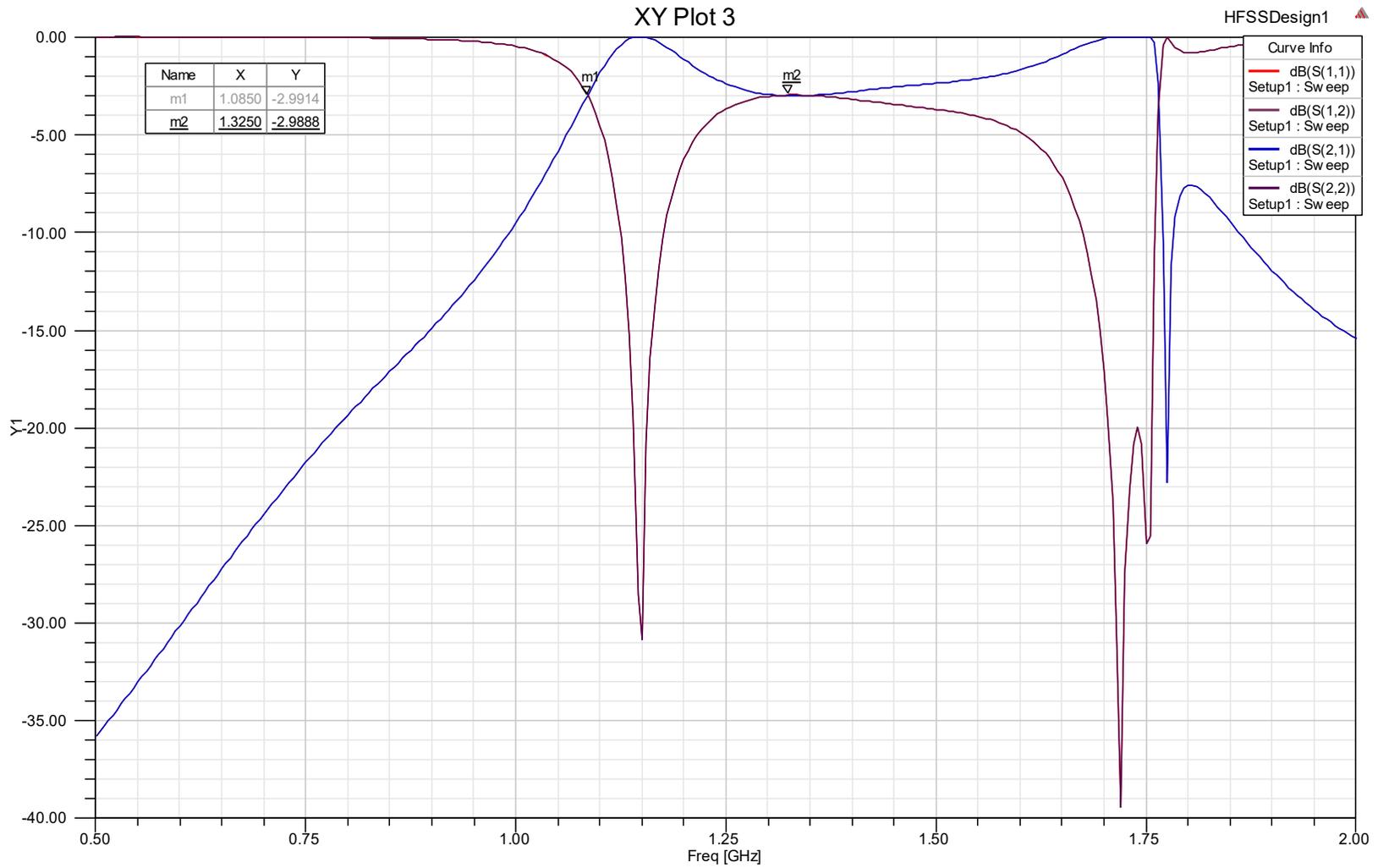
進行方向用フィードバックキッカー

- **ストリップラインを同相にexciteする**
 - シャントインピーダンスは極悪(~ 100)
 - PEP-II/ALS(初期)/BEPC-IIで使われていたseries drift tube型
 - 発熱、ビームパワーの扱いなど、困難が多い
- **非常にQを下げた(超over couple型)空洞**
 - INFN-LNFのDAFNEリングで開発された
 - PEP-II/PF/SuperKEKB/Bessyなど多くの蓄積リングで採用
 - 空洞なので方向性がなく、空洞に誘起された電力の扱いに工夫が必要
 - 大電力広帯域無反射型LPF
 - 広帯域サーキュレーター

SuperKEKB用 HFSSモデル

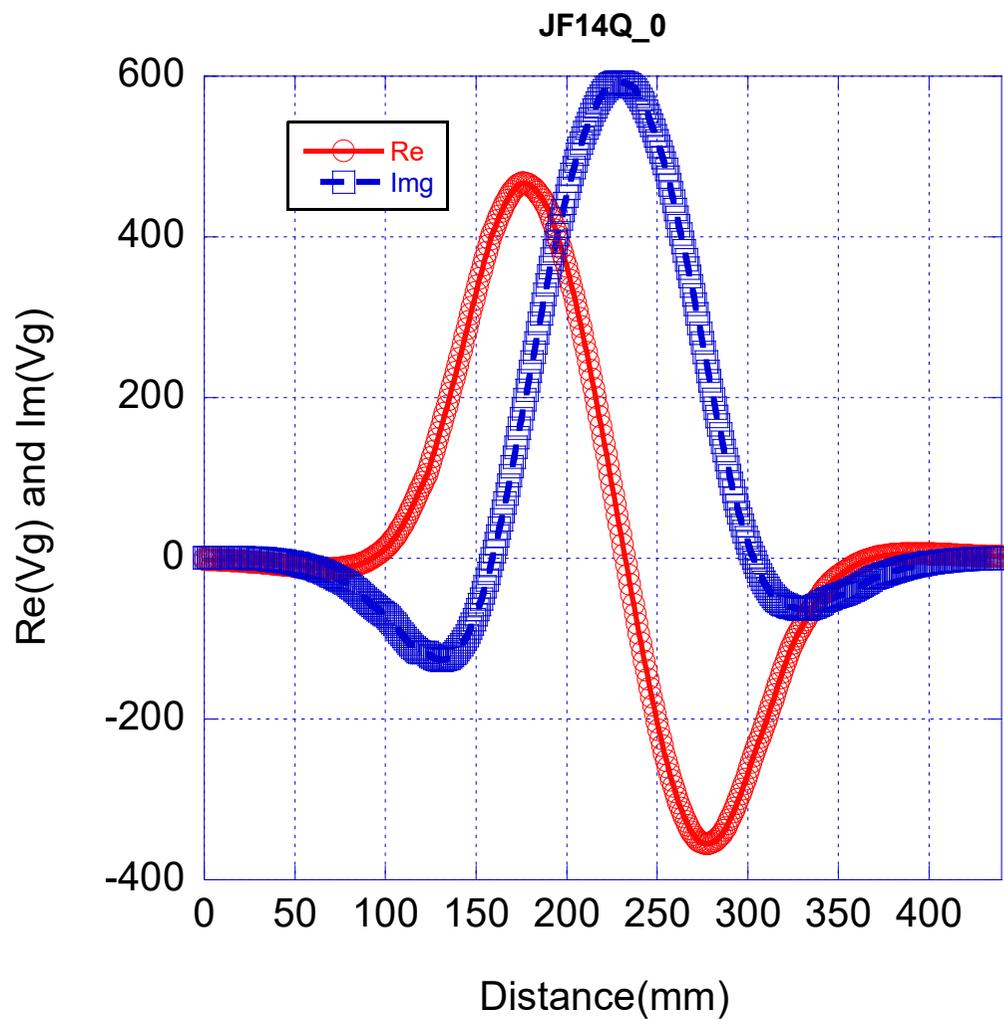


Q值

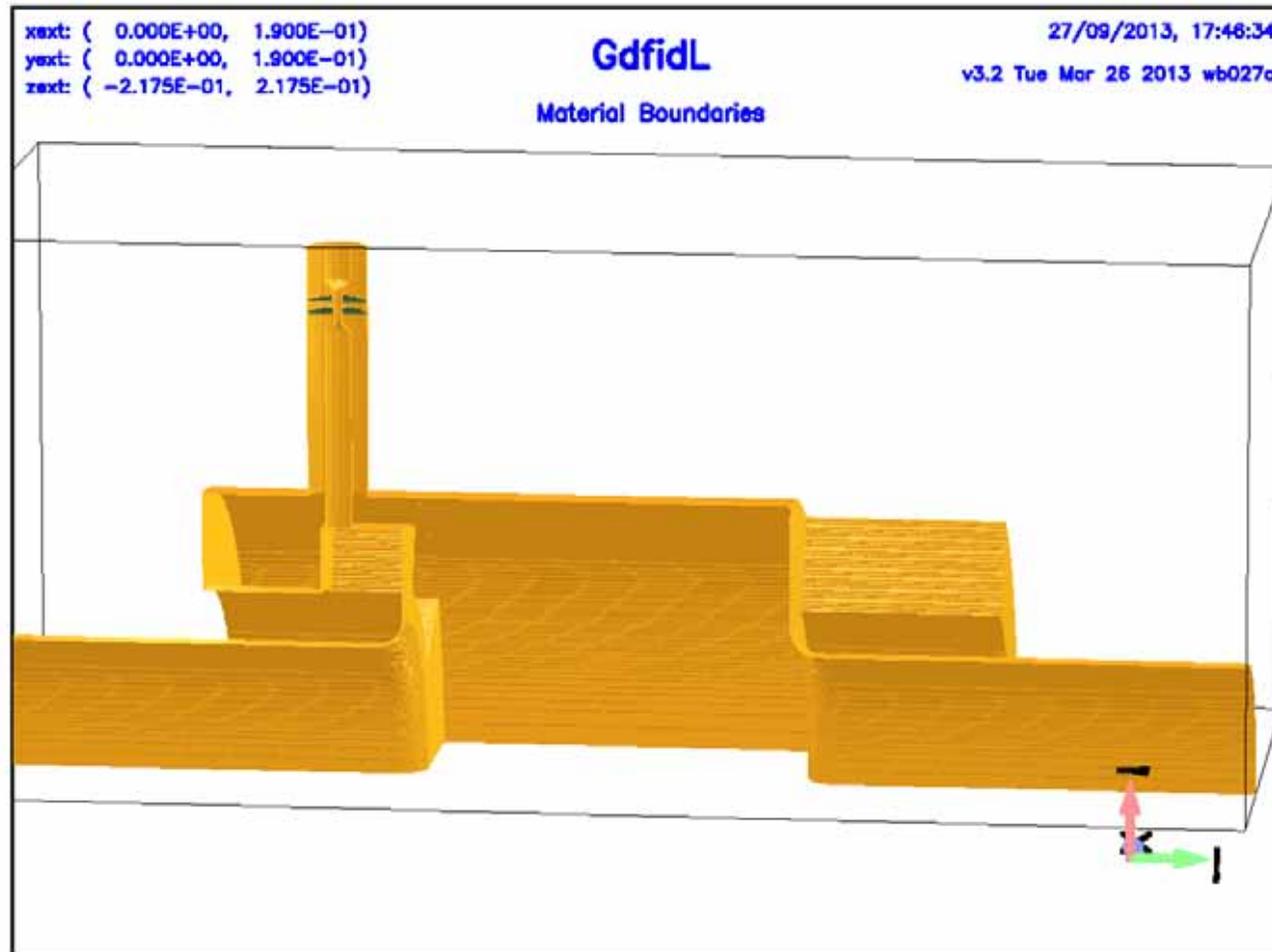


Lower: 65MHz
Upper: 175MHz

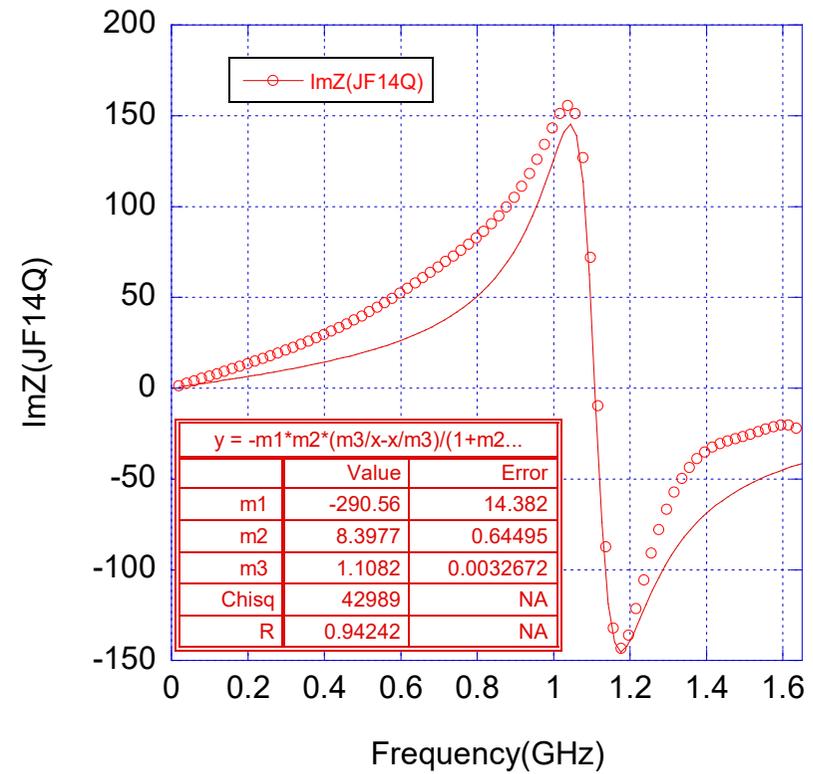
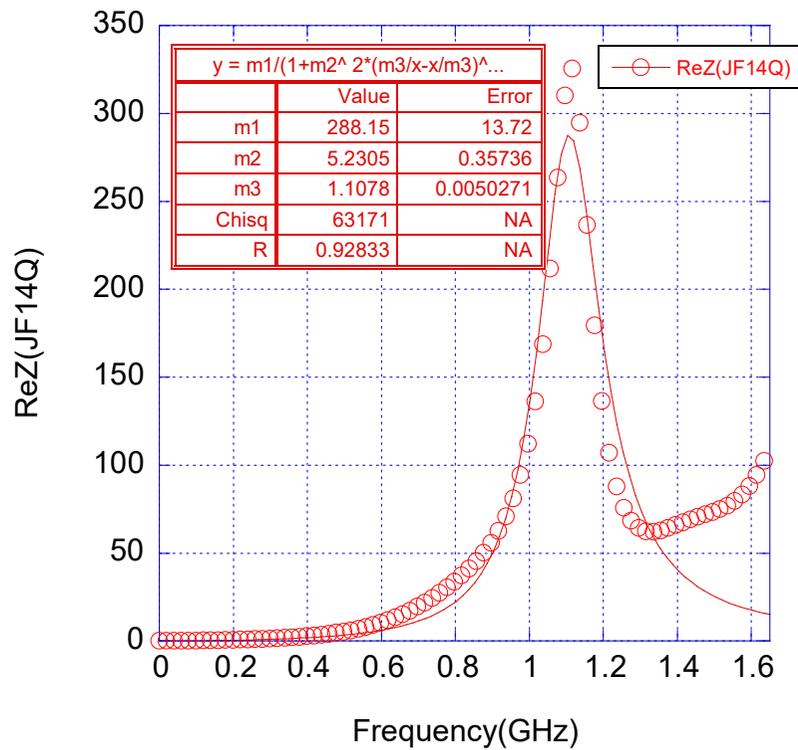
ReとIm

 $\text{Int}(\text{Re})=10.223$ $\text{Int}(\text{Im})=39.65$ $R_{\text{sh}}(1.15\text{GHz})=1.676\text{k}$

GdfidLモデル



Impedance fit



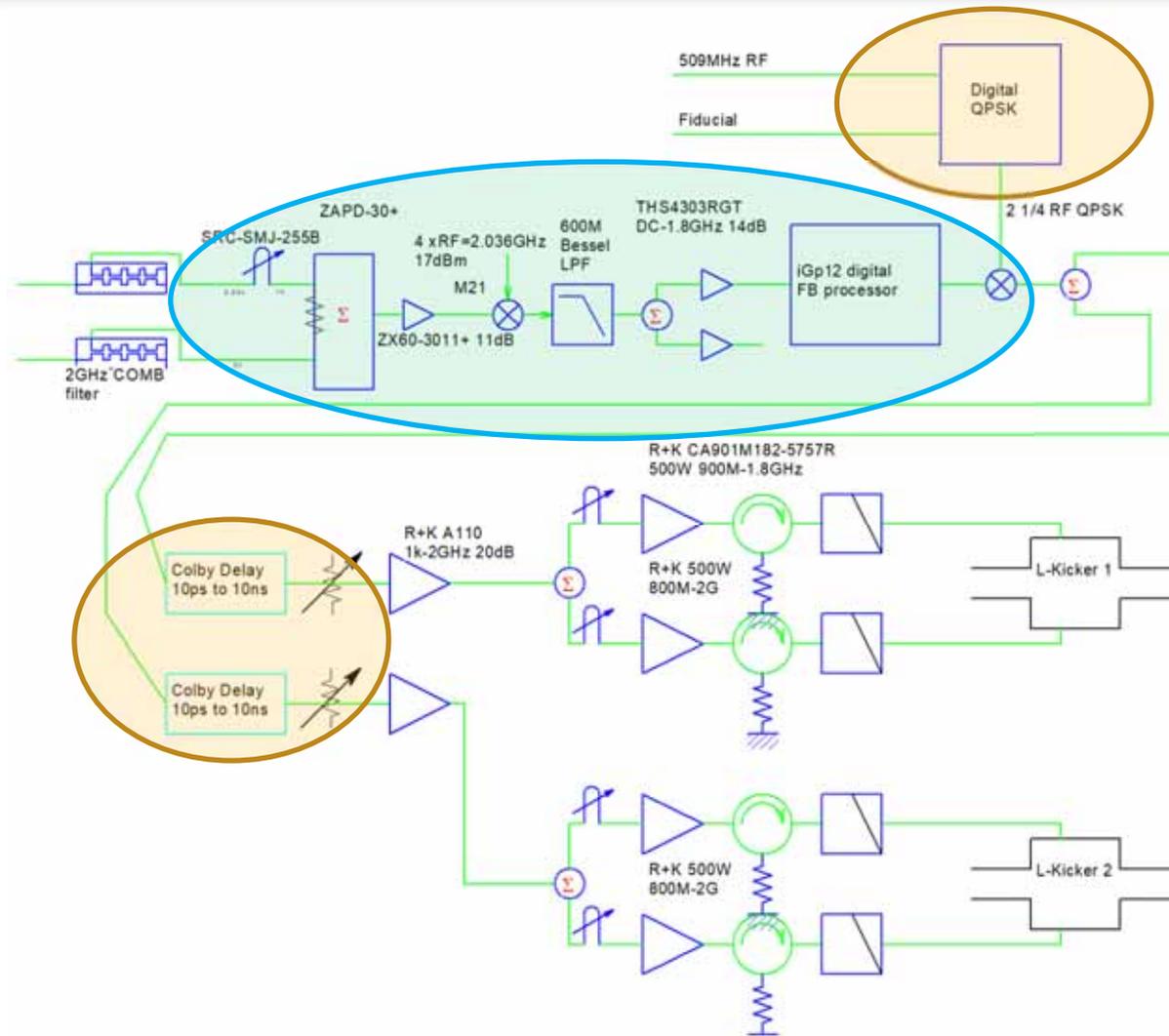
SuperKEKB用進行方向キッカー



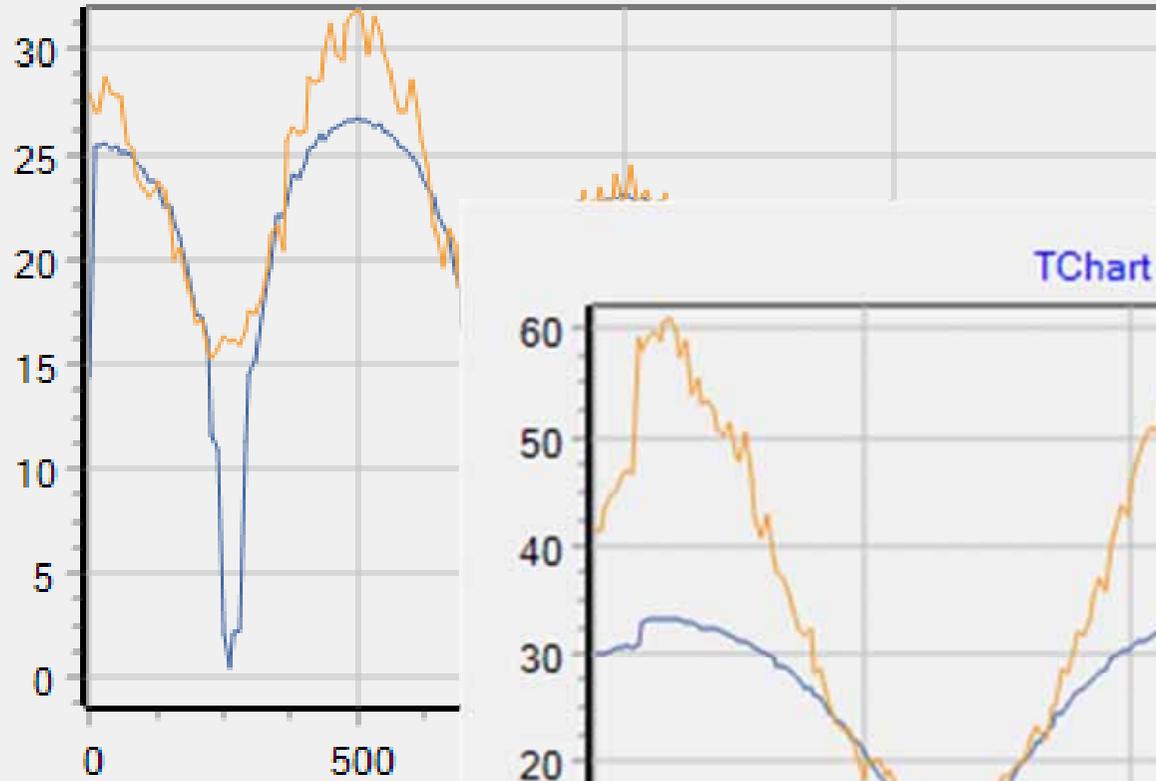
進行方向用バックエンド回路

- 空洞の中心周波数は $2xf_{RF} + 1/4f_{RF}$ と、127MHzずらしている
ビームからのパワーをできるだけ戻さないため
- このため、フードバック信号のcarrierを1バンチごとに $1/4f_{RF}$ ずつずらす必要がある：QPSK変調回路
- この回路がはいっているため、バックエンド変調タイミングあわせが極めて複雑になる

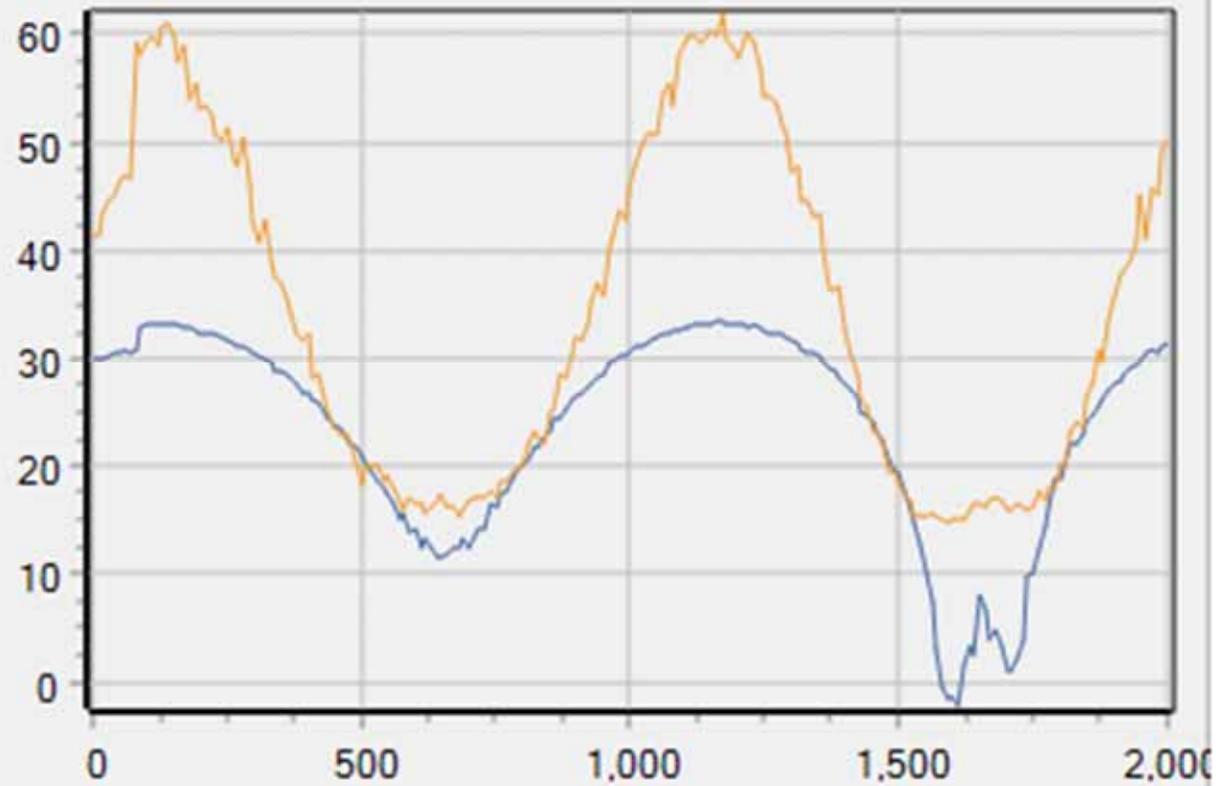
Commissioning of LFB



TChart



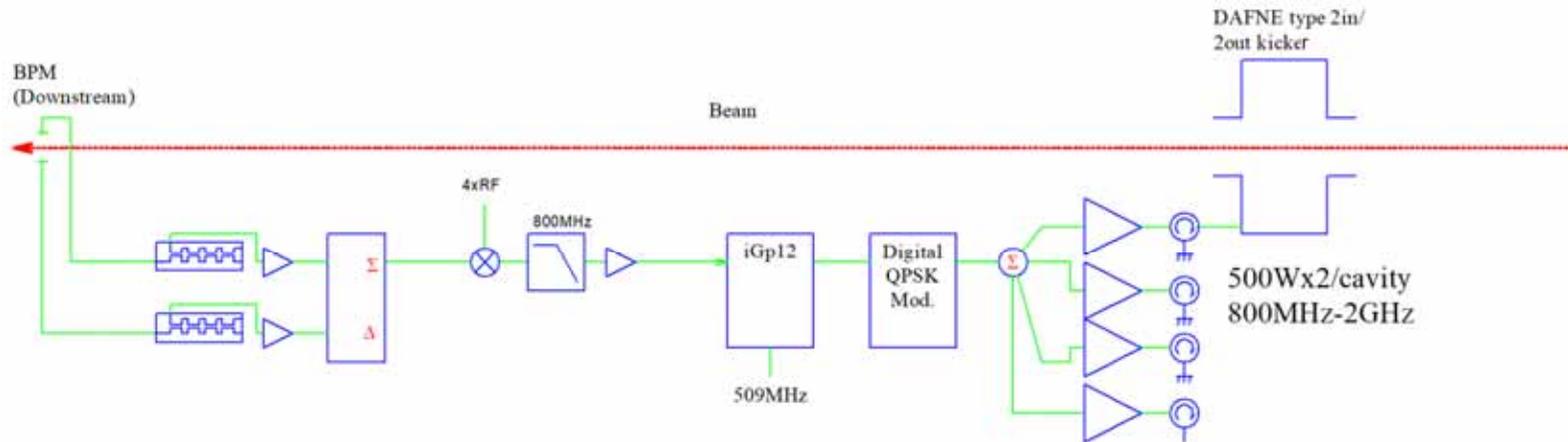
TChart



SuperKEKBバンチフィードバック

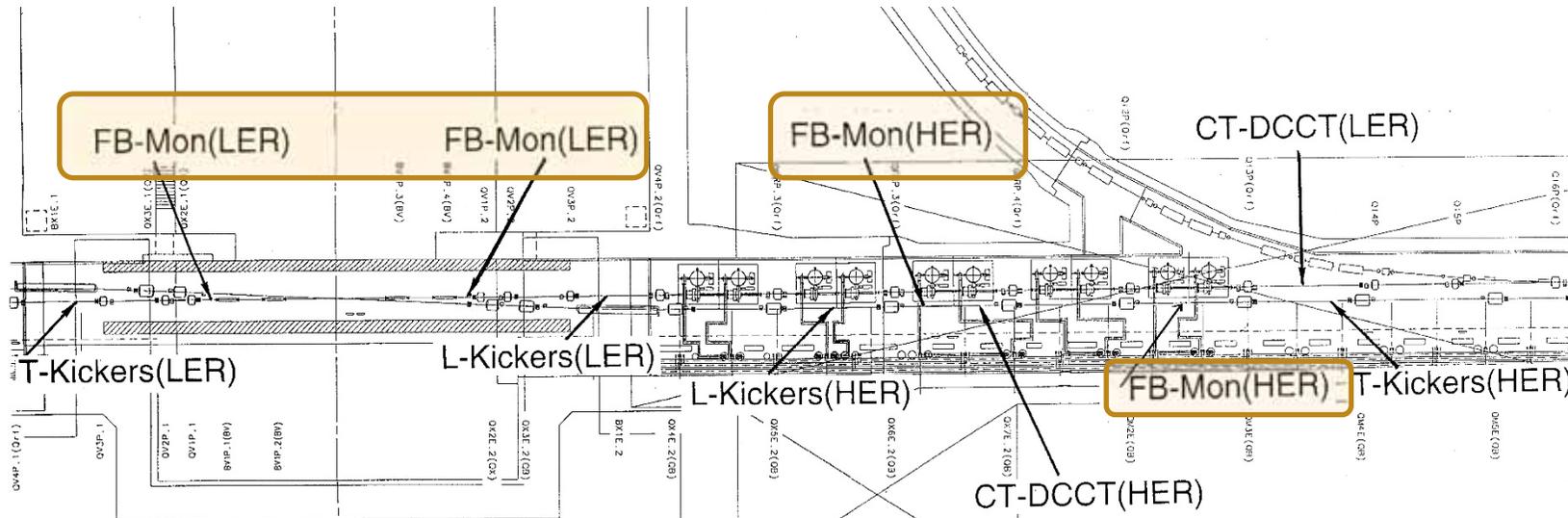


Longitudinal Feedback system



SuperKEKB Longitudinal Bunch Feedback System

Fuji straight section

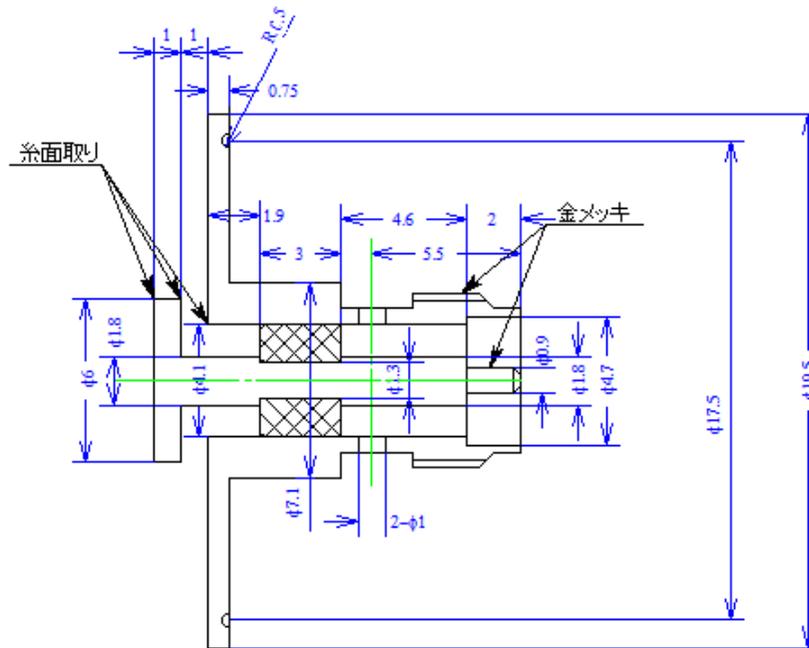




Glass sealing (er~4) type electrode
(diameter = 6 mm)
24 x 2 / Ring



Glass-sealed FT

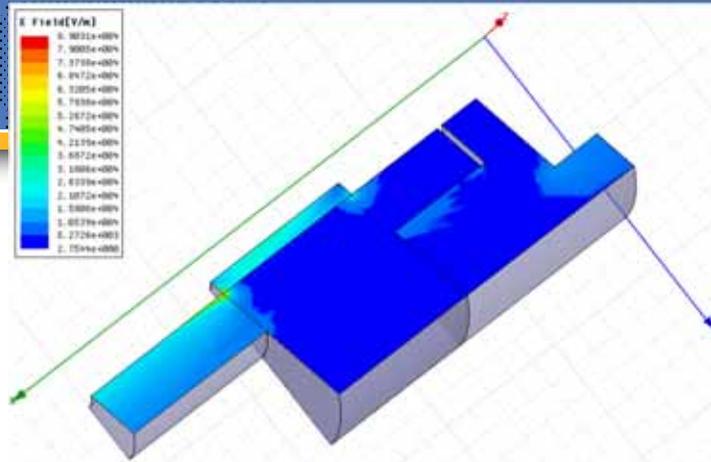


- Kyocera KC-1(er=4)
Glass
- Kovar with Gold plating

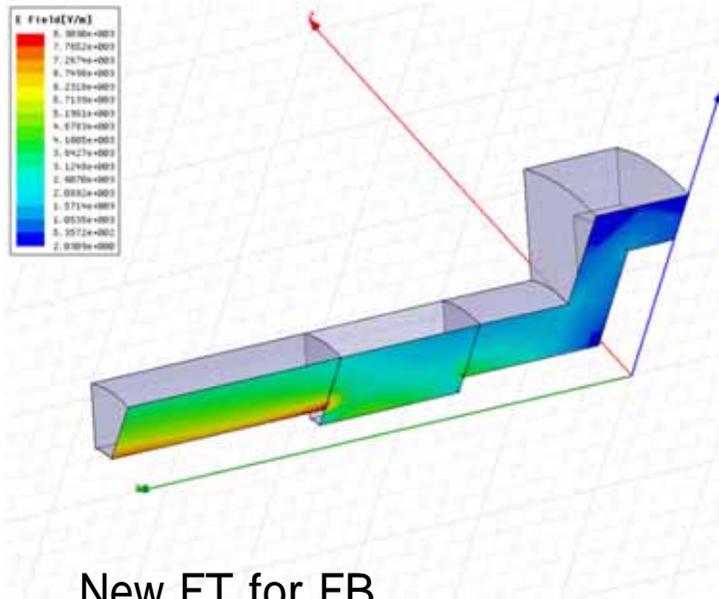
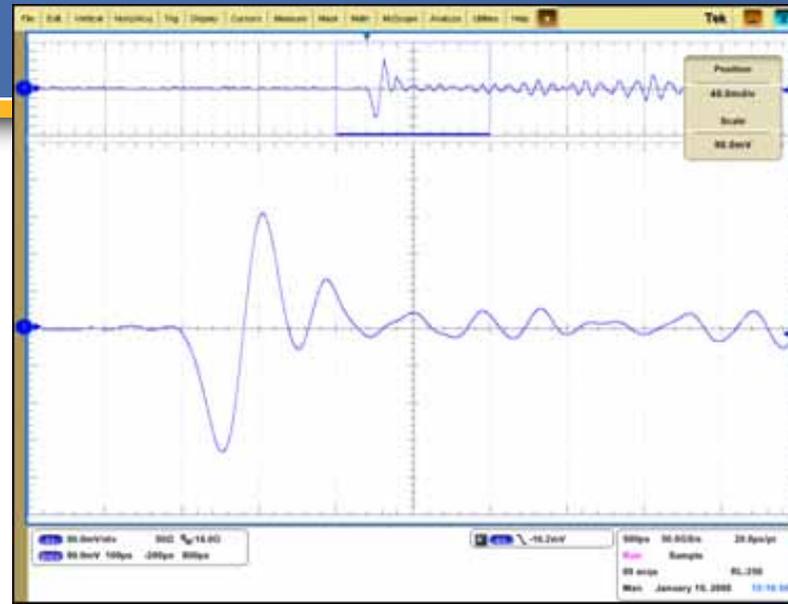
新型SMAフィードスルーD4型概略図

作図: 飛山真理 13/Jun/2008

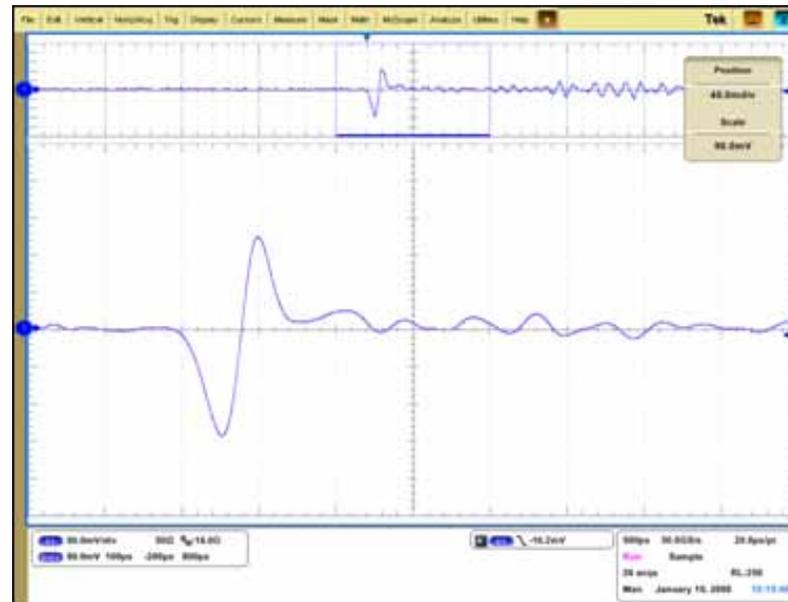
縮尺4:1

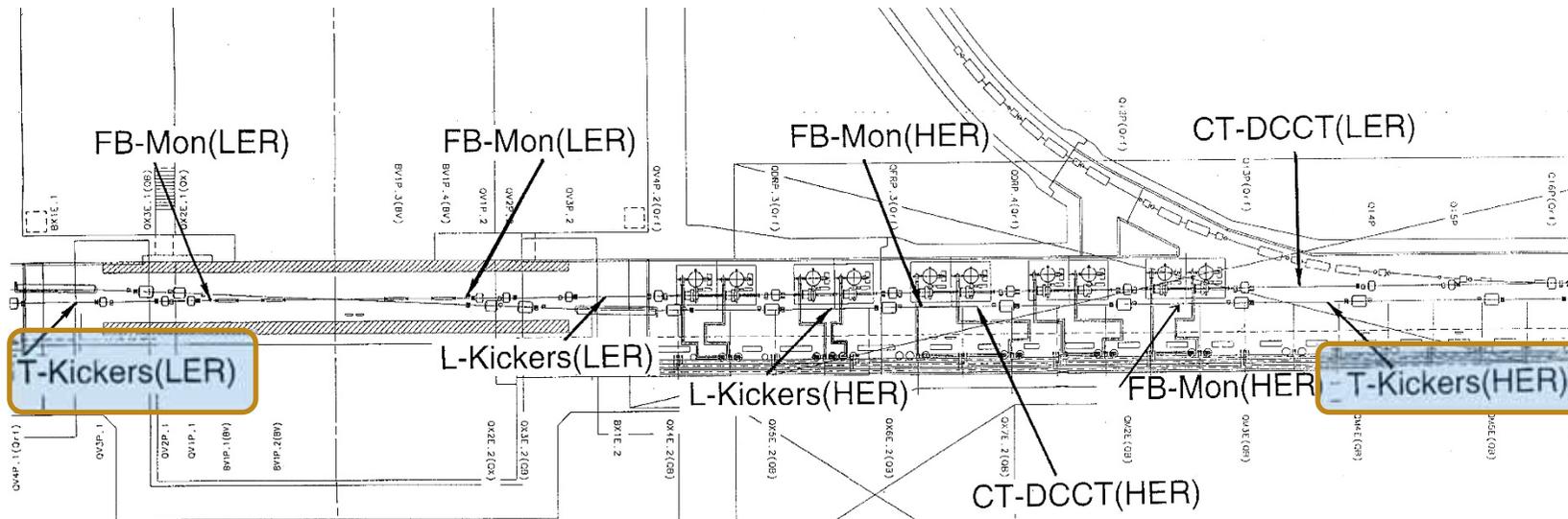


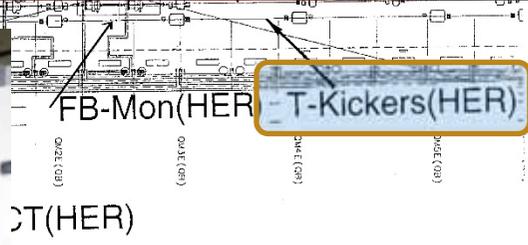
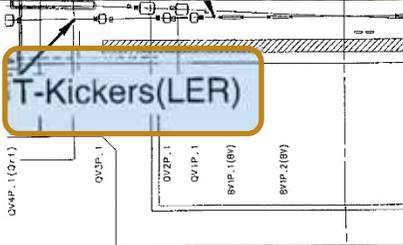
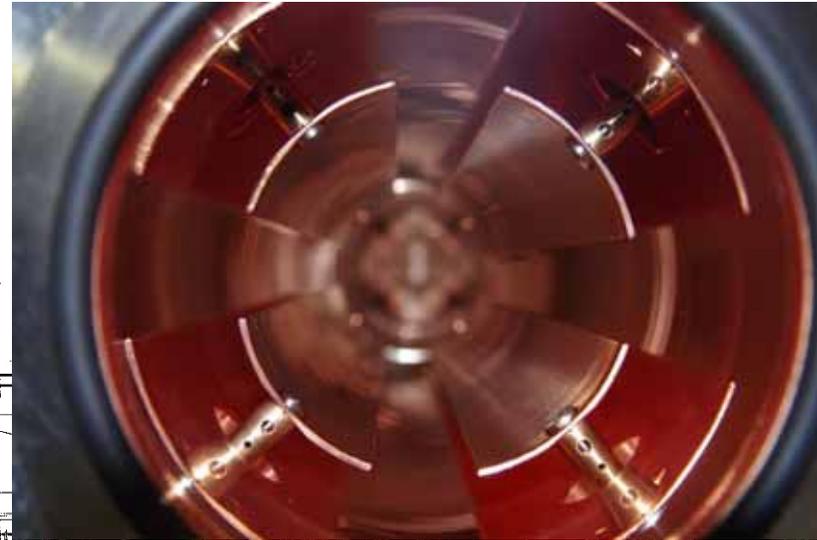
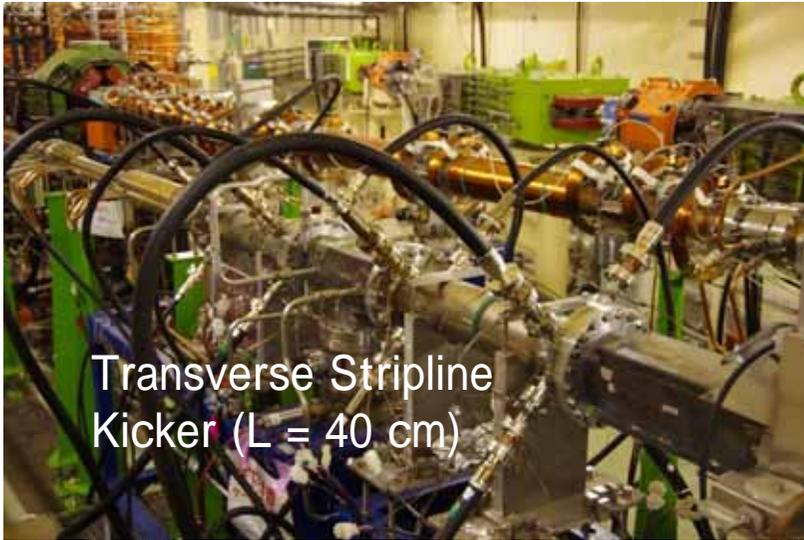
Present feedthrough for FB

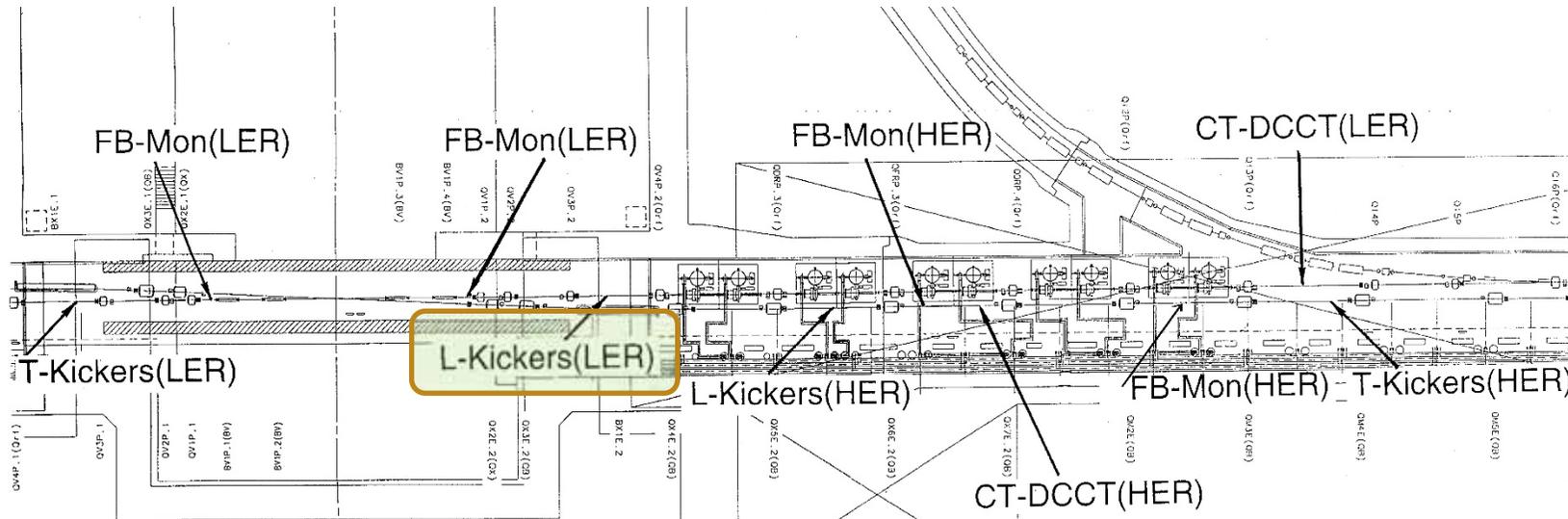


New FT for FB



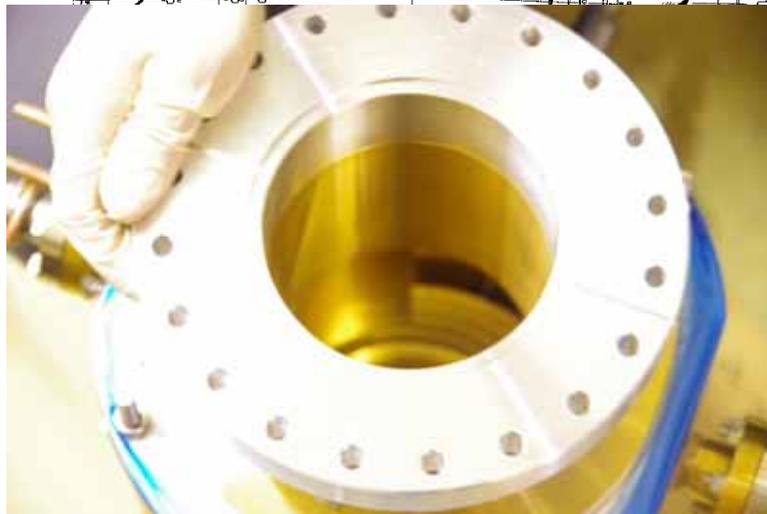








Longitudinal Feedback kicker
Rsh~1.6k , Q~5



L-Kickers(

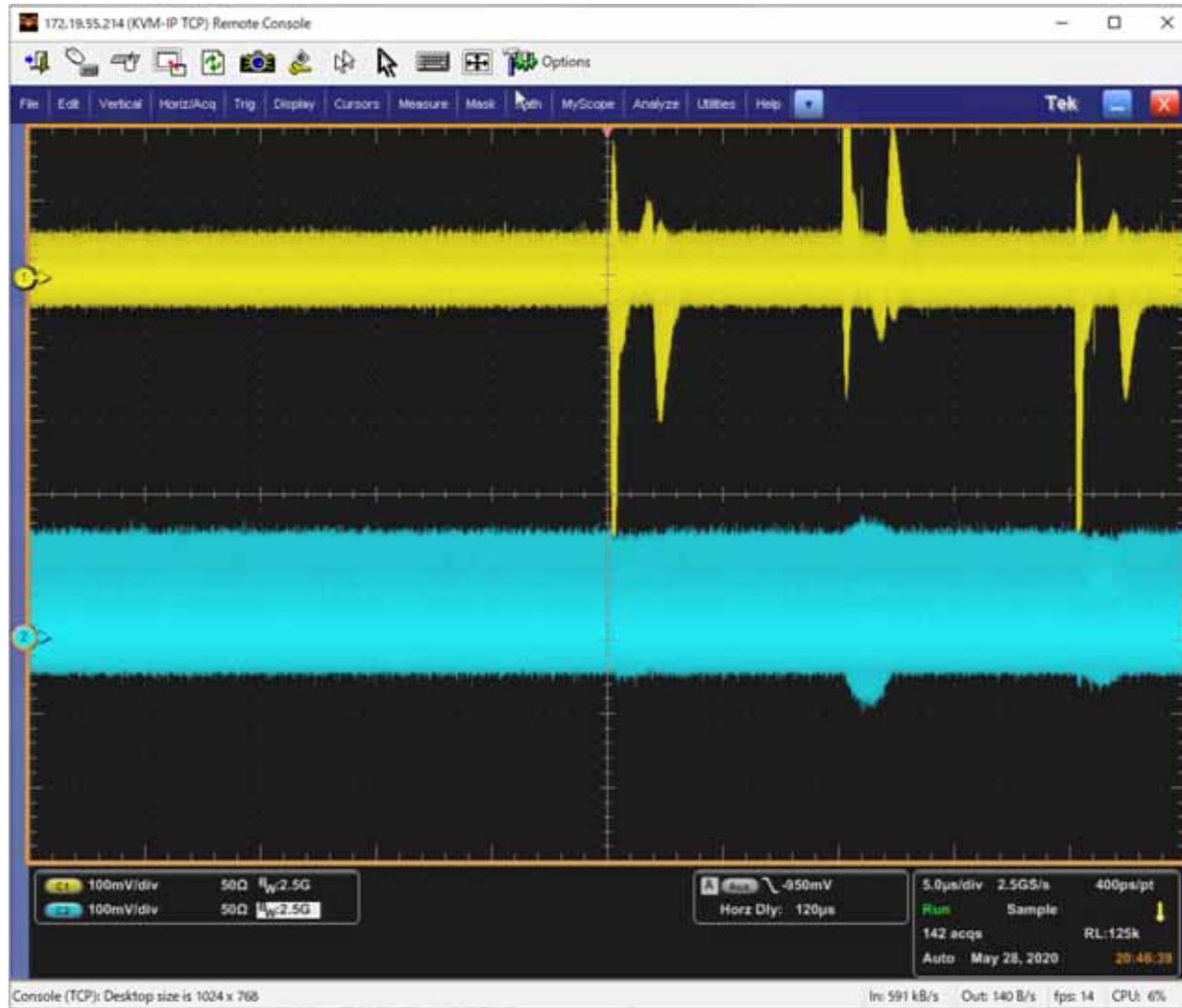


Longitudinal Feedback
amplifiers (800M-2GHz,
500W)

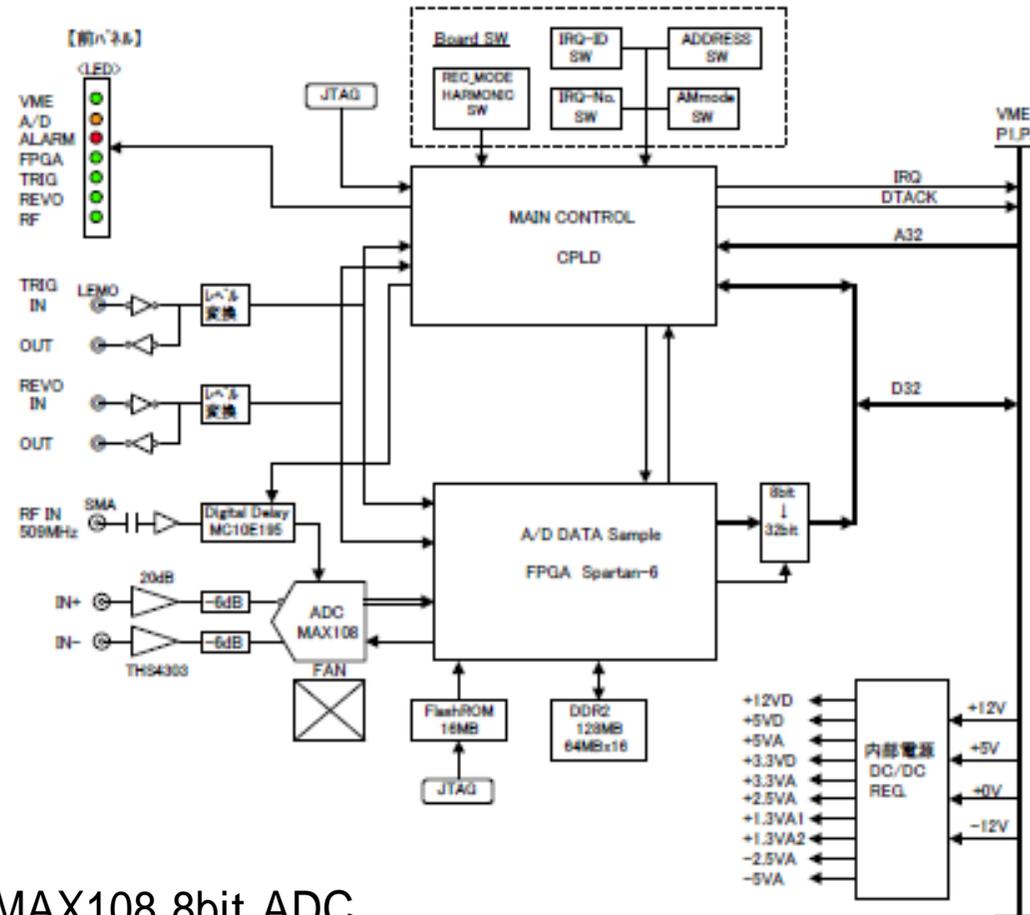
バンチフィードバック回路応用

- **バンチ位置検出回路の直接利用**
- **バンチ電流モニター**
- **ベータトロンチューン測定システム**
 - global betatron tune測定
 - pilot bunch tune測定
- **ビーム不安定のモード解析**

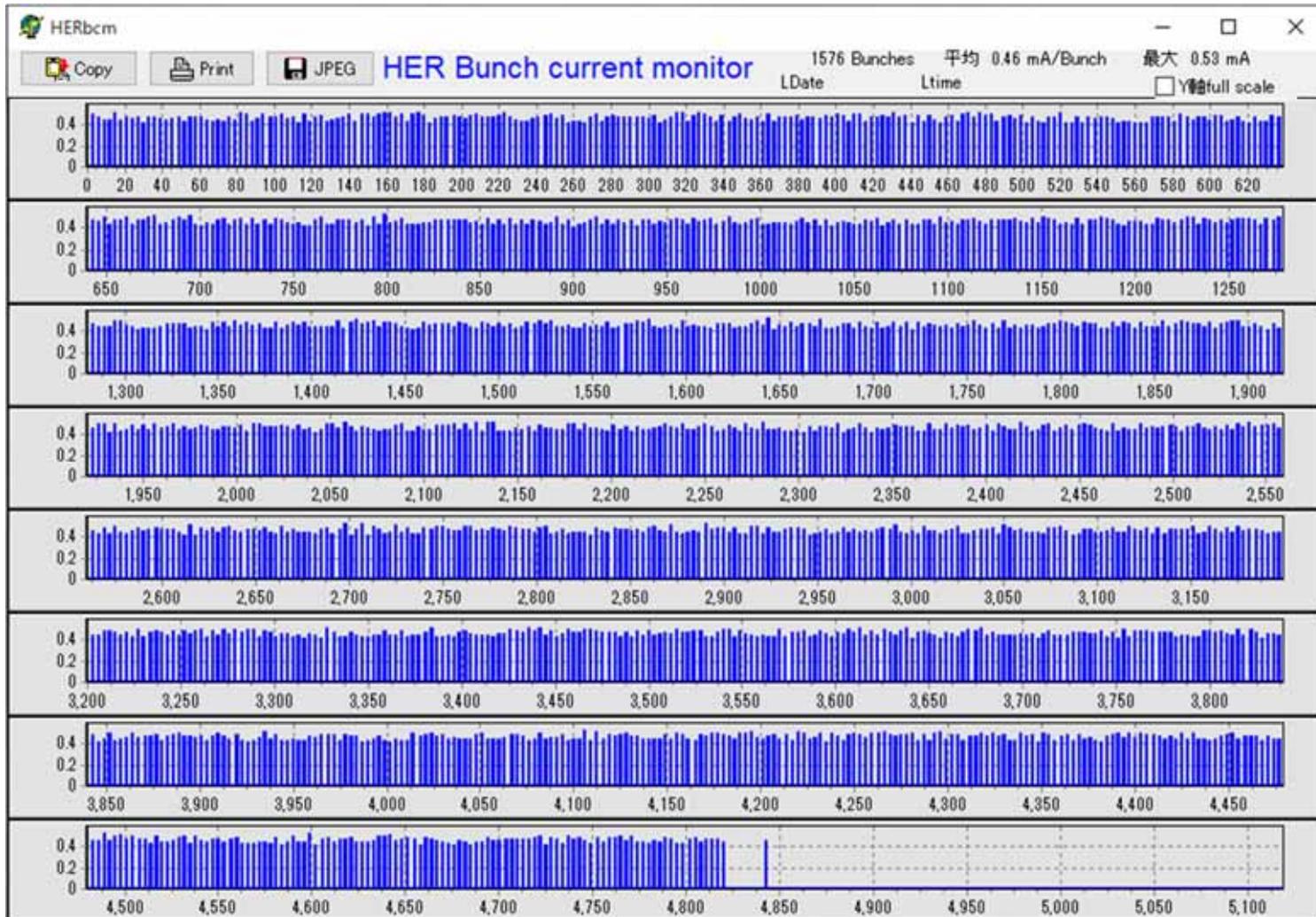
SuperKEKB LER(良くないときの)例



Bunch current monitor

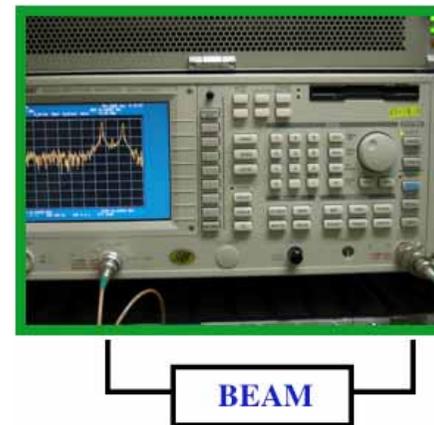
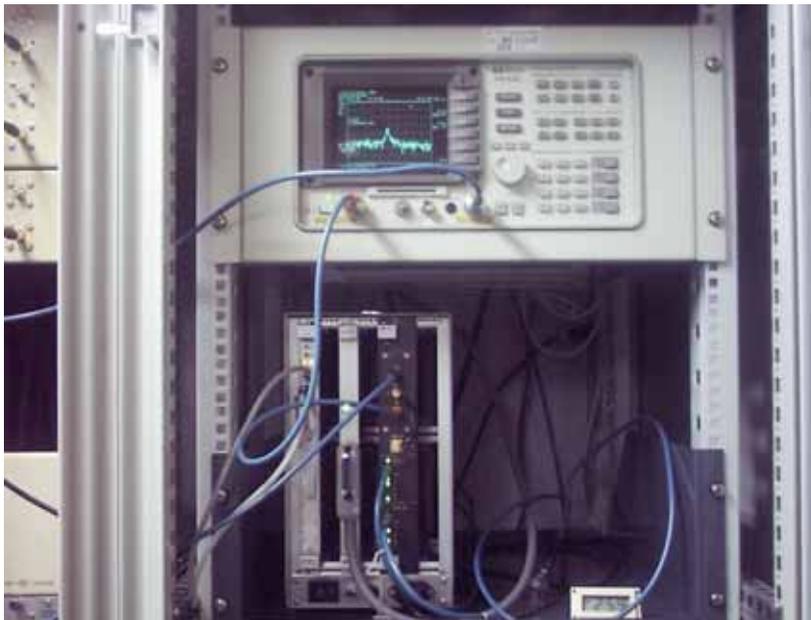


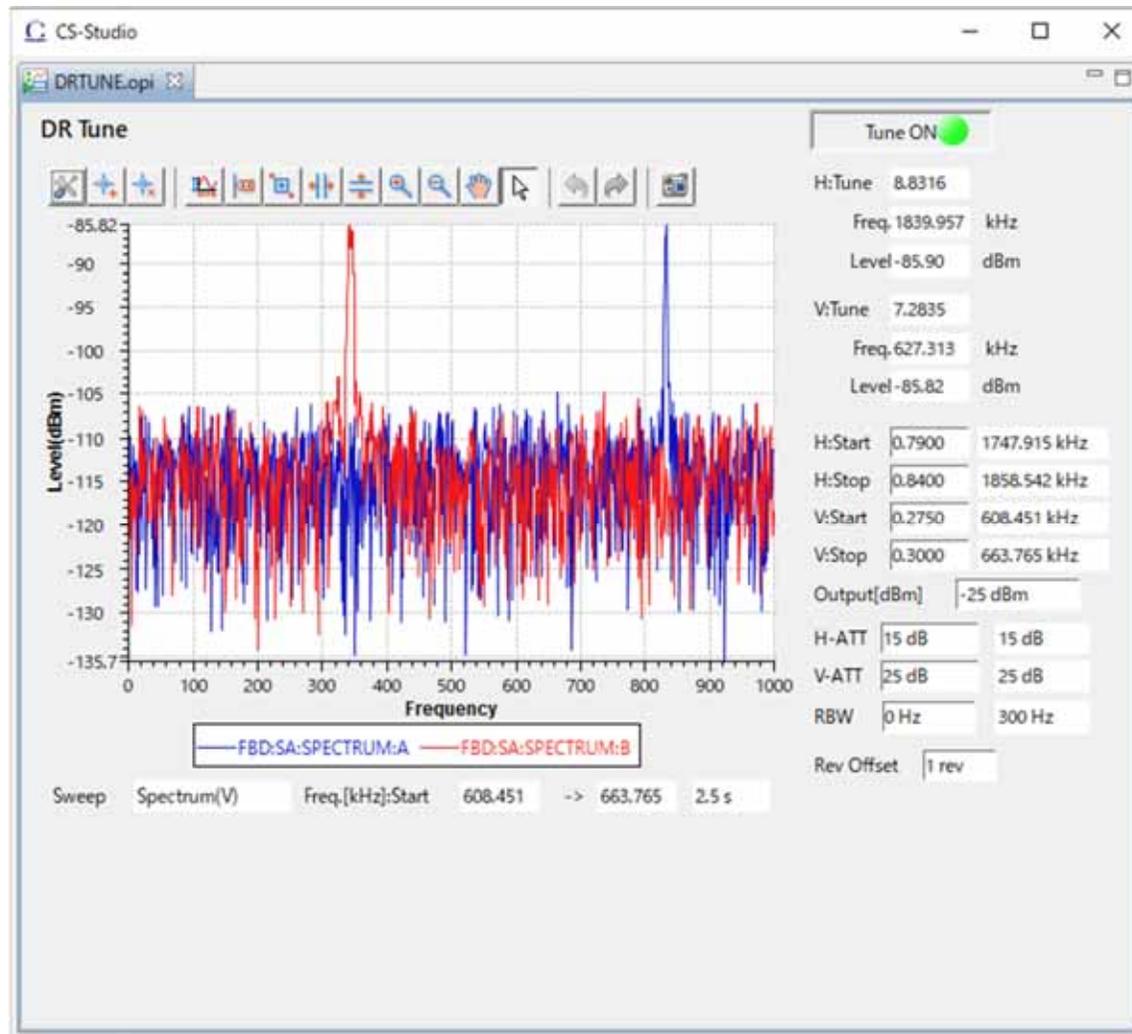
MAX108 8bit ADC
Spartan6 FPGA
VME 2W size



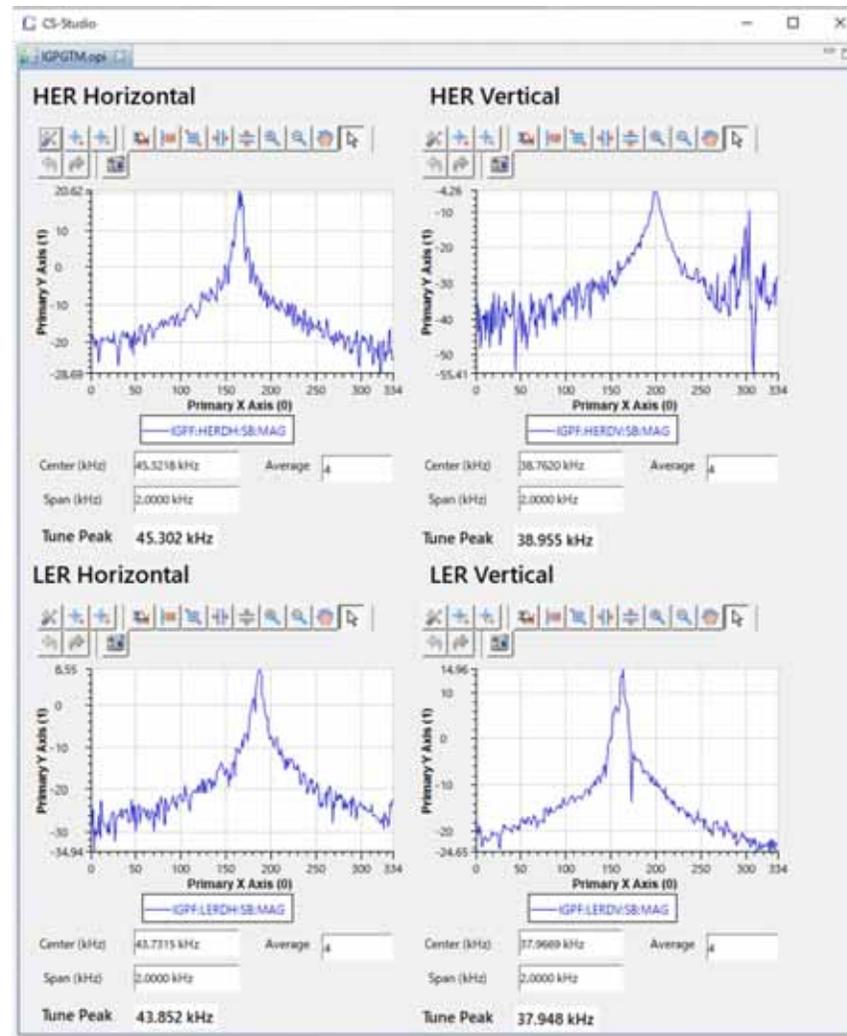
Betatron Tune

- Global tune measurement for multi-bunch, small beam current
- Gated tune measurement for pilot bunch only
- PLL excitation of the pilot bunch using iGp12 or Lock-in amplifiers





Pilot bunch tune measurements



Transient-domain analysis

- **バンチフィードバックシステムで不安定を抑制していたものを、ある時間だけFBをオフし、不安定の成長を観測する**

不安定モードの観測

- 不安定のはじまりを観測でき、理論との比較がしやすい
- モードの情報から、不安定の原因を探求しやすい
- はじめに成長するモード、成長の様子などよりくわしい情報が得られる

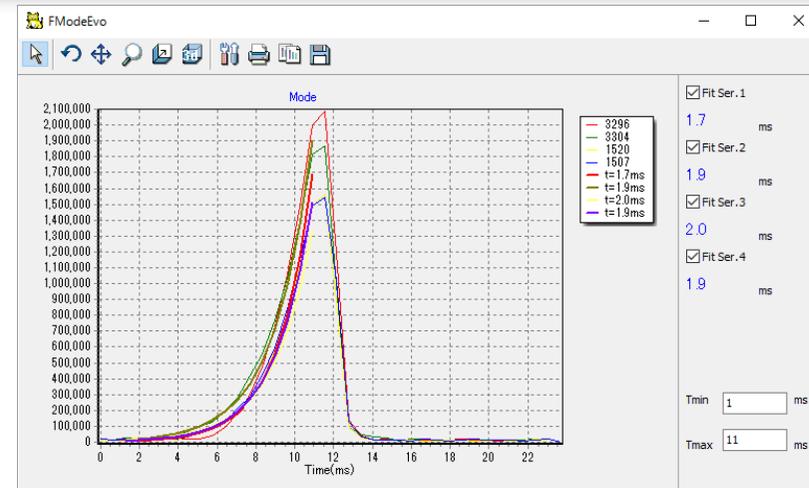
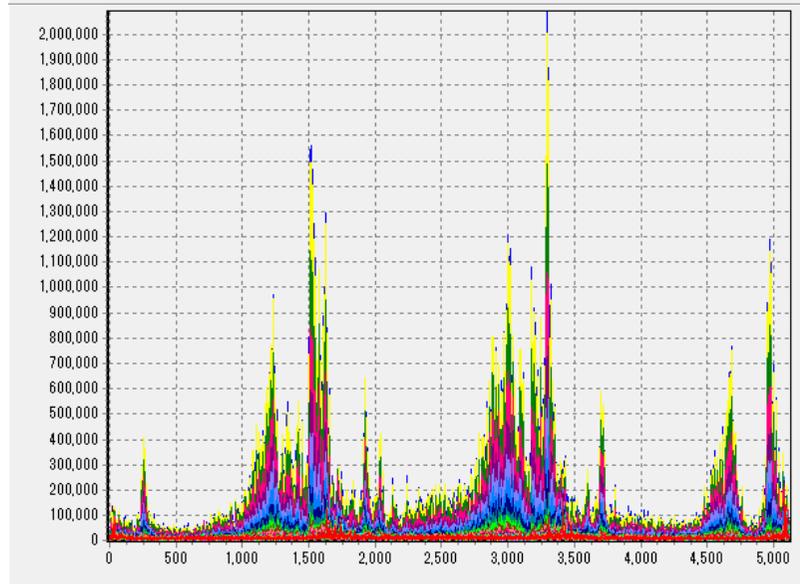
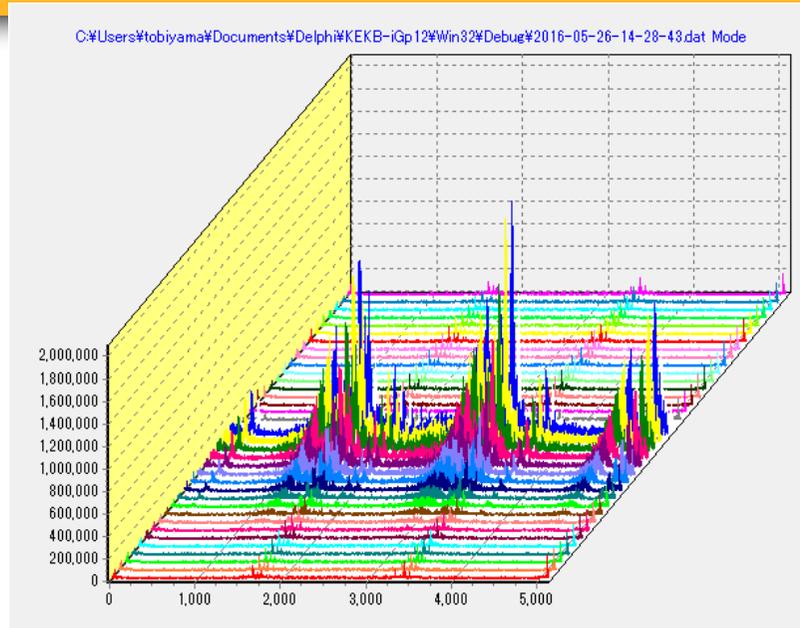
フィードバックシステムの性能が分かる

- 不安定の成長時間と、それを抑制するダンピングタイムにより正確なフィードバックダンピングタイム
- 成長時のtuneとダンピング時のtuneからFBがresistiveかどうか分かる

実際には

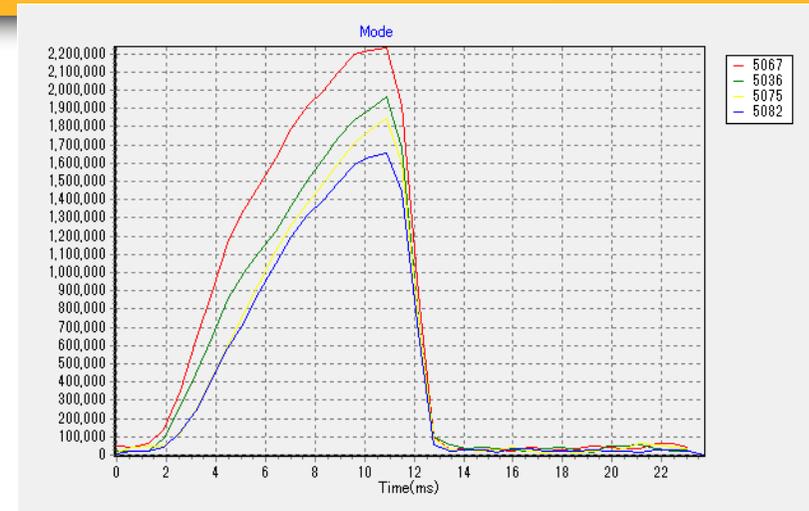
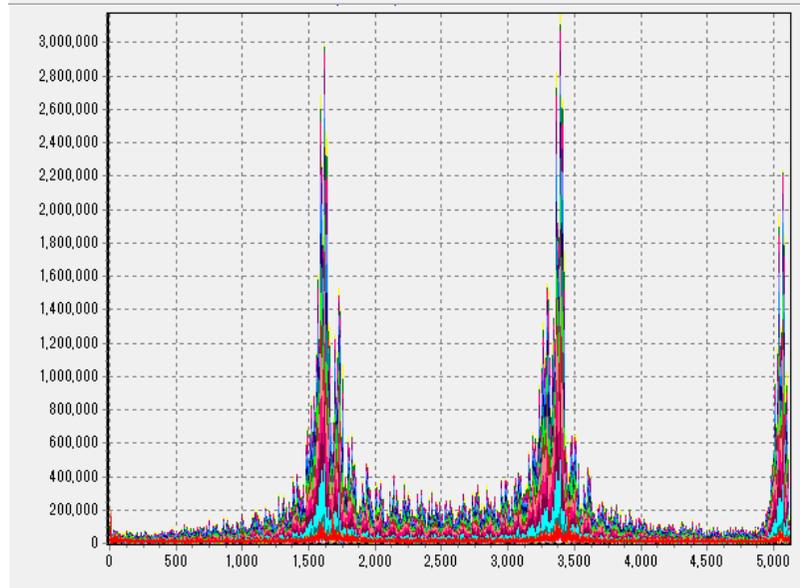
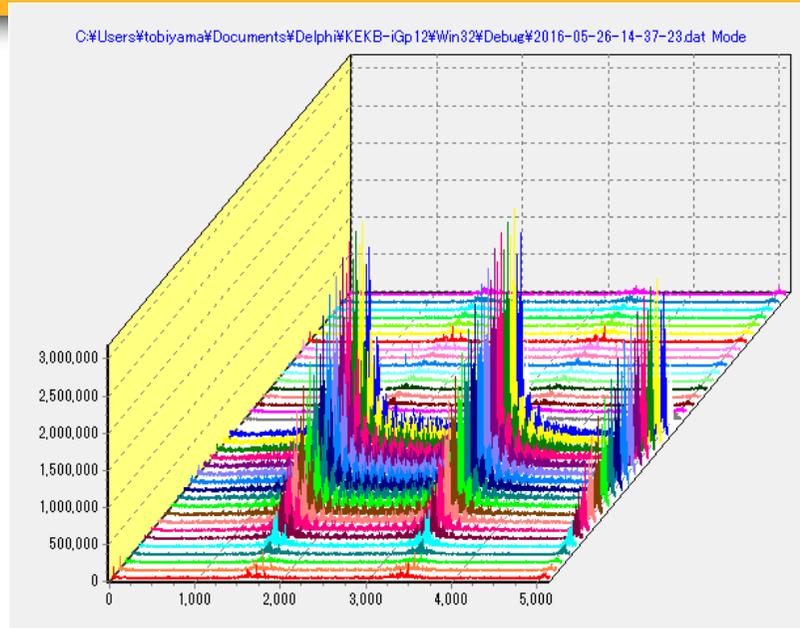
- iGp12のGrow-damp機能を使う
- 2台のiGp12を同時にFB OFF、5ms ~ 15ms後にFB ONしてその間のデータを取る
 - スタートして2ms後にFB OFF、その10ms後にONが標準パターン
- iGp12のデータ(約2400 turn)を
 - 5120x128周(可変)データを切りだし
 - Base 5のFFT
 - FFTの結果(amplitude)中の指定周波数のサイドバンドを全モードについて測定
 - これを64ステップ(64ごと重ね合わせ)で時間発展を表示する

LER横方向フィードバックの例



8 Tap FIR filter
 756mA, by 3 filling, 0.5mA/bunch
 Vertical
 Growth ~ 1.7ms
 FB damp ~ 0.5 ms

HER横方向フィードバックの例



8 Tap FIR filter
 732mA, by 3 filling, 0.5mA/bunch
 Vertical
 Growth~0.9ms
 FB damping~0.5ms

まとめ

- フィードバックとビーム不安定について、主にSuperKEKBで使われている機器をもとに紹介しました。
- 主に説明したバンチフィードバックシステムは、通常のビームモニターと大きく異なり
 - 精密測定ではない
 - S/Nも良くない
 - ダイナミックレンジもたいしたことないシステムですが、今やこのシステムなしに蓄積リング設計はほぼ考えられません
- デジタル技術の進歩で、フィードバックシステム構築は容易になってきましたが、ビームと直接関係する部分(head、キッカー等)は依然非常に重要です