

# フィードバックとビーム不安定

## 1 はじめに

多バンチのビームを蓄積リングに蓄積すると、ビームが作り出す電磁波と、高周波加速空洞をはじめとするリングの真空容器構造や、真空容器内のイオン、電子雲などが相互作用し、ビームが不安定になることがあります。このテキストでは、ビーム不安定現象についてまず簡単な例で説明し、その不安定を観察・抑制するために用いられるバンチフィードバックシステムについて、SuperKEKB 加速器のシステムを例に概要の説明を行います。ビーム不安定についても、あるいはフィードバックシステム(自動制御)についてもそれぞれその背景には発展し続ける理論があり、それぞれが立派な本になるほどの量があります。このためこの講義の中で詳細に説明するのはあっさりあきらめ、ちゃんと理解したい方は巻末の参考書 [1, 2, 3] などで各自学習を進めていただければと思います。

本講義では、始めにビームが持つ信号成分について簡単に復習し、手軽なビーム不安定の例として、どの円形加速器でも起こせるロビンソン不安定について説明します。また、多バンチ蓄積で観測されるビーム不安定のモードについても概説します。次にフィードバック系の概要を紹介し、個別バンチフィードバックシステムについて、SuperKEKB 加速器での例をもとに各要素をおおまかに説明します。最後に、バンチフィードバックシステムの実用的な応用例についても SuperKEKB 加速器をもとに説明します。

## 2 ビーム信号と不安定

### 2.1 ビーム不安定

円形加速器中を周回するビームは周りを囲んでいる真空容器(真空チェンバー、加速空洞、フランジやベローズなどのチェンバー等の繋ぎ部分)の構造が変化するところで電磁波を放出します。運悪く、次々

来るバンチからの電磁波が、この電磁波エネルギーを大きくするように働くと(共振)、エネルギーは増大を続け、ついにはバンチに影響(振動)するようになります。バンチが振動し始めると、さらに大きなエネルギーが供給されるようになり、ますますビームの振動を大きくしていきます。このような現象をビーム不安定(Beam Instability)と言います。

一方、電子(陽電子)円形加速器では、ビームは放射光を出す事により失ったエネルギーを高周波加速空洞から補給されますが、このことにより振動は減衰されます。この放射減衰の減衰時定数(振幅が $1/e$ になる時間)は、例えばSuperKEKB 加速器の場合、進行方向 20 ms (2000 turn) 程度、横方向 40 ms (4000 turn) 程度ですが、この減衰率よりビーム不安定の成長率が早いとビーム不安定がおこり、振動(進行方向や横方向)を始めてしまいます。大電流、多バンチの加速器(ファクトリーマシンなど)では大電流を蓄積するため、それでは不安定の成長率が低くて無視できていた不安定源の影響が無視できなくなり、また多くのバンチがあるために複雑なモードでの不安定が起きやすく、チューニングで逃げるのが難しくなります。一旦ビーム不安定が起きてしまうと、電流は積めなくなるし、ビーム品質(サイズ、安定性)は大きく損なわれるので、加速器の性能を大きく損なってしまうことになります。

このようなビーム不安定から逃れるためには、まずは不安定の原因を加速器真空要素から取り除く努力を行うことが必要です。HOMの無い、あるいは大幅に減衰させた高周波加速空洞の設計、電磁波が捕獲されないスムーズな真空チェンバーや真空フランジなどの開発が必要です。次に、たとえビームが振動し始めたとしても、振幅に依存して振動の周波数が自動的に変わるようなメカニズムを用意しておくのも有効な手段です。六極以上の多極磁石導入、ランダウ空洞などの高次空洞の導入などがこれにあたります。これらに加えて、振動を検出し、抑制するフィードバックシステム、特にバンチ毎の振動を個別バンチ毎に検知し、それぞれ個別にフィードバックする個別バンチフィードバックシステム(bunch by bunch

feedback system) の導入が、今では常識であると考えます (筆者の商売上の常識かも知れませんが)。

## 2.2 バンチが作り出す信号

簡単のためバンチ長  $\sigma$  のバンチを考えます。ある時刻におけるビーム電流は時間領域では

$$I_b(t) = Ae^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}$$

と表せるとします (通常の電子、陽電子リングの場合)。この分布をフーリエ変換して周波数領域にすると

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

となり、バンチ長  $\sigma$  の逆数で  $1/e$  となるような、ガウス分布をしています。例えばバンチ長が 7 mm (=23 ps) では  $1/e$  となる周波数は 6.8 GHz となります。

次に、図 1 のように電荷が全て等しく、一定時間間隔 (時間間隔  $1/2\pi\omega_{RF}$ ) でやってくるバンチ列を考えます。この信号を周波数領域で見ると図 2 の

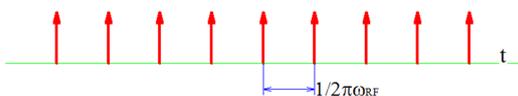


図 1: 一定間隔で来るバンチ列



図 2: 周波数領域で見た信号

ように、 $\omega_{RF}$  の  $n$  通倍成分だけが残ります。実際のビームは、図 3 上のようにバンチ毎の強度が異なりますので、周波数領域で見ると、図 3 下のように  $nf_{RF}$  のラインの間に、バンチ強度のばらつきに対応する  $f_{rev}$  ごとのスペクトラムラインが現れます。このように、ビームから放出される電磁波が、完全導体で

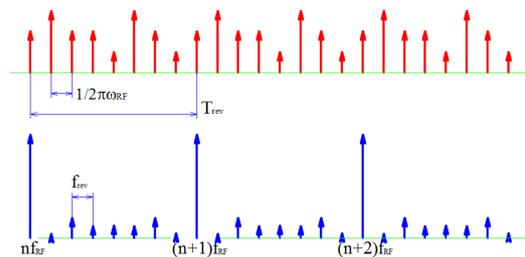


図 3: フィルパターンが一樣でない場合のスペクトラム

ない普通の真空チェンバー中で、段差、あるいは構造を通過するとき、チェンバー表面に捕獲されて振動を続けたり、あるいはチェンバー表面や構造物で熱に変わることがあります。このような電磁場のことを Wake field (航跡場) とよび、モニターの立場からは不要なノイズとなります。

真空チェンバのどこかで発生した wake がモニターまで届くかは、その wake の周波数が、チェンバーの持つ導波管モードカットオフ周波数より上か下かにより大きく異なります。というのは、導波管モードで伝搬する電磁波のチェンバー壁でのエネルギー損失は小さく、遙か遠くまで伝わるからです。真空チェンバーの導波管モードのカットオフ周波数は円形、あるいは長方形の断面を持つものについては解析的に求めることが出来 [4]、例えば半径  $a$  の円形チェンバーでは、最も低次の導波管モードは TE<sub>11</sub> モードで、その周波数は

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

という関係式で求めることが出来ます ( $c$  は光速)。例えば  $\phi 64$  mm の円形チェンバーでは 2.74 GHz になります。円形とかでない一般的な断面形状のチェンバーでは、電磁界計算コードで二次元問題の固有値を求めることでも、あるいはもっと横着して三次元モデルの S パラメーターを周波数をスイープすることでも求めることが出来ます。

カットオフ周波数以上の周波数領域では、とにかく遙か彼方で発生した信号が飛び交っていますので、モニターに入ってくるノイズレベルが上昇しますし、

本来の信号レベルも影響を受けてしまいますので、精度が必要な信号観測には使えません。wake を捕獲する構造にとっては、逆に比較的簡単に信号が構造体から出て行って (Q 値が下がる) どこかで勝手に熱に変わってくれることが期待できるので、カットオフより下の周波数に比べてあまり気にしなくてもよいケースが増えます。

カットオフ周波数以下の周波数領域であっても、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していきますので、モニターの近くに発生源 (段差など) がある場合は注意が必要です。この侵入する長さ  $\Delta z$  (強度が  $1/e$  になる長さ) は

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

で表されます [5]。ここで、 $\lambda_c$  はカットオフ周波数に相当する波長です。例えば  $\phi 64$  mm の円形チェンバーで、2.5 GHz の wake の侵入長は 42 mm ですが、2.7 GHz の侵入長は 102 mm となり、結構入ってくるようになります。

ここでもう一つ、真空チェンバーの skin depth について紹介しておきます。ビームが作り出す壁電流成分は、有限の電気伝導度、厚さを持つ真空チェンバーでは周波数により大体表面から skin depth  $\delta$  の範囲を流れ、

$$\delta = \sqrt{2/\mu\sigma\omega}$$

となります。ここで  $\mu$  は透磁率、 $\sigma$  は電気伝導度です。例えば室温の銅に対しては、10 GHz の skin depth は  $\delta = 0.7\mu\text{m}$ 、10 kHz では  $\delta = 0.7$  mm となります。ここから、電気伝導度があまり良くない、例えばステンレス合金であっても、ある程度の厚みの銅メッキをすれば、加速器内で使ってもビームによる発熱をある程度抑えることが出来る事が分かります。もちろん、厚い (かつ丈夫な) メッキを施すのは必ずしも容易な話ではありませんので、それなりの技術力が必要とはなります。

### 3 ビーム不安定の例

#### 3.1 Wake potential

ここから、有名な A. Hoffman のレクチャーノート [6] に従い、進行方向のロビンソン不安定という現象を見てみます。まず図 4 に模式的に書いてある様な、空洞共振器がリング中にあるとします。等価回路は右のようになり、並列共振回路を電流  $I$  でドライブする形となります。この空洞を電流  $I$  でドラ

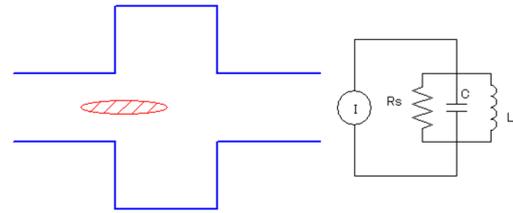


図 4: 空洞共振器

イブするときは

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

という微分方程式が成り立ちます。ここで

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

を使うと、初期条件 0 のとき

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

となります。ここで、初期条件として  $I(t) = q\delta(t)$  とすると、capacitor の電圧は

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

capacitor に貯まる energy は

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

となります。ここで、 $k_{pm}$  を parasitic mode loss factor と呼びます。この capacitor に貯まった電荷は  $R_s$  と  $L$  を通して放電しますので

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

が成り立ちます。これが、この共振回路の初期条件です。結果として空洞に誘起される電圧は、 $Q \gg 1$  を考えると

$$V(t) \sim 2qk_{pm}e^{-\alpha t}\cos(\omega_r t)$$

となります。このあとからくる電荷  $q'$  は  $U = q'V(t)$  のエネルギーをもらう、あるいは失います。このような、単位電荷あたりの energy gain/loss を wake potential (Green function  $G(t)$ ) と言います。

### 3.2 空洞のインピーダンス

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

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

となります。この微分方程式を解くと

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

という解が得られます。この解の  $\cos$  の項は励振と同相なので、Resistive term と、 $\sin$  の方は励振と90度ずれていますので Reactive term と言います。

さて、ここから振幅と位相という表現をやめて、複素数空間で表現することにします。すると、電流源は

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

微分方程式は

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

となります。この空洞のインピーダンス ( $V/I$ ) は

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

であり、Green function  $G(t)$  のフーリエ変換となります。  $Q$  が十分大きいときは

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

で、

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

となります。

### 3.3 バンチによって誘起される電圧

次に、次式の様なバンチ列がやってくるケースを考えます。

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

これによって誘起される電圧は、周波数領域でみると

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

時間領域では

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

となります。

もしも、バンチがシンクロトン振動数  $\omega_s = \omega_0\nu_s$  で進行方向に振動していると、 $k$  周後の通過時間は

$$t_k = kT_0 + \tau_k, \tau_k = \hat{\tau} \cos 2\pi\nu_s k$$

電流は時間領域では

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

周波数領域では

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

となります。

シンクロトン振動の振幅が小さく、 $\nu_s \ll 1$  で、バンチ長も短い場合、 $\tilde{I}(n\omega) \sim \tilde{I}((n \pm \nu_s)\omega_0) = \frac{\sqrt{2\pi}}{\omega_0} I_n$

と近似してもよいので

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

となります。このバンチが空洞に誘起する電圧は

$$V_k(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{I}_k(\omega) Z(\omega) d\omega$$

なので

$$\begin{aligned}
V_k(t) &= 2 \sum_{n=1}^{\infty} [I_n Z(n\omega_0) e^{jn\omega_0 t} \\
&+ \frac{\omega_0 \hat{\tau}}{2} I_n ( \\
&\quad (n + \nu_s) Z((n + \nu_s)\omega_0) e^{j((n+\nu_s)\omega_0 t)} \\
&\quad + (n - \nu_s) Z((n - \nu_s)\omega_0) e^{j((n-\nu_s)\omega_0 t)}]
\end{aligned}$$

と書けます。平均電圧は

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

今対象にしているのは十分 Q が大きく、かつ  $\omega_s$  が小さいケースなので、以下の様な記号を使って

$$\begin{aligned}
Z_{nr}^+ &= Z_r(n\omega_0 + \omega_s), \\
Z_{nr}^- &= Z_r(n\omega_0 - \omega_s), \\
Z_{nr}^0 &= Z_r(n\omega_0) \\
Z_{ni}^+ &= Z_i(n\omega_0 + \omega_s), \\
Z_{ni}^- &= Z_i(n\omega_0 - \omega_s), \\
Z_{ni}^0 &= Z_i(n\omega_0)
\end{aligned}$$

以下のように書くことが出来ます。

$$\begin{aligned}
\langle V \rangle &\sim \frac{2I_n^2}{I_0} [Z_{nr}^0 \\
&- \frac{n\omega_0 \hat{\tau}}{2\omega_s} (Z_{nr}^+ - Z_{nr}^-) \\
&+ \frac{n\omega_0 \tau}{2} (-2Z_{ni}^0 + Z_{ni}^+ + Z_{ni}^-)]
\end{aligned}$$

右辺の 1 項目は振動に関係無い定常項です。2 項目は、空洞による Energy loss (gain) を示しています。3 項目は振動数 (シンクロトロン振動数) をずらす効果を示しています。この式に、具体的な空洞インピーダンスの形を与えると、シンクロトロン振動しているバンチの振動が増大するのか、あるいは減衰するのか時定数まで含めて推定することが出来るはずです。

### 3.4 ロビンソン不安定

高周波加速空洞の中心周波数を、ビームローディングの補償のためにずらす (少し detune する) ときのことを考えてみましょう。Energy がずれた粒子に対しては

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

という関係が成り立ちます。ここで、 $\alpha_c$  は momentum compaction factor で、多くのリングでは正の値をとります (がんばれば 0、または負の値をもつリングを作る事は可能ですが)。バンチが coherent にシンクロトロン振動していると、そのバンチの周回周波数も変調されることとなります。リングのエネルギーが transition energy より上だと、そのバンチの周回周波数  $\omega_0$  は上の式よりエネルギーが高いときは  $\omega_0$  は低くなり、エネルギーが低いときは  $\omega_0$  は高くなるのが分かります。

まず、高周波加速空洞が、リングの周回周波数のハーモニック数倍より低く detune されている時のことを考えます。このときのインピーダンスの実部 (エネルギーに関係する項) は図 5 の様に表されます。このとき、Energy が高い ( $\omega_0$  が低い) バンチはより高いインピーダンスを感じるので、平均より多くの

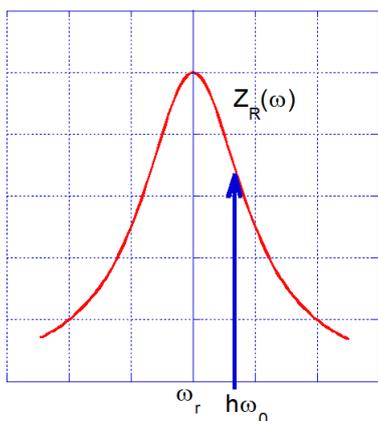


図 5: 低い周波数に空洞を detune した場合

エネルギーを空洞でロスします。逆にエネルギーが低いバンチは、平均より低いインピーダンスを感じるため、空洞で失うエネルギーは平均より少なくなります。このように、空洞でシンクロトロン振動を小さくするようなフィードバック（負帰還）がかかるため、何回も空洞を通過するうちにシンクロトロン振動の振幅は減衰します。

逆に、空洞がリングの周回周波数のハーモニック数倍より高く detune されているときはどうなるでしょうか (図 6)。こんどは、エネルギーが高い ( $\omega_0$  が

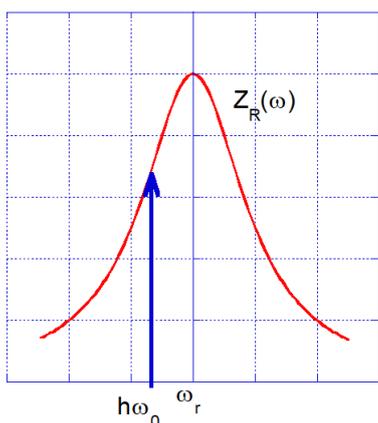


図 6: 高い周波数に空洞を detune した場合

低い) バンチはより低いインピーダンスを感じるの  
で、平均より少ないエネルギーを空洞でロスします。

逆にエネルギーが低いバンチは、平均より高いインピーダンスを感じるため、空洞で失うエネルギーは平均より大きくなります。このため何回も空洞を通過するうちにシンクロトロン振動の振幅は増大していき、ビームは不安定になります。このような不安定振動増大のメカニズムをロビンソン不安定と呼び、大体どんな円形加速器でも、単バンチでも容易に引き起こすことができます (もちろん、引き起こさないように detune することになります)。

### 3.5 多バンチの時の振動モード

円形加速器のハーモニック数が  $M$  のとき、全てのバケツにバンチを入れるとすると、それぞれのバンチ相互の振動の様子は図 7 のような、お互いにばねでつながった連成振動子 (実際は端と端がつながっているが) の振動にたとえることができます。この連



図 7: バンチ結合振動モデル

成振動子の最も低い振動モード (姿態) は全てのバンチが同じ方向に振動するモード (図 8) で、全部のバンチが同じ方向にベータトロン振動とかシンクロトロン振動しているものです。逆に最も高い振動モー

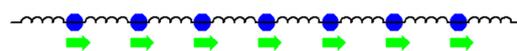


図 8: 最低次 (0 モード) のバンチ結合振動

ドは、隣り合うバンチが逆方向 (逆位相) に振動するモード (図 9) となります。このように、 $M$  個のバン

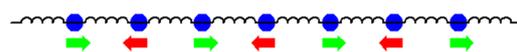


図 9: 最高次のバンチ結合振動

チがあると、 $M$  個の独立な振動モードが存在することになります。但し、位相を考えなければ振動の周

波数的には半分は同じに見えるので、M/2 個のモードを相手にすれば良いことになります。

この振動モードは、ビーム不安定を起こしている不安定源 (インピーダンス) の情報を反映していますので、不安定がおきている時に振動モードを測定することは非常に大事です。

### 3.6 振動するバンチの信号

バンチ結合ビーム不安定が起きていて、あるモードで振動しているバンチ列の出す信号が、周波数領域でどう観測されるかを見てみます [7]。これは、バンチ結合ビーム不安定が起きている加速器で、ボタン電極からの信号を、スペクトラムアナライザなどを使って観測したとき、どのような (特徴的な) スペクトラムが見られるのか、ということです。

まず、ベータトロン振動をしている単バンチの信号は、位置検出電極では振幅変調として見えますので時間領域では

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

となります。これを周波数領域で観測すると

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

となり、 $m\omega_0$  のスペクトラムの上下  $\Delta\omega = \pm\omega_{\beta}$  離れたところに同じ高さのサイドバンドがでます。

シンクロトロン振動の場合は、位相変調なので時間領域では

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

周波数領域では

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

となり ( $J_1$  は 1 次のベッセル関数)、スペクトラムラインの上下に対象に  $\Delta\omega = n \pm \omega_s$  ずつ離れたサイド

バンドが出ます (実際は大振幅で無いと 2 本目以降はノイズレベルに隠れて見えないことが多い)。

M 個の均等につめたバンチがあるときは、時間領域では

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

の様に表せ、周波数領域では、そのモードに対応する ( $n \times f_{rev}$  および  $M - n \times f_{rev}$ ) スペクトラムの上下対称にサイドバンドが現れます。これから、スペクトラムアナライザでビームを観測することで、その不安定のモードを求めることができる、という訳です。実際はゆっくりスペクトラムアナライザで見られるような不安定だと既に他の理由で緩和、あるいは不安定現象自体の特性が変わってしまっていることが多いことから、イマドキの加速器では必ずしも簡単な話ではありません。

## 4 フィードバック制御

フィードバック制御の例として、自動車を運転する際にスピードを一定に保とうとする、という事を考えます (図 10)。目標のスピードに対して、例えば

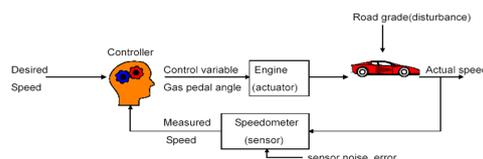


図 10: 自動車のスピードコントロールの例

スピードメータを無視してアクセルペダル開度を一定のまま保つ、という場合、情報の帰還 (フィードバック) がないので、開ループ (open loop) となり、スピードは周囲環境によってあがったりさがったりします。逆に、スピードメータでスピードを観測し、それをもとにアクセルペダル開度を変える、という場合、目標値からのずれを小さくするように帰還 (負帰還) を行うことで、周囲の状況の影響は小さくなると期待されます。このような状況を閉ループ

(closed loop) と言います。もちろん、極めて下手な運転のように、ずれに対して必要な修正以上にアクセルペダル操作をすると、却って変動は増幅されてしまうこともあり、最悪発振のようなこと (拡声器のハウリングのようなもの) も起きます。

次に、このフィードバックの効果を、もう少し定量的に見てみましょう。条件として

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

とします。ブロック図は図 11 のようになります。open

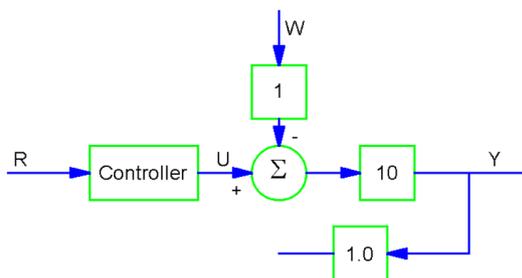


図 11: 自動車のスピードコントロールのブロック図

loop の場合、ループは開いたままなので、

$$Y = 10(U - W) = 10((W/10) - W) = R - 10W$$

で、たとえば外乱が 0 のときは  $Y = 100\text{km/h}$  ですが、1% のときは  $Y = 90\text{km/h}$  で、10% のロスとなります。

閉ループの場合、例えば結果の 90% をフィードバックする (目標値との差の 9 割を戻すようにアクセルを踏む) とすると

$$Y = 10(U - W)$$

$$U = R - 0.9Y$$

となりますので、 $Y = R - W$  となり、前と同じく  $W = 1$  の場合、 $Y = 99\text{km/h}$  となり、誤差は 1% となります。つまり、誤差は open-loop の場合と比べて 1/10 になったという事です。

ここから、さらにフィードバックのことを勉強したい方は参考書に上げている自動制御理論の本などをご覧頂ければ良いと思いますが、以下にごく一般的な性質だけをあげておきます。

- Positive feedback (正帰還)

差が小さくなる方向では無く、拡大する方向にフィードバックすると、当然値は一方に急激に大きくなっていきます。通常の系は出力が無限に大きくなることはないのですが、実際にはどこかで飽和する、あるいは回路の非線形性によって増大が収まることとなりますが、制御は当然に困難なことが多いです。しかしながら、この性質を利用して、例えば検出回路の Q を高めることに使ったり (並 4 ラジオなどの再生検波回路とか)、発振回路などに使われることがあります。

- フィードバックゲイン

フィードバックゲインを上げると、定常状態のエラーは減りますし、目標値への追随性がよくなります。しかしながら、ゲインが高くなりすぎると系の安定性が損なわれはじめ、振動を始めたたり、急速に振動を成長させたりします。このようなことを防ぐためにはゲイン、位相にマージンが必要です。バンチフィードバックではほぼゲインを下げる他に工夫は難しいのですが、遅いシステムでは PID 制御など、系を安定化する手法があります。

- 時間遅れのあるシステム

時間遅れ要素は、常にシステムを不安定にさせます。また、この応答は線形応答ではないので、安定性の評価は簡単ではありません。円形加速器では、通常頑張っても最低 1 周待たなければフィードバックは出来ないし、その前はさらにもう 1 周前以前になりますので、結果としてか

なり昔のデータまで使ってフィードバックすることになります。このため、実際のフィードバックゲインには上限が存在します。計算機を使って(とてもゆっくりと)フィードバック量を定める系では、単純なアナログ系と比べて莫大な量の時間遅れが発生するため、遅い制御といえどもゲインの上限が見えてしまうことが多いです。

## 5 バンチフィードバックシステム

ビーム不安定を起こさない、起きている不安定から逃れるためには、以下のような方策が考えられます。

- 不安定の原因(インピーダンス源)を突き止め、加速器要素から取り除く努力をする。  
このような例としては、HOMの無い高周波加速空洞を設計する、真空チェンバーの段差をスムーズにする、不要な空洞構造を作らないなどあり、リング全体のインピーダンスをちゃんと管理することが重要です。
- ビームが振動を起こしたとき、自然に振動周波数がずれていく仕組み(非線形力)を導入する。  
例としては八極磁石などの多極磁石の導入、ランダウ空洞などの高次高調波空度の導入などがあります。ただし、非線形力の導入にはそれなりに無視できない副作用があり、横方向だと力学的口径(Dynamic Aperture)が大きく減少したり、進行方向だとシンクロトロン振動数が振動モードによって大きく変わり、あとでフィードバックシステムを構築しようとした際に大きな困難に見舞われることがあります。
- フィードバックシステムで、アクティブに振動を押さえ込む。  
大きく分けて、モード毎フィードバック方式(mode-by-mode feedback)と、個別バンチフィードバック方式(bunch-by-bunch feedback)があります。モード毎フィードバックは、通常進行方向で、特に高周波加速空洞がからむ特定

の不安定モードを標的に、高周波加速システム自体を使って抑制することが多いです[8]。

このテキストでは、個別バンチフィードバックシステムについて、SuperKEKB 加速器用バンチフィードバックシステムを例に概説します。バンチ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(振幅、位相)を計算する信号処理回路。位置検出したバンチと同じバンチをフィードバックする、精密タイミング遅延回路もここに含まれます。
- ビームを蹴り戻すフィードバックキッカー及び広帯域大出力増幅器

からなります。また、これらのフィードバック機器を利用、応用した機器類(バンチ電流検出、ベータトロンチューン測定、不安定モード測定)からも、役に立つ情報が沢山出てきますので、加速器の運転にとって重要です。

### 5.1 個別バンチフィードバックの方法

個別バンチフィードバックシステムの動作は、図12のように、各バンチごとの位相空間での動きで表す事が出来ます。

- 各バンチの重心位置を独立に測定・検出する
- フィードバックキッカーの位置で位相差が90度となるように位相シフトを行う(あるいは、90度となる位置にキッカーを設置する)。同時に不要な成分、特にDC成分(周回周波数に同期しているオフセット)を除去する。
- バンチがキッカーの位置に来るまで待つ。通常1-turn delayと呼ばれるが、小さなリングでは1周に収まらないことがあり、このときは2-turn delayになる。

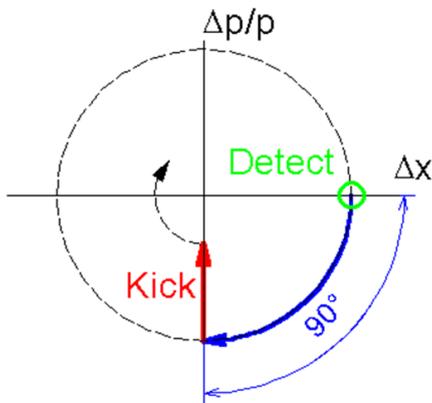


図 12: 個別バンチフィードバックの位相平面上的動作

- バンチを蹴ってバンチの角度 (横方向の場合) あるいは運動量 (進行方向の場合) を変える

という動作を行います。このように、ぴったり 90 度の位置でビームを蹴り戻すようなフィードバックが通常のフィードバックで、resistive フィードバックと呼びます。90 度以外の場所で蹴る場合、+側でも-側でも余計な位相の進みが加わり、かつ折角のフィードバックキックが、振動を減衰するのではなく、振動の位相をずらすことに使われるので、通常望ましくありません。特殊なケースでこの位相がバンチごとに変化することを元に、バンチ結合がずれることを期待するフィードバックも試みられたことはありますが、正直言って役に立ったかどうかは極めて疑問です [9]。

図 13 に典型的な横方向バンチフィードバックシステムの概念図を、図 14 に進行方向バンチフィードバックシステムの概念図を示します。横方向 (ベータatron 振動方向) は、ベータatron 振動の位相は比較的早く進む事が多く、少し離れた、ベータatron 振動位相差が 90 度に近い二つの位置モニターらの軌道情報をベクトル合成することで、1 周後の (きっと近くにある) フィードバックキッカーに対して良い位相差を作り出すことが可能です (が、正直なところ、お勧めしません。アナログ回路のベクトル合

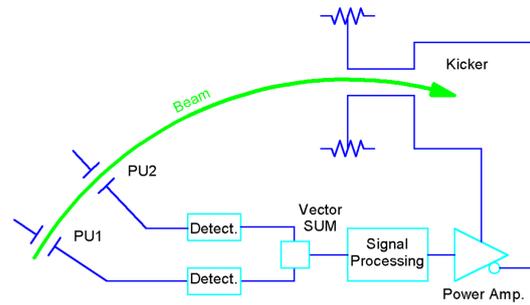


図 13: 典型的な横方向バンチフィードバックシステム

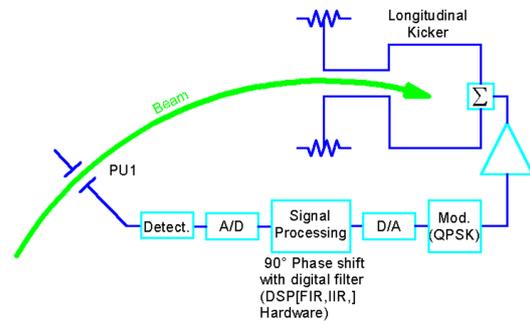


図 14: 典型的な進行方向バンチフィードバックシステム

成は非常に厄介なためです)。また、同じバンチを蹴るために遅延回路 (アナログだと長い同軸ケーブル、デジタルだと FIFO を用いた delay) が必要となります。今時のシステムでは、1 個の電極から来た位置信号を、数タップ FIR デジタルフィルターを用いて位相シフトし、かつタイミングも合わせる、というのが当たり前となっています。

進行方向では、シンクロトロン振動の位相の進みは一般的に遅く、1 周するのにリングを何周もするのが普通です。なので、1 カ所の検出器から得た進行方向位置 (ビーム位相) を、デジタルフィルターを用いて 90 度の位相ソフトし、フィードバックに必要な信号を作るのが通例です。1 周の遅延などは横方向と同じです。また、進行方向フィードバックで、フィードバックキッカーとして空洞を用いたり、また特殊な連続ストリップラインキッカーを使う場合、ベ-

スバンドで蹴るのでは無く、RF 周波数の通倍の信号付近で蹴ることが多く、その場合はベースバンドのフィードバック信号を up convert したり、キッカーの carrier 信号に対して振幅変調をするためのバックエンド回路が必要になることがあります。

いずれにしても、バンチフィードバックシステムを成立させるためには

- 信号の切れが良く、かつ感度も良い検出ヘッド
- 感度良く、バンチ間クロストークが低く、かつ低ノイズなバンチ位置検出回路
- 高性能で使いやすい(ユーザーフレンドリーな)フィードバックデジタルフィルタ
- ビームや小作業で壊れない真空機器

が必要です。

## 5.2 検出器ヘッド

バンチ位置検出用のヘッドは、ボタン電極でもストリップライン電極でも良いのですが、通常電子陽電子リングでは、バンチ間隔が短い、バンチ長も短い、大電流だとストリップラインは壊れそうで怖い、ということからボタン電極が使われることが多いです。通常、COD 測定用に使っているボタン電極では、結構長いリングがバンチ通過後に続くことがあり、フィードバック用には特別に気合いを入れて作ったものを使うことがあります。図 15 に、SuperKEKB フィードバックシステム用に開発されたボタンを示します。KEKB 時代にフィードバック検出電極として使っていたもの (A) とこの電極 (B) の、線形加速器からの非常に短いビームを使った応答の実測例を図 16 に示します。KEKB タイプの電極も、通常の電極に比べると極めて良い時間応答を持っており(通常の電極はこのような測定をすると遙か彼方までひどいリングが続くことがある)、実際 KEKB 時代のバンチフィードバックで問題になったことはありません。しかしながら、シールを低  $\epsilon_r$  のガラスに変え構造を最適化した SuperKEKB 用はさらに良い応答を持っていることが分かります [10, 11]。



図 15: SuperKEKB 用ガラス封止フィードスルー

## 5.3 バンチ位置検出回路

バンチ位置検出回路に求められるのは以下の様な項目になります。

- バンチ変位に(それなりに)比例した信号を出す。
- 隣のバンチの信号が(あまり)混じっていないこと。
- (あまり時間をかけずに)位置信号が出る。位置信号がバンチ電流に比例していても良い。
- バンチトレインの前後で(あまり)オフセットがずれない。特に大電流加速器の場合、あまりに大きな変位(ゲインの設定によっては mm くらいであっても)応答が変(飽和する、甚だしい場合には応答の符号が逆転しても)でも(とりあえず)気にしない

という、()でくくられた怪しい言葉で分かるように大変おおらかなもので、逆にこれくらい条件を緩めなければ、そもそも回路を設計することが出来ないくらい使用条件としては厳しいとも言えます。

次に、バンチ位置検出回路でよく用いられる、アナログかけ算器(Double Balanced Mixer、DBM)について紹介します。DBMには三つの口(端子)があり、それぞれ RF、LO、IF と呼ばれます。この DBM の特徴としてパッシブな DBM だと

$$RF \times LO = IF$$

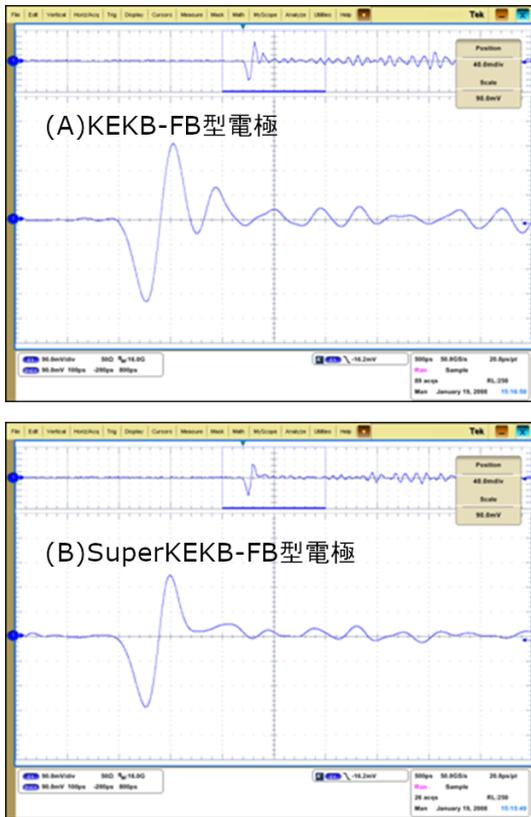


図 16: KECB 用 (A) と SuperKEKB 用 (B) の線形加速器からのビームに対する電極応答例

$$RF \times IF = LO$$

$$LO \times IF = RF$$

というように、二つの入力に入れた信号のかけ算結果が残りの口に出てくる、という動作をします。但し、通常 RF と LO は DC は通さないがかつ広帯域、IF は物によっては DC を通し、また帯域は余り高い周波数までは延びていない、というのが普通です。また、LO の方に RF よりずっと高いパワーを入れる (LO に入れるパワーレベルが指定されてる) 事が普通です。

DBM の単純な利用としては、電圧制御可変減衰器 (IF ポートに DC 電圧、LO ポートに信号を入れ、RF ポートから信号出力させる)、また振幅変調 (AM 変調) では、LO ポートに信号 carrier、IF ポートに

(carrier よりずっと低周波の、例えば音声帯くらいの) 変調信号を入れ、RF ポートから振幅変調された信号が出る、といったものがあります。また、

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

となることから、周波数変換に用いることが出来ます (そもそもそのために開発されたものなので、名前にもその名残がある)。スーパーヘテロダイナラジオでは、入ってきた電波を (普通はまず高周波増幅し) ミキサーの RF ポートに入れます。ラジオでは、局部発振器 (Local oscillator) の周波数を周波数チューニングに合わせてずらしてミキサーの LO に入れ、AM 放送では電波の周波数-局部発振器の周波数=455 kHz とし、中間周波 (IF) を増幅して検波し、低周波増幅するというのが典型的でした (イマドキのラジオはもっと文明開化しているに違いないので、このような古典的ラジオは逆に珍しいかもしれない)。

周波数変換の例として、位相検波と振幅検波を紹介します。今、 $A \sin(n\omega_{RF}t + \phi)$  のビームからの信号 (RF) に  $\cos(n\omega_{RF}t)$  の、リング RF に同期した LO 信号を DBM を使ってかけ算すると

$$A \sin(n\omega_{RF}t + \phi) \times \cos(n\omega_{RF}t)$$

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

で、IF からの信号を低域濾波器 (Low Pass Filter: LPF) で高周波成分を落とすとこの信号は  $\propto A \sin \phi$  となり、 $\phi$  が十分小さいときは  $\sim \phi$  となって、位相に比例する信号が得られることになります。

次に、同じ  $A \sin(n\omega_{RF}t + \phi)$  のビームからの信号 (RF) に今度は  $\sin(n\omega_{RF}t)$  の LO 信号を DBM を使ってかけ算すると

$$A \sin(n\omega_{RF}t + \phi) \times \sin(n\omega_{RF}t)$$

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

となり、同じく IF 出力を LPF で高周波成分を落とすと  $\propto A \cos \phi$ 、 $\phi$  が十分小さいときは  $\sim A$  となり、振幅情報が得られることになります。

実際に使われている SuperKEKB パンチフィードバックシステムの進行方向検出回路のブロック図を

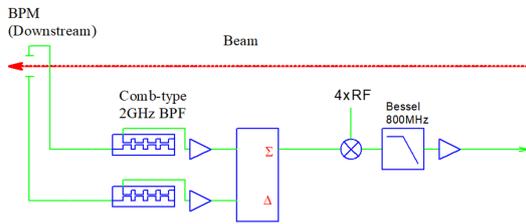


図 17: SuperKEKB バンチフィードバック系用進行方向位置検出回路ブロック図

図 17 に示します。ボタン電極からの信号は、特殊な Comb-line 結合型の 2 GHz ( $=4 \times f_{r.f}$ ) の帯域濾波器 (Bandpass filter: BPF) を通すことで RF の 4 通倍付近の信号を取り出します [12]。2 GHz を使っているのは、前に述べたモニターチェンバーのカットオフ周波数が 2.7 GHz 付近でそれより十分低いこと、隣のバンチとの間隔 2 ns の間に例えば 3 サイクルくらいの波を作る事ができるから、という事から選んだ物です。位相検出では周波数が高い方がこの時点での感度は高く出来ませんが、あまり高い周波数を選ぶと大振幅のシンクロトロン振動に対してフィードバックの応答が逆転する (山を越してしまう) ことがあり、難しいところです。SLAC の PEP-II 加速器の進行方向フィードバック [13] では RF の 6 通倍付近の信号を使っていましたが、RF の transient beam loading に伴うバンチトレイン前後での大きな平衡位相のずれ、また空洞の使用/不使用 (大きく detune する) などに伴う大きな平衡位相のずれであるバンチの検出信号が逆転位相にはいつてしまうことがあり、そうなる今まで negative feedback だったものが positive feedback になってしまうことが起きるため調整に苦労していました。

信号の位置依存性を少なくするために上下の電極信号をタイミングを合わせてハイブリッド合成器を使い同相で合成し、出力を DBM の RF ポートに入れます。大体、この信号レベルは 0 dBm 以下です。LO には RF の 4 通倍信号を入れ (Level 17=17 dBm) を入れ、出力をベッセルタイプの LPF に入れ、その後広帯域 DC 増幅器 (DC-1.8 GHz) で増幅し、デジタルフィルターに渡します。RF の 4 通倍信号には、

電気式の位相シフタを入れておき、レベルを変えずに位相だけ  $\pm 180^\circ$  回転出来るようにしておきますので、信号出力を見ながら位相シフタを調整することで位相検波にすることができます。出力は、位相差にバンチ電流をかけたものに比例します。

同じく横方向検出回路のブロック図を図 18 に示します。BPF を出るまでは進行方向と同じですが、

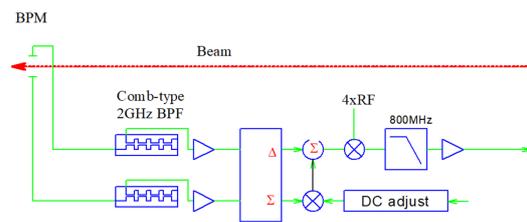


図 18: SuperKEKB バンチフィードバック系用横方向位置検出回路ブロック図

これを  $180^\circ$  ハイブリッドにいれて、差分信号を主に BPM に入れるところから変わってきます。なお、DC 的なオフセットをキャンセルし、ADC のダイナミックレンジを損なわないようにするため、和信号をこれも DBM を使って減衰 (場合によっては位相をひっくり返す) させた信号を合成することにより、バンチ強度によらずオフセットキャンセルを実現することができます (もちろん、差分信号と和信号のタイミングを極めて精密に合わせておく必要があります)[14]。図 19 にコムライン型 BPM の出力例、図 20 に最終位置出力例を示します。

ここで、少し実用上役に立つ話を 2 つ紹介します。まず、高周波素子の性質です。多くの高周波素子は、たとえとても広帯域とうたってはいても、本質的に狭帯域と考えた方が安全です。このため、通す信号はできるだけ必要な帯域まで絞ってから入れた方が安全です。例えば、 $180^\circ$  ハイブリッドに入れる信号について、ボタン電極からの信号を直接入れて引き算をさせる、というのはあまりお勧めできる話ではありません (回路点数、ひいてはコストはかなり省略できるのですが)。

次に Double Balanced Mixer についてです。DBM には使えるパワーレンジがあり、特に LO ポートに



図 19: 2 GHz comb BPF 出力例

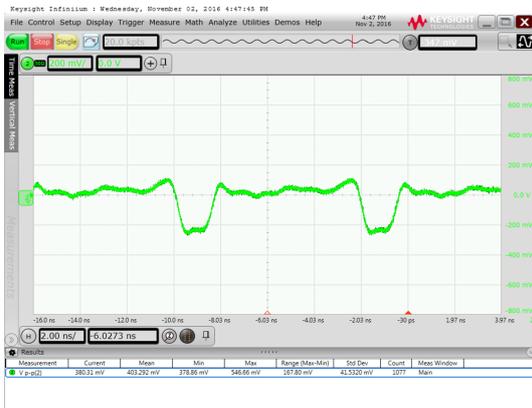


図 20: 位置検出出力例

についてはあまりダイナミックレンジは大きくなく、指定されたパワーを入れることで最も性能を発揮します。全てのポートについて、特に passive な DBM については厳しいパワー制限があり、超過したパワーを入れると信号がひずんだり、ヒドイ場合は DBM が焼損し使えなくなります(もっとヒドイことに、一見出力が出ていながら、実は壊れていてポロポロ、ということも起こりえます)。

## 5.4 信号処理部

フィードバック信号処理部に求められる機能は重要な順に以下のようになります。

- バンチタイミング (RF 基準クロック) と完全に同期していること。
- フィードバック信号の 1-turn delay を作り出せること。  
運用上は、この Delay がある程度調整 (RF パケツステップ+微調) が望ましく、また、温度などが変わっても変動しないことが望ましいです。この点、同軸ケーブルをとぐるに巻いた、アナログの delay は温度変動や湿度変動などあり、非常に使いにくく、昔の人たちは苦勞なされたものと思われます (ケーブルにお日様の光が直接あたってヒドイことになっていた加速器を見たこともあります)。
- DC 成分を reject できること。  
DC 成分が残っていると貴重なフィードバックパワーが DC (及び周回周波数の整数倍、つまり DC の COD とか、進行方向平衡位相をわずかに変えることに費やされ、肝心のフィードバックが効かないことになりかねないためです。
- フィードバックに必要な成分以外を除去する。  
できるだけ、ベータトロン周波数あるいはシンクロトロン周波数の成分だけ残すことが、やはり貴重なフィードバックパワーを有効に使うことにつながり、また、コライダーなどでチューンに広がりがある場合、フィードバックシステムのサイドエフェクトを阻止するのに役に立ちます。
- フィードバック信号の位相シフトをする。  
進行方向フィードバックでは、前述のようになかなかシンクロトロン位相は回ってくれないので、このデジタル処理部で位相シフトを行う必要 (ほぼ  $90^\circ$ ) があります。横方向であっても、この機能があると、アナログベクトル合成が省略でき、またポタン電極とフィードバックキッカー間のベータトロン位相をあまり気にせずに、また全周のベータトロンチューンなどが大きく変わったときでも追従させるのが容易になります。

という感じになります。図 21 に、現代的なフィードバック用デジタル信号処理部のブロック例を示します。位置検出回路から出力された位置信号は、RF

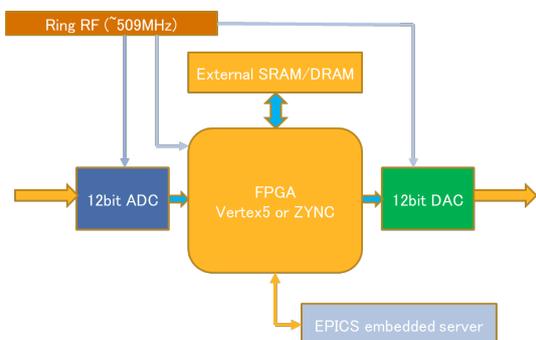


図 21: 今風のデジタル信号処理回路ブロック例

と同期した ADC でデジタル化され、大容量高速の FPGA に渡されます。FPGA 内には通常 FIR 型のデジタルフィルター、ディレイ調整用の FIFO などが用意され、データを内部のブロックメモリーだけでなく、外部のメモリーにも記録、読み出しがフィードバックを損なうこと無く出来るようにしてあります。出力も RF と同期した高速 DAC で、これらの機能をフィードバック出力を止める・邪魔すること無く外部から容易に制御出来るようになっているのが望ましいです(というか、そうっていない原始的なものは正直言ってやってられないです)。

ここで出てくる FPGA は、Field Programmable Gate Array で、歴史的には 1970 年代末に PLD(Programmable Logic Device) として数個分のロジックが入った IC が出てきたのが発祥の元です。1980 年代には集積度があがった CPLD(Complex Programmable Logic Device) が出てきて、中にはかなり早いスイッチング速度を可能にし、数千個分のロジックを含み、不揮発性メモリーでロジックの書き換えが可能となったものも出てきました。KEKB 時代のデジタルフィルターは、このような CPLD を多数組み合わせ、かつ、(とてもそのままでは 508 MHz では動作しないため)ASIC ベースのデマルチプレクサ (1:16)、マルチプレクサ (16:1) と組み合わせ、非常に大変なシステムでしたが、使

える機能は非常に限られていました。

その後、ロジックの書き換え部分を SRAM にした FPGA が出現し、現時点でも驚くスピードで進化を続けています。この 20 年で、集積度は 600 倍以上、スイッチング速度は 100 倍以上、電力は 1/150 となり、価格もものすごく安くなった、というのがメーカーの宣伝です。(価格については、最先端デバイスの値段はあまり変わらない、あるいはもっと高くなっている、という印象はありますが)。

FPGA 中には DSP(Digital Signal Processing) ユニットを多数含んでいて、加減算、かけ算の演算が得意です(但し固定小数点)。割り算は、やってやれないことはないのですが、繰り返し演算をする必要があります、基本的にやることはありません。

この FPGA に組み込むデジタルフィルターとしては、バンチフィードバックでは FIR(Finite Impulse Response) 型のフィルターとすることが多いです。N タップの FIR フィルターは図 22 のような構造をしていて、応答は

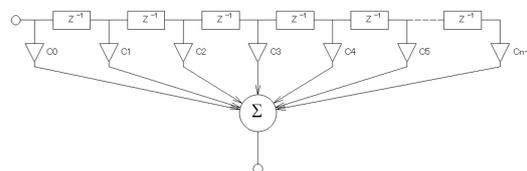


図 22: N-tap FIR フィルター

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

と書けます。FIR フィルターの特徴として、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こと、また、群遅延(Group delay) が全周波数に対してフラットになる、ということがあります。また、当然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なので、IIR(Infinite impulse response) フィルターのようなリミットサイクル振動の心配をする必要もありません。

SuperKEKB では、日米協力事業のもと SLAC と KEK で共同で開発したデジタルフィルター iGp(8

ビット)の後継機、iGp12[15]をダンピングリングを含めると全部で12台使用しています。PFではiGpを3台使用しています。

FIRフィルターのタップ数については、以下の様な実用的な考察があります。

- やたらに長いFIRフィルターを使えば、例えばフィルターの中心周波数付近で位相シフトを一定にしたり、あるいはS/Nを上げるようなことができる。
- しかしながら、時間遅れの大きな信号(やたら長いFIRフィルターに寄与する大昔の位置信号)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この問題は深刻になりやすいが、衝突型加速器では、ルミノシティが高いworking pointは半整数の少し上という事が多く、厳しい。
- 不安定が厳しいときは、横方向では実用上8タップ以上にできることはあまりない(できれば4タップとか、もっと少なくしたほうが高いフィードバックゲインで使えることが多い)。
- 逆に進行方向用は、シンクロトロン振動の周期が非常に遅いことが多いため(SuperKEKBでは50周で1周期)、短いFIRフィルターでは適切なフィルターが構成しにくい。  
このため、得られた各周のデータを全部つかうのではなく、間引いて使う(ダウンサンプリング)設定にすることが多いのですが、折角得られているデータを捨ててしまうのは残念ですし、またダウンサンプリングにより系全体がより不安定になりやすくなってしまう可能性があります。これを避けるためには、今度はシンクロトロン1周期をカバーする長いFIRフィルターが欲しい。
- FIRフィルターの長さは、具体的にはFPGAの中のDSPブロックの数で制限されることが多い。このDSPブロックは、演算のみならず、

1-turnディレイを決めるFIFOにも使うので、SuperKEKBのような大型のリングでは工夫を重ねても非常に厳しい。

という事情があります。SuperKEKBに使っているiGp12は、SuperKEKBだけ用に通常のiGp12より大規模かつ高速のFGPAを使っていますが、それでも現在の構成では最大18 Tapの制限があります(これは、DSPブロックの数だけではなく、現在使っているFPGAの内部のタイミングマージン制限の方がより効いていることが分かっています。もっと高速のFPGAが使えると事情は変わると思われませんが、その場合はFPGAのフットプリントが完全に変わってしまい、基板を全部作り替えなければならない)。

## 5.5 大出力広帯域増幅器

広帯域大出力増幅器の回路方式として、主に以下の4方式があります。

- B級  
基本的にベースバイアスをかけない増幅方式で、そのため入力がない時は電流が流れず、電力効率が良いとなります。しかしながら、バイポーラトランジスタでもFETでも、ゼロ電流付近の応答が悪い(入力に対して電流が流れない、流れにくい)領域があるため、出力に大きな歪みが発生します。ハイファイをうたわない通常のラジオでも採用しにくい方式です。
- AB級  
ゼロ電流付近の歪みを除くため、ある程度のバイアスをかけておく方式です。電力効率は純B級よりは悪くなります(バイアスの深さにより、思いっきり深いバイアスだと後述のA級程度に、余り深くないとB級程度と幅があります)。但し、通常AB級と明言している増幅器の入出力特性は、大変穏やかな、ゆっくりした変化しかな物想定していることが(経験上)多いため、急激なパワー変化が日常茶飯事なパンチ

フィードバック用には使えないことが多いのが実情です。また、電源が非力なため長いバースト信号を出そうとすると息切れして出なくなるとか、周波数特性は十分あるはずなのにパルス信号に対する応答がおかしいなど、頭を抱えることがありますので、導入前の慎重な検討と試験が必要です。

- C 級

これは negative bias をかけた増幅方式で、極めて歪みが大きく、多くの高調波が出てくるし、出力特性は非線形丸出しとなります。しかしながら電力効率は(他に比べると)とても良い、という特徴があります。もちろん、フィードバック用には使えません。

- 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で、極めて電力効率は劣悪(入力なしでも最大出力とほぼ同じ電力を消費しつづける)で、当然大きな廃熱があり、その処理も大変です。また、あまり一般的で無いため価格も高価となります。しかし、歪みは小さく、一般に電源も十分強力なので、広帯域フィードバックには向いています。

SuperKEKB では、横方向に周波数帯域 10 kHz~254 MHz、飽和出力 500 W のアンプを 16 台、進行方向用に周波数帯域 800 MHz~2 GHz、飽和出力 500 W の増幅器を 8 台 (LER 用のみ) 使用しています。いずれも日本製で、極めて深い AB 級の構成です。どちらも内部に広帯域の方向性結合器を持っていて、リモートから進行波、反射波をモニターしていて、特に反射波が増大した際は(何か下流、同軸ケーブル、フィードバックキッカー、広帯域減衰器などに故障がある可能性が高いため)直ちにビームアポートを行うように運用しています。

## 5.6 フィードバックキッカー

フィードバックキッカーとして通常よく使われるのは、50Ω にインピーダンス整合したストリップラインです。ストリップライン自体の特性については、既に他の講義でしっかり説明されていますので [16, 17]、ここではこのストリップラインをキッカーとして使うことに関して紹介します。図 23 に SuperKEKB DR 用ストリップラインキッカーの GdfidL モデル(カッタモデル)を示します。

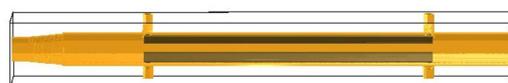


図 23: ダンピングリング用ストリップライン型フィードバックキッカーの GdfidL モデル

ストリップラインをフィードバックキッカーとして使う場合、ストリップラインの端から進行波を入れることになります。例えば、横方向に蹴りたい場合、左右にストリップラインがあるなら、そこに差動パワーを入れる訳です。さて、ストリップラインには上流と下流にそれぞれポートがありますが、どちらから入力すべきでしょうか。Panofsky-Wenzel の定理によると [18]、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、ビームの横方向へのキックは、キッカーでの進行方向の電場の変化によって表す事ができる、ということになります。つまり、純粋な横方向の電場しかない電磁波(ビーム進行方向と同じ方向に同じ早さで走っている進行波)ではビームを進行方向に蹴れない(当然)だけでなく、横方向にも蹴れない、ということになります。ということは、横方向に蹴る場合でも、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、ということになります。

ストリップライン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  $R_{\parallel}$  は(おおまかには)以下の様に表されます。

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

ここで  $T$  は transit time factor、 $Z_L$  はストリップラインの特性インピーダンス、 $g_{\parallel}$  は進行方向幾何学因子、 $l$  はストリップラインの長さです。通常、ストリップラインの特性インピーダンスは  $50\Omega$  で設計するので (そうでないと同軸ケーブル、フィードスルー、増幅器などありとあらゆる物とのインピーダンス整合に悩むことになる)、単独の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、 $\sim 100\Omega$  以下となります。但し、周波数応答は周期関数となりますので、ベースバンドだけでなく、高い周波数でも同様なシャントインピーダンスを得ることができるので、最終段の高周波増幅器への帯域要請は比較的楽になります。また、極悪非道の低シャントインピーダンスとはいえ、ちょっとフィードバックのテストくらいには使えますので、本格的な進行方向キッカーを導入する前の試験には使えることが多いです。

対向電極に逆相の進行波を入れた時の横方向のシャントインピーダンス  $R_{\perp}$  は (やはり概算で)

$$R_{\perp} T^2 = 2Z_L \left( g_{\perp} \frac{2l \sin kl}{h} \frac{1}{kl} \right)^2$$

となります。ここで、 $h$  は対向電極間の距離、 $g_{\perp}$  は横方向の幾何学構造因子 (ビームから見たストリップラインの見込み角のようなもの) です。横方向のシャントインピーダンスは  $\sin^2 kl / (kl)^2$  に比例するため、sinc 関数の自乗となり高周波側では急激に低い値になってしまうのでベースバンド (DC 付近) しか使えません。低周波側のリミットでは、シャントインピーダンスはストリップラインの長さ  $l$  の自乗に比例しますが、 $l$  が長いと高周波側でのシャントインピーダンスの落ちが早くなってしまいますので、使いたいフィードバック帯域 (最小バンチ間隔がいくらか、など) を考慮して長さを決める必要があります。典型的には数  $k\Omega$  のシャントインピーダンスが容易に実現可能です。

さて、世の中の横方向用ストリップラインキッカーの配置には、大きく分けて二つの流儀があるようです。一つは図 24 のように、電極を水平、鉛直に配置するもので、大概水平用と鉛直用の二種類のキッカーを

別の場所に用意する物です。もう一つは、四本のストリップライン電極を大体  $45^\circ$  とか、斜めに配置して、4 電極の組み合わせで水平・鉛直のキックを実現する物です (図 25)。PF、PF-AR、SuperKEKB(LER、



図 24: J-PARC MR 用横方向キッカー (水平対向電極)

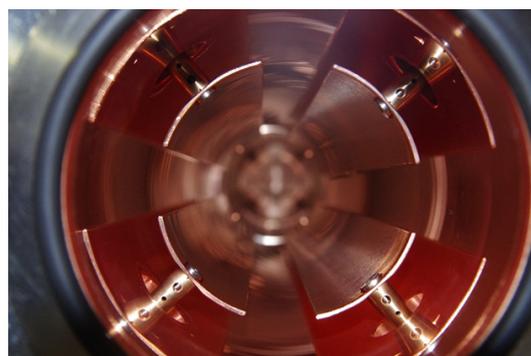


図 25: SuperKEKB 用横方向キッカー ( $45^\circ$  対向電極)

HER、DR) では 4 電極型を採用しています。J-PARC MR では水平、鉛直の電極を使用した、独立の 2 台がセットです。世界的には、(筆者が裏で暗躍していないところは) 大体水平と鉛直は別のキッカーで、またさらにご丁寧にベータトロンチューン測定用にもう 1 セット用意している放射光源もあります。

水平、鉛直を分離する派の主張は、筆者の色眼鏡で見るところ 4 電極のキッカーだと、キッカーで XY 結合が起きてしまう、という人が多いようです。しかしながら、

- そもそもフィードバックキッカーはDC磁石に比べて極めて非力で、たとえ頑張ってもXY結合を作ろうとしても難しい
- 一般に水平鉛直のベータatronチューンは十分離れており、例えば鉛直に水平方向のチューンで励振しても、(非常にルミノシティの高いコライダーで無ければ)励振することは極めて困難
- うまくいっているバンチフィードバックシステム、リングではそもそも入射振動など外来振動源は小さいし、不安定源も振動が小さいうちに抑制されるので、大きなパワーが連続的に入っている状況ではない。

と思うので、XY結合がおこる、という主張には残念ながら賛同できません。また、特に水平方向の電極を水平面に入れると、上流から来る放射光をどう避けるか(避けるためには電極を結構引っ込め、かつ十分な高さの光マスクを入れなければならない)が悩みどころになります。放射光源で良く採用されている、電極を通常の真空チェンバーのツライチに持ってくる設計では、電極の外側に空洞構造ができ、trapped modeが発生しますので、この対処も必要です。残念ながらどう考えてもあまり良いアイデアでは無いと思います。

電極4本でフィードバックキッカーを構成すると

- キッカー1台で水平、鉛直のキックを与えることが出来る。
- 水平面に電極を置く必要が無いので、あまりきつい放射光マスクを入れなくても放射光を避けることが比較的容易。もちろん、入射アパーチャーを損なうことは(あまり)ない。
- 大きな入射振動(水平)がある時などは、4つの電極が協力して対向電極の $\sqrt{2}$ 倍の電圧を出すことが出来るので、フィードバックの飽和限界を高くすることが出来る。

と、メリットの方が多いと思います(実は言葉巧みに自分の趣味に誘導しているのです、これ以上は読者諸賢の判断に任せます)。

ストリップライン電極は、すでに紹介されたように[16]方向性があり、基本的に下流ポート(フィードバック信号を入れるポート)からはビームパワーが出てこない、というのが建前です。実際は、あちこちのインピーダンス不整合を避けることができず(また、避けるために努力するのは却って性能を劣化させることが多いため)、下流ポートからも結構なピークパワーをもつビーム誘起電圧が出てきます(主にフィードバック帯域外の高周波成分)。高周波増幅器とフィードスルーをつなぐケーブルである程度減衰することは期待したいですが、それでも直接最終段高周波増幅器に接続すると、増幅器を壊したり、あるいは中のパワー測定用の方向性結合器を誤動作させることとなりますので、反射型でも良いのでアンブ出力にハイパワーLPFを入れておくことをお勧めします。

ストリップライン電極は、チェンバーの真空の中、熱的にはほぼ宙に浮いている形になり、またビームから見える立体角も大きくなりますので、ビームがもたらす壁損失だけでも結構熱くなることが予想されます。たとえ電極を無酸素銅などで作っても、フィードスルーへは熱は抜けていかないため、銅で電極を作るのは極めて危険です(銅は脆化点温度が低く、たちまちふにゃふにゃになって垂れてしまう)。KEKB時代、電極を銅で作り、フィードスルーとの間にスライド機構(熱による収縮を吸収する)をいれた構造を試したことがありますが、スライドはしてくれず、高温となった電極は垂れ、最後にフィードスルーとの取り付けネジが伸長に耐えられず折れて電極が垂れ下がり、ビームを通さない状態にまでなった封印したい歴史があります。取り外した電極は、2mm厚であったにもかかわらずふにゃふにゃで、ちょっと押しただけで変形するおそろしいものに成り果てていました。筆者のおすすめは、ステンレス合金に、必要なだけの厚さ(数 $10\mu\text{m}$ 以上は欲しい)の銅メッキをする、というものです。

## 5.7 進行方向用フィードバックキッカー

進行方向用のキッカーとしては、まずは前述のストリップライン電極を同相で(ビームと逆方向から)エキサイトする、というものがあります。但し、これも前述のようにシャントインピーダンスが極悪非道な $\sim 100\Omega$ 程度で、大パワーをつぎ込んでも十分なフィードバック電圧(キック)を出す事は難しいです。単純なストリップラインの改善型として、SLACのPEP-II加速器、LBNLのALS光源のそれぞれ当初導入されたSeries Drift Tube型というキッカーもありますが[19]、構造が極めて複雑で、電極部の発熱、ビームパワーの扱い(フィードスルーを通過するピークパワーが大きすぎる)など、多くの困難があり、今となっては採用するのは難しいです。

代わりに多くの加速器で採用されているのは、入力出力カップラと空洞部を強烈に結合する(over coupleする)構造の空洞で、イタリア・フラスカティ研究所のDAΦNEリングで開発、実用化されたため、DAΦNEタイプと呼ばれる空洞型キッカーです[20]。コライダーではPEP-IIの後期/SuperKEKBなどで採用され、放射光リングでもPF、BESSYなど多くの加速器で使用されています。図26にSuperKEKB用の進行方向キッカーのHFSS用1/4カットモデルを示します。入力ポートは2つ、出力ポートも2つで、細かい

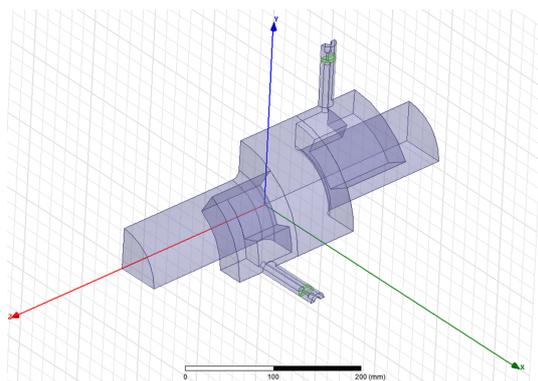


図 26: SuperKEKB 用進行方向キッカー HFSS モデル

ことを言うとフィードスルーの実際の特性まで含めて

計算しないとQ値とか、シャントインピーダンスは正しくは求められないようです。SuperKEKB用の場合、計算上では中心周波数は $2\frac{1}{4}f_{RF} = 1.14$  GHz、Q値としては4.8程度、空洞1台あたりのシャントインピーダンスでは $1.6$  k $\Omega$ 程度が達成出来ていると思われま。なお、実際の空洞はアルミ合金を溶接して作ってありますが(銅で作っても良いですが、メチャクチャ重くなる)アルミ表面でのマルチパクタ現象を抑えるため、TiNコーティングなどを施しています(美しく金色に見える)。

なお、空洞の中心周波数がRF周波数の通倍から $1/4f_{RF}$ ずらしてありますが、これはビームローディングの影響を避ける、また全てのバンチを入れた時、空洞内での干渉によりパワーが出てこないようにする、など色々なことを考えてDAΦNE以来設計されてきたものを踏襲した結果ですが、このため単純にフィードバック信号でキャリア信号をAM変調して空洞に入れることが出来ません。SuperKEKBやPFでは、RFの2.25通倍信号をバンチタイミングでQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)変調したものをキャリアとして用いて、それをAM変調する、という結構面倒なバックエンド回路を用いています。実際、このRFから $1/4$ だけずらす意味があるのか、という疑問もあり、最近では筆者やPEP-IIの進行方向フィードバックをしていた人などは、なしでいいんじゃないか、という考えに傾きつつあります(だれか試して欲しい)。

さて、このフィードバックキッカーはなんと言っても空洞なので、入力ポート出力ポートといっても実は差は無く、どこから信号を入れても良いし、どのポートからも均等にビームからのパワーが出てきます。このため、アンプを保護する、また不要な反射波を空洞にに戻さないため、吸収型(ダイプレクサ構造)のハイパワー低域濾波器、及び広帯域のハイパワーサーキュレーターなどを用意する必要があります。特に、サーキュレーターは結構くせ者で、ここで実用帯域が制限されてしまうこともありますので、ちゃんと(ハイパワーで)確認が必要です。

## 6 バンチフィードバック機器の応用

### 6.1 位置検出信号の直接利用

バンチ位置検出信号を直接オシロスコープなどで観察することで、蓄積ビームや入射ビームが周回毎にどうなっているかを直感的に観測することができます。例えば、入射キッカー相互間の蹴り角、タイミングなどがずれているため入射バンパが閉じず蓄積ビームが大きく蹴られてしまう様な際、バンチ位置信号を見ながら調節することで、より楽に調整ができる、といったことがあげられます。このために、それなりに広帯域なオシロスコープをフィードバック位置検出回路の近くに埋め殺しにして、画面を制御室に転送して使う、などといったことをすればより便利となります。

### 6.2 バンチ電流モニター

進行方向の位相モニターを、バンチ強度検出の位相で使い、RF と同期した高速 ADC でデジタル化すれば簡単にバンチ電流モニターが実現可能です。もちろん、バンチ電流の絶対値はデジタル化した値を DCCT など較正する必要がありますが、SuperKEKB では、各リングに 1 台ずつ 8 ビット ADC とメモリーで構成される VME 型のバンチ電流モニターを設置して、入射パルス毎に最大 50 Hz でバンチ電流を測定し、これを光ファイバーで繋いだ Reflective メモリーを通してバケツ選択システムに送り、入射毎に最適な入射バケツを選ぶことで均等なフィルパターンを実現しています。図 27 はバンチ電流モニターで測定した SuperKEKB HER のバンチ電流の様子です。なお、このフィルパターンのように、リングに大体均等に入れるのでは無く、バンチトレインの形で入れると (バンチが無いところは、ビームを捨てる時にアポルトキッカー電圧が立ち上がる時間分のビームは蹴り損なうため入れていない)、高周波加速空洞の負荷がこのギャップで変化するため (transient beam loading)、バンチトレインの頭から尻尾まで、バンチの進行方向平衡位相が変化します。つまり、バ

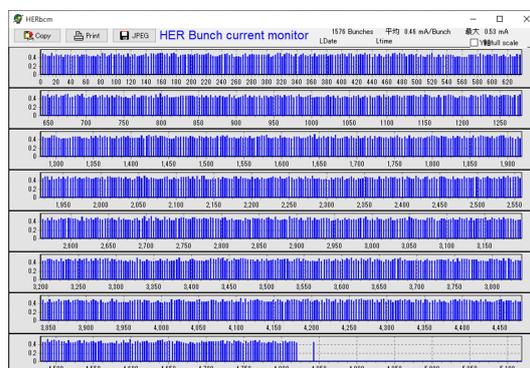


図 27: SuperKEKB HER のバンチフィルの例

ンチトレインのどこかでぴったり振幅検波の位相にしたとしても、他のところではそれがずれてくる、という訳です。ただ、このずれは  $\cos 0^\circ$  の周りでのずれなので、高周波加速空洞のストアエネルギーが十分大きく、かつ蓄積電流が大きくなればあまり誤差とはなりません。平衡位相のずれが無視できない場合、正確に測定するためには検出回路の BPF を出た信号を 2 つに分け、一方は in-phase で、もう一方は 90 度ずれた信号を LO にいれてダウンコンバートし、両者の自乗和の平方根をとる (振幅)、 $\tan^{-1}$  をとる (位相) という検出方法をする必要があります、このような検波方式を I/Q 検波と呼びます。

### 6.3 ベータトロンチューン測定

ベータトロンチューンを測定するためには、ビームをベータトロン周波数の周りで励振し、その応答をとる、いわゆるスカラーの beam transfer function 測定をすればよいことになります。ビームを励振するキッカー、また広帯域増幅器はフィードバックシステムがすでに持っていますので、例えばフィードバック信号に励振信号を合成 (単に加える) すれば、励振は簡単にできます。SuperKEKB で使っている方式では、トラッキングジェネレーターをもつスペクトラムアナライザを 2 GHz 帯のベータトロン周波数付近 (実際は、巨大な RF の通帯部分のスペクトラムをさげ、+1 revolution 信号程度離れたところ

を使う事が多い)でスイープさせ、トラッキングジェネレーターの信号をRFの4通倍信号でダウンコンバートしたものでビームを励振(フィードバック信号に重畳する)、スペクトラムアナライザは斜め方向の電極信号を直接観測する、というものです。水平と鉛直のチューンは別々ですから、水平は水平で、鉛直は鉛直でそれぞれスペクトラムアナライザの設定を自動で変え、励振出力もそれと同期して水平、鉛直方向の信号として出す、という回路になっています。もちろん、バンチ位置検出信号をFFTアナライザなどでスイープしながら見る、という方式でも測定は可能です。

なお、横方向フィードバックが生きてると、バンチ電流が大きくなってきたとき、つまりフィードバックゲインが大きくなってきたとき、励振してもフィードバックによってベータatron振動のQが大きくなって下がるため、励振がぬめっとしたなだらかな山になって、たとえ応答データをフィットしてもベータatronチューンを精度良く求めることが困難になってきます。これは、たとえフィードバックループ外に独立にチューン測定用キッカーを用意しようが、Beam transfer functionがそうになっているので改善することは困難です(ということで、チューン測定用に別のストリップラインキッカーを用意する、という流儀は残念ながら全く理解出来ません)。

SuperKEKBで使用しているiGp12プロセッサは、内部に励振、またFFTの機能を持っており、single bunch beam transfer function測定をさせることが可能です。また、そのバンチに対してフィードバックをOFFすることも可能なので、自然の状態に近いバンチのtuneを測定することが出来ます。このような測定を、pilot bunch tune測定と呼んでいます。(同じようなことは、KEKB時代には高速アナログスイッチを使ってパイロットバンチに対してフィードバックをアナログ的にOFFし、そのバンチだけを選択的に励振したり、また高速アナログスイッチや単バンチ振動測定回路を使って振動検出し、スペクトラムアナライザで観測する、ゲートチューン測定

システムとして実現できていましたが、回路数、調整の面倒さなど今のシステムと比べものにならないものでした。技術の進歩はおそろしいものです)。図28にiGp12のsingle bunch beam transfer function測定機能を使って測定したSuperKEKBリングベータatronチューンを示します。

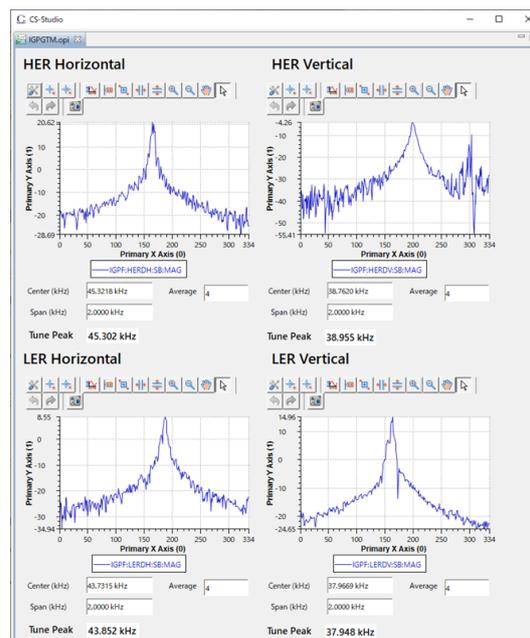


図 28: パイロットバンチチューン測定の例

## 6.4 Transient-domain analysis

バンチフィードバックシステムを使った新しいビーム不安定の解析方法として、Transient-domain測定という手法があります[21, 22, 23, 24, 25]。これは、バンチフィードバックで不安定を抑制している状態から、ある時間だけフィードバックをオフ(あるいはpositive feedbackにして励振)して、不安定の成長を記録し、不安定モードに変換してその成長、減衰を観測するもので

- 不安定のはじまりを観測することができるため、純粋に理論との比較がやりやすい

- 不安定モードの情報から、不安定の原因を探求しやすい。特に、加速器の条件を変えたときに、不安定モードがどう変わるかみることで、より直感的に不安定に迫れる
- 一番早く成長するモード、また時間とともに成長する様子など、定常状態では分からない情報が得られる
- 不安定の成長時間とそれを抑制する際のダンピングタイムから、より正確な(本当の)フィードバックダンピングタイム情報が得られる。
- 成長時(自由状態)の tune とダンピング時の tune の差からフィードバックシステムが resistive か(どのていど reactive か)が分かる

という、種々の優れた特徴があり、PEP-II や KEKB、SuperKEKB でのビーム不安定の研究で活躍してきました。実際の測定では、iGp12 に備わっている、Grow-damp 機能を使います。これは指定したタイミングでフィードバックフィルターを切り替えることができるもので、例えば FB-ON からある時間の間 FB-OFF (FIR 係数が 0 のフィルターに切替)、その後 FB-ON (もとの係数にもどす) とし、その間のフィードバックループ内のバンチ位置信号情報を記録することができるものです。

まず、フィードバックにかかわっている iGp12 を同時に FB-OFF、5 ms から 15 ms 後に FB ON し、その間のデータをとります。とった iGp12 のデータ(全バンチ 2400 周分程度)を計算機に転送、5120 × 128 turns データ(必要なら 64 周でも 256 周でも可)を切りだし、FFT をとり(通常の base 2 の FFT ではなく base 5 の FFT)、FFT の結果(振幅情報)の指定周波数のサイドバンドを全モードについて測定、これを時間方向に半分くらい重ねながら移動し、時間発展を観測する、という解析を行います。つまり、ある瞬間のデータをスペクトラムアナライザで観測し、モードの変化を見るというものです。(ちなみにもうちょっと賢い方法もあり、PEP-II のグループは Matlab を使ってその方法で解析していた)[26]。

図 29 に LER 鉛直方向で観測された不安定モードの成長の様子を見た例を示します。このとき電流は

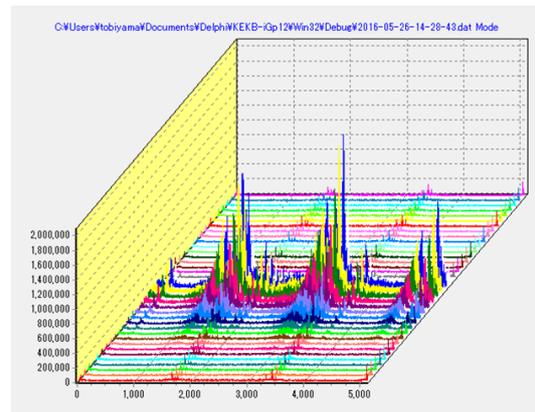


図 29: LER 鉛直方向の不安定モード例

756 mA、大体 0.5 mA/bunch 程度のバンチ電流でした。横軸はモード ID で、0 から 5119 までありますが、フィルパターンが 3 バケツおきなので、同じモードが三回繰り返っています。図の奥行き方向が時間経過で、フィードバック OFF してから不安定モードが成長し、再び ON にすることで減衰していく様子が見えます。不安定モードパターンから、この不安定が直線部での電子雲不安定性から来ている可能性が高いことが分かります [25]。図 30 に不安定モードのうち成長が早い 4 つの代表モードについて横軸時間経過、縦軸不安定モードの強度をとったものを示します。不安定の成長は指数関数的で、成長

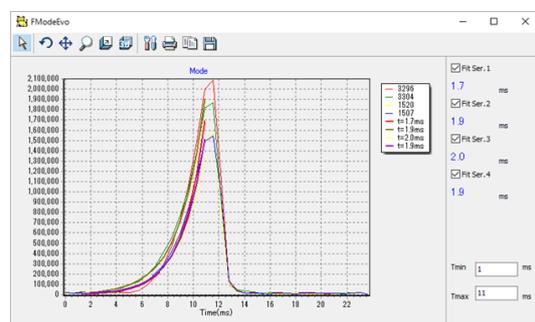


図 30: 不安定モードの成長と減衰の例

の時定数は 1.7 ms 程度でした。フィードバックのダ

ンピングタイムの時定数は、(急激にダンプしすぎてあまり精度がないが) 最小でも 0.5 ms 程度だと分かります。これは SuperKEKB の 50 周以下、という事で不安定に打ち勝ってこれだけの減衰時間を達成していることから、十分高速なフィードバックダンピングを実現出来ていることが分かります。なお、放射減衰時間は横方向については 40 ms 程度なので、これらより遙かに遅いです。

## 7 まとめ

ビーム不安定とそれを抑制するために使われるバンチフィードバックシステムについて、主に SuperKEKB での経験をもとに紹介しました。バンチフィードバックシステムは、本 OHO2020 の講義で紹介された、通常のビームモニターと随分毛色が異なり、全然精密測定ではありませんし、S/N はひどいものだし、ダイナミックレンジもたいしたことがないシステムとも言えますが、今やバンチフィードバックなしに蓄積リング設計は考えられない、とも言えると思います。デジタル信号処理技術の急速な進歩で、数年前は夢だと思われていたようなシステムが、実現できるようになったことで、高速デジタル信号処理をベースとしたバンチフィードバックシステムの構築は容易になったとも言えます。しかしながら、ビームに直接触れる部分、例えばボタンヘッド、またフィードバックキッカーなど、そしてアナログ高周波回路もまだまだ手を抜ける部分ではありません。皆様のなかで、このようなワイドバンドな技術、研究にご興味のある方の参画をお待ちしております。

本項で紹介したフィードバック技術や研究は、KEK 内外の加速器施設での諸先生方、特に家入孝夫先生、春日俊夫先生の先導的な研究から発展したものが多くあります。また、長年高エネルギー分野における日米協力事業などで共同研究してきた SLAC/Stanford 大、INFN-LNF などの共同研究者の方たちの共同研究によって、大きく発展してきました。特に、スタンフォード大の John D. Fox 教授には KEKB 用フィー

ドバックシステム開発、設計時から多くの教えを頂き、感謝しております。KEKB モニターグループの同僚たち、特に今年 3 月若くして逝去されたジョンフラナガン教授には KEKB/SuperKEKB 横方向、進行方向フィードバックシステム開発において大きく貢献して頂きました。感謝いたします。

## 参考文献

- [1] 樋口龍雄、自動制御理論 (森北出版) ISBN4-627-72640-6.
- [2] G. F. Franklin, *et al*, Feedback Control of Dynamic Systems, (ADDISON-WESLEY PUBLISHING), ISBN 0-201-50862-1.
- [3] 尾知博 デジタルフィルタ設計入門 CQ 出版社
- [4] ハリー A. アトウォーター、マイクロ波理論入門 (好学社).
- [5] 阿部英太郎、マイクロ波技術 (東京大学出版会)
- [6] A. Hoffmann, Beam Instabilities, CERN Accelerator School CERN 95-06, vol. 1 pp.307-330, 1995.
- [7] John D. Fox, IBIC2012 "Learning From Beams".
- [8] F. Pedersen and F. Sacherer, "Theory and Performance of the Longitudinal Active Damping System for the CERN Booster", IEEE Trans. Nucl. Sci. **NS-24** (1396) 1977.
- [9] J. Gareyte, "Transverse Mode Coupling Instabilities", AIP Conference Proceedings 592, pp.260-278. 2000.
- [10] M. Tobiyama, *et al*, "Development of Button Electrode with Improved Time Response", in proceedings of BIW08, Tahoe City, CA, TUPTF042, 2008.

- [11] M. Tobiyama, "BPM Electrode and High Power Feedthrough - Special Topics in Wideband Feedthrough", in proceedings of IBIC2012, Tsukuba, Japan (TUTA02).
- [12] M. Tobiyama, *et al*, "Bunch by Bunch Feedback Systems for SuperKEKB Rings", in proceedings of PASJ2016, Chiba, Japan.
- [13] D. Teytelman, *et al*, "A Non-Invasive Technique for Configuring Low Level RF Feedback Loops in PEP-II", in proceedings of 2005 PAC, Knoxville, Tennessee.
- [14] W. Barry, *et al*, "Transverse Coupled-bunch Feedback in the Advanced Light Source(ALS)", in proceedings of EPAC94, London.
- [15] <https://www.dimtel.com/>
- [16] 高井良太, OHO2020 講義録
- [17] G. Lambertson, "Dynamic Devices- Pickups and Kickers", AIP proceedings 1992.
- [18] W. K. H. Panofsky and W. A. Wenzel, *Rev. Sci. Instr.* **27** 967 (1956).
- [19] J. N. Corlett, *et al*, "Longitudinal and Transverse Feedback Kickers for the ALS", in proceedings of the EPAC94, London.
- [20] R. Boni, *et al*, "A waveguide Overloaded Cavity as a Longitudinal Kicker for the DAΦNE Bunch-by-Bunch Feedback System", *Particle Accelerators*, 1996, Vol 52, pp 95-113.
- [21] J. D. Fox, *et al*, in Proceedings of the 1999 Particle Accelerator Conference, New York (IEEE, Piscataway, NJ, 1999), p. 636.
- [22] S. Prabhaker, *et al*, *Phys. Rev. ST Accel. Beams* **2**, 084401 (1999).
- [23] D. Teytelman, *et al*, *Phys. Rev. ST Accel. Beams* **4**, 112801 (2001). [13] S. Heifets and D. Teytelman, *Phys. Rev. ST*
- [24] S. Heifets and D. Teytelman, *Phys. Rev. ST Accel. Beams* **8**, 064402 (2005).
- [25] M. Tobiyama, *et al*, *Phys. Rev. ST Accel. Beams* **9**, 012801 (2006).
- [26] D. Teytelman, Ph.D. thesis, Stanford University (Report No. SLAC-R-633, 2003).