

個別バンチフィードバックシステム

飛山 真理*

Bunch by Bunch Feedback Systems

Makoto TOBIYAMA*

Abstract

Outlines of bunch-by-bunch feedback systems for suppressing multibunch instabilities in electron/positron storage rings are presented. The design principles and functions of the feedback components are reviewed. Recent topics of applying very fast and dense FPGA as feedback signal processor are also shown.

1. 始めに

大電流、多バンチ円形加速器、特に粒子ファクトリー (Bファクトリーや ϕ ファクトリーなど) では、一昔前の加速器の常識から見ると驚くほどの大電流かつ多バンチで電子あるいは陽電子を安定に蓄積する必要がある。これは当然容易なことではなく、小電流少数バンチでは問題にならなかった、あるいは容易に影響を避けることが出来た不安定源でも、大電流多バンチではビーム不安定を発生させてしまう可能性がある。ひとたび不安定が発生すると、蓄積電流が制限されたり、実効的なビームサイズが太ったり、あるいは強度の変動が発生したりするので、ルミノシティやブリリアンスといったビームの品質を大きく損ねてしまう。

このような不安定を起こさないためには、まずはインピーダンス源を断つことが重要である。具体的には、寄生モードをきちんと処理した加速空洞を採用するか、真空容器を設計するときインピーダンスを下げるように、またトラップト・モードが発生しないようにすることなどがそれにあたる。大電流加速器では、発熱や放電現象で容易に真空容器の破壊が起こりうるため、その点からも十分な考察があらかじめ必要である。

第二には、ランダウ減衰効果を大きくするよう、ビーム振幅によるチューンの広がり大きくする装置 (受動的、能動的いずれもありうる) を導入する方法がある。そして第三の方法が、ビームフィードバック

システムにより、ビームの振動を検出し、それを抑制する方向にビームにキックを与えることにより、ビームの安定化を図る方法である。この第三の方法、ビームフィードバックシステムの紹介が、本稿の主題である。

ビーム不安定の源が非常に単純と見なせる場合、例えば高周波加速空洞の高次モードの1つだけが不安定を起こしている場合、不安定モードは単一となるので、バンチトレイン全体が不安定モードに対応する周波数で振動している振動を検出し、フィードバックする、いわゆる周波数領域でのフィードバック (mode-by-mode フィードバック) が使われることがある。この場合、フィードバックシステム全体を比較的狭帯域に設計でき、かつ単純な位相シフタのみでフィードバック信号のタイミングを最適化出来るので、信号処理を完全にアナログ系で設計せざるを得なかった昔から利用されてきた。しかしながら、不安定源が複雑になり、またバンチの数が増えてくると、抑制すべき不安定モードも増えてくるので、それぞれの不安定モードに対応したフィードバックシステムを別々に追加していく必要があり、多バンチ大電流加速器のフィードバックシステムをこの方法だけで構成するのは無理である。

もっと単純に、周回している各バンチの振動をバンチ毎に別々に検出し、それぞれのバンチの信号を独立に処理し、バンチ毎に最適なフィードバックキックを与える方法がある。この方法を個別バンチフィードバック (bunch-by-bunch feedback) と呼ぶ。個別バン

* 高エネルギー加速器研究機構加速器研究施設 KEK Accelerator Laboratory
(E-mail: makoto.tobiyama@kek.jp)

チフィードバックでは、各バンチの振動を時間領域で処理するので、システムの周波数帯域は最小バンチ間隔より十分広帯域である必要があり、フィードバック信号を正確に該当バンチに戻すための、精密かつ大規模なタイミング回路が必要になる。このため、古典的なアナログ回路では信号処理部の設計が大変困難であった。しかしながら、近年の高速デジタル処理技術の急速な進展に伴い、例えば最小バンチ間隔 2 ns の信号処理システムでさえ実現できるようになった。

ビームフィードバックシステムは、大きく分けて三つの部分からなる。第一は、バンチの振動を検出する部分で、ビームピックアップやそこからの信号を処理し、バンチの位置に比例した信号を出力するフロントエンドエレクトロニクス部分である。第二は、得られた位置信号から不要な信号を除去し、位相及び信号タイミングを調節し、フィードバックに最適な信号とする信号処理部である。最後の部分は、フィードバック信号を必要な大きさまで増幅し、ビームに蹴り戻す部分で、高パワー広帯域増幅器やフィードバックキッカーなどからなる。

ここでは、個別バンチフィードバックシステムに話を限り、初めにフィードバックシステムの概要を、次にフィードバックシステムのハードウェアについて、ビーム振動検出部分、フィードバックキッカー部について示し、最後に信号処理部についてデジタル処理回路を中心に、最近のトピックスも含めて紹介する。

2. フィードバックの概要

フィードバックが適切に働いている時の、あるバンチの重心運動を位相空間で見ると図1の様になる。まず、バンチの重心位置 ΔX (横方向あるいは進行方向) を検出し、ビームの振動成分に対して 90 度の位相シフトを行い、かつフィードバックに不要な成分を除去

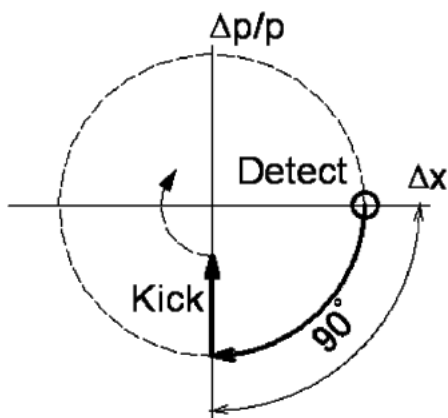


図1 位相空間で見たバンチの運動

する。次に、検出したバンチと同じバンチがフィードバックキッカーの場所に来るのを待ち (もしもフィードバックキッカーが検出器の近くにあるなら、リングのほぼ 1 周に相当する時間待つ必要がある)、振動を小さくする方向に運動量を変えるようバンチを蹴る。

今、高周波加速周波数 f_{RF} のリング内の全ての RF バケツにバンチをつめたとしよう。フィードバックシステムは、これらのバンチが起こしうる、任意の振動パターンを抑制できる周波数応答を持っている必要がある。もしも、全てのバンチが同一振幅、同一方向に振動するなら、この周波数は DC となる (実際には、システムが扱う一番低い周波数は横方向ならベータatron周波数、進行方向ならシンクロtron周波数となる)。逆に、一番高い周波数は、隣り合うバンチの振動が完全に逆位相になった情況で、 $f_{RF}/2$ (本当は+ベータatron周波数あるいはシンクロtron周波数) である。例えば、KEKB は $f_{RF} = 509 \text{ MHz}$ で、ベータatron周波数は約 50 kHz なので、もしもバンチを隣り合う RF バケツに詰めるなら、フィードバックシステムの周波数帯域は、50 kHz から 255 MHz まで必要となる。但し、これはシステム内の各要素がこの周波数帯域で動作しなければならないということではなく、例えば中心周波数を RF 周波数の通倍ごとの高い周波数に持っていくことも可能で、その場合はその搬送波の周りで 255 MHz のバンド幅があればよいことになる。

図2は典型的な(古典的な)横方向(ベータatron振動方向)フィードバックシステムの概念図である。フィードバックキッカーから見て、ベータatron振動の0度と90度に近い2点でバンチ位置を検出し、この2点の位置をベクトル合成することで、バンチ振動に対して任意の(キッカーの場所で90度の)位相シフトを合成出来る。信号処理部で不要な信号(主にDC)を除去し、バンチとのタイミングを合わせ、こ

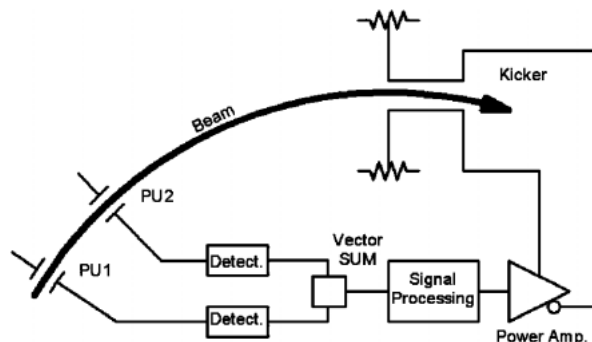


図2 横方向フィードバックシステム

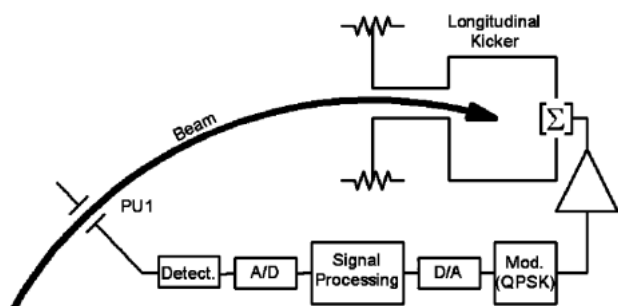


図3 進行方向フィードバックシステム

の信号を増幅し、フィードバックキッカーでビームをキックする。

図3は典型的な進行方向（シンクロトロン振動）フィードバックの概念図である。進行方向に関しては、リングの分散関数を利用して直接エネルギーのずれを検出することも不可能ではないが、常に横方向振動との混合が問題となるので、普通はバンチの位相（進行方向の位置）を検出する。通常シンクロトロン周波数はリングの周回周波数と比べて非常に低いため、何らかの方法で90度の位相シフトを信号処理部で実現する必要がある。横方向の場合と同じく、検出した同じバンチをフィードバックするための精密なタイミング合わせも必要となる。進行方向キッカーは、ベースバンドよりずっと高い周波数を中心周波数として設計されることが多いので、搬送波を変調する仕組みが必要になることが普通である。

3. フィードバックシステムのハードウェア

3.1 バンチ位置検出電極

バンチフィードバック用に良く使われるのは、ボタン型電極である。個別バンチフィードバックでは、位置モニターの絶対中心とか、少々のゲインのばらつき（それに伴うオフセット）については関心が無く、時間領域でのふるまいが問題になる。具体的には前のバンチが通ったあと、いつまで応答が続くかである。フィードスルーや電極構造に共鳴構造があると出力にリングングが残り、後続バンチからの信号に重畳し影響してしまい、システムの安定性を損なう結果になりかねない。近年は、HFSS¹⁾、MAFIA²⁾、GdfidL³⁾など（高価だが）有用な高周波シミュレーションソフトウェアがあるので、実際のビームを通さなくても周波数特性、ビームに対する応答を予測することも出来る。

図4にMAFIA-T3でシミュレートしたバンチ長7mmのビームに対するKEKBフィードバックシステムのボタン電極出力とその周波数成分を示す。基本的

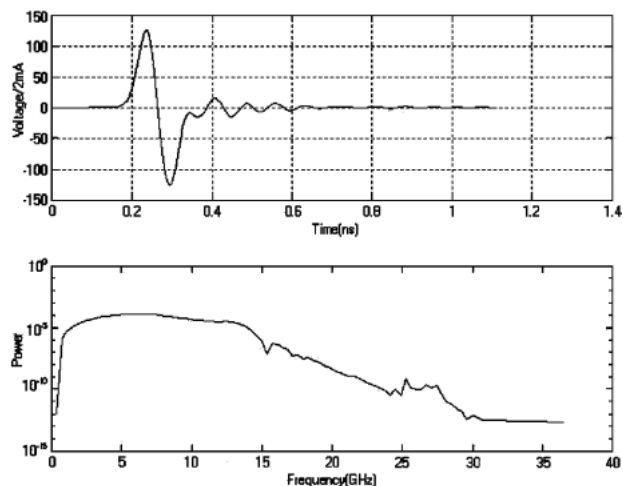


図4 ボタン電極出力のシミュレーション例

にハイパスフィルターなので比較的高い周波数領域の方がボタン自体の感度は良好となるが、もっと高周波になると、バンチ長の効果で元々ビームが持っている周波数成分が減少し、感度が下がる。なお、実際の加速器では真空チャンバーの導波管モードの遮断周波数以上の周波数領域では、他所で発生したHOMが信号に重畳するので、位置検出用には使用できない。例えば、内径64mmの円形チャンバーでは、最低次の遮断周波数は2.745GHzとなる。

シミュレーションで色々な形を試すことは可能であるが、実際には使用できるものの物性、機械的特性などは自由にはならないし、バンチ長、電流値によって最適化の目標も大きく変わるので、システムに最適な電極を設計、試作、試用することは、依然としてフィードバックシステムとしての重要なテーマの一つである。

位置検出用電極としては、ストリップライン型電極も使われることがある。但し、大電流多バンチ加速器では、時間応答を短くするためストリップライン自体を短くする必要があるし（結局ボタンに近い形になってしまう）、ボタン電極に比べて圧倒的に構造が複雑となり、トラップト・モードの心配も多く、また一般に不必要に大きなパワーが出力されるのでフィードスルー、減衰器、ケーブル等への負荷が大きいなど、あまり利点がないように思われる。

位置検出チャンバー自体については、正しい位置にしっかり固定することが望ましいが、絶対位置を測っている訳ではないので通常的位置モニターほど厳しい条件があるわけではない。回転方向についても、システムのダイナミックレンジから見て必要な精度は厳しくない。

3.2 バンチ位置検出回路

バンチ位置検出回路に必要な特性は次のようにまとめられる。

- 迅速な出力

バンチが位置検出電極を通過し、同じバンチがフィードバックキッカーのところに戻って来るまでにはフィードバックする量が決まっていなければならないので、精密に位置を出す時間はない。このため、ソフトウェアが介入する余地はない。

- 広帯域な応答

隣のバンチからの信号と自分のバンチの信号を分離するために、検出回路は十分広帯域である必要がある。どこかに帯域を制限する要素が入っていたら、その特性で出力特性が制限されてしまうので、部品の選定に注意が必要である。

- 十分な S/N 比

後段の信号処理回路の特性にもよるが、必要とされるバンチ電流範囲で十分な S/N 比が確保出来る必要がある。ただし、通常の COD 補正に用いる位置モニタに比べて劣る S/N 比でも実用になることが普通である。

これらの回路特性を達成するためには、他の部分ではある程度の妥協をせざるをえなくなるのが普通である。フィードバックの立場からは、実用電流領域（つまり、ビーム不安定が問題になる領域）でバンチの振動振幅に関わる情報さえ入手できればよいので、まずはバンチ重心の絶対位置が分かる必要はない。さらに、ビーム不安定の成長率は悪くても全電流値に比例するだけ、というのを信じれば、位置情報がバンチ電流値に比例する、という回路でも多くの場合問題はない。また、キッカー用パワーアンプなど簡単に飽和してしまうデバイスがフィードバックループのなかに組みこまれているので、検出回路系でも大振幅入力に対して線形性が悪化しても、また出力が飽和しても問題はない。

図5に典型的な進行方向位置検出回路(位相検出器)を示す。この回路はボタン電極出力から検波周波数を取り出すバンドパスフィルタ (BPF)、この信号とリング RF の通倍信号を掛け算するダブルバランストミキサ (DBM)、そしてローパスフィルタ (LPF) からなっている。

BPF でバンチからの信号の内 $n\omega_{RF}$ 成分を通すことにする。もしもバンチが進行方向にシンクロトロン振動数 ω_s 、振幅 Φ で振動していたとすると、BPF を通ったあとの信号は

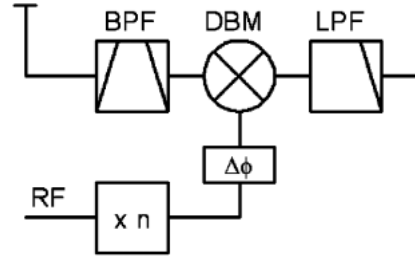


図5 進行方向位置検出回路例

$$I_b \cos (n\omega_{RF}t + \Phi \sin \omega_s t)$$

となる。DBM でこれと位相が 90 度ずれた RF の n 通倍信号 (検波信号) をかけ算すると、結果は高い周波数成分と低い周波数成分に分かれ

$$\begin{aligned} & I_b \cos (n\omega_{RF}t + \Phi \sin \omega_s t) \times \sin (n\omega_{RF}t) \\ &= \frac{1}{2} I_b (\sin (2n\omega_{RF}t + \Phi \sin \omega_s t) \\ & \quad - \sin (\Phi \sin \omega_s t)) \end{aligned}$$

となる。LPF で低い周波数成分だけ取りだし、シンクロトロン振動の振幅が十分小さいと仮定すると、出力はバンチの進行方向の変位に比例した

$$\propto I_b \sin (\Phi \sin \omega_s t) \approx I_b \Phi \sin \omega_s t$$

となる。結局、出力はバンチ電流に比例し、大まかに検波周波数にも比例する。但し、振幅が大きい場合は検波周波数が高いとすぐに応答が非線形になり、甚だしい場合は 90 度を超えて逆相になってしまうなどの問題もある。特に、大電流加速器でバンチギャップによるトランジェントビームローディングが大きな場合は、フィードバックのダイナミックレンジが非常に狭くなってしまうので注意が必要である。KEKB では RF 信号の 4 通倍信号 (2 GHz) を検波周波数としている。

システムの時間応答を決めているのは殆どの場合 BPF で (他の要素は BPF に比べると広帯域で素直な特性を持っている)、通常の共振型フィルターは Q 値が低くてもインパルス応答が非常に長いので、まずは使えない。SLAC/PEP-II ではストリップライン結合型の楕円フィルターをデザインし、出力は低いものの隣のバンチからの信号の切れがよい BPF を開発、使用している。KEKB では、ボタン出力をパワースプリッターで 4 方向に分け、それぞれを検出周波数毎に長くした遅延線を通して再合成する方法で FIR 型のバンドパスフィルターを構成している。こちらはロス

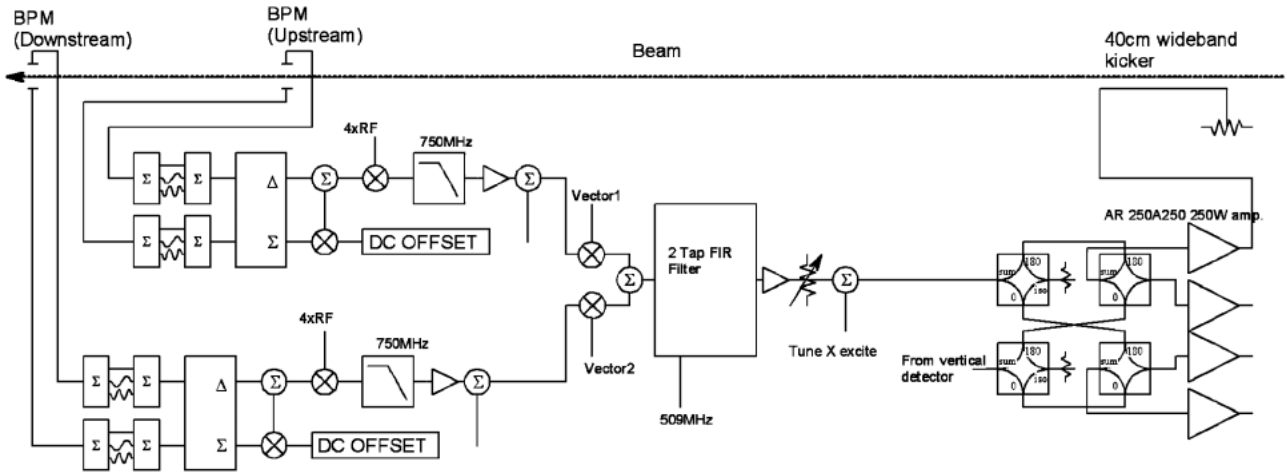


図6 KEKB 横方向フィードバックシステムブロック図

が少ないので増幅器を介さず検波が出来るが、広帯域信号をパワースプリッタに通すため、帯域外の不整合等によるリングングが若干発生する弱点がある。

進行方向位置検出ではバンチからの信号に対して90度位相がずれた基準信号をかけ算したが、同相でかけ算すると

$$\begin{aligned}
 & I_b \cos(n\omega_{RF}t + \Phi \sin \omega_s t) \times \cos(n\omega_{RF}t) \\
 &= \frac{1}{2} I_b (\cos(2n\omega_{RF}t + \Phi \sin \omega_s t) \\
 & \quad + \cos(\Phi \sin \omega_s t)) \rightarrow 1/2 I_b
 \end{aligned}$$

とバンチ電流に比例する量になるので、BPFを通った(帯域制限された)信号をHybrid回路で引き算し、その後検波すれば対向電極の強度の差が得られることになる。図6にKEKB用横方向フィードバックシステムブロック図を示す⁴⁾。

3.3 キッカーとパワーアンプ

初めにある振幅で振動しているバンチの振動を減衰させるのに必要な最大フィードバック電圧についての粗い式を紹介する。まず進行方向について、最大エネルギー変位 ΔE でシンクロトロン振動しているバンチの振動を減衰時間 τ_e で減衰させるには

$$V_{FB} = 2 \frac{1}{\tau_e} T_0 (\Delta E / e)$$

のフィードバック電圧が必要となる。ここで、 T_0 はリングの周回時間である。例として、KEKB LER ($E = 3.5 \text{ GeV}$, $T_0 = 10 \mu\text{s}$) で振幅0.1%でシンクロトロン振動しているバンチをフィードバック時定数10msで減衰させるためには、最大7kV/turnのフィードバック電圧が必要となる。この値は、実用的には極めて

厳しく ($R_{sh} = 800 \Omega$ のキッカーだと30kW以上のワイドバンドパワーが必要となる)、大きく譲歩する必要がある。

横方向フィードバックでは、最大振幅 x_{MAX} で振動しているバンチの振動を時定数 τ_x で減衰させるのに必要な最大フィードバック電圧の概算値は

$$V_{FB} = 2 \frac{1}{\tau_e} T_0 (E/e) \frac{1}{\sqrt{\beta_m \beta_k}} x_{MAX}$$

のような形となる。ここで、 β_m, β_k はそれぞれモニターとキッカー一部のベータatron関数である。例えば、KEKB LERで $\beta_m = \beta_k = 10 \text{ m}$ とし、 $x_{MAX} = 0.1 \text{ mm}$ を1msで減衰させるのに必要な最大電圧は、700V/turnとなる。横方向に関しては、キッカーの R_{sh} が大きく ($\sim 10 \text{ k}\Omega$) 出来るので、この値は比較的簡単に実現可能である。

フィードバック用のワイドバンドキッカーとしては、ストリップライン型のキッカーが広く使われている。図7の概形図のように、真空中に内導体としてロッドあるいは板があり、真空チェンバーの壁を外導体としている。特性インピーダンスは通常 50Ω である。Panofsky-Wenzelの法則より⁵⁾、進行方向の電場の変化がなければ横方向にも蹴ることは出来ないで、フィードバックパワーはビームの進行方向とは逆方向、下流から入れて上流に抜ける方向に加える必要がある。図7の2本の板に同相の信号を加えると、進行方向の電場の変化が合成され進行方向にビームを蹴ることが出来る。この場合のシャントインピーダンス $R_{||}$ は

$$R_{||} T^2 = 2Z_L g_{||}^2 \sin^2 kl$$

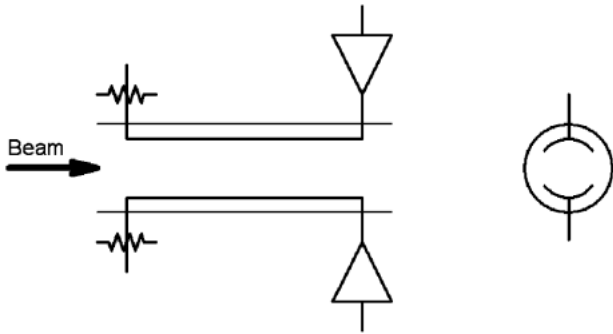


図7 ストリップライン型キッカー

となる⁶⁾。ここで T は transit time factor, Z_L は特性インピーダンス, g_{\parallel} はビームから見た板の見込み角から決まる構造因子, k は波数, l はキッカーの長さである。横方向にキックするときは, 図7の2本の板に逆相の信号を加えれば良く, 横方向のシャントインピーダンスは⁶⁾

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

となる。ここで, g_{\perp} は横方向の構造因子, h は板間の距離となる。これらの式から, 次のことが明らかである。

- 進行方向のシャントインピーダンスは極めて小さい。最大でも 100Ω にしかならない。但し, シャントインピーダンスは周期関数なので, ベースバンドではなく, 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。
- 横方向のシャントインピーダンスは $\sin^2(kl)/(kl)^2$ に比例するので, ベースバンドしか使えない。低周波領域ではシャントインピーダンスは長さの自乗に比例するが, その分高域の落ちが早くなる。典型的には数 $k\Omega$ のシャントインピーダンスを実現できる。

進行方向キッカーとしては, ALS および PEP-II HER でこのストリップラインを2段に組み合わせ, 隣り合う電極の電圧差を利用する series-drift-tube 型のものが使われている⁷⁾。シャントインピーダンスはキッカーあたり 320Ω 程度が得られている。但し, 構造は非常に複雑で, また電極の発熱の処理が非常に難しく, また(基本的に非常に広帯域なため)上流ポートからのパワーが大きく, PEP-II リングでは当初 LER でも使っていたが, フィードスルー及びケーブル, 減衰器等に障害が多発し, 後述の DAΦNE タイプに変更された⁸⁾。

DAΦNE では独自に, 非常にオーバーカップルに

して Q 値を下げた ($Q \sim 5$ 以下) 空洞を開発した⁹⁾。また, KEKB-LER, PLS, BESSY-II PEP-II LER でも同種の空洞をそれぞれ開発し, 使用している。この場合, 空洞あたりのシャントインピーダンスは約 700Ω が実現可能で, また構造的にも空洞なので真空中で宙に浮いている部分がなく, 冷却も容易という利点がある。

キッカー用のパワーアンプについては, 当然必要とされるバンド幅で動作する必要がある。また, C 級は論外として, 一見十分なバンド幅を持っているように見える AB 級の増幅器は, 電源応答が非常に遅いため個別バンチフィードバックの命である時間応答, 変調応答に対応できない。そこで, とても高価で電力効率の悪い純 A 級の増幅器を用意する必要がある。

最大パワーは, 必要とされる電圧から容易に計算できるが, 一般に(特に進行方向については)最大振幅のものに対して十分なパワーを出せるものを用意することは困難(主に予算的に, あるいは技術的に)である。それでは, やむなく低パワーのアンプを使ったとき, 大振幅の振動はどのように減衰していくだろうか。本来十分なパワーが供給出来るときは, 振動は指数関数的に減衰する。パワーが制限されると, 大振幅の時キッカーは最大電圧を出し続けることになり, 振動は指数関数的ではなく, 線形に減衰する。実効的な減衰時間は当然フィードバックゲインで決まる減衰の時定数よりずっと長くなる。このため, 通常静かにビームが回っている状態で不安定が抑制出来ていても, 例えば入射を開始して入射キッカーにより大振幅振動が発生した途端に不安定が抑制出来なくなったり, あるいは短い時間でもフィードバックが一旦 OFF になったあと, ON にしたとき不安定を制御出来なくなる(re-capture 出来ないと言う)ということが起こる。増幅器のパワーを上げる方向で努力するより, 低パワーの増幅器を増やす方が安いことが多いので, もしもリング内の設置場所に余裕があるならキッカーの数を増やした方が, フィードバックシステムの capture range を広げるには効果的である。

4. フィードバックの信号処理

4.1 現在のシステム

ケーブルや, 各種高周波回路, 増幅器内の信号の伝搬速度は光速よりずっと遅いので, 通常の円形加速器ではフィードバック信号は少々ショートカット程度ではビームに追いつくことは出来ない。大型リングでは, フィードバック機器はリングの一箇所にまとめておくのが便利なので, フィードバックキッカーは位置

検出電極の比較的近くに置くことになる。この場合、位置を検出し、フィードバックキックを決めた信号を、そのバンチがキッカーの所まで少なくとも一周して戻ってくるまで遅延させる必要がある。これを *one-turn delay* と呼ぶ。小さなリングなら、とぐろを巻かせたケーブルを使って信号を遅延させることも可能である。しかしながら、KEKB のように周長 3 km にもなると、10 μ 秒もの遅延をケーブルで作るのは不可能である。この場合、一旦信号を高速 ADC でデジタル信号に変換し、メモリーに蓄え、しかるべきタイミングで読み出し、DA 変換してアナログ信号に変換することになる。PEP-II の元々の横方向フィードバックシステムはこの形であった。なお、進行方向用フィードバックは、検出信号に対し通常 90 度前後の位相シフトを信号処理回路で実現する必要があるので、単純な遅延回路だけでは構成出来ない。

位置検出信号に含まれる DC 成分（検出回路自体のオフセット、横方向では COD の残差分、進行方向ではトランジェントビームローディングによる平衡位相のずれなど）は、フィードバックシステムのパワーでは全く修正できなく、それでいて常に貴重なフィードバックパワーを浪費し続ける。また、DC 成分は信号の midpoint をシフトさせるので、高速 ADC の入力とかパワーアンプ出力を小振幅であっても飽和させてしまい、実効的にフィードバックゲインを下げってしまう。検出回路は通常 AC 結合になっているが、全体的には DC 成分がキャンセルされても、各バンチで見れば大きなオフセットが残っていて、飽和が起きてしまうことが多いので、個別にオフセットを除去する必要がある。

DC 成分を除去する方法として、例えばケーブルディレイを使うような小リングでは、ケーブルディレイとアナログ引き算器を使って nf_{rev} 成分を通さないノッチフィルターを構成することが出来る。但し、長いケーブルは環境変化に敏感で、容易に調整が外れやすいので、あまり安定な運用が望めない場合がある。

デジタルディレイ/フィルターを使う場合は、まずは ADC 入力の飽和に気を遣う必要がある。横方向、進行方向とも検出回路でオフセットを（少なくとも平均的には）調整、除去できるようにしておくことに加えて、これが運転中に変動しないように、遅いフィードバックを加えるか、あるいは連続的 COD 補正などで変動の元を縛るなどの工夫が必要である。もしもデジタルフィルターで定期的に自分の ADC の入力範囲をモニターできるなら、それで入力に補正をかけるのが一番安心である。

KEKB や PEP-II の個別バンチフィードバックシステムの開発に着手したころ（今から約 10 年以上前）は、技術的な制限から高速な信号処理と複雑なデジタルフィルターの両立は極めて困難であった。そこで、信号は間引かず全て処理するが、デジタルフィルターはハードウェアで実現できるもっとも単純なもの（2 タップ FIR フィルター）とするというハードウェア的アプローチ¹⁰⁾と、信号を間引く（ダウンサンプリングする）が、信号処理・デジタルフィルターは DSP を使って複雑な FIR, IIR フィルターを構成するというソフトウェア的アプローチの 2 種類が考えられた。ここで FIR, IIR というのはそれぞれ Finite Impulse Response（有限長インパルス応答）、Infinite Impulse Response（無限長インパルス応答）のことである。

PEP-II では、進行方向フィードバック用に多くの DSP を使う汎用システム¹¹⁾を開発した。この方式の利点として

- 完全プログラマブル。DSP コードを変えるだけで、色々なフィルターを試せる。
- 良いフィルター特性が達成でき、必要なだけのフィードバックパワーが出せる。これは、特にパワーの余裕のない進行方向には効果的。
- 非常に柔軟。PEP-II だけでなく、他のリングにも簡単に応用できる。

などがあげられる。欠点としては

- 大規模で複雑な並列システムになる
- DSP の信号処理速度はあまり速くないので、システムをあまり複雑にしないためにはある程度信号をダウンサンプリングする必要がある。リング周回周波数に対して振動が遅いシンクロトロン方向にはあまり問題がないが、ベータトロン振動にはグループディレイの大きさから使用できない。

というものがある。PEP-II のシステムは、リング毎に 40 個の DSP を使用し、平均総演算数 $1.6 \times 10^9/s$ で動作している。いずれにしても非常に便利なシステムであり、PEP-II のみならず、ALS, PLS, DAΦNE, BESSY-II などと同システムが進行方向フィードバック用に採用されている。

KEKB では、これとは逆に、完全ハードウェアのデジタルフィルターを開発した¹²⁾。このフィルターは図 8 の様に振動の -90 度部分 ($+1$) と -270 度 (-1) を足し算するものである。この周波数応答は非常になだらかで、ピークをシンクロトロン周波数 f_s に合わせた場合、3 fs, 5 fs, とピークになり、0 (DC), 2 fs, 4 fs と 0 になる。このフィルターであれ

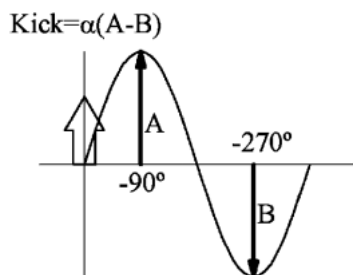


図8 2 tap FIR フィルタ

ば、当時の低速、低密度の CPLD (Complex Programmable Logic Device) の組み合わせでも実現可能であったし、最低限の要請 (DC 成分の除去, 90 度移相) を (制限はあるが) 満たしている。但し、

- 柔軟性がない。ほぼ KEKB にしか適用できない。
- DC 以外のフィルター特性は期待できない。
- 高速 ADC, DAC 周りの並列, 合成回路が複雑になる

という欠点も持っている。KEKB では、ADC からの信号を 1 : 16 にデマルチプレクスする部分, 信号処理が終わった並列信号を 16 : 1 にマルチプレクスする部分をそれぞれ専用 GaAs LSI で製作し、回路製作上の困難を大幅に軽減した。

このように、同じ B ファクトリーという加速器のフィードバックシステムとして、二通りの別々な方向で開発されたシステムだが、PEP-II 用進行方向フィードバックシステムも、KEKB の横方向フィードバックシステムもそれぞれ非常に良く動作し、それぞれ高ルミノシティで安定な運転に大きく寄与している。例えば、KEKB の横方向フィードバックシステムは、設計時のフィードバック減衰時定数は 1 ms 程度を目標としていたが、フィルパターンによっては不安定の成長率が当初の予測より非常に早く、より高いフィードバックゲインでの運転を余儀なくされ、例えば LER 1.6 A で 0.2 ms 程度の減衰時間を達成している。

さらに、このようにデジタルフィルターを信号処理回路として採用することにより、フィードバック動作中、OFF になった瞬間からの不安定の成長、フィードバックを再び ON にしたときの振動の減衰を記録することが出来るようになり、振動振幅が十分小さい、純粋な不安定現象を観測できるようになった。この非常に強力な解析手法を transient-domain 解析と呼ぶが¹³⁾、比較的新しい、例えば陽電子リングにおける光電子不安定性 (PEI) や、電子リングにおける Fast イオン不安定性 (FII) などについて大いに威力

を発揮しており、シミュレーション研究と詳細に比較できるようになった¹⁴⁾。また、フィードバック ON 状態でのバンチ毎の残留振動を大規模メモリーを使い記録し解析することで、バンチ内振動などの不安定性を調べる研究も進んでいる¹⁵⁾。

4.2 これからのデジタルフィルタシステム

近年、FPGA (Field Programmable Gate Array) の進歩は著しく、非常に高速でしかも高密度な信号処理をプログラマブルチップで行うことが可能となってきた。同時に現在使用している信号処理システムの主要部品はほぼ製造中止となってしまった。KEKB のフィードバックグループと PEP-II のフィードバックグループとは、現行のシステムを設計開始した時点より積極的な交流があり、協力関係にあったが、筆者が 2001 年より約 1 年半 SLAC に滞在したのを契機に、SLAC, KEK, INFN/LNF 間で高速 FPGA を使った次世代デジタルフィルタシステムの共同開発が始まった。2003 年度より、高エネルギー分野における日米科学技術協力事業の一テーマとして予算を頂き、R&D 及び試作を続けている¹⁶⁾。

この新型デジタルフィルタシステム (Gboard) の開発目標は、

- 1.5 GS/s での動作
- 進行方向, 横方向どちらにも適用可
- ほぼ任意の harmonic number の加速器で動作
- 16 タップ以上の FIR フィルタを可能とする

とした。これに基づき、高速カウンター回路, アナログ回路, FPGA firmware 等の開発を分担して行って来た。2005 年度には、FPGA 評価ボードと、ADC 評価ボード、自作の DAC ボードを組み合わせた Gproto システムを作り、表 1 に示すような各種リングでフィードバック実験等を行い、いずれも良好な動作結果を得た¹⁷⁾。図 9 に ATF 進行方向フィードバックで用いたフィルターを示す。

現在、この Gproto を発展させた、第 2 期バージョンとして iGp というシステムを製作しており、フィードバックシステムのみならず、バンチ電流モニタ

表 1 Gproto の動作実績

リング	Clock 周波数	FB plane	フィルタ
PEP-II	476 MHz/2	水平, 鉛直	16 tap FIR
PEP-II	476 MHz/2	ルミノシティモニタ	
DAΦNE	368 MHz	水平	16 tap FIR
KEKB	509 MHz	鉛直	8 tap FIR
ATF	714 MHz/2	進行方向	16 tap FIR

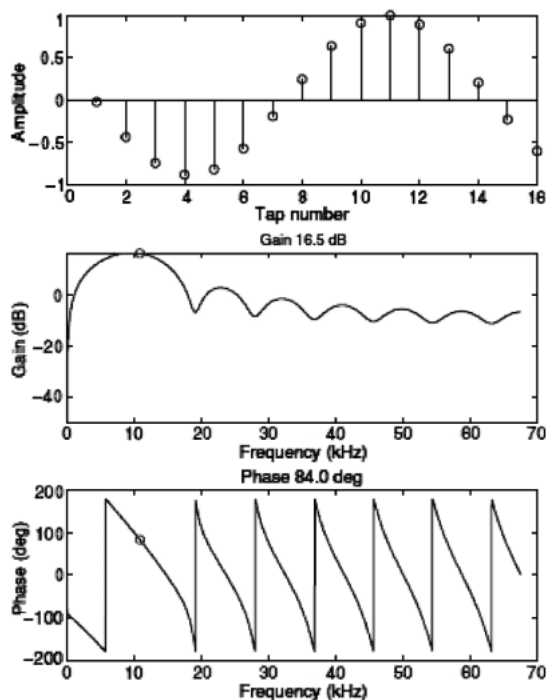


図9 ATF 進行方向 FB 用フィルタ

などへの応用への開発も進んでいる。iGp のスペックは、

- 最大動作周波数 600 MHz+ (実測 670 MHz)
- 8ビット ADC, 12ビット DAC
- KEKB では 16 tap FIR フィルター可能
- 進行方向用のダウンサンプリング機能
- 8 MB の高速データメモリ
- 汎用に使える低速多チャンネル ADC/DAC 搭載
- Linux PC 上の EPICS システムと USB を通して通信、フィルタを止めずにメモリーの読み書き、transient-domain 解析可能

などとなっており、EIA ラック 2U 幅に (Linux-CPU も含めて) 収まる予定である。

このような、高速 FPGA を使ったフィードバック用デジタルフィルタシステムは、我々の他、日本では SPring-8 で開発されたものがあり¹⁸⁾、すでに色々な加速器で使用されている。また、外国では ESRF¹⁹⁾ などでも研究されており、LBNL/SLAC でも横方向用に 2 タップ FIR フィルターが開発されている²⁰⁾。Gproto/iGp 以外のシステムは、おおむね ADC の周波数特性を犠牲にし、システムを複雑にしても ADC のビット数を増やそうとしているように見受けられ、我々のように 8 ビットで良しとするのは少数派の様である。経験的には、KEKB でも、PEP-II 進行方向でも、最小分解能をバンチサイズの 1/10 以下に設定

し、8 ビット ADC/DAC システムを使用してきた、長年安定に動作してきている実績がある。逆に周波数特性が悪いデバイスを使用すると、不安定が強力になった時、ゲインが上げられなくなり、不安定を抑制できなくなりはしないかという不安がある。もちろん、高周波特性を維持しつつ、多ビット化するという方向は魅力的であり、iGp の次期版は、より高速動作を目指すという方向と、ADC のさらなる多ビット化を目指すという両方向での検討を進めてる。既に、500 MSPS/12 ビットという ADC も発表されている²¹⁾。

4.3 フィードバックシステムの安定性

フィードバックゲインを上げていくと、当初は減衰率がそれに反比例して上がり、残留振動も減少していく。ところが、あるあたりからゲインを上げてそれ以上減衰率も上がらなく、また残留振動も良くなるなくなる。さらに上げていくと減衰率は悪くなり、残留振動も増え、振動を抑制するどころか振動を励起するようになる。これは、フィードバックシステムがゲインを上げすぎたことにより不安定になったためである。この不安定は、主に one-turn delay などがもたらす時間遅れによるものである。ケーブルディレイを用いたアナログフィードバックの場合、この時間遅れは最小の 1 周とすることができるが、デジタルフィルタを用いた時は、多かれ少なかれ、かなり前の周回の位置情報も用いることになるので、多タップにすればするほどフィードバックの安定限界は悪化するものと予想できる。

デジタルフィルタを用いたフィードバックシステムの安定性については、進行方向については D. Teytelman の論文が²²⁾、また横方向については V. M. Zhabitsky の論文がいくつかあり²³⁾、平松による z 変換による KEKB リングに対する解析²⁴⁾もある。これによると、タップ数が増えると

- 安定領域が狭まる
- 最小ダンピングタイムは長くなる
- ノイズの影響は小さくなる (ノイズ最小で比較するとダンピングタイムは短くなる)

と言うことである。いずれにしても、2 タップ FIR フィルターで現在実現できている 20 ターンほどの減衰時間は、安定限界よりそれほど遠くはなさそうである。なお、計算上はデジタルフィルタを使わない、単なる one-turn delay のフィードバックが一番短いダンピングタイムを実現できることになる。しかし、この場合は残留オフセットだとかノイズだとかの影響が実際は遙かに厳しく、ずっと長いダンピングタ

イムのところで限界が来るのが普通である。

4.4 衝突型加速器固有の問題

KEKB 加速器の衝突実験中、フィードバックシステムトラブルにより LER フィードバックゲインが大幅に下がったことがあった。このとき、同時にルミノシティが向上したため、フィードバックゲインとルミノシティの関係を調査することになった。これによると、

- LER の鉛直方向フィードバックゲインを上げると、衝突時の鉛直方向ビームサイズが増加し、ルミノシティが下がる
- その他 (HER-H, V, LER-H) のゲインの増減はビームサイズにもルミノシティにも効かない

という結果になった。Gproto を使い、LER 単独ビームと衝突時に、同じ LER 電流で鉛直方向フィードバックゲインを上下して鉛直方向ビームサイズを測定した結果によると、単独ビームでは殆どビームサイズには変化が見られないのに、衝突時には (単独ビームに比べて元々ブローアップしている) ビームがさらに大きく変化することが分かった。これは、現在の衝突調整法 (LER の鉛直方向サイズを元に水平方向のあて方をフィードバックする) の寄与もあると思うが、もともと非常に小さな振動 (例えば、パワーアンプのノイズ成分による振動) でもビームビーム効果に大きく効く、ということを示していると考えられる²⁵⁾。PEP-II では同種の効果はこれまでの所観測されていない。KEKB では、ルミノシティを上げるため、LER の鉛直方向ゲインはビームが維持できるぎりぎりの所まで下げている。単独ビームではこのためかなり大きな残留振動が見られるが、衝突時はビームビーム効果により安定化され、残留振動は観測限界以下である。

5. ま と め

大電流、多バンチ円形加速器で今や必須の技術と思われる個別バンチフィードバックシステムについて、基本的な構成、ハードウェア、信号処理について解説した。真空関連、ハイパワー関連については、KEKB 用フィードバックの開発を開始した当初と比べて、それなりに進化している部分 (例えば GHz 帯の高周波増幅器など) もあるが、全般的にはごく緩やかな変化と言える。それに比べて、RF 技術、デジタル信号処理部分については、目を見張るほどの進化が現在進行形で続いている。そのため、昔では実現不可能であっ

たり、極めて高価であったシステムが、比較的容易に実現できるようになってきている。同時に、システムとしても非常にユーザーフレンドリーになりつつあり、小規模な加速器であっても、フィードバックシステムを比較的容易に設置、調整出来る時代が来ていると思われる。

逆に、次世代の衝突型加速器、あるいはダンピングリングなどでは、より不安定は厳しくなり、より安定性への要求が厳しくなり、あるいは運転周波数が高周波ヘシフトするなど、フィードバックシステムを作る上で、果たして実現可能かどうかを含めて解決しなければならない課題がまだまだ多くある。技術的にも、理論的にもさらなる研究開発を続けていく必要がある。

参考文献

- 1) Ansoft HFSS V.10.1 (<http://www.ansoft.co.jp/>)
- 2) MAFIA 4 (<http://www.cst.com/>)
- 3) GdfidL (<http://www.gdfidl.de/>)
- 4) M. Arinaga et al., NIM A499 (2003) 100-137.
- 5) W. K. H Panofsky et al., Rev. Sci. Instr. **27**, 967 (1956).
- 6) G. R. Lambertron, "Dynamic Devices-Pickups and Kickers," in Physics of Accelerators, AIP Conf. Proc. **153**, 1414 (1987).
- 7) J. N. Corlett, et al., in proceedings of EPAC94, p. 1626.
- 8) P. McIntoshi et al., in proceedings of 2003 PAC, p. 3141.
- 9) R. Boni, et al., Part. Accel. **52**, 95 (1996).
- 10) F. Pedarsen, presented at the "Factories with e⁺e⁻ Rings", Benalmadena, Spain, Nov, 1992.
- 11) J. D. Fox et al., in proceedings of 1999 PAC, p. 636.
- 12) M. Tobiyama et al., PRST-AB **3**, 012801 (2000).
- 13) S. Prabhaker et al., PRST-AB **2**, 084401 (1999).
- 14) M. Tobiyama et al., PRST-AB **9**, 012801 (2006).
- 15) J. W. Flanagan et al., Phys. Rev. Lett. **94**, 054801 (2005).
- 16) "次世代高ルミノシティコライダーのための開発研究" (日本側代表: 生出勝宣).
- 17) D. Teytelman et al., in proceedings of EPAC 2006.
- 18) T. Nakamura et al., in proceedings of ICALEPCS 2005.
- 19) E. Plouviez et al., in proceedings of EPAC 2006.
- 20) J. Weber et al., in proceedings of PAC 2005.
- 21) ATMEL AT84AS001 (<http://www.atmel.com/>)
- 22) D. Teytelman Ph.D. thesis, Stanford University (Report No. SLAC-R-633, 2003).
- 23) V. M. Zhabitsky, NIM **A391**, 96 (1997).
- 24) 平松成範 私信
- 25) K. Ohmi et al., in proceedings of EPAC 2006.