

FPGA および高精度 ADC を用いた 高分解能横方向 Bunch-by-bunch フィードバック

中村 剛*

High Precision Transverse Bunch-by-Bunch Feedback System with FPGA and High Resolution ADC

Takeshi NAKAMURA*

1. 序 論

SPring-8 では、水平、垂直方向のベータatron振動を減衰させる横方向 bunch-by-bunch フィードバックを開発し、蓄積リングにおいて2004年当初より運用している^{1,2)}。bunch-by-bunch フィードバックは、バンチ毎に位置を観測し、そのデータをもとにバンチ毎にキックを与えて振動を減衰させる装置であり、ビームが自ら振動を引き起こすビーム不安定性の抑制や入射などの外乱により生じたビームの振動を素早く減衰させることができる。このため、B-Factory や中エネルギー放射光リングのように大電流を蓄積するため強いビーム不安定性を引き起こすリング³⁻⁹⁾や、最近の放射光リングのように、大電流に加えて挿入光源のギャップが数 mm と小さく、それによる強い resistive-wall 不安定性が生じるようなリング^{10,11)}では非常に有効な装置となっている。

SPring-8 の bunch-by-bunch フィードバックでは、近年、発展が著しい FPGA (Field Programmable Gate Array) を採用し、その高速性を生かして、信号処理量を増大させた上での低コスト化を実現した。また、垂直ビームサイズが数 μm であるので、位置測定時のノイズがフィードバックを通してキッカーに伝わることにより引き起こされるビームの残留振動が問題となると考え、それを μm 以下に押さえるために必要な位置測定精度を導出し、それを実現するための高精度高速位置モニタ、およびアナログ分配器等の RF 信号処理方法の開発による高精度 ADC の採用を行い、位置測定の高精度化を行った。さらに、FPGA の高

速性と開発した新たな信号処理アルゴリズムを用いれば、従来は別系統とせざるを得なかった水平、垂直両方向の処理を、位置モニタからキッカーまで含めて1系統でおこなえる可能性があり、調整の容易さや更なる低コスト化が期待できる。

2. 横方向 bunch-by-bunch フィードバックの方式

Bunch-by-bunch フィードバックは、バンチ毎の位置を測定するビーム位置モニタ、得られたバンチの位置をもとにキッカーでの必要なキック量を計算する信号処理系、そして、実際にビームにキックを与えるキッカーから構成される (図1)。

ベータatron振動を減衰させるためには、キッカーにおいてキックを与えて横方向運動量を奪う必要があることから、バンチがキッカーを通過する際に、そこでのバンチの位置とキック量が、ベータatron振動の位相について90度ずれている必要がある (図2)。

位置モニタで得られた位置信号からこのようなキックを発生するための信号 (以下ではフィードバック信号とよぶ) を生成する方法には、ベータatron位相差が90度程度となる2点に置いた位置モニタを用い、それらからの位置信号をアナログ的に足し合わせて任意の位相の信号をつくる方式^{3,7-9)}と、1台の位置モニタからの位置信号をバンチ毎に記憶し、その位置の履歴をもとに計算を行いフィードバック信号を作り出す方式^{4-6,10,11)}がある。ただし、位置モニタとキッカーとの間のベータatron位相がわかっているならば、その補正を行うのは容易であるので、位置モニタとキッカー

* 財団法人 高輝度光科学研究センター加速器部門
Japan Synchrotron Radiation Research Institute (JASRI), SPring-8
(E-mail: nakamura@spring8.or.jp, URL: <http://acc-web.spring8.or.jp/~nakamura>)

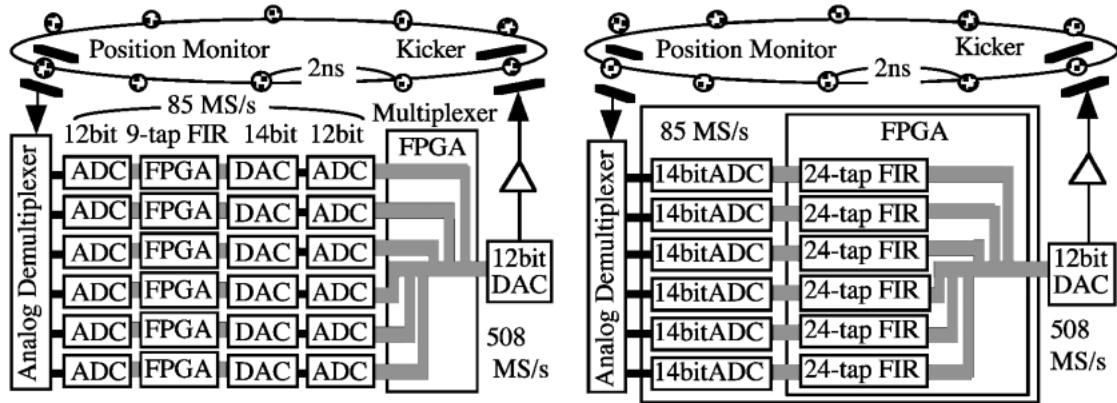


図1 SPring-8蓄積リングの横方向 bunch-by-bunch フィードバック. 左が現在のシステム, 右が開発中の新システム. 新しいシステムでは, 信号処理を1つのFPGAで行う予定である. SPring-8では, 水平, 垂直をモニタからキッカーまで別の系統としている. 現在のシステムでは, 初段のFPGAの後でDAC-ADCのアナログ接続があるが, これは歴史的な理由によるもので不必要であり, 新しいシステムでは取り除かれている.

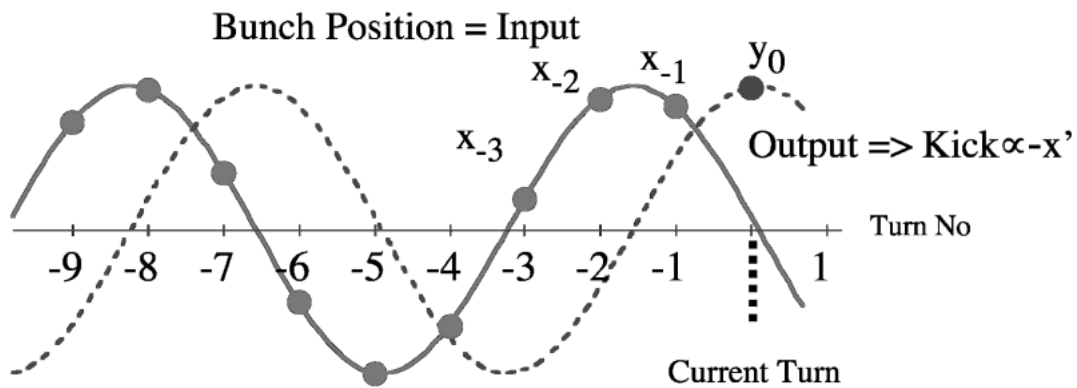


図2 ベータatron振動を行っているバンチのターンごとのキッカーでの横方向の位置(実線)と, それを減衰させるのに必要な横方向のキックの強さ(破線). 2つの信号の間に90度の位相差が必要である.

は離れていてもかまわない.

SPring-8では, システムの簡単さや, チェーン等のリングパラメータへの対応の容易さから後者の方法をとっている. 後者の方法に関しては, 小さなリングでは, ケーブルを用いて1ターン遅延させ, 差分をとることによりフィードバック信号を作り出すことも可能であるが⁶⁾, 大きなリングでは, ケーブルの減衰により困難となる. そこで, 位置情報をADCによりデジタル化して記憶し, それを用いてデジタル信号処理によりフィードバック信号を作り, DACによりアナログ化してキックを行うデジタル方式がもちいられる^{4,5,10,11)}. デジタル方式では, 信号処理を行うデバイス(FPGA, DSP)やアルゴリズムの開発が重要となる. フィードバックのアナログ帯域としては, バンチの繰り返し周波数(バンチレート)を f_B とするとバンチがほぼ同位相で振動する最低のベータatron周波

数 ~ 30 kHzから, 隣り合ったバンチが逆位相で振動する場合の周波数 $\sim f_B/2$ までを十分に包含する必要がある.

3. SPring-8のシステム

SPring-8の蓄積リングでは, マルチバンチ不安定性に関しては, 水平方向では, ベータ関数値の1mから25mへの変更に伴って強まった加速空洞の高次モードによる不安定性や真空封止型挿入光源による resistive-wall 不安定性, 垂直方向ではやはり真空封止型挿入光源による resistive-wall 不安定性が問題となっていた. また, シングルバンチ不安定性では, 水平, 垂直ともに4mA/bunch程度でモード結合不安定性が生じていた. これに対して従来では, クロマティシティを水平, 垂直ともに8程度とすることにより安定化を行っていたが, このような高いクロマティ

シティにおいては、入射ビームが真空封止型挿入光源の低ギャップ部で失われる現象が観測され、top-up 入射のように真空封止型挿入光源のギャップを閉じたままでの入射を困難としていた。そのため、クロマティシティを2程度に下げることが必要であり、さらに、将来の計画として検討されている低エネルギー大電流運転では放射減衰の効果が弱まり、かつ不安定性の強さが増すため、新たな減衰機構が必要となっていた。そこで横方向 bunch-by-bunch フィードバックの開発が

行われた。

SPring-8 のフィードバックでは、一台の位置モニタを用いたデジタル方式を用いており、また、位置モニタとキッカーは同じ場所にあり、位置データを測定した後、リングの1周期以内にそのデータを含めた信号処理を行い、次の周回でキックを与えている。SPring-8 の蓄積リングのパラメータを表1に示す。

SPring-8 の bunch-by-bunch フィードバックは、原理として図3に示す回路となっており、次のような特徴をもつ（図3の回路は、04年度中に製作予定のものであるが、原理は現状のものと同様である）。

表1 SPring-8 の蓄積リングのパラメータ

Energy	E	8 GeV
Average Current	I	100 mA
Emittance/Coupling	ϵ/κ	6.6 nm/0.2%
Beta function at feedback	β_H/β_V	24.5 m/5.8 m
Beam size at feedback	σ_H/σ_V	401 μm /8.7 μm
Fractional Tune	$\Delta\nu_H/\Delta\nu_V$	0.15/0.35
Betatron Radiation Damping Time	τ_β	8.1 ms
Revolution Period	T_0	4.8 μs
RF Frequency = Bunch Rate	$f_{\text{RF}} = f_B$	508.58 MHz
Analog bandwidth of feedback	$f_\beta \sim f_B/2$	30 kHz~255 MHz

1) FPGA によるデジタル信号処理系

デジタル信号処理系に、高並列動作による高速処理が可能な FPGA と呼ばれるデバイスを用い、それによりデバイスの数を減らしての低コスト化をはかり、それと同時に信号処理能力の増大を実現した。

2) 信号処理アルゴリズムの開発

信号処理のアルゴリズムを新たに開発し、それと FPGA の処理能力を用いることにより従来は、水平、垂直それぞれを別系統とする必要があったところを、モニタからキッカーまで1系統でのフィードバックが行える可能性を見いだした。

3) 位置ノイズが駆動する残留振動の解析

バンチ位置データに混入するノイズがフィードバックを経てキッカーを駆動することにより生じ

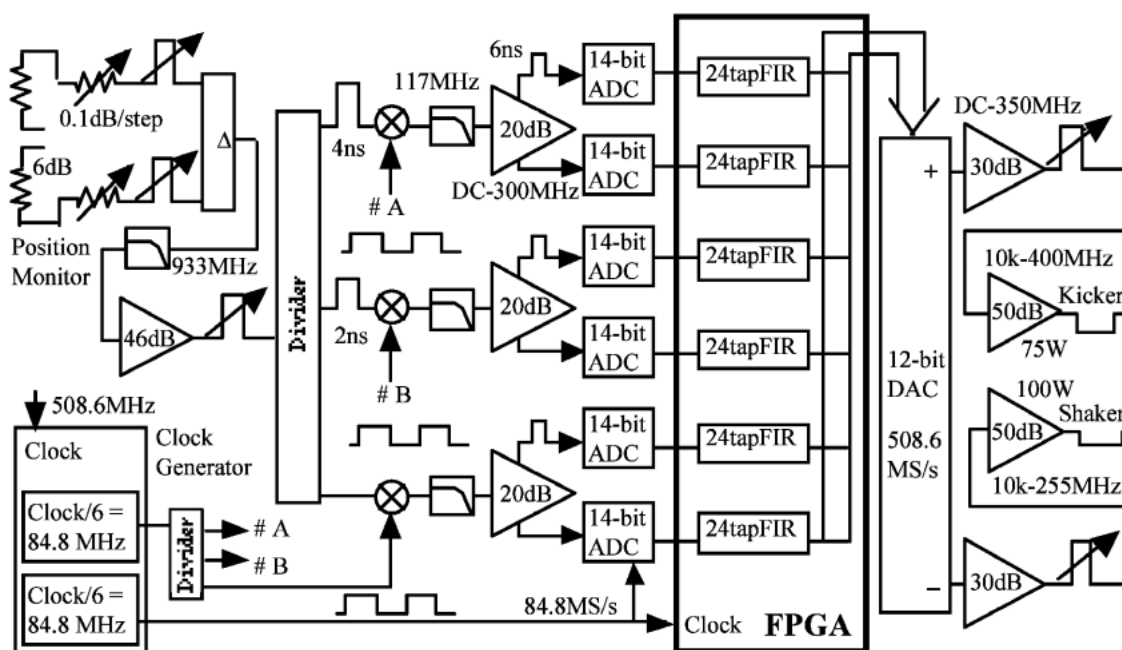


図3 SPring-8 で開発中の新しいフィードバックシステム。原理は現在のものと同じであるが新しいシステムでは1台のFPGAで処理を行う。

るビームの残留振動の解析を行い、ノイズと残留振動振幅の関係を導いた。

4) 低ノイズ化のための高精度高速位置モニタの開発

3)の解析結果から要求される位置精度を実現するには、SPring-8はバンチ電荷が比較的低いリングのため、ボタン型のモニタでは信号強度が不十分であることがわかり、新たにストリップライン型の位置モニタを開発した。これにより熱や高周波アンプによるノイズの影響を必要な精度である数 μm とし、かつ 2 ns のバンチ間隔を分解できる高速応答性を得た。

5) アナログ分配器による高精度 ADC の採用

アナログ分配器を用いた 12-bit ADC (新システムでは 14-bit) の適用による高精度化を行い、位置モニタと組み合わせてビームの残留振動をミクロン以下に抑制した。

なお、現在もちいている SPring-8 のシステムでは入力から出力まで約 $1 \mu\text{s}$ 要しているのに対して、開発中の新たなシステムでは、 $0.5 \mu\text{s}$ 以下を目標としている。

3.1 FPGA を用いたデジタル信号処理系

位置モニタにより得られたバンチの位置信号は、RF 信号処理系を経てデジタル信号処理系へと送られる。ここでは、位置信号を ADC によりデジタル化し、デジタル信号処理により必要なキック量を計算し、それを再び DAC によりアナログ信号へと戻してキッカーを駆動する信号を生成する。

デジタル信号処理系では、バンチレート ~ 500 MHz での処理を行う必要がある。この処理を行うのに、従来では、数十台の DSP に分配して並列処理を行ない、その処理結果を合成していたが、SPring-8 では、FPGA を用いることにより、1~数台の FPGA で同様の信号処理を行うことを可能としている。それと同時に従来の DSP 等を用いた方法より計算量を大きくとることが可能である。

FPGA (Field Programmable Gate Array) は、ユーザーの側で論理回路を繰り返して構築することができるデバイスであるが、DSP や CPU が数個の汎用の演算器をプログラムに従い逐次処理で動作させているのに比べ、FPGA はハードウェアロジックのため多数個の必要に応じた演算器を内部に構築して同時に動作させることが可能であり、高い並列度での処理を行うことができ、DSP に比べて一桁以上に高速な信号処理が可能である。ただし、入り組んだ条件分岐などへの対応は困難であるが、フィードバックの処理では問

題とはなっていない。

3.2 信号処理アルゴリズム

3.2.1 実空間最小二乗法による FIR フィルタ係数の決定

FPGA で行うデジタル信号処理では、得られている位置データをもとに必要なキック量の計算を行う。この計算は高速で行う必要があるため、FIR フィルタ (Finite Response Filter) とよばれる簡単なアルゴリズムを用いる。これは、出力 $y[n]$ をバンチの過去の位置のデータ x_{n-k} の線形結合

$$y[n] = \sum_{k=1}^M a_k x_{n-k} \quad (1)$$

とする処理であり、M 個のデータ入力を用いるものを M-tap FIR フィルタと呼ぶ。この係数を見つけ出す方法として、SPring-8 では、実空間での最小二乗法に基づく方法を開発し用いている。いま、処理しようとしている信号は、ベータatron振動であるので以下の形を持っているとする。

$$x[n] = A \sin((1+\Delta)\phi_n + \psi) + B \\ \phi_n = 2\pi\nu_0 n \quad (2)$$

ここで、 ν_0 は最適化しようとしているチューンの少数部であり、定数データとして与える。また、 Δ は、リングの実際のチューンの ν_0 からのずれの相対値である。 n は何ターン目であるかを示す。これに対して必要なフィードバック信号は、位相が -90 度ずれた

$$y[n] = A \sin\left((1+\Delta)\phi_n + \psi + \theta - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3)$$

である。ここで θ は、位置モニタとキッカーの間のベータatron位相差である。

さて、式(3)の値を得るために得られたデータから求めなければならない係数は、 A, B, Δ, ψ であるが、これに FIR フィルタを適用するために、以下の手法を用いることにする。式(2)の \sin 関数を変形し、 Δ で展開する。

$$x[n] = A \sin((1+\Delta)\phi_n + \psi) + B \\ = A \sin \psi \cos(1+\Delta)\phi_n \\ + A \cos \psi \sin(1+\Delta)\phi_n + B \\ \cong P_0 \cos \phi_n - P_0 \Delta \phi_n \sin \phi_n \\ + Q_0 \sin \phi_n - Q_0 \Delta \phi_n \cos \phi_n + B \quad (4)$$

ここで、

$$P_0 = A \sin \psi, \quad Q_0 = A \cos \psi$$

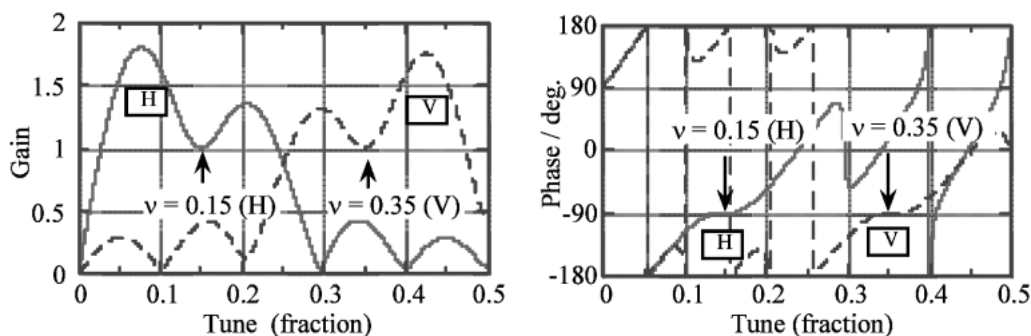


図4 SPring-8 で用いている 9-tap の FIR フィルタの周波数特性. Δ について 1 次の展開を行って求めた. 左がゲイン, 右が位相の特性である. 横軸はチューンの小数点以下を示す. ゲイン, 位相は, チューンの近辺 (0.15, 0.35) で周波数依存性が小さくフラットな特性をもつ.

である. さらに,

$$P_1 = -P_0 \Delta, \quad Q_1 = Q_0 \Delta$$

とおくと,

$$x[n] = P_0 \cos \phi_n + P_1 \phi_n \sin \phi_n + Q_0 \sin \phi_n + Q_1 \phi_n \cos \phi_n + B \quad (5)$$

となる. このとき, 係数 P_0, P_1 および Q_0, Q_1 をすべて独立と見なせば, 式(4)の関数はそれらの線形結合で表されているので, これに最小二乗法を適用することにより, 係数 P_0, P_1 および Q_0, Q_1 を, 測定データ x_k の線形結合

$$(P_{0,1}, Q_{0,1}) = \sum_{k=1}^M (p_k^{(0,1)}, q_k^{(0,1)}) x_k$$

で表すことができる. キックする周回を $n=0$ すなわち $\phi_n=0$ ととれば, 必要なキック量は,

$$\begin{aligned} y[0] &= A \sin \left(4 + \theta - \frac{\pi}{2} \right) \\ &= -A \cos \psi \cos \theta + A \sin \psi \sin \theta \\ &= - \sum_{k=1}^M (p_k^{(0)} \sin \theta + q_k^{(0)} \cos \theta) x_k \end{aligned}$$

となる. SPring-8 のチューン (水平 $\nu_0=0.15$, 垂直 $\nu_0=0.35$) についてこの方法で係数を求めた 9-tap FIR フィルタの周波数特性を図4に示す. 目的のチューン近辺で必要としたゲイン, 位相特性が得られており, かつその近辺でゲイン, 位相がフラットな特性をもち, チューン変動に対する許容範囲が片側 0.05 程度であることがわかる.

ここでは, Δ について 1 次までの展開としたが, より高次の展開への拡張は容易である. 高次まで取り入れたときには, 目的のチューンの近辺で, 周波数特

性が一定となる領域すなわちチューンの変化に対する許容範囲が広がるが, 目標のチューン近傍以外でのゲインが大きくなる傾向がある. また, タップ数を増やすと許容範囲が狭くなるが, チューン近傍以外で大きかったゲインが収まってゆく傾向がみられる. さて, 実際には, 係数 P_0, P_1 および Q_0, Q_1 は互いに依存性があるのだが, 観測されるべき信号も正弦波であるので ν_0 近辺では互いの依存性は自動的に満たされることが期待できる.

3.2.2 チューンの許容範囲

実際のリングでは, 挿入光源の開け閉めに伴うチューンシフトや, インピーダンスによる電流に依存したチューンシフトがあり, また, エネルギーのランプアップが必要なリングでは, その際にチューンの変動が生じる場合もあるので, チューンの変動に対してある程度の許容範囲が必要である.

SPring-8 で特に顕著なものは, シングルバンチの水平, 垂直のチューンがバンチ電流の増大とともに低下していく現象である. SPring-8 では, マルチバンチとシングルバンチが共存するフィリングに対して, バンチからの位置信号を, バンチ電流に応じたゲインのアンプに高速スイッチにより切り替え, 信号強度をバンチ電流によらずに一定化することによりフィードバックをマルチバンチ, シングルバンチのどちらに対しても働かせる方法を試験しようとしている. SPring-8 ではフィードバックを用いることにより, 8 mA/bunch まで安定させることができているが, そのときのチューンの低下は 0.02 程度となるので, マルチバンチとシングルバンチが共存するフィリングではどちらのチューンにも対応できるフィルタを用いる必要がある. 図4のフィルタではこれを満たすチューンの許容範囲をもっている.

また, 強い不安定性が発生し, その成長率が著しい

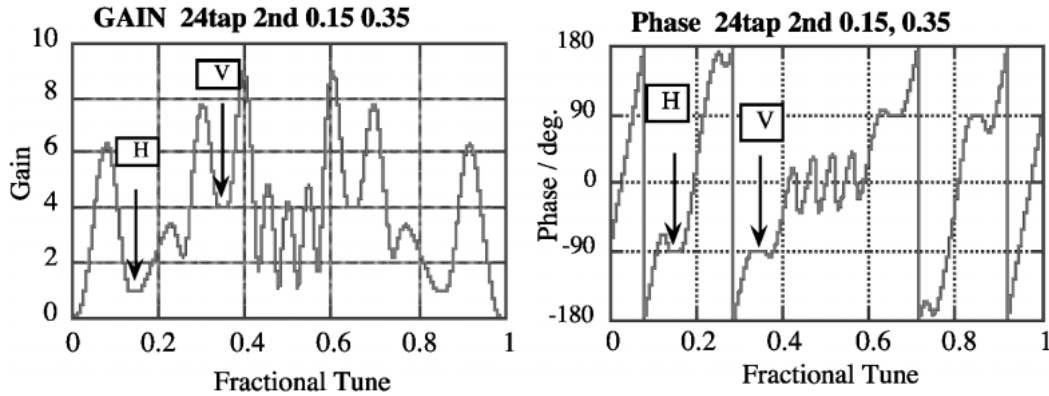


図5 SPring-8の水平、垂直のチューン（0.15, 0.35）に対応できる24-tapのFIRフィルタの周波数特性（左：ゲイン、右：位相）。係数を求める際に、 Δ の2次までの展開を行った。

場合には、ビームのチューンの幅が広がるため、それに対応するためにも広い許容範囲は重要である。

3.2.3 水平・垂直の2方向に対応できるFIRフィルタ

この最小二乗法による方法を、位置データに2つの異なる周波数の振動、すなわち水平、垂直両方の振動があるとして適用することにより求めたFIRフィルタの特性を図5に示す。フィードバックの減衰時間は、モニタ、キッカーの場所の β 関数の値に反比例するので、SPring-8の場合の割合 $\beta_H/\beta_V=4$ を考慮し、垂直方向のゲインを4倍とした。目的とした特性が目標のチューンにおいて得られている。2つの振動に対応するためには、求める係数が増えるため、必要なデータ量=tap数が増大する。ここでは、24-tapのフィルタを Δ の2次の展開まで用いて求めている。FPGAでは、十分に対応できるデータ量である。ただし、tap数が大きい=データを使う時間幅が広がるため、チューンの変化に対する許容範囲は、9-tapに比べて狭くなっている。位置モニタとして、水平、垂直両方を検出できるように斜めに取り付けた電極対を用い、キッカーもどちらの方向もキックできるようにやはり斜めの位置にあるものを用いれば、この信号処理により、水平、垂直とも位置モニタからキッカーまで1系統でフィードバックを行うことが可能である。

3.3 位置ノイズが駆動する残留振動の解析

バンチの位置測定の際に混入するノイズ（熱雑音やアンプの雑音）は、フィードバックを励起し、キッカーを通してビームをキックし振動を引き起こす。SPring-8では、垂直方向のビームサイズは数マイクロンとなっており、将来はさらにDamping Partitionの変更¹²⁾や低エネルギー運転などによる低エミッタ

ス化が検討されている。これらを視野に入れると、許される残留振動の振幅はマイクロン以下となる。SPring-8では、この位置のノイズをランダムとしてそれによる残留振動の生成を解析し

$$\sigma_x = \frac{\sqrt{T_0 \tau}}{\tau_{FB}} \sigma_\delta$$

となることを見いだした。ここで、 σ_δ , σ_x はそれぞれ位置の測定精度（rms）ならびに残留振動の振幅（rms）、 T_0 はリングの周回周期、 τ は放射減衰およびフィードバックを含めた減衰時間、 τ_{FB} はフィードバックのみの減衰時間を示す。この式から、SPring-8の場合、位置測定の精度として数 μm 程度が必要であることを見いだした。

3.4 低ノイズ化のための高精度高速位置モニタの開発

この数マイクロン程度という精度を、マルチバンチ蓄積時のバンチ電荷0.24 nC/bunchの1回の通過の測定で実現するため、大きな信号強度をもち、かつ、隣接するバンチを十分に区別することが可能な高速応答性を持つストリップライン型位置モニタを開発した（図6）。これにより従来のボタン型モニタに比べ桁大きい信号が得られており、かつ小さな形状とすることにより固有の周波数を目標としている周波数帯域250 MHz~750 MHzより十分に高くとることができ、個々のバンチからの信号が十分に分解できるだけの高速応答性をもっている。

なお、位置モニタの対向する電極からの信号の差分をとるデバイス（180度ハイブリッド）は、2電極からの信号に対してステップアッテネータや位相調整器などにより電極間のバランスの調整を行うことが必要であり、それを容易にするためフィードバック装置の

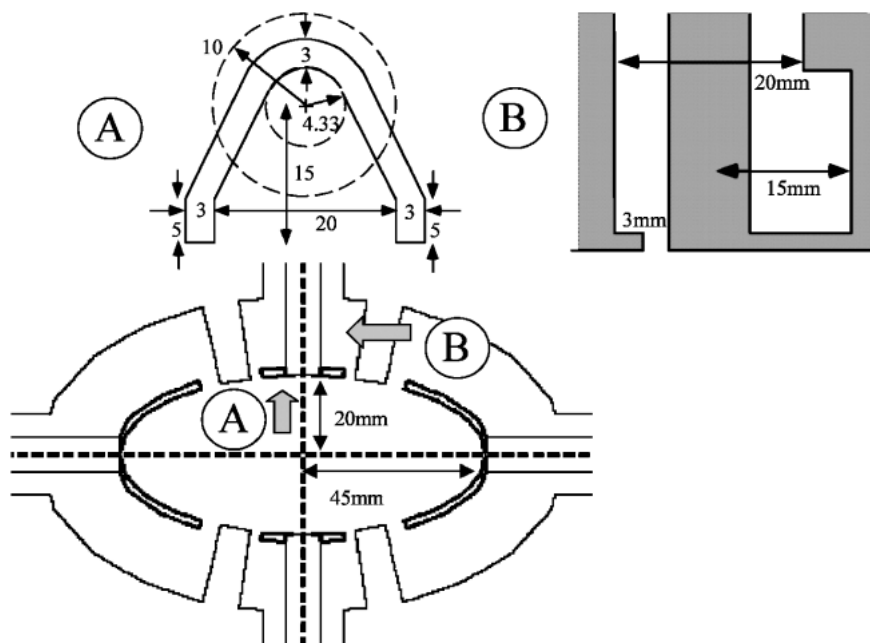


図6 高精度高速位置モニタ．ビームにそった方向の片側が短絡されたストリップラインの形状をもち，ボタン型のモニタより一桁強い信号電圧が得られている．A, Bはそれぞれ，その方向からみた形状を示している．

側に設置することが多い．このとき，電極と差分をとるデバイス間でコネクタ等において反射が発生した場合，それが電極側に戻って反射を受け，再び180度ハイブリッドに戻ってくる．このような反射はその場所や強度が制御が困難な場合が多いので，反射による信号は電極ごとに発生タイミングや強度が異なり180度ハイブリッドでは差し引くことができない．また，電極間のバランスは，0.1 dB=1%程度で調整しているため，少しの反射であっても180度ハイブリッドの後では位置信号に比べて無視できない大きな信号となる．この信号により，調整が困難になったり，前述のオフセットなどの問題などを起こすことになるので，ゲインは犠牲となるが，位置モニタの直後とフィードバック側にそれぞれ6 dBの減衰器を取り付けている．電極側で反射が生じるのは，短絡型のストリップラインはケーブルインピーダンス50 Ωにとれないためであり，通常のストリップラインであればマッチングがとれ減衰器の必要は小さいと思われるが両端の電極でのインピーダンスの不整合などによる余計な信号の発生の問題が生じる可能性がある．

3.5 アナログ分配器による高精度 ADC の採用

位置モニタからの高精度の信号を十分な分解能でデジタル化するためには高精度のADCが必要となる．SPring-8ではアナログ分配を行うことにより12ビットADCを適用し，従来から用いられていた8ビットADCに比べてより精度よい測定を可能とした．

3.5.1 12-bit ADC

アナログの位置信号をデジタル化する際，サンプリングレート f_B が ~ 500 MHzの場合，従来は ~ 500 MHzのサンプリングレートをもち，アナログ帯域幅として ~ 250 MHz以上のADC 1台を用いていた．このサンプリングレートのADCでは，分解能は8-bitが最大である．これに対してSPring-8の装置では， f_B の1/6のサンプリングレート84.8 MHzをもつ12-bit ADCを6台と，そのADCに必要な特性の位置信号を作り出すアナログ分配器を組み合わせ全体で f_B のサンプリングレートを実現している．一つのADCは，6バンチおきの位置信号をデジタル化している．ADCの台数を6としているのは，SPring-8の場合，バンチ数すなわちハーモニクスが $2436 = 6 \times 406$ であるので，ある1つのバンチは常に同一のADCでデジタル化されることになるためである．これにより，ADC間のゲインのばらつきを考慮する必要はなくなり，また，各ADCのデータに対し，そのおのおのでFIRフィルタ処理を行えばよいことになる．この6をリングのバンチ数（ハーモニクス）にあわせて4や8へ拡張することは容易である．

12-bitのADCを用いた利点として，ダイナミックレンジと位置分解能が両立できることにある．たとえば，1 mmのダイナミックレンジをとったときに，8-bitであれば， $1 \text{ mm} / 2^8 = 4 \mu\text{m} / \text{step}$ であるが，12-bitであれば $0.2 \mu\text{m} / \text{step}$ となる．必要なダイナミ

ックレンジは、CODの発生や位置モニタから電極間の差分をとるデバイス間のコネクタ等での反射信号により発生するオフセット、また、入射時等の軌道のゆらぎの振幅などにより決まる。8-bit ADCを用いた場合には、オフセットによるダイナミックレンジの減少を避けるための、オフセットをキャンセルするための回路が必要となるため複雑化し、それらがまたノイズ源となるが、12-bitなどの高分解能のADCを用いればそのような回路の必要なく、十分なダイナミックレンジと位置分解能が得られる。ただし、ダイナミックレンジを大きくとるためには、キッカーのパワーが十分に必要となる。

新しいシステムでは、84.8 MHzのサンプリングレートに対応した14-bitのADCが製品としてあるので、それを用いることも検討している。

3.5.2 アナログ分配器

回路の概念図を図7に示し、原理を図8に示す。位置モニタは、対向する電極からの出力の差分をとり位置信号をとして出力する。その高速性からよく使われているボタン型やストリップライン型の電極を用いた位置モニタは、バンチの時間形状の微分波形、すなわち双極 (bipolar) の信号を出力するので (図8(a))、その信号は、 f_{RF} の整数倍の周波数の搬送波が、バンチの位置に比例した振幅での振幅変調を受けたAM信号であり、その帯域は、 $nf_{RF} \pm 1/2 f_{RF}$ である。これを直接AD変換することは周波数帯域から困難であるので、何らかの信号とミキサーにより掛け合わせで低域フィルタを通し、振幅信号だけを取り出す。

従来の方法では、位置モニタからの信号は、 f_{RF} の整数倍の周波数の正弦波と掛け合わされ、 $f_c (-3 \text{ dB}) \sim 300 \text{ MHz}$ の低域フィルタによりバンチの位置情報

が取り出される。SPring-8では、この部分に、バンチの信号を切り出すアナログ分配器の機構を盛りこみ、 $f_c (-3 \text{ dB}) = 117 \text{ MHz}$ の低域フィルタを通すことによりADCへの入力信号の周波数帯域を数分の1に下げている。

原理を図8(d)を用いて説明する。位置モニタからのバンチの信号 (BPM signal) は、ミキサーで $f_{RF}/6$ の周波数の矩形波 (LO) と掛け合わされる。バンチの信号のうち、ちょうど、矩形波のエッジとバンチの信号が一致するタイミングのバンチ ($t=0, -6$) は、双極の信号が単極 (unipolar) の信号になってMixerから出力され (Mixer Output)、低周波への変換がおこる。それ以外のバンチは、波形が保持されるか、反転を受ける。これを低域フィルタに通すと、unipolarに変換され低周波となったバンチの信号はフィルタを透過し、それ以外のバンチの信号は高周波成分を主体としているので一桁小さい値に減衰を受ける (ADC Input)。これによりバンチの信号を矩形波のエッジ毎、すなわち3バンチおきに取り出すことができる。SPring-8では低域フィルタとして、 $f_c (-3 \text{ dB}) = 117 \text{ MHz}$ のものを用いている。これは従来の方法でのフィルタ $f_c (-3 \text{ dB}) \sim 300 \text{ MHz}$ にくらべて帯域が約1/3であるので、ADCのクロックのジッターにそれだけ許容範囲が生じる。理想的にはフィードバックは、振動を0に押さえるので、ジッターがあっても問題ないのであるが、実際には、ビームの位置がモニタ中心からずれたり、位置モニタの電極と信号を差し引きする間に、反射等が生じたりするためにオフセットが生じて信号は0ではなくなり、ジッターは場合によっては問題となる。

この方法のもう1つの長所として、高域でのゲイ

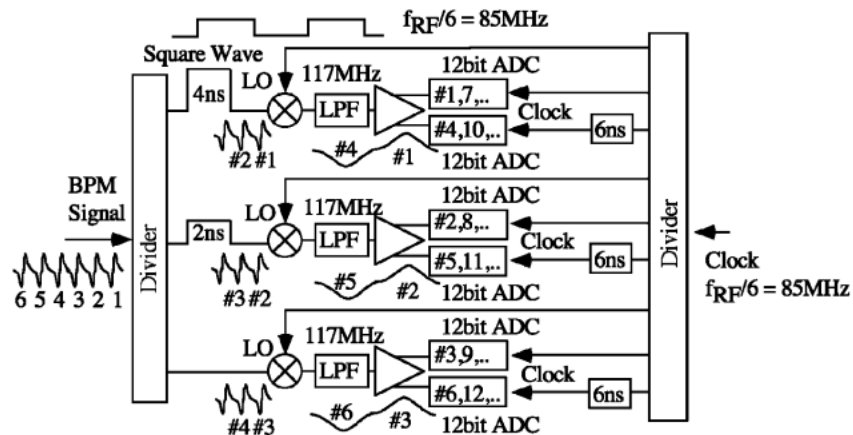


図7 3分割を行うアナログ分配器。矩形波とのミキシングを行っている。バンチの信号は、3分割されたのち、異なるサンプリングタイミングのADCを用いてさらに2分割している。

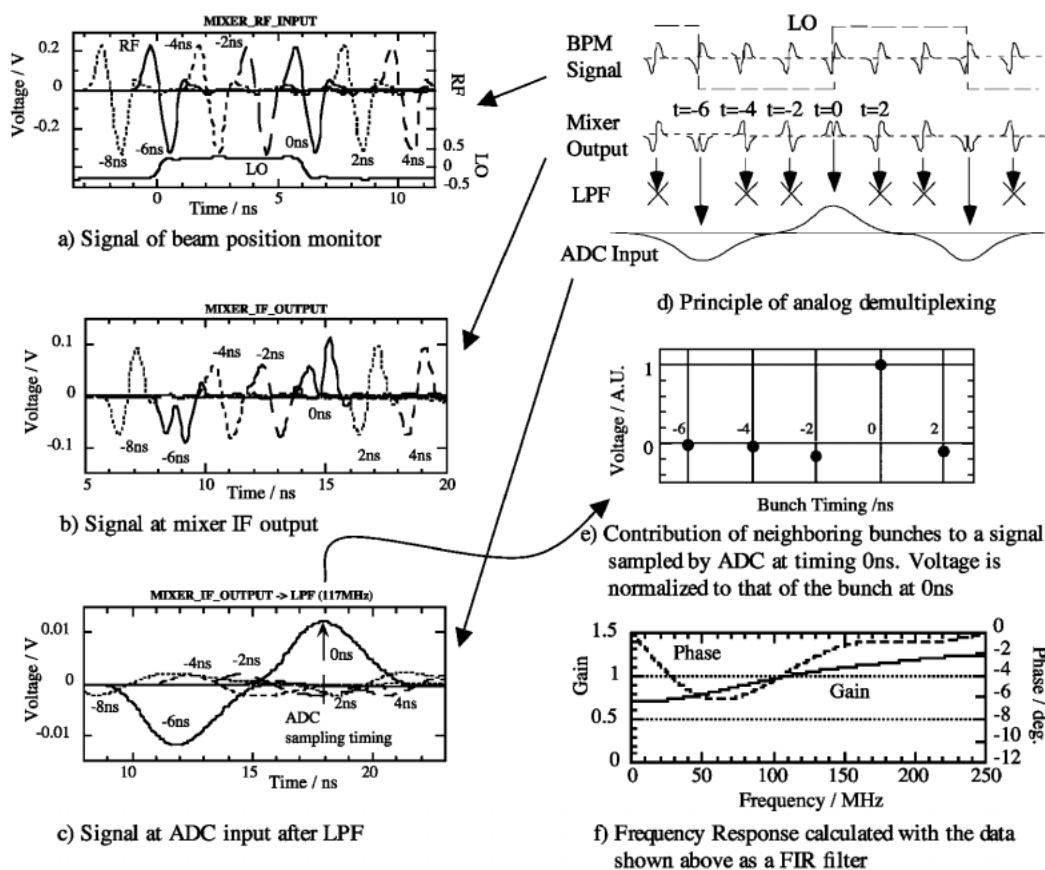


図 8 アナログ分配器の原理(d)と、模擬信号による実測データ(a, b, c)。(c)に基づく実空間での $t=0$ ns のバンチの信号への近隣のバンチの信号の混入(e)。(e)をもとに計算した周波数特性(f)。(f)では高周波でのゲインが増大しており、キッカーでの transit time factor などによる高周波での効率の減少をある程度は補うことができている。

ンを相対的に持ち上げることにある。エッジ位置のバンチの信号へのエッジの位置以外のバンチの信号の寄与は、図 8(e)に示すようになるが、これは高周波帯域でゲインを持ち上げる効果図 8(f)をもつ。これにより、後述するキッカーの長さがもたらす高周波帯域でのゲインの低下を補うことができる。

また、GHz 程度のより高いバンチレートを持つリングでは ADC のアナログバンド幅より必要なバンド幅 (バンチレート/2) が大きくなるが、このような場合にもアナログ分配器を用いれば対応可能であると期待される。

3.6 キッカー

その高速性から、ストリップライン型のキッカーを用いている。2種類のキッカーを用いており、その断面形状を図 9 に示す。45 cm のキッカーは以前からチューン測定等に用いていたものであり、7 cm のキッカーは今回、製作したもので、モニタと同等の断面形状をもつ。45 cm のキッカーはその長さ故に低周波では強くビームをキックできるが、高周波では効率が急

激に低下する。逆に 7 cm のキッカーは高周波でも効率は落ちないが、低周波ではキックが 45 cm のものに比べてかなり小さい。高周波でのビーム不安定性が発生した場合に、長いキッカーを用いたとすると、低周波では不必要なフィードバックのゲインとなる。ノイズの影響が問題となる場合にはこのような不必要なゲインは避ける必要がある。逆に低周波での不安定性が大きい場合には、長いストリップラインを用いる必要がある。現在は、水平方向にはビームサイズが大きくノイズの影響は無視しうるので、45 cm のもの 2 本を用いている。垂直方向には、45 cm のもの 1 本と 7 cm のもの 1 本を用いている。

バンチ電流が大きい場合には、モード結合不安定性や、head-tail 不安定性などのバンチ内部での不安定性が発生し、バンチのコヒーレント振動を引き起こす。このような不安定性は、バンチ同士の振動に相関がないため、バンチ同士をつめて蓄積するとゲインが小さい周波数を突いて発生する可能性があるため、ゲインの分配をよく検討する必要がある。

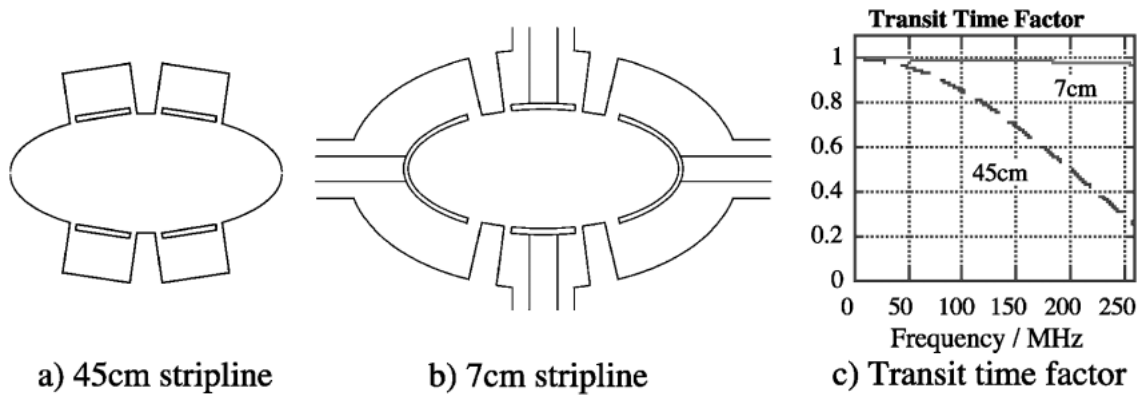


図9 キッカーのビーム軸からみた断面形状. 左)長さ 45 cm のストリップライン型キッカー, 右) 6 cm のストリップライン型キッカーで位置モニタと同じ断面形状をもつ. キックの効率 (キック量/電圧/長さ) は, 水平方向は左のものも右のものも同等, 垂直方向は右のキッカーが左の 2 倍である. 右側の図は transit time factor によるキックの効率の周波数依存性を示す.

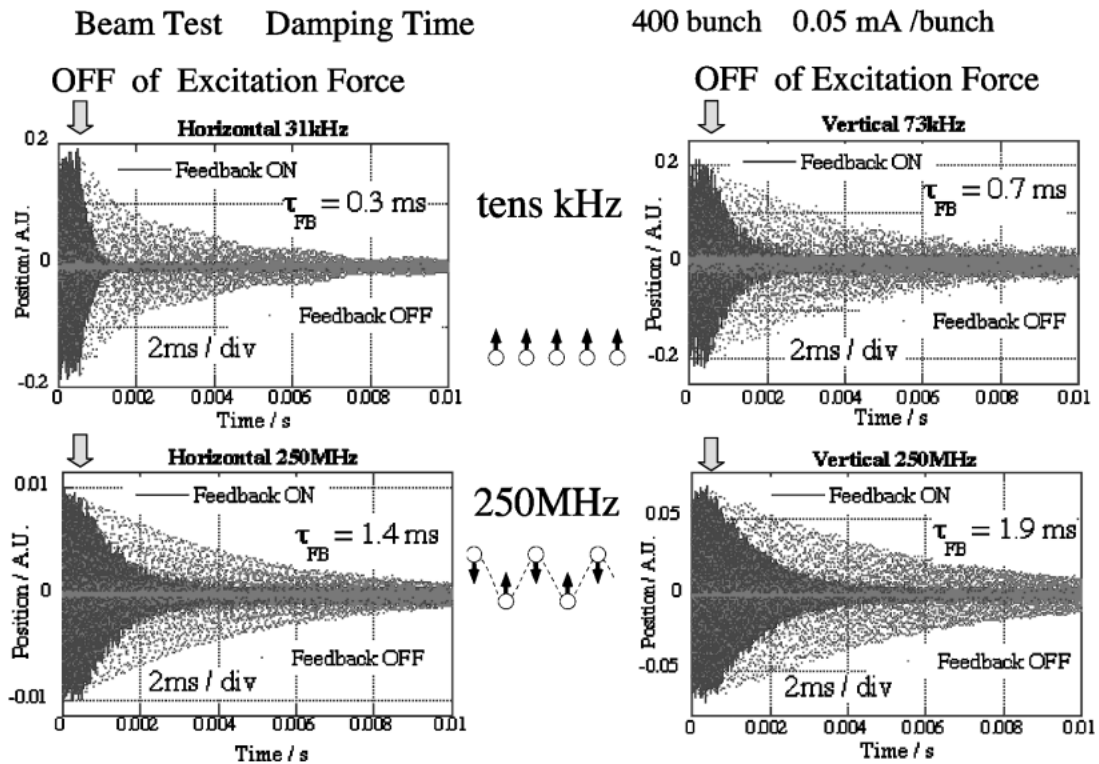


図10 ビームを強制振動させて, 強制力を切った後のビームの振動の減衰を示す. 縦軸はフィードバックが切れている時の振幅にノーマライズされた変位, 横軸は時間で, 2 ms/div のスケールである. 強制力は左から 0.5 ms (=1/4 div) で切れている (矢印の位置). 実線がフィードバックが入っている時, 点線がフィードバックが切れている時のデータを示す. 左が水平, 右が垂直を示し, 上が低周波で励起した場合, 下が 250 MHz の高周波で励起した場合を示す. いずれのデータでもフィードバックが切れているときの減衰時間が放射減衰時間8msより短いのは, チューンの振幅依存性等によりチューンに広がりが生じているためと考えられている. 図中の τ_{FB} はフィードバックのみの減衰時間を示す. 高周波での減衰時間が長いのはキッカーの transit time factor や, アンプ, ケーブルの特性によると考えられる.

4. 性能試験

4.1 強制振動の強制力の切れた後の減衰時間測定

図10に強制振動させたビームの、強制力を切ったあとの減衰時間の測定を示す。高周波での減衰時間が低周波に比べて長いのは、主にキッカーの transit time factor かアンプ、ケーブルの特性によるものと考えられる。

4.2 不安定性の抑制試験

図11に RF 加速空洞の高次モードチューナにより高次モードの周波数を動かすことにより引き起こした水平方向のマルチバンチ不安定性のフィードバックによる抑制を示す。図はビームの運動の水平方向のスペクトルである。この不安定性は、以前は高次モードチューナ的位置によらずに常に観測されていたが、現在ではリングの光学系の変更等によりチューンの振幅依存性が強まりチューンに広がりが生じて通常運転時には抑制されているものと考えられる。

シングルバンチ不安定性では、通常運転時のクロマティシティ 2 では、フィードバックを切った状態で、水平、垂直とも 4 mA/bunch でモード結合不安

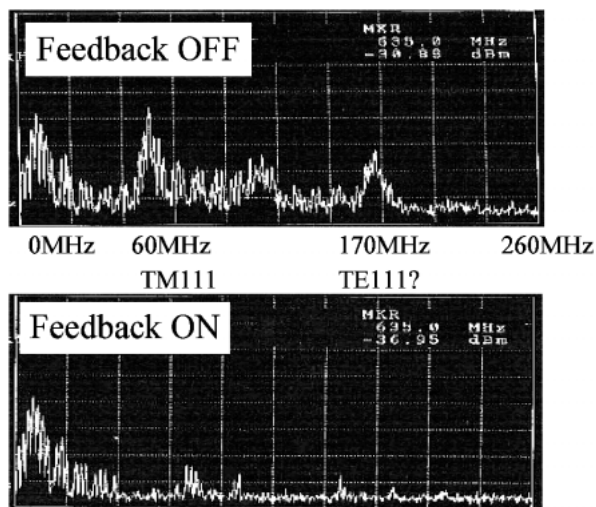


図11 加速空洞の高次モードによる水平方向の coupled-bunch 不安定性の抑制を示す。図は、位置モニタの水平方向の対の電極の信号を 180 度ハイブリッドにより差し引きした信号のスペクトルである。上がフィードバックが切れているときで、不安定性が発生してベータatron振動のピークが見えている。下がフィードバックが入っているときで、不安定性のピークが消えている。下の図に見えているピークは、周回周波数の整数倍であり、フィリングが一樣でないことにより生じる信号が 180 度ハイブリッドによりキャンセルしきれずに現れているためである。

定性が発生していたが、これをどちらの方向も 8 mA/bunch まで安定化することができた。しかし、クロマティシティ 4 以上では、15 mA/bunch まで蓄積可能であったので、これを達成するためにはさらなる改善が必要である。

また、フィードバックは top-up 運転で入射バンチ軌道形成の際に発生する蓄積ビームの振動を高速で減衰させるのでその際の実効的な輝度の低下を抑えられ放射光の利用にも有効であることが判明した。

まとめ

SPring-8 で開発した横方向 Bunch-by-bunch フィードバックは、500 MHz 帯域のバンチレートに対応した、FPGA を用いた高速かつ低コストのシステムであり、さらに、高精度位置モニタ、アナログ分配器および高精度 ADC の組み合わせによりミクロンサイズのビームに対しても適用可能な高精度のシステムとなっている。本フィードバックは SPring-8 の蓄積リングのユーザー運転への 2004 年当初からの投入以来、ほぼ 1 年間、故障や調整の必要なく安定して稼働している。さらに開発した信号処理方法は、水平、垂直の両方向に対して、位置モニタからキッカーまでを 1 系統でのフィードバックで行える可能性をもたらし、実現すれば調整の簡便化および更なる低コスト化につながる。本フィードバックシステムの開発では、FPGA およびその周辺機器を担当していただいた小林和生氏 (JASRI) およびアナログ信号処理においていろいろな助言をいただいた大島隆氏 (JASRI) に感謝いたします。また、システムの開発を任せていただいた JASRI の熊谷教孝、大熊春夫両氏の励ましに感謝いたします。

参考文献

- 1) T. Nakamura, K. Kobayashi, T. Ohshima, S. Date, "Transverse Bunch-by-bunch Feedback System for the SPring-8 Storage Ring", EPAC04, p2646.
- 2) T. Nakamura, K. Kobayashi, T. Ohshima, "Performance and Experience of Transverse Bunch-by-Bunch Feedback System for SPring-8", Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, 2004.
- 3) W. Barry, et al., "Initial Commissioning Results from the PEP-II Transverse Couple-Bunch Feedback Systems", EPAC98, p. 1699.
- 4) M. Tobiyama, et al., "Bunch-by-Bunch Feedback System for the KEKB Rings", PAC01, p.1246. M. Tobiyama, et al., "Development of a high-speed digital signal process system for bunch-by-bunch feedback system", Phys. Rev. ST Accl. Beams 3, 012801 (2000).
- 5) A. Drago, et al., "Fast Electronics for the DAΦNE

- Transverse Feedback Systems”, ICALEPCS01, p. 376.
- 6) J. Galayda, “Performance of a Correlator Filter in Betatron Tune Measurements and Damping on the NSLS Booster”, PAC85, p. 2132.
 - 7) W. Barry, et al., “Commissioning of the ALS Transverse Coupled-Bunch Feedback System”, PAC95, p.2423.
 - 8) K. T. Hsu, et al., “Performance of the Transverse Coupled-Bunch Feedback System in the SRRC”, EPAC96, p. 1920.
 - 9) W. H. Hwang, et al., “Transverse Feedback System for PLS Storage Ring”, APAC01.
 - H. S. Kang, et al., “Longitudinal and Transverse Feedback System for PLS Storage Ring”, PAC01, p1616.
 - 10) D. Bulfone, et al., “First Commissioning Results of the ELETTRA Transverse Multi-Bunch Feedback”, DIPAC01, p. 66.
 - 11) M. Dehler, et al., “Commissioning Results of the Multi bunch Feedback System at SLS”, EPAC04, p. 2505.
 - 12) T. Nakamura, et al., “Low Emittance Operation of the SPring-8 Storage Ring by Damping Partition Control”, PAC01, p. 2665.
- なお, SPring-8 の不安定性については,
<http://beam.spring8.or.jp/~nakamura/papers/index.html>
を参照いただきたい.