

## 1. はじめに

ERL 加速器のような、非常に厳しいスペックを目標とする加速器では、加速器のコミッショニング時にビームを必要な精度、時間構造で観測し、その情報をもとに加速器の各要素の振る舞い、あるいはエラーを推定し、モデルを現実にあわせていくという作業の繰り返しが必須となります。また、実際の運転時でも、外乱によって刻一刻と変わっていくビームパラメータを追跡し、各要素あるいはビーム自体にフィードバックしていくことが性能を維持するため必要となると思われます。そこで、良いビームモニターを用意し、それをうまく使いこなすことが最先端加速器の性能を出す大きなポイントとなります。

昔と違い、現在では多くのビームモニター(処理回路だけでなく、ヘッドまでも)がカタログ製品として売られており、「普通の」モニターが必要ななら、必要なスペックを元にそれらを適当に見繕って組みあげることもそれほど困難ではなくなってきました。しかし、そうであっても使うモニターの動作原理をちゃんと理解することは最低限必要ですし、極限の性能を必要とする加速器用のモニターでは、モニター自身の開発の成否が、加速器計画自体の成否を決めてしまうことも大いにあるのではないのでしょうか。

このお話では、電子加速器で通常使われるビームモニターのうち、ビームから出る電磁波(とはいえ光、X線、ガンマ線などは範囲外)を検出する、いわゆる「普通の電気式」モニターおよびその信号処理方式について、概要と動作原理をあまり式を使わず定性的に(言い換えれば大変いい加減に、かつ私の極めて偏った趣味に合わせて)紹介します。はじめに何を測りたいのか、測定量について紹介し、真空チェンバー中を光速で走るビームが出す電磁場について、それを受けた(仮想的な)モニターに出てくる信号について紹介します。次に、ビーム強度モニター、ビーム位置モニターの順に、ERL 試験加速器で想定されているものを基本に、それぞれの原理、性質を紹介していきます。最後に、(さすがに ERL に関連した)今後開発

する必要があるモニターなどについて紹介しません。

なお、もっとまじめに加速器モニターについて知りたい向学心あふれる向きには、平松氏が書かれた「加速器のビームモニター」という非常に良い教科書があり、おすすめです[1]。また、この OHO のシリーズの中でも、今までに何回かビームモニターに関する講義があり、それぞれのテーマの元、皆様工夫してわかりやすく、またその時々での最新の情報も書かれていますので、とても参考になると思います[2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14]。

## 2. ビームの何を測るのか

まずはじめに、ビームのどのような情報を測定しようとするのかリストアップしてみましょう。

- ビーム強度
  - バンチ(粒子の塊)内の粒子数(何個/bunch)、電荷量(何 C/bunch)、あるいはピーク電流(mA)などで表されます。
  - 平均電流: 単位時間にどれだけの電荷が通過したか(何 C/s)を測れば、平均電流が出ます(mA などで表されます)。この単位時間の増加率、減衰率(mA/s)なども重要な情報となるでしょう。蓄積型リングなどでは、減衰率というより、電流が  $1/e$  になる時間(減衰の時定数)をもってビーム寿命(何分とか何時間)で表すことの方が普通です。
- ビーム位置
  - ビームの重心(電荷中心)がどこにあるかを測ります。基準になるものが必要ですが、通常横方向(ビームのデザイン軌道進行方向に対して水平、鉛直方向)では、四極電磁石磁場中心、あるいは場合によっては六極電磁石磁場中心に対してどこを通過しているのか(デザイン軌道に対して何 mm のところを通過しているか)を測ります。ビームの進行方向については、基準タイミング、具体的には高周波加速周波数で決まるタイミングに対してバンチ重心位置がどこにあるか、位相差(何度)で表すことが普通です。なお、進行方向位置については、蓄積リングでは位相安定性がある(のが普通な)た

め、平均をとるときは 0 度になる(あるいはそこを 0 とする)ので、ビーム不安定などこのゼロ点の周りを振動しているとか、ビームローディングでバンチトレインの先頭と後方で差がある、という形で出てくることになります。線形加速器などではバンチ通過タイミング、という形で表すことが多くなります。横方向についても、ある程度の時間の平均位置なのか、あるいは 1 つのバンチがある瞬間にいた位置なのか、というところで扱いはずいぶん変わってきます。

- ビームエネルギー

- ビームエネルギーは通常 eV 単位で表します(keV とか MeV とか GeV)。蓄積リングでは、直接測定するのは容易ではありませんが、ビーム輸送路などでは、積分磁場がわかった磁石を通したあとの軌道を正確に測れば情報が得られます。

- ビームのサイズなど

- ビーム、あるいはバンチの横方向の大きさ、バンチの進行方向大きさなどが測定対象になります。大きさと言っても、バンチ内粒子は色々な分布形態をとりうるので、その分布の標準偏差や FWHM などをもってサイズとします。蓄積リングなどで電流が大きくないときは通常バンチはガウス分布をするので話が簡単ですが、線形加速器や ERL 加速器のように、平衡状態に達していないバンチに関しては、そもそもどんな分布をしているかから考えなければなりません。軌道のパラメータがわかった場所(出来れば複数箇所)でビームサイズを測ることにより、ビーム位相空間上の面積がわかります。これをエミッタンスと言います。なお、今回対象にしている ERL 加速器などでは、これらのサイズは当然非常に小さいものとなりますので、直接電氣的に測定できるものはほとんどありません。(ということで、本テキストではほとんど触れません)

「普通の」電氣的モニターが得意にする測定量はこのうちビーム強度とビーム位置になります。本テキストでも、そのあたりを中心に紹介します。

### 3. ビームが作り出す電磁場

本テキストが対象とするビームは、超高真空に保たれた真空チェンバー(普通 SUS、Al、Cu などの金属や合金で出来ている)中を、ほとんど光速で走っています。自由空間で静止している電荷を持つ粒子があると、その電場は粒子から四方八方に等方的に出ていますが、これが金属パイプ中にあると、(金属パイプの電気伝導度が十分大きければ)境界条件を満たすため電場は金属表面に垂直となるように変形します。この粒子が光速に向かって走っていくと、この粒子を観測している実験室系では相対論的効果(ローレンツ収縮)により、ビーム進行方向の電場は次第に収縮し進行方向に対して垂直な方向(動径方向)に倒れ、ほぼ光速では動径方向の電場成分だけになり、進行方向電場は無視できるほど小さくなります。結果として、ビームが作る電場は、ビームの進行方向サイズに対して鉛直方向のみにある、という 2 次元モデルで考えて良いことになります(これに当てはまらないケース[低エネルギーの場合]は今回は扱わないことにします)。

荷電粒子を金属パイプ中に置くと、その電荷により金属壁内表面に逆符号の電荷が誘起されます。これを **image charge** と言いますが、粒子が走っていると、この **image charge** も粒子と同じ方向に走行します。これを **image current** あるいは **wall current**(壁電流)と呼びます(図 1)。もしも、荷電粒子が真空チェンバーの中心を走っていないければ、壁電流もそれを反映する形で分布が変わり、ビームに近いところの壁電流の密度が増えます。2 次元問題で静電問題を解けばよいので、単純な形状のチェンバー(たとえば円形チェンバー)ですと電磁気学演習の問題みたいなもので解析的に解けます。

電氣的なビームモニターは、この壁電流をうまくピックアップして電気信号として外部に取り出すものです。壁電流の全体をピックアップすれば、チェンバー内を走っている荷電粒子の全電荷や進行方向時間構造を知ることができますし、壁電流の分布をピックアップすれば、ビームの横方

向の位置の情報を得ることが出来る、という訳です。

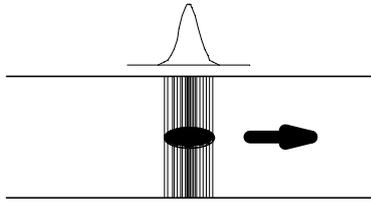


図1 ほぼ光速で走る荷電粒子が作る電場と壁電流の図

ここで、進行方向についてガウス分布している(バンチ長  $\sigma$ )ビームがモニター(理想的モニター)を通過するとします。ある時刻におけるビームの電流は時間領域では

$$I_b(t) = A \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1)$$

と表されます。このビームを観測した信号を周波数領域でみると、(1)式をフーリエ変換して

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

のような形になります。これから、この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ことがわかります。たとえば、バンチ長が  $23\text{ps}(=7\text{mm})$ だと、 $6.8\text{GHz}$  で  $1/e$  となりますが、ERL 試験加速器で予定されている、 $0.1\text{ps}(30\mu\text{m})$ のように極超短バンチでは、 $1.6\text{THz}$  までも伸びた非常に広帯域な信号となります。

もしも、このバンチ信号が一定間隔にくる、たとえば RF 周期( $1/2\pi\omega_{\text{RF}}$ )ごとに通過するとすると、このスペクトラムのうち  $n\omega_{\text{RF}}$  成分だけが残った形になります。また、隣り合うバンチの強度が一定でなく、たとえばリング周回周波数( $T_0$ )ごとに繰り返すような構造がある場合(蓄積リングでフィルパターンが完全均一でない場合など)では、 $\omega_{\text{RF}}$  のスペクトラムの間に  $1/T_0$  の整数倍に対応するスペクトラムが現れ、その構造はフィルパターンをフーリエ変換したものとなります。

ここまでは、完全導体のスムーズな真空チェンバーを仮定して話を進めてきました。実際の真空チェンバーは完全導体ではありませんし、色々な段差・構造なども必然的に存在します。このようにチェンバー内に段差・構造があると、まずはそれによりビームが作る電磁場が影響を受け、そこでのエネルギーのやりとりが生じます。このやりとりにより、ビームから失われたエネルギーは、電磁波としてチェンバー内に放出されたり、チェンバー表面などの損失により熱に変わったり、あるいはチェンバー構造に捕獲されて振動を続ける、ということになります。このように、ビームが真空チェンバー構造を通過することで発生する電磁場のことを wake field といいます(wake はもともと船が通った後に出来る波のことです)。これらの、ビームから直接こない電磁場は、モニターの立場からは不要なノイズとして見えます。

真空チェンバーは(どのような格好をしていても)電磁波からみるとある種の導波管と見なせますので、カットオフ周波数(この周波数以上の信号は、導波管モードで真空チェンバー内を伝達できるので、低ロスで遠くまで伝達してしまう)が存在します。半径  $a$  の円形チェンバーの場合、もっとも低次の導波管モードは解析的に得られ、TE<sub>11</sub> モードとなり、その値は

$$a \times \frac{\omega_c}{c} = 1.841 \quad (3)$$

となります( $c$  は光速)[15]。たとえば  $\phi 64\text{mm}$  の真空チェンバーの場合、TE<sub>11</sub> モードのカットオフ周波数は  $2.74\text{GHz}$  となります。(もっと複雑な断面形状をもつ真空チェンバーでは、電磁界計算を行ってカットオフ周波数を求めることになりませんが、2次元モデルの固有値問題なのでさほど大変ではありません。)

このカットオフ周波数以上の周波数領域は、ノイズレベルが上昇しますし、またビーム条件によってすべての信号レベルが大きく変動するので、精度が必要なモニターでは使用出来ません。また、カットオフ周波数以下であっても、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しまいます。電場の大きさが  $1/e$  になる長さ(侵入長) $\Delta z$  は、カットオフ波長を  $\lambda_c$  とすると

$$\Delta z = \frac{\lambda_c}{2\pi\sqrt{1-(\lambda_c/\lambda)^2}} \quad (4)$$

となります[16]。たとえば、上記φ64mmの円形チェンバーの場合、2.5GHzのwakeの侵入長は42mm程度ですが、2.7GHzだと102mmとなり、10cm離れた場所に構造(段差とかテーパとか)があると、そこで発生したwakeのしっぽが結構入ってきてしまう、ということになります。このためビームの高周波成分を使いたい(これはより細かい時間構造を見たい、ということととも同じ)モニターを設置する真空チェンバーは出来るだけカットオフ周波数の高いものにする、つまり小さなチェンバーにすることと同時に、モニターの周りにはできるだけ構造を作らないような努力が必要になります。なお、カットオフ周波数より十分低い周波数成分の侵入長はだいたい $0.16\lambda_c$ 位ですので、通常のモニターはその位の範囲でスムーズであれば問題はあまりない、ともいえます。

wall current についてももう少し補足しますと、真空チェンバーが有限の電気伝導度であり、かつ有限の厚さであるため、ビームが作り出すすべての電磁場をチェンバー内に閉じ込めておくことはできません。そのため、wall current についても、ビームのフィールドを完全に再現する、という訳にはいかなくなります。電気伝導度 $\sigma$ の金属中で振幅が $1/e$ になる長さを skin depth といい、

$$\delta = \sqrt{2 / \mu \sigma \omega} \quad (5)$$

で表されます。たとえば室温の銅では10GHzに対しては $\delta=0.7\mu\text{m}$ となりますが、10kHzでは0.7mmになります。電気伝導度をもっとわるい(たとえばステンレス材など)材料については、これより skin depth が大きくなりますし、いずれにしてもDC成分に近い成分はチェンバーの外まで抜けてしまう、ということになります。

#### 4. ビーム強度を測るモニター

ここから、実際のモニター、及び検出回路について概略を説明します。はじめにビーム強度を測るモニターについて紹介します。

##### 4.1. CT(電流トランス)

CTはビーム強度を測るモニターです。構造は、図2のように、磁性体のコア(透磁率 $\mu$ 、有効断面積 $M$ 、磁路長 $\ell$ )の中にビームを通し、コアに巻いた $n$ turnの巻き線の出力(終端抵抗 $R$ に流れる電流 $i_o$ )を観察します。通常、CTは大気中に置きた

いので、真空チェンバーにセラミックスなどでbreakを作り、ビームの(ちょっとだけ)高周波成分を外に出すようにした近くに置きます。CTの外側には、この出てきた信号をさらにあちこちにぶちまけないようにリターンシールドを施すのが普通です。ここで、「ちょっとだけ」と書いたのは、大電流でかつバンチ長が短い加速器だとこのbreakからやたらに大パワーの高周波信号が出てきて、コアや巻き線を燃やしたり、ケース内で放電したりといったヨロズの災いが容易に起こるからです。

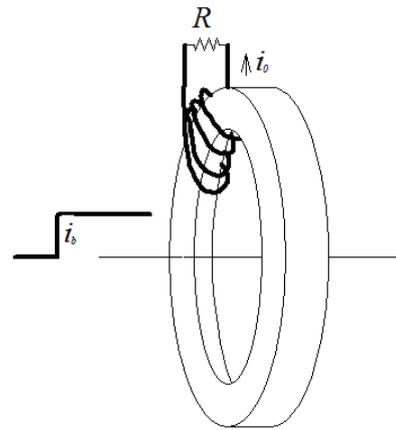


図2 CT(電流トランス)

通常、breakの上に薄い金属と絶縁体をサンドイッチしたような容量構造を作り、やたらな高周波成分を出さない様にします。

このCTのステップ応答は $u(t)$ は $t=0$ まで0、その後1になるステップ関数)

$$\frac{d}{dt} \frac{n\mu M(i_b u(t) - i_o n)}{\ell} = i_o R \quad (6)$$

から、両辺をラプラス変換して

$$I_o = \frac{n\mu M i_b}{\ell R + n^2 \mu M s} \quad (7)$$

となるので、結局出力電流は

$$i_o = \frac{i_b}{n} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) u(t) \quad (8)$$

$$\tau = \frac{n^2 \mu M}{\ell R} = \frac{L}{R}$$

となります。これから、CTのステップ応答は図3のような形となります。この時定数 $\tau$ をCTのド

ループ時定数と言います。入力ビームがステップでなく、パルス状だと、当然ビームが通過した後反転した信号が出ますので、両極性のパルスとなります。信号観測は、このままあるいは増幅してオシロスコープなどで見てもいいですし、長いバンチだとある程度の時間を積分してAD変換することもあります(延々と積分時間を長くすると結局積分値は0になることに注意)。

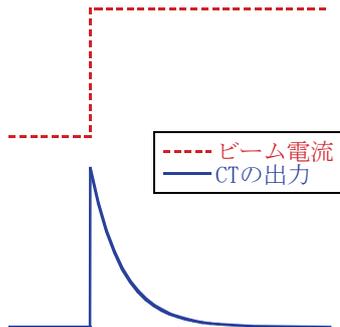


図3 CTのステップ応答

CTの時定数を長くするためには、L(自己インダクタンス)を大きくする、R(終端抵抗)を小さくする、といった手があり得ますが、出力がどうしようもなく小さくなったり、インピーダンス整合が悪くなり特性が悪くなるなどあまり容易ではありません。高周波側特性については、線間容量や浮遊容量できまり、あまり高周波には出来ません。

#### 4.2. フィードバック CT

CTの時定数をのばす方法として、フィードバックによって、動的に時定数を伸ばす方法があります。ERL加速器とはあまり縁がなく、陽子加速器などで使われることが多いようです。図4に概念図を示します。

フィードバック CTの時定数は

$$\tau = \frac{nm\mu MA}{\ell R} \quad (9)$$

となり、フィードバック巻き線の巻き数  $m$  とフィードバック回路のゲイン  $A$  の積で時定数をのばすことができます。但し、やたらにゲインを大きくすると当然安定性が損なわれ、発振の危険が増してきます。また、使用するOPアンプのスルーレ

ートが十分大きくないと、思った通りには動作しないことがあります。

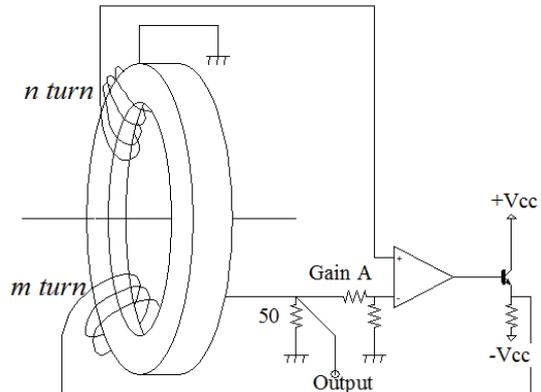


図4 フィードバック CT

#### 4.3. Wall current monitor(壁電流モニター)

wall current monitorは壁電流を直接検出し、ビームバンチを観測するものです。このためには、

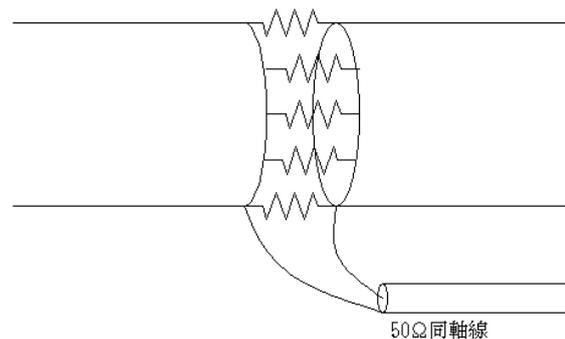


図5 壁電流モニター

図5に示すように、ビームパイプをセラミックスギャップなどで切り、ギャップ間に接続した抵抗  $R$  の両端に発生する電圧を検出すればよいことになります。構造が簡単のため応答が意外に良く、バンチの観測に用いられることが多いようです。普通は外側をシールドケースで囲うため、この抵抗にシールドケースとビームパイプで囲われる部分のインダクタンス  $L$  が並列につくことになります。このため、ドゥループ時定数  $\tau$  は  $\tau = L/R$  となります。バンチ長が長い(陽子加速器のような)場合は、 $\tau$  を大きくしたいので、ケース内にフェライトコアを入れて  $L$  を稼ぎ、時定数を長くする工夫をすることが必要になります[1]。

#### 4.4. DCCT

CT ではビームの直流成分を検出することが出来ませんし、壁電流モニターも本当の DC 成分は測定出来ません。そこで、ビームの直流成分を精密に測定するため、パラメトリック DCCT が CERN の K.Unser によって実用化され、広く使われています[17,18]。図 6 に、(DC だけ測れる)DCCT の原理図を示します。

まず磁性体コア(昔はよく巻鉄心を使っていたが、最近では入手困難になりアモルファスコアがよく使われている)をサイン波  $f_r$  で励磁します。このコアの B-H カーブが図 7 のような形である(ついでにヒステリシスも無視する)とすると、もしも

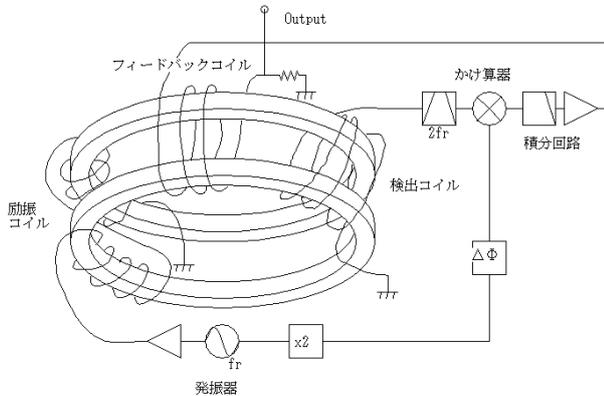


図 6 DCCT の概念図

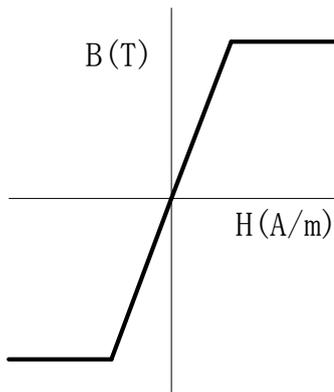


図 7 コアの B-H カーブ

励磁が十分強ければある点からコアの磁束密度は飽和し、図 8(a)の実線のような形となります。このコアに検出コイルを巻いていると、コア内の磁束密度が飽和しているところでは  $dB/dt=0$  ですから出力がなく、図 8(b)の様に、磁束密度が変

化しているところでだけパルス的に出力が出来ます。

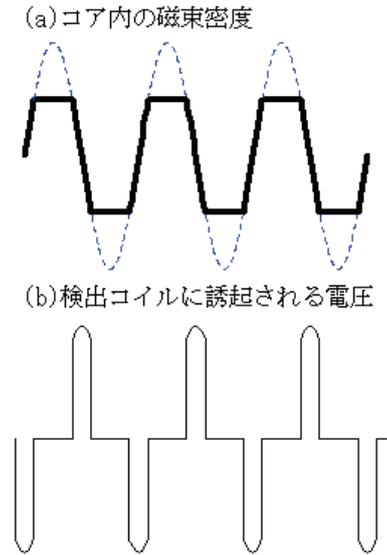


図 8 コア内の磁束密度と検出コイルの電圧

さて、このコアを通る形で DC 電流を流してやると、どうなるでしょうか。コア内の磁場は励磁電流に加えてこの DC 電流が加わるので、DC 電流分上か下にシフトします。飽和点はもちろん変わらないので、磁束密度のグラフは図 9(a)のよう

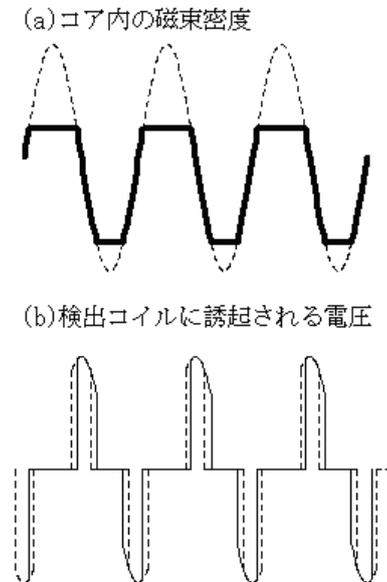


図 9 直流電流があるときの磁束密度と誘起電圧

に上下非対称になり、検出コイルの起電力のパルスのタイミングは図 9(b)のように(非対称に)ずれます。

実際の DCCT は図 6 のようにコアを 2 個(以上)

使い、励磁は逆方向に、検出は2個のコア同相に行うことによりまず0電流で検出コイルに発生する起電力を打ち消します。直流電流がある場合は、それぞれのコア起電力のシフト方向が逆方向になるため、検出コイルに誘起される電圧パルスはキャンセルしなくなり、励磁周波数の2倍の成分を主とする信号が現れます。実際の磁性体のB-Hカーブは図7のような間抜けな形でなく(かつ励磁電流も飽和に伴い急激にコアのインダクタンスが変化するためにきれいなサイン波にならない)もっと複雑怪奇なため、検出コイルに現れる起電力と直流電流との関係は線形にはなりません、検出コイルの出力を2倍の励磁信号で同期検波してやり、それに相当するDC分をフィードバックコイルを通してコアに戻してDC電流分をキャンセルさせれば、直流電流が無い状態を作り出すことが出来、このフィードバック電流を測定すれば、それがコア内を通過した直流電流である、ということがわかります。

実際のDCCTはビーム信号の純粋なDC分だけでなくその変化(電流増加、減少)もそれなりのスピードで検出出来る必要があります。まず、図6のようなDCCTでは、時間応答は積分回路の時定数でほぼ決まり、せいぜい数Hzで非常に遅い応答となります。このため、4.2で説明したフィードバックCTと組み合わせた広帯域DCCTがCERNのK.Unserによって開発され、関連会社によって販売され広く世界で使用されています(ほぼシェア100%)。

DCCTの回路上の問題点として、まずは2つのコアの磁気特性を合わせる(あるいは良くあった2つのコアを手に入れる)ことが大変困難である、ということがあります。コアのアンバランスがあれば、強烈なリップル電流が誘起されるため、後段の回路で工夫してもなかなか簡単ではありません。会社で大量に作る、という場合ならば、大量のコアを作り、ペアリングすることでそれなりのものをそろえることは出来そうですが、1個2個DCCTを作るのに(結構高い)コアを無駄に大量に作る、というのは大変です。コアの特性が少々ずれていても、リップル電流が悪さをしない

DCCT回路については、平松氏が開発された並列フィードバック型DCCTがあり[19]、KEKB及びJ-PARC MR加速器で使用されています(図10)。

また、DCCTが外部の磁場の影響を受け、オフセットが変わってしまう、という問題もなかなか面倒です。加速器には多くの電磁石が使われており、特に「加速する」加速器ではすべての電磁石磁場が加速に伴い変動するので、このオフセットが大きいと結構面倒です(加速中に勝手に電流が増えたりして信用を失うなど)。本来、完全一様磁場中であれば、影響を受けそうもありませんが、実際はコアの不均一性などがあるので、影響を受けると思われています。この影響を(少なくとも)小さくするためには、出来るだけDCCTを電磁石から遠いところに設置する(特に偏向電磁石から)、DCCTの周りに強力な磁気シールドを設置する、など工夫が必要です。

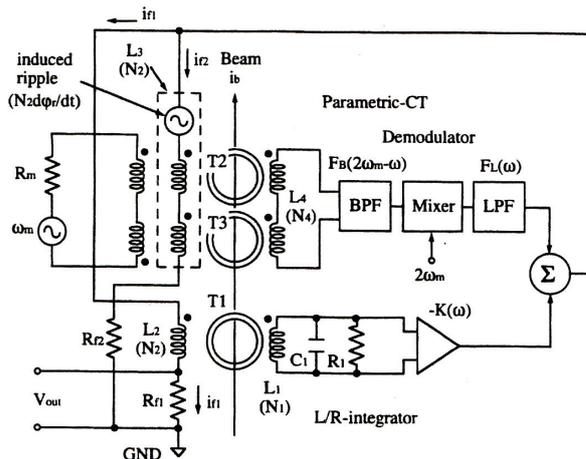


図10 並列フィードバック型DCCT

なお、いかにチェンバー外にビームのDC成分は出てくる、と言ってもただのチェンバーの外に置いたのでは、早い信号成分は外に出てきませんし、そこから中からチェンバーに乗っている結構低周波のノイズ成分の影響をもろに受けてしまいますので、CTの場合と同じく真空チェンバーにセラミックギャップを設けて、その近くにDCCTを設置するのが普通です。CTの時にも説明しましたように、ただのギャップでは非常に高周波な信号が出てきてコアや巻き線を炙るだけでなく、信号線を伝わって電気回路にまで悪影響を及ぼします。このためギャップの周りにうまく

容量を追加して、不要な成分を容量の外に出さないように工夫することが必要です。

## 5. ビーム位置を測るモニター

### 5.1. 誘電電荷の分布

ビーム位置を検出するためには、ビームの変位に(少なくともチェンバー中心付近では)比例する量を測定する必要があります。ビームがチェンバー壁に誘起する電荷は、ビームパイプ中心に対するビームの相対的な位置に依存します。そのある一部分を切り出して検出電極とすると、検出電極とビームとの距離が  $r$  なら、電極に誘起される電荷はほぼ  $1/r$  に比例しますので、2つの電極をビームを挟んで対向させると、2つの電極から出てくる電圧の差はビームのチェンバー中心からの変位に比例することになります。

実際は、チェンバー形状は色々複雑なものになり、電極の設置位置も別に対向となるとは限りませんが、いずれにしても中心付近では変位に比例(あるいは簡単な関係で表しやすい)する出力が得られます。この出力とビーム位置との関係は、境界要素法で2次元 poisson 方程式を解くことにより簡単に求めることができ、実用上十分な精度を持っています。図 11 に KEKB LER の  $\phi 94\text{mm}$  チェンバー用に境界要素法で計算した、ビーム重心位置と電極信号との関係(マッピング)の結果を示します。このマッピングとは、ビーム位置を、

$$\begin{aligned} x &= k_x \frac{V_1 + V_4 - (V_2 + V_3)}{V_1 + V_2 + V_3 + V_4} \\ y &= k_y \frac{V_1 + V_2 - (V_3 + V_4)}{V_1 + V_2 + V_3 + V_4} \end{aligned} \quad (10)$$

で求めるとして、ビーム重心位置( $\Delta x, \Delta y$ )を等間隔(この場合  $0.1\text{mm}$ )ステップで変えたときの結果を  $xy$  平面に表したもので、この結果を多項式でフィットすれば、感度曲線が得られます。

境界要素法で計算した結果は、実際のビームを使い、シングルキックで軌道を変えて行った calibration の結果と、 $20\sim 30\mu\text{m}$  の範囲で良く一致しており、非常に精度がよいと言えます[20]。

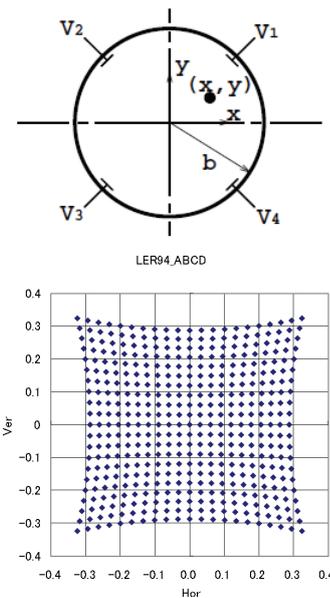


図 11 境界要素法で計算した KEKB-LER  $\phi 94\text{mm}$  チェンバーのマッピング結果。

### 5.2. 静電誘導型(ボタン型)電極

電子リングでビーム位置モニターの電極として一番良く使われているのは、ボタン型の電極です。図 12 に KEKB 衝突点で使っている電極の写真及び構造図を示します。

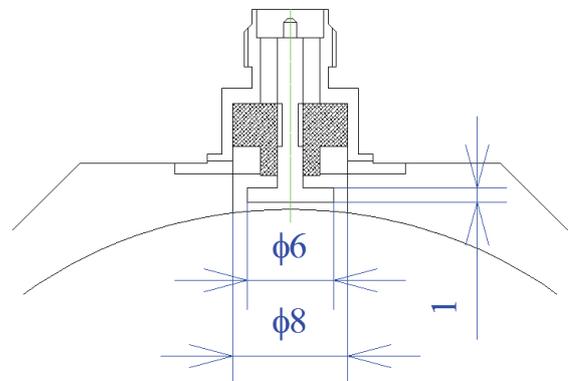


図 12 ボタン電極の例

電極は、セラミックスなどの絶縁体で真空チェンバーと絶縁されていて(この部分は超高真空と大気を分けるためにも使われています)チェンバーとの間には容量 C があります。簡単な等価回路で書くと、図 13 の様になります。

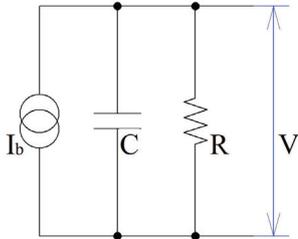


図 13 ボタン電極の等価回路

この等価回路の応答は

$$\frac{dq}{dt} = C \frac{dV}{dt} + \frac{V}{R} \quad (11)$$

なので、ラプラス変換して

$$V(s) = \frac{Q(s)}{C} \frac{s}{s + \frac{1}{CR}} \quad (12)$$

の様な、一次不完全微分型フィルター(ハイパスフィルター)になることがわかります。このフィルターのカットオフ周波数は

$$f_c = \frac{1}{2\pi CR} \quad (13)$$

となります。バンチ長がボタン電極の直径と同じか小さくなると、バンチの通過時間の効果(transit time factor)が無視できなくなり、ボタン電極から出てくる出力は減少します。このため、通常はボタンの直径は(予想される)バンチ長と同じくらいにすることが多い様です。図 14 に KEKB LER でのボタン電極出力と、スペクトラムを示します。陽電子リングなので、はじめに正パルスが出、その後マイナス側に同じ程度の大きさのパルスが出ています(つまり、バンチ波形[ガウス分布]の微分信号になっています)。スペクトラムを見ると、2.7GHz 付近から妙に汚いでこぼこが出ていますが、これはこの電極が付いている真空チェンバーのカットオフ周波数が 2.74GHz なので、それ以上の周波数ではよそで発生した HOM が入ってきていることを示しています。15GHz 付近で出力に大きな dip がありますが、これはフィードス

ルー(セラミックス部)の周波数通過特性を反映していて、この周波数あたりで信号の通りが悪くなっている、あるいは共鳴構造がある可能性がある、ということを示しています(実際、フィードス

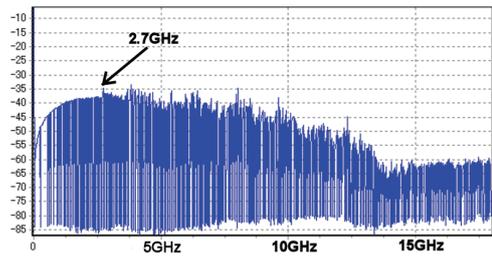
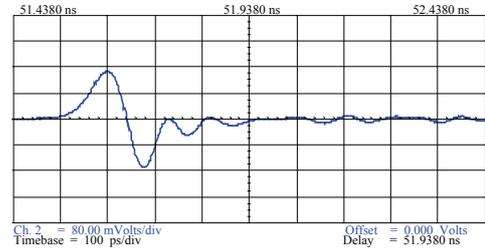


図 14 KEKB-LER 単バンチ時のボタン電極出力(上)とスペクトラム(下)

ルーの高周波シミュレーションでこのあたりに trapped mode があることがわかっています。なお、使用しているケーブルの導波管モードのカットオフ周波数も実はこのあたりにありますので、相乗効果の可能性もあります)。KEKB ではバンチ長が 7mm 程度なので、ビームからは 15GHz 付近成分はあまり来ないので気にしていませんが、ERL 加速器のようにずっと短いバンチ長のビームが来る加速器では危険で、十分な検討が必要になります。

### 5.3. ストリップライン電極

図 15 の様に、ビーム進行方向にストリップ状の電極を置いたものがストリップライン電極です。ストリップラインという言葉自体は、高周波用基板で信号伝達に使われる、特性インピーダンスを一定にした信号線のことで、厳密に言うと基板の中を走っているものを言います(図のように、片側がグラウンドのものはマイクロストリップと言うようです)。ストリップラインの特性インピーダンスは、信号を取り出す同軸(フィードスルー及びケーブル)の特性インピーダンスに合わせる必要

がありますので、通常  $50\Omega$  に設定することがほとんどです。設計では、高周波 simulator(HFSS など)を使って簡単に特性インピーダンスを出せないので、近似解(あまり合わない)を知っておく必

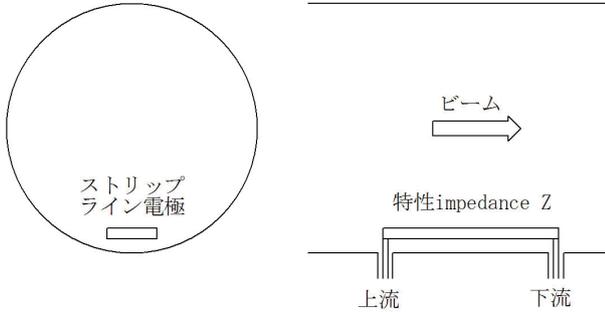


図 15 ストリップライン電極

要はありませんが、設計値の付近のずれに対する特性インピーダンスの変化の傾向は知っておいた方が良さそうです。電極が、設計値より内側に入ると、特性インピーダンスは上昇し、外側に引くとインピーダンスは下がります。特性インピーダンス  $50\Omega$  というのは結構低インピーダンスなので、電極はチェンバー壁に近いところに来ることになります。

長さ  $l$  のストリップライン及び両端の同軸部がすべて美しく特性インピーダンス  $Z$  で整合されている場合について考えます。電荷  $i_b$  のビーム(長さ  $0$  のインパルスとします)がストリップラインの上流端に来ると、電荷が同軸側とストリップライン側に押し出されます。両方の特性インピーダンスはいずれも  $Z$  なので、等分されたパルス  $\frac{1}{2}gi_bZ$

がそれぞれ上流側同軸とストリップライン上を光速で伝搬します( $g$ はストリップライン上を走る壁電流の割合で、ストリップラインの見込み角、ビーム位置などで決まります)。ストリップライン上を走っているイメージ電荷はビームと並行して走り、時間  $l/c$  後に、同時に下流ポートに到達します。ここで、ビームが通過することにより  $gi_b$  の電荷が誘起されるので、上流側と同じく下流側ポートとストリップライン側へ半分ずつ、同じだけのパルスが走るようになります。但し、上流側と比べて走る方向が逆になりますので、電圧も逆

になり、 $-\frac{1}{2}gi_bZ$  となります。下流側ポートでは、

ストリップライン上を走ってきたパルスとビームによって誘起されたパルスは、大きさが同じで符号が逆になりますので、打ち消し合って出力が出なくなります。ストリップライン上では、下流ポートによって発生したパルスが逆方向に走り、上流側にビームが来てから  $2l/c$  時間後に上流ポートに到着し、そこから(はじめのパルスと逆極性の)パルスが出力されます。このように、上流側で観測をしていると、時間間隔  $2l/c$  のバイポーラパルスが出力され、下流側ポートでは何の出力も出てこない、ということになります。上流側のパルス出力を周波数領域で見ると、

$$V_p = \frac{g}{2} Z (1 - e^{-j\omega l/c}) \quad (14)$$

$$= gZ \exp(j(\pi/2 - kl)) \sin kl$$

という応答になります( $k = \omega/c$ )。これから、ストリップライン電極は、ストリップラインの長さ  $l$  の奇数倍の波長に対して最大の感度を持ち、逆に偶数倍の波長に対しては感度が無いことがわかります。なお、下流側ポートには出力が出ないので、理想的には下流側が短絡状態であっても、上流ポートに出てくる出力には違いがない、ということになります(実際は、短絡状態だと後述のミスマッチがひどいことになりやすいので、余裕があるなら下流側もちゃんと整合をとった方が結果的に美しい出力が得られやすい)。

ストリップライン電極の出力は、このように(ある程度)帯域制限されたものになり、比較的大きな信号出力が得られ、また鈍ったパルスになっても観測が比較的楽である、という事情から、線形加速器、ビーム輸送路などで多く使われています。但し、実際の電極で考えると、ボタン電極に比べると構造が複雑になり、長手方向にそれなりの場所が必要になり、コストはかかるし精度は出しにくくなります。また、実際のストリップラインでは、同軸ポートとの整合をちゃんと作るのが那么容易でなく、インピーダンス不整合点からの多くの反射波が上流下流それぞれのポートから出てくることになります。バンチ長が短い場合、これ

らは結構目立ってしまいますので、がんばって整合をとる努力が必要になります。

周回電流が多い場合(蓄積リングなど)、ストリップラインは熱的に絶縁されていますので熱が陰にこもって発熱してしまう問題、ストリップライン付近に高周波が trap されてしまう問題(これは放電、メルトダウンまで至る危険性がある)、またボタンに比べて大きなパルス出力のためフィードスルー、ケーブルが損傷(燃えるとか溶けるとか)してしまう問題などあり、使うためには非常に慎重な検討が必要です(大電流マシンではまず考慮の対象外)。

#### 5.4. 空洞型位置モニター

非常に位置精度を要求される場所(たとえばアンジュレーターの前後)に使う位置モニターとして、空洞型の位置モニターを使用することが考えられます。空洞型 BPM では、ビームが空洞中心からずれたときに出る空洞の高次モードを検出しますので、狭帯域にしやすく、ゲインも大きくとれる、また、構造の精度も機械精度で決まるため、電気的中心と機械的中心と良く一致する、という利点があります[14]。

図 16 のような一番単純なピルボックス型空洞で考えます。空洞では、その構造から固有モードが決まり、ビームが空洞を通過すると、(もしもビームの持つ信号成分がうまく空洞の固有モードと結合するなら)それらの固有モードが励振され

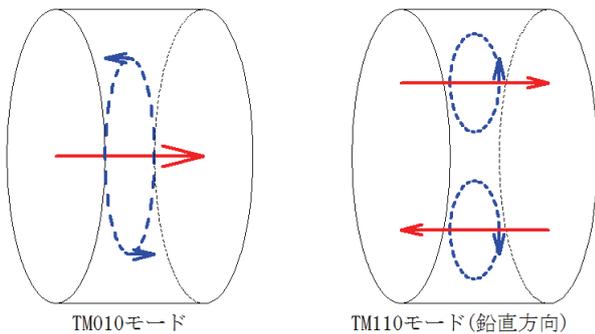


図 16 空洞の monopole モードと dipole モード

ます。固有モードのうち最低次のモードはモノポールモード(TM010 モード)で、進行方向に電場の変化があれば結合しますので、常に励振されることとなります。TM110 モードは、ビームが横方向

にずれた場所を通過するとき励振され、その大きさは(中心付近では)中心からのずれに比例します。このため、選択的に TM110 モードを取り出す仕組みを用意しておけば、ビームの位置を高精度に知ることが出来る訳です。

この空洞型 BPM は、検出デバイスを狭帯域にして(Q を高くして)精度を出すことを主眼にしています。ところが、Q が高いと、信号の立ち上がりが遅くなりますし、また長い tail を引くこととなります。モニターに入ってくるバンチ間隔が十分長く、隣のバンチの影響がさほどでない場合は予定される精度を出すことが出来るでしょうが、ERL 加速器のように、加速周波数が 1.3GHz で、最も短いケースですべての RF バケツにバンチが入っている、という場合だと、よほど Q を下げる(空洞型 BPM のメリットを放棄)か、ぴったり周波数を合わせ運転中維持する(高周波なのでこれもそう簡単でない)など色々大変なテクニックが要りそうです(周波数がぴったり RF と合っても、信号のビルドアップにデバイスが耐えられるのか、なかなか大変そう)。

#### 6. モニターの信号処理

今まで出てきたいずれのモニターにしても、出てきた信号を処理して、電圧などの読める形にして位置情報にする必要があります。ここで、まず、次のことを決めておく必要があります。

- 時間分解能はどのくらい必要か(バンチごとの情報を分ける必要があるのか、ある程度の時間分解能があればいいのか、あまり要らないのか)。
- 精度、安定性はどのくらいを目標とするのか。

これらの 2 つの項目は、どんな電極、デバイスの信号処理をするかにももちろん大きく依存しますが(もともと狭帯域のデバイスだと、時間分解能を上げることは出来ない)、同じデバイスでも、処理方法によって大きく影響され、基本的に相反することが多いものと言えます。

時間分解能が良い測定法は、広帯域測定となります(広帯域回路でビーム信号を処理し、高速な

ADC でデジタル化するなど)。逆に高精度測定法は、狭帯域回路で長時間の信号を処理することになります。では、たとえば広帯域処理回路でとったデータを長時間平均など(技の限りを尽くした)後処理をすることで等価な高精度測定になるのでしょうか。残念ながら、広帯域処理回路を使う、ということはそれにあつた(広帯域だが色々な精度的にいまいちな)回路素子を使う、ということであつて、回路内で色々な情報を落としている(選択して情報にしている)、ということにならざるをえません。いったん失われた情報は、後段回路でいかに技の限りを尽くしたところで復活は出来ませんので、1つの回路方式で両方満足させるもの、というのは現在の技術水準(プラス現実的なコスト)では実現は大変困難です。但し、たとえば精度をある程度妥協して、時間分解能もある程度(たとえば隣り合うバンチの信号を分離することは出来ないけれど、ある程度時間的に離れた信号なら検出できるとか)妥協して、双方が折り合いが付く条件があるなら、1つの回路方式でもいける場合も意外に多くあるのではないかとも思われます(とは言っても、やたらに無いものねだりをされると困ってしまいますが)。以下、狭帯域測定回路から順に、位置検出回路方式について代表的な(よく使われる)方式について説明していきます。

### 6.1. スーパーヘテロダイン方式

ビームがモニターに周期的に来る場合、たとえば蓄積リングのような場合、ビームのスペクトラムを観測すると、3章で紹介したように、加速周波数  $f_{RF}$  の整数倍に、フィルパターンが一様でなければその間の周回周波数  $f_{rev}$  の整数倍のところにシャープなスペクトラムが現れ、それ以外の成分は無くなります。このスペクトラムの大きさはビーム強度及び検出電極とビーム重心との距離によって決まりますので、どこかのスペクトラムの大きさを精密に測ってやれば、ビーム位置情報がわかります。なお、どの周波数を検出するかは、使っているモニター電極の周波数特性(ボタン電極だと高周波側の方が感度がよい)、真空チェンバーのカットオフ周波数(カットオフ周波数以上は

もちろん、近くても使えない)、周辺のノイズ成分などを考慮して決めることとなりますが、 $nf_{RF}$  以外の成分は、フィルパターンによるレベルの変化が激しく(場合によってはほとんど出なくなる)一般に使いにくく、 $f_{RF}$  は RF 信号(高パワー系、低レベル制御系など)の混信が心配です。最近よく使われるようになっているアンテナチェンバーでは、光スロット部分の静電容量によって物理的な大きさに決まるよりさらにカットオフ周波数が下がりますので、ほぼ  $f_{RF}$  しか使えない(しかもそれも結構カットオフに近い)というケースも多い様です。

一般に高周波信号を、信号に検出に適したレベルまで安定に増幅したり、精度の高い検波を実現することは(特に昔は)それほど易しくありません。そこで、信号を低い周波数に変換してから増幅、検波を行う方式のことをスーパーヘテロダイン方式と言います(最近では、より高周波に信号を変換する **up convert** もラジオや通信機などでよくありますが、原理は同じですし、信号を後段回路にとって扱いやすい周波数に変換する、という考え方も同じです)。今、図 17 の様な回路に周波数  $\omega_{RF}$  の正弦波を入力するとします。図 17 の真ん中にある素子はかけ算器で、任意の 2 つのポートに入力された信号のかけ算の結果が残りの 1 ポートに出てくる、というものです。高周波領域では Double Balanced Mixer(DBM)が普通使われています。

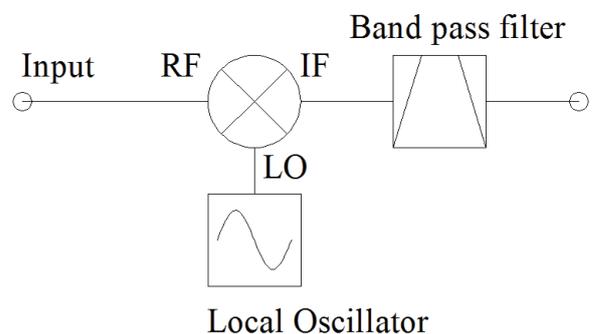


図 17 スーパーヘテロダイン方式の原理

入力信号  $A \sin(\omega_{RF} t)$  に対して、local oscillator から  $\cos(\omega_L t + \phi)$  の信号を出して、DBM でかけ算すると

$$\begin{aligned}
 & A \sin(\omega_{RF} t) \times \cos(\omega_L t + \varphi) \\
 &= \frac{1}{2} A [\sin((\omega_{RF} + \omega_L)t + \varphi) + \sin((\omega_{RF} - \omega_L)t - \varphi)]
 \end{aligned}
 \tag{15}$$

のように、2つの周波数を足した周波数成分と2つの周波数の差の成分に分かれます。このうち、たとえば低周波成分(中間周波数成分)だけをバンドパスフィルターを使って取り出して、低周波で検波をすれば良いことになります。この方式は、技術的に非常に確立された歴史の長い方式で、低周波領域では検波器も検波方式も精度の良い理想的なものを作りやすく、高精度で高増幅度が必要な場合良く用いられます。

昔はより狭帯域にするため、ダブルスーパー、トリプルスーパーなど多段の周波数変換が用いられることがありましたが、最近では(未だに結構面倒くさい)精密高周波回路は1段だけにして、高い周波数でAD変換してしまい、DSP(digital signal processor)やFPGA(field programmable gate-array)を使って高速フーリエ変換をする方式の方がコスト、スピード、長期安定性いずれの面でも有利で、主流です。なお、たとえば対向する4つの電極からXY位置情報を得ようとする場合、4つの測定回路でそれぞれの信号強度を独立に測ってやれば、測定時間は短くてすみますが、4つの回路特性(特に回路ドリフト)が測定結果に大いに影響します。このため、(1)4つの電極をRFスイッチで切り替え、同じ回路で測定する、(2)4つの電極、4つの信号検出回路を組み合わせ平均する、(3)校正信号を入力できるようにして、時々校正を行う、などの方式が考えられます。RFスイッチを使う場合、チャンネル間のクロストークが悪いと、ビーム位置、信号強度によって妙な振る舞いをするようになるので、注意が必要です。先にも述べましたとおり、一旦失われた情報は後からどんな処理をしても取り返せませんので、アナログ部は十分な注意が必要です。

スーパーヘテロダイン方式は、ビームが持つ周波数成分がちゃんと安定していて、測定可能であるほどのレベルで無ければ(つまりそれなりに繰り返しが高くない)使えません。このため、繰り返しが非常に低い線形加速器やビーム輸送路ではまず使えません。ERL加速器では、確かに最終段階では非常にバンチ間隔が詰まったビームが来るのですが、コミッショニング時はそれこそ通常の線形加速器と変わらないビームが来るものと思われます。このどちらでもちゃんと測定が出来る、という点から見ると、狭帯域方式を採用するのは結構微妙、といったところでしょうか。

返しが非常に低い線形加速器やビーム輸送路ではまず使えません。ERL加速器では、確かに最終段階では非常にバンチ間隔が詰まったビームが来るのですが、コミッショニング時はそれこそ通常の線形加速器と変わらないビームが来るものと思われます。このどちらでもちゃんと測定が出来る、という点から見ると、狭帯域方式を採用するのは結構微妙、といったところでしょうか。

## 6.2. Log Ratio 法

対向する2つの電極から出てくる信号 $V_A$ と $V_B$ からビーム位置 $x$ を出す式は、ビームが中心付近にあるとして

$$x = \frac{K}{2} \log \frac{V_A}{V_B} = \frac{K}{2} (\log V_A - \log V_B) \tag{16}$$

と書けます[21]( $K$ はチェンバー構造から来る定数)。これから、2つの電極の出力をそれぞれ高周波用ログアンプ(対数増幅器)で増幅し、この出力の差をとるとビーム電流に依存しないビーム位置情報が得られます。この方法をLog-Ratio法と言います。一般にログアンプのダイナミックレンジは非常に広く(大体40~50dBある)、また非直線性がある程度補正されるので他の方式に比べて直線性の良い情報が得られます。

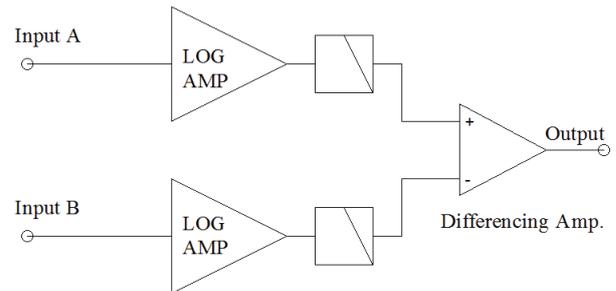


図 18 Log-Ratio 法

45度傾けた4電極BPM(電極電圧を $A, B, C, D$ とします)では、

$$\begin{aligned}
 x &= K_x [\log(A/C) - \log(B/D)] \\
 y &= K_y [\log(A/C) + \log(B/D)]
 \end{aligned}
 \tag{17}$$

なので、それぞれの出力をLogアンプに通した後、低周波のmatrix回路を通せば $x, y$ 情報に戻すことが出来ます。

Log アンプ IC は、ダイナミックレンジを大きくするため内部には多段の増幅器がカスケード接続されていて、後段の増幅器が飽和するとその前段の増幅器が有効になり動作を始める、という風に動作しますので、入力レベルによって増幅段が切り替わることによるゲインリップルが存在します。このため、ビーム位置の測定にうねりのような形で誤差をもたらします。また、入力レベルが最低値以下だと、出力が不定になる(大きく暴れる)ことがあります。

Log アンプ自身の動作周波数はかなり広帯域まで伸びていますが、出力は遅い立ち上がりとともに遅い減衰の形になりますので、狭いバンチ間隔のバンチ位置の分離は無理ですが、ある程度離れたバンチであれば分離できますし、うまく回路を作れば、連続ビームに対してほぼ DC の出力を出してくれますので、1 発しか来ないビームの観測から 1.3GHz 周期で来るビームの観測まで同じ回路で観測できる可能性があり、ERL 用のビーム位置モニター回路としてはなかなか魅力的です。4 電極検出に対応したコンパクトなモジュールが製品として出荷されていて、かつ性能も非常に良いので、安価にそれなりの性能の回路を構成することもできる、というメリットもあります。

### 6.3. さらに広帯域な測定

さらに時間分解能が必要な場合、たとえばそれぞれのバンチの位置を個別に記録したい、あるいは振動を検出したい、というような場合はさらに広

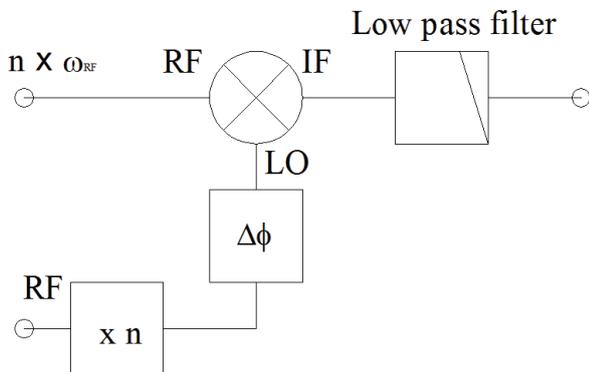


図 19 広帯域位相/強度検出回路

帯域な検出法が必要となります。特に、ERL 加速器のように、RF 周波数が高い場合は、検出回路

だけでなく検出電極の時間応答についても十分な検討が必要です。図 19 の様な回路を考えます。バンチ信号からの  $n\omega_{RF}$  成分を広帯域のバンドパスフィルターで取り出し(インパルス応答がきれいに切れているものが望ましいので、通常のワイドバンドバンドパスフィルターではなく、Comb フィルタのような、特殊なフィルターになります)、DBM の RF に入れ、RF 加速周波数と同期した  $n\omega_{RF}$  信号とかけ算をします。もしも、お互いの位相が同相であれば、

$$I_b \cos(n\omega_{RF}t + \phi(t)) \times \cos(n\omega_{RF}t) = \frac{I_b}{2} [\cos(2n\omega_{RF}t + \phi(t)) + \cos(\phi(t))] \quad (18)$$

となり、より高周波な成分を Low pass filter で落とし、平衡位相の周りの振動が大きくないとすると、 $\rightarrow \frac{I_b}{2}$  となり、バンチの位置、電荷に比例する値となります。もしも、位置情報が必要なら、対向する電極(出来るだけシンプルに、上下左右に設置してあることが望ましい)から取り出した  $n\omega_{RF}$  成分信号をタイミングを合わせて 180 度 Hybrid で引き算し、上記検波回路を使えば、バンチの中心からのずれ(とバンチ電荷をかけたもの)に比例する出力が得られます。また、もしもバンチ電荷の情報が欲しいなら、上下左右、あるいは上下だけでも  $n\omega_{RF}$  信号を 0 度合成器で合成し、位置の影響を出来るだけキャンセルしたかたちで上記回路を使って検出すると、バンチ電流に比例する成分が得られます。

これを 90 度ずれた位相でかけ算すると同様に

$$I_b \sin(n\omega_{RF}t + \phi(t)) \times \cos(n\omega_{RF}t) = \frac{I_b}{2} [\sin(2n\omega_{RF}t + \phi(t)) + \sin(\phi(t))] \quad (19)$$

$$\rightarrow \frac{I_b}{2} \phi(t)$$

と、位相のずれに対応する部分(にバンチ位置、電荷をかけたもの)を取り出すことが出来ます。出来るだけ位相情報だけにしたければ、バンチ電荷情報の時と同じく上下の電極信号を合成してやればよいわけです。

いずれにしても、得られる情報はバンチ電荷に比例する情報です。たとえば個別バンチフィードバックなどでは、位置出力がバンチ電流に比例していてもさしたる問題はありませんが、バンチ電流によらない、位置情報だけが欲しい場合は、別にバンチ電流情報を測り、あとで補正する必要があります。このようなときに使用する、0度と90度の両方の情報(相対位相差が90度であれば、ビームの位相に対して絶対位相が何度であるかは任意にとれる)を同時に出す回路を I/Q 検出回路と言います。I を 0 度情報、Q を 90 度情報とすると、ビーム強度 V、位相 P は

$$V = \sqrt{I^2 + Q^2}$$

$$P = \tan^{-1} \frac{I}{Q} \quad (20)$$

のような形で得られます。なお、I/Q 検出の場合は、位置を出すのにあらかじめ(あまり精度のない)Hybrid で引き算するのはあまり得策でなく、対向電極の値それぞれを I/Q 検波することの方が普通です。

現在、高速 ADC では有効ビット数 7.5 ビットで、帯域幅 2.2GHz、最高サンプルレート 1.5Gsp/s のものが手に入りますので、たとえ 1.3GHz 信号であっても、AD 変換自体は可能です。但し、これをちゃんと使うためには、データをちゃんと記録して、十分な速度で読み取れる必要があるのです。現在の技術レベルでもそう簡単な話でもありません。私たちのグループでは、このような AD 出力を超高速 FPGA で受け、SRAM に書いたり、USB などのインターフェースを通して外部に出す回路を SLAC 及び INFN-LNF と国際共同開発していて、1.3Gsp/s でも対応出来るのではないかと、という感触は得ています[22]。

#### 6.4. オシロスコープの利用

専用の検出回路を使わず、普通にその辺で売っている(というわけでもないが、簡単に手に入る)オシロスコープで直接電極信号を受けて位置情報を得る、ということも、最近のデジタルオシロスコープの進化で随分一般的になってきました。また、オシロスコープ自体もそれなりの早い CPU

をもっていて windows の下で動いていたりしますので、オシロスコープの CPU である程度の処理をさせることも行われています[23,24]。なにせオシロスコープは(一見それなりに高そうではあるが)民生品なので、私たちが開発するエレクトロニクスより圧倒的に安価で、汎用性があり、高性能です(ついでに信頼性もある)。

オシロスコープを検出器として使う上で、気にしておいた方が良い点があります。まず、オシロスコープ内の ADC のクロックと加速器の基準 RF は全く同期していない、という点です。これは、非常に繰り返しが遅い信号を検出しよう、という場合は適当なトリガーをもらい、データを(十分早いサンプリングレートで)とれば良いので通常問題にはなりません、たとえば 3ns ごとにくる幅 500ps パルスのバンチ電流情報を記録したい、というような場合、普通このパルス信号は結構汚いパルスなので、サンプリング周波数を結構高くするとか、ちゃんと補間をすとかしないと必要な情報を落としてしまう恐れがあります。このためには予想外に長大なメモリーが必要となり、データの処理も、データの転送も延々とかかる、ということもありそうです。また、オシロスコープは超高速にデータをとってはくれますが、そのデータ処理、転送は一般に非常に遅いので、早い処理が困難、という問題もあります。さらに、オシロスコープを加速器モニターの一部として常用する、という形態はオシロスコープメーカーの想定している使い方とかなり違いますので、思った通りに動かない、コマンドが超間抜けで困る、といった問題も起こりうると思っていた方が良いです。それにしても、オシロスコープは非常に便利な道具ですので、これからも加速器モニターとして多く使われると思われれます。

#### 7. ERL 用に必要なモニターの話題

図 20 に現在計画されている ERL 試験加速器のレイアウト(案)を(すでにいやになるほど何度も出てきているでしょうが)示します[25,26]。電子銃から出たビームは入射超伝導加速器で 5MeV 程度まで加速された後、マージャーで加速部まで導か

れ、そこにある主超伝導加速空洞で加速され(エネルギーについてはどれだけの空洞が入っているかによって変わる)、周回部へ出ます。Arc1 では、バンチ圧縮が行われ、さらにバンチ長が短くなったビームはタイミング合わせようのシケインを通過した後長直線部にある(あるいは遠い将来設置される)アンジュレーターなど挿入型光源を通った後、Arc2 に入り、再び加速部へ、今度は減速位相で入りエネルギーを失い(空洞にエネルギーを渡す)、マージャーを通してビームダンプに入ります。この各所に各種のビームモニターが必要ですが、ここで紹介した「普通の」電氣的モニターとしては

- 入射部
  - 位置モニター
  - 電流モニター(?)
- 加速部
  - 位置モニター、加速ビームと減速ビームの軌道分離ができることが望ましい
- 周回部(arc)
  - 位置モニター
- 長直線部
  - 通常の位置モニター
  - 電流モニター(DCCT、CT)
  - 挿入光源用の高精度位置モニタ
  - バンチ毎位置モニタ、バンチ電流モニタ
  - その他、試験用モニター
- ダンプライン

- ビーム位置モニター
- その他
  - バンチタイミングモニター
  - ビームロス検出モニター

などが今のところ考えられています。

位置モニターの数、要求性能は、そのモニターを何に使用したいかによって決まります。例えば、ビームを通せさえすれば良い、ということなら、精度はほどほど、設置数も適当だがちゃんとしよぼしよぼビームのワンパスで動作すること、ということになりますし(この場合は例えば電氣的なモニターでなくても、蛍光板をカメラで観測するだけでもいいかもしれない)、ちゃんとぴったしデザイン軌道を通すべし、となると精度、安定性の要求も厳しくなります。さらに、ビーム位置だけでなく軌道パラメータ(ベータatron関数のゆがみなど)をちゃんと測定するためには、蓄積リングと違って簡単に全体のベータatronチェーン(この場合は位相のすすみ)を測定することが出来ないで、それぞれの位置モニターでビームの平均位置だけでなく、位相情報(となりの BPM からベータatron位相のすすみ)まで精密に測定できる機能と精度を持つことが必須になります [27]。

ほとんどの、周回部とか入射部、ダンプラインなどの位置モニターとしては、ストリップライン型の電極を使用する予定です。位置検出回路は、Log-Ratio 型の回路を高速 ADC で読み出すことになると思われます。ストリップラインの構造、

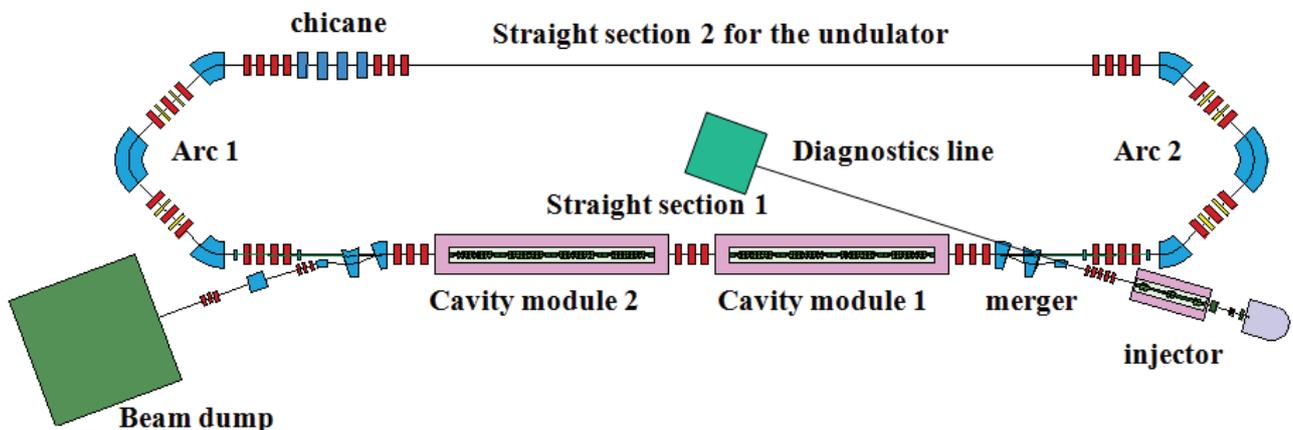


図 20 KEK ERL 試験加速器のレイアウト案

長さなど具体的な設計は今のところ全く手つかずで、いずれあまり遠くない将来試作を行い、PF-BTにあるテストラインに install してテストなどを行いたいと思っています。

なお、ビームサイズ、エミッタンス(横方向のみならず、進行方向も)の測定は、ERL 加速器の性能を測定するため極めて重要で、入射部、周回部ともそれぞれの場所で精密に測定する必要があります。残念ながら、いずれの場所においても通常の電氣的モニターの出番はなく、光モニター、あるいは wire モニターなどが活躍することと思われる。

### 7.1. 超広帯域ボタン電極の開発

超伝導加速空洞がある加速部は、そもそも非常にビーム結合インピーダンスが高い部分ですから、できるだけ空洞の中心にビームを通したい場所です。ところが、この場所は入射器から入って加速されつつあるビームと周回を終えて減速されつつあるビームが同時に入る場所でもあります。それぞれのビームは完全に独立ですから、全く違う軌道を取りうるため、同時に別々の軌道を測りたいわけですが、最悪の条件で、図 21 にあるように加速周期のさらに半分の時間間隔にそれぞれ加速、減速のバンチが来ることになります。

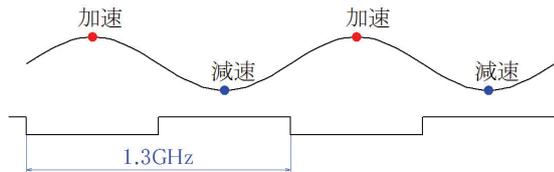


図 21 加速部のバンチタイミング

この 2 種類のバンチ信号を切り分けるためには、まず位置検出電極自体が十分広帯域でなければなりません。フィードスルーとしてよく使われる、アルミナセラミックスを使ったものは、アルミナセラミックスの比誘電率  $\epsilon_r$  が  $\epsilon_r \approx 10$  程度と非常に大きく、構造などで工夫をして低周波側のインピーダンスマッチングを良くすることはある程度は可能ですが、そうすると今度は高周波側で周波数応答が大きく暴れてしまいます。このため、真空シール材として低比誘電率のガラスを使

ったフィードスルーの開発を進めています[28]。

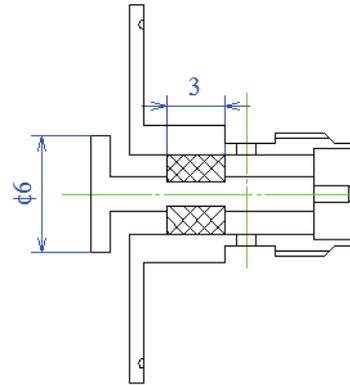


図 22 ガラスフィードスルー概念図

このフィードスルーを  $\phi 24.5\text{mm}$  のパイプに取り付け、バンチ長 3mm のビームを通したときの出力の GdfidL によるシミュレーション結果を前に紹介した KEKB-FB タイプのものとともに図 23 に示します。

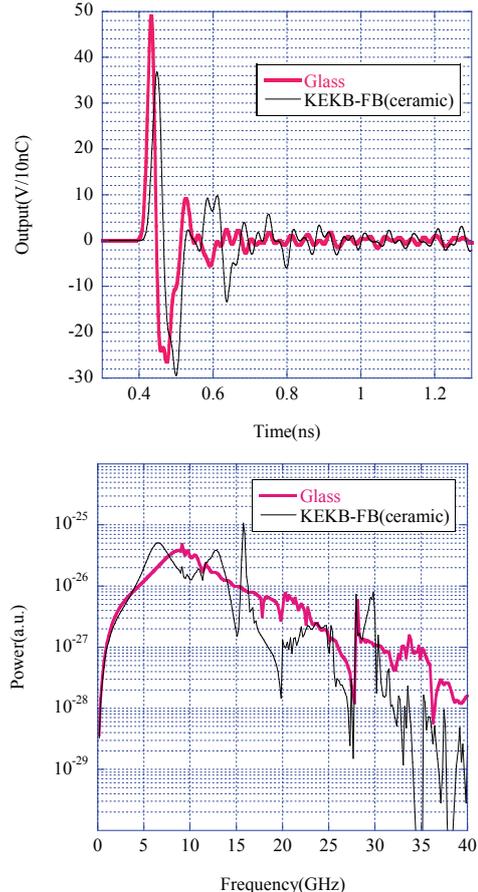


図 23 GdfidL によるガラス BPM のビーム応答 simulation の時間領域と周波数領域の結果例

これから、応答は十分早そう(例えば 1.3GHz の半分の時間間隔、約 380ps 以内に応答は収まりそうです)し、周波数応答を見ても基本的に不吉な共振点はなさそう(KEKB-FB タイプは 15GHz 付近の振る舞いが怪しい)。これと独立に、HFSS を使って S パラメータの検討を行っています(こちらにも怪しい応答は見えていません)。

PF-BT ラインの入射点付近で BT ラインを分離し、ビームダンプへ線形加速器からのビームを打ち込むことが出来るテストラインが建設され、このラインにモニターのテストデバイスを設置することで、線形加速器からの短バンチビーム(バンチ長 10ps 以下、最短 1ps 程度)を使ったビームモニターテストが出来るようになってきました[29]。ここに、上記のボタン電極をはじめとして、試験電極をつけたテストチェンバーを設置して、超高速リアルタイムオシロスコープ(16GHz リアルタイム帯域、50GS/s)で観測してみた結果を図 24 に示します。

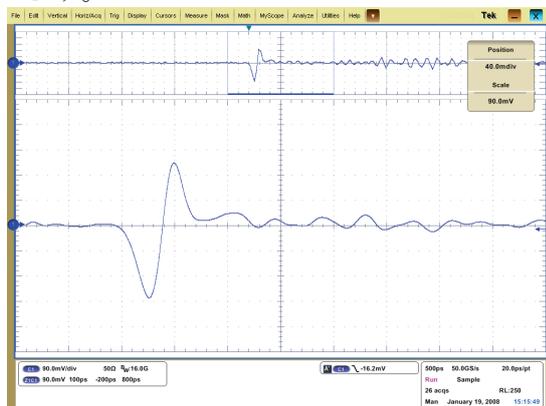


図 24 ガラスフィードスルーのビーム応答実測

ガラスタイプフィードスルーに関しては、ERL のみならず、大電流蓄積リング(SuperKEKB など)での応用も目指し、現在進行形で R&D が進んでいます。

ボタン電極からの信号を切り分ける、高速の RF スイッチに関しても現在検討を進めているところで、こちらに関しても実際のボタンにつないで動作の確認を行う必要があると思われます。

## 7.2. ビームロス測定するモニター(差動 DCCT)

ERL 加速器は(最終的には)100mA 近い電流ビームを常に入射器から出し、それを周回させ、ビームダンプでダンプさせるため、ダンプ以外のほんのわずかなビームロスでも放射線的には大変な量になってしまいます。そのため、ERL 加速器の周りには厳重にビームロスモニターを配置して各所でのビームロス測定する必要がありますが、それだけではなく、入射ビームとダンプビームの電荷の差を見て、ロスが許容範囲内にあるかどうかを見る、というアイデアがあります。具体的には、DCCT コアをそれぞれ入射ライン、ビームダンプラインに設置して、フィードバックラインを両方のコアで共通にして、わずかな差を増幅して動作するようにする、というものです。

どの程度までのビームロス測定しなければならぬか、という点については、大体  $10^{-5}$  から  $10^{-7}$  といったオソロシイ値なので、これ自体実現性があるか相当あやしげではありますが、これに加えて、電子銃自体の安定性がそれより遙かに悪く、現状でたぶん数%程度のふらつきがあるとされています。そうすると、たとえ極めて精度の良い差動 DCCT を作る事が出来ても、それよりも遙かに大きなビーム強度変動がある、ということになって、なかなかモニターとして使うのは難しいかもしれません。

なお、ビームロスによる放射線を測定するビームロスモニターに関しては、[1]、[19]、[30]などの参考文献中に詳しく紹介されています。

## 7.3. バンチごと位置、強度モニター

周回部を走るバンチの個別のバンチ電流、あるいは位置情報(位置と言うより振動の様子)をモニターしておくことは、電子銃や加速器全般の様子を把握する大きな助けになると思われますので、最大 1.3GHz でも動作するバンチ位置、強度モニターの開発を行う予定です。

現在、KEK-SLAC-INFN で共同開発[31]された iGp システム(図 25)は、最大 550MHz 程度で動作していますが、最高動作周波数は DAC 出力タイ

ミングのばらつきによって制限されていますので、信号のモニターだけであれば、現状でももっと高周波で動作します。より高速動作を目指した開発が進行しています。

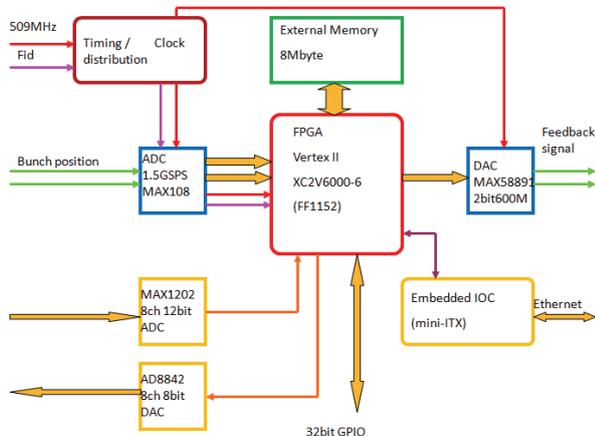


図 25 iGp システムのブロック図

## 8. まとめ

ERL 加速器で想定されているビームモニターシステムを(とてもそうとは言えない結果になっている気がするが)念頭に置きながら、いわゆる「普通の」電気的モニターについて概説を試みました。私は、(昔からそうだったが)最近とみに「精密」「正確」とか「厳密」といった、ビームモニター屋のあるべき姿とは全く縁遠い、「粗い」とか「だいたい」とか「(無駄に)広帯域(これは精密の反対語に近い)」といった言葉が付くフィールドで仕事をさせてもらっていますので、このテキストもそれが色濃く出てしまい、とにかく粗くていい加減な話になってしまいましたが(ついでに、中に出てきた式ももちろん信用しないほうが身のため)、なんとか普通のモニターについての感触は得てもらえたでしょうか。

現在計画されている大加速器は、いずれも(当然ながら)昔から比べると非常に厳しい、非常識とも言えるビーム条件での運転を予定しています。このため、ビームモニターに突きつけられている要請は、精度的にも時間応答でも非常に高度なものになってきています。条件を満たすモニターを開発するハードルはどんどん厳しくなっていますが、その分、色々なアイデアを試す機会も増えて

おり、フレッシュな意欲的な方たちの参入をお待ち申し上げております。

このテキストの執筆におきましては、多くの皆様のお手を煩わし資料などご提供いただきましたし、原稿を見ていただいてご意見などいただきました。特に、春日俊夫教授、家入孝夫准教授、手島昌己准教授、福岡均准教授、柴田恭博士からは原稿の不備、大間違い、など多くのご指摘をいただき、超大恥部分を事前に除くことができました(それ以外に残っている大間違いの責任はもちろん筆者にあります)。感謝いたします。KEK ERL Beam Instrumentation グループは、三橋利行、平松成範、春日俊夫、帯名崇、高井良太、飛山真理、内藤孝、古川和郎、佐藤政則、芳賀開一、多田野幹人(KEK)、中村典雄(東大物性研)のメンバーで、精力的に ERL 用モニター開発を進めています。本原稿にもそれらの成果の一部を載せさせていただきました。

## 9. 参考文献

- [1] “加速器のビームモニター”, 平松成範 KEK Internal 2004-4
- [2] “加速器におけるビームのふるまい”, 水町芳彦 OHO'86
- [3] “シンクロトロンでのビーム・モニタ”, 木代純逸 OHO'86
- [4] “放射光を利用したビーム・モニタ”, 桂共太郎 OHO'86
- [5] “電子リニアックのビーム・モニタ”, 榎本収志 OHO'86
- [6] “ビーム計測”, 家入孝夫 OHO'91
- [7] “軌道変動と安定化”, 芳賀開一 OHO'93
- [8] “光モニター”, 三橋利行 OHO'93
- [9] “ビームモニター”, 早野仁司、日出富士雄、中里俊晴、上坂充、武藤正文 OHO'95
- [10] “KEKB でのビーム不安定性”, 家入孝夫 OHO2000
- [11] “ビーム計測 I”, 諏訪田剛 OHO'02
- [12] “ビーム計測 II”, 阪井寛志 OHO'02

- [13] “放射光とビーム計測”, 池田仁美 OHO'04
- [14] “ナノビーム診断”, 本田洋介 OHO'06
- [15] “マイクロ波理論入門”, アトウォーター、好学社
- [16] “マイクロ波技術”, 阿部英太郎 東京大学出版会 ISBN 4-13-063031-8
- [17] “Beam Current Transformer with DC to 200MHz Range”, K. Unser, IEEE Trans. Nucl. (1969) pp.934-938
- [18] “A Toroidal DC Beam Current Transformer with High Resolution”, K. Unser, IEEE Trans. Nucl. Vol. NS-28, No.3 (1981) pp.2344-2346
- [19] “KEKB Beam Instrumentation Systems”, M.Arinaga 他、Nucl. Instrum. Meth. Phys. Res. A499 (2003)
- [20] “ビームの位置モニタの高精度ビーム・ベクトル・キャリブレーション法の開発”, 手島昌己 総合研究大学院大学博士論文
- [21] “Log-Ratio Circuit for Beam Position Monitoring”, F.D.Wells, et. al., in proceedings of 1998 IEEE Particle Accelerator Conference, p1139.
- [22] “Bunch by bunch feedback systems using iGp digital filter”, M.Tobiyama 他、日本加速器学会 プロシーディングス,2008.
- [23] “Fast BPM DAQ System Using Windows Oscilloscope-based EPICS IOC”, M.Satoh, et. al., in proceedings of ICALEPCS2007, Knoxville, 2007, pp.469-471.
- [24] “BPM DAQ System Using Fast Digital Oscilloscope”, M. Satoh, et.al., in proceedings of LINAC2006, Knoxville, 2006, pp.280-282.
- [25] “コンパクト ERL の設計研究”, 羽島良一他、KEK Report 2007-7
- [26] 三橋利行 私信
- [27] “放射光将来計画検討報告-ERL 光源と利用研究”, T. Suwada and A. Iida, 200502003-KEK, (2003).
- [28] “Development of Button Electrode with Improved Time Response”, M.Tobiyama, et.al., in proceedings of BIW2008, Lake Tahoe, 2008.
- [29] “Beam Instrumentation for KEK ERL TEST Facility”, K.Furukawa, et.al. in proceedings of ERL2007, Daresbury, 2007.
- [30] “PIN PD を使用したビームロスモニター”, H.Ikeda et. al., in proceedings of the 14<sup>th</sup> Symp. Accel. Sci. and Tech. (SAST03), p467 (2003)
- [31] 高エネルギー分野における日米科学技術協力事業、「次世代高ルミノシティコライダーのための開発研究」代表：生出勝宣(KEK)、John Seeman (SLAC)