

## § 1. 序

このノートは、現在運転中の電子／陽電子貯蔵リングで使われているビーム計測機器の特性とビームパラメータの測定法について述べたものである。特に、OHO'91のテーマである低エミッタンスリングを意識してはいない。このノートは、ビームの電磁場を電氣的に処理する計測を述べていて、光学的手法による計測には触れていない。

加速器のビーム計測は、加速器を運転し、その性能を向上させるための道具として使われる。又、ビーム計測は、ビームを通して現実の加速器を知るための最もよい方法である。たとえば、平衡軌道の測定から加速器の主要パラメータである dispersion 関数がわかり、ベータトロンチューンの変化からクロマチシチやベータ関数がわかる。一方、計算機シミュレーションにより、ビームの振る舞いを知ることができる。けれど、これは、ある意味で理想の加速器の世界である。現実の加速器は、ビーム計測によってのみ知ることができる。さらに、ビーム計測技術の進歩により、新しいビームの側面も知ることができる。場合によっては、加速器理論を修正することにもなるかもしれない。このように、ビーム計測は、重要な役目を持っている。

加速器は、さまざまなタイプがある。ビーム計測は、それぞれの加速器のビームパラメータに応じた方法で行なわれている。ビーム計測が対象とするパラメータは、ビーム電流、ビームポジション、ビームサイズそれとビーム偏極度である。電子／陽電子貯蔵リング

における横方向の偏極度の測定は、ビームエネルギーの絶対値を与えてくれる。しかし、ここでは、触れない。又、ビーム電流の測定も、OHO'86の木代氏のノートで詳しく書かれているので、ここでは、省略した。

本ノートで扱うのは、ビームポジションとビームサイズの測定である。ビームポジションとベータトロンチューンの測定は、ビーム計測の基本である。そして、これらの測定をささえているのは、ビーム信号処理を行なっているハードウェアである。このハードウェアの特性が測定の信頼性を決める。これは、ビーム計測の要でもある。ビーム信号処理については、最も多くのページをさいて3章で説明している。ビームサイズの測定は、さまざまな測定法があり、そのすべてを紹介することはできない。ここで書かれている測定法は、トリスタン AR/MR で用いられているもので、筆者によってバイアスがかけられた測定法とっていただきたい。又、トランスバース-フィードバックシステムについても言及している。

時々、「このビームポジションモニターの精度は、 - - - 」と言うのを聞く。この精度の意味は、相対的な意味なのか、それとも絶対的な意味なのかははっきりしない。そこで、ビーム計測用語と言えるいくつかの言葉の意味を Appendix A で説明している。一方、LOG を用いたデシベル系の単位もあまり一般的でないので、Appendix B で述べている。

## § 2. ビーム信号解析の基礎

ビームを計測するためには、まずビーム自身を知ることが大切である。ビームは、高周波加速電圧が作るバケツトの中でバンチしている。このバンチをリングのある位置でオシロスコープなどで観測すると、パルス列として見える。これは、時間軸での特性を示す。一方、このパルス信号を、スペクトラム・アナライザで観測する。これは、パルス信号を周波数軸で表現したものである。このように、2つの面からビームを見ると、ビームの特徴がよく理解できる。この章では、はじめに、単バンチについての時間軸と周波数軸での表示、次に、マルチバンチのビームスペクトル、最後に、バンチがチェンバー中心からずれた時のチェンバー壁電流について述べる。

### 2.1 単バンチのビーム電流

今、図2.1のようにN個の粒子を含む1つのバンチがリングを回転している。バンチの回転速度は、光速cとしてよいので、リングの周長をCとすると、バンチの回転周波数は、 $f_0 = c/C$ となる。周期は、 $T_0 = 1/f_0$ である。又、そのバンチは、進行方向にガウス分布しているとする。電子リングでは、バンチは、一般に、縦方向にも横方向にもガウス分布しているとしてよい。そこで、ある時刻tに於けるビーム電流は、

$$I_b(t) = \frac{eN}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right] \quad (2-1)$$

となる。

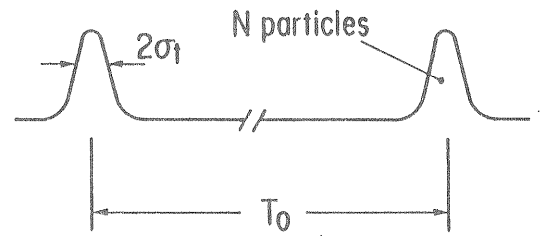


図2.1 シングルバンチ

ここで、 $\sigma$ は rmsバンチ長 (root mean square bunch length)と呼ばれる。

(2-1)式では、時間単位であるが、長さ単位で表すこともある。(2-1)式に於て、 $N=1 \times 10^{10}$ 、 $\sigma=33$  ps (1 cm) の時、ビーム電流のピーク値は、1.9 A にもなる。

次に、ビーム電流の周波数軸での情報を得るために(2-1)式をフーリエ級数で表すと、(2-2)式のようになる。

$$I_b(t) = \frac{eN}{T_0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \exp(jn\omega_0 t) \quad (2-2)$$

ここで、 $\omega_0 = 2\pi/T_0$ であり、そのフーリエ係数  $I_n$  は、

$$I_n = \frac{2eN}{T_0} \exp\left[-\frac{n^2 \omega_0^2 \sigma^2}{2}\right] \quad (2-3)$$

である。(2-2)式の第1項は、直流成分を表し、ビーム電流と言う場合、一般に、この直流成分で示す。今、 $T_0 = 1 \mu s$  とすると、ビーム電流は、1.6 mA にすぎない。(2-2)式の第2項

は、回転周波数(1 MHz)毎に周波数スペクトルがあることを示している。その振幅は、(2-3)式で示されている。ビームのスペクトルは、直流成分から1 MHz 毎に、理論上は無限大まである。(2-3)式からその振幅が0.7 (-3 dB) になる周波数を求めると、 $\sigma = 3.3 \text{ PS (1 cm)}$  の時、4.1 GHz となる。このように電子ビームは、幅の狭いパルスであり、直流からギガヘルツ帯までの広い周波数帯域を有している。

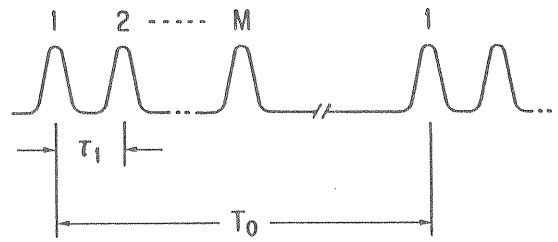


図2.2 マルチバンチ

## 2.2 マルチバンチのビームスペクトラム[1]

ここでは、バンチがリングに2個以上ある時のビームのスペクトルを扱う。リングのハーモニック・ナンバー =  $h$  とすると、最大  $h$  個のバンチを入れることができる。バンチの入れ方によってビームのスペクトルが変わる。ここでは、バンチをRFバケットに連続的に入れる場合と、バンチがリングの対称の位置にくるように入れる場合について考える。但し、バンチ内の粒子数は、すべて同じとする。

図2.2のように、 $M$ 個のバンチが等しい間隔  $\tau_1$  で連なっている時、ビームのスペクトルを考える。ここで、 $\tau_1$  は、RFの周期としてよい。

全ビーム電流  $I_{bM}$  は、

$$I_{bM}(t) = \sum_{k=0}^{M-1} I_b(t - k\tau) \quad (2-4)$$

となる。

(2-2)式を(2-4)式に代入すると、

$$I_{bM}(t) = \frac{eN}{T_0} M + \sum_{k=0}^{M-1} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} n \cdot \exp\{jn\omega_0(t - k\tau)\} \right] \quad (2-5)$$

$$\begin{aligned} \frac{I_{bM}(t)}{M} &= \frac{eN}{T_0} + \sum_{n=1}^{\infty} n \cdot \exp(jn\omega_0 t) \\ &\times \sum_{k=0}^{M-1} \exp(-jn\omega_0 k\tau) \\ &= \frac{eN}{T_0} + \sum_{n=1}^{\infty} n \frac{\sin\left(\frac{n\omega_0\tau_1}{2}M\right)}{\sin\left(\frac{n\omega_0\tau_1}{2}\right)} \\ &\times \exp\left[jn\omega_0\left[t - \frac{(M-1)\tau_1}{2}\right]\right] \end{aligned} \quad (2-6)$$

となる。ここで簡単な例を示す。図2.

3に、 $h=8$ のリングで、 $M=2, 4, 8$ についてのビームスペクトルを示す。周波数は、ゼロからRFの周波数 $=hf_0$ までとする。 $M=1$ では、振幅が一定であるけれど、 $M=2$ になると、RF周波数の半分の成分がゼロになる。 $M$ を増して、 $h$ に等しくなると、すなわち、バンチがすべてのRFのポケットに満たされると、回転周波数の成分はどんどん消えて、RF周波数とその高調波成分だけが残ることになる。

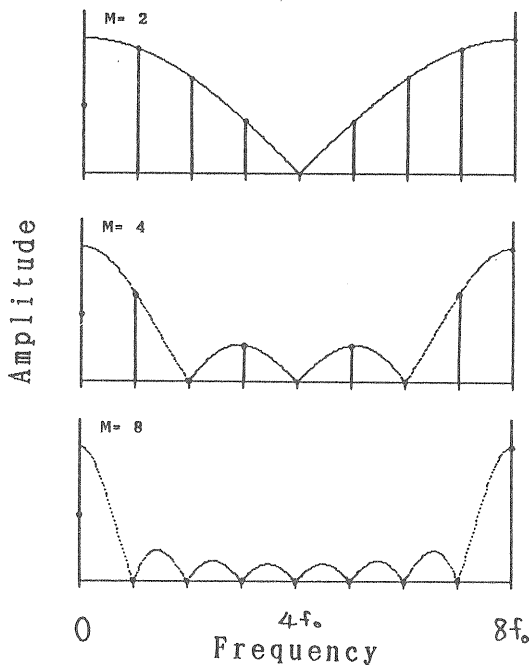


図2.3 マルチバンチのスペクトル

次に、バンチをリングの対称の位置となるように入れた場合である。これは、リングのある位置でバンチを観測すると、周期が $1/M$ になったのと同じである。したがって、ビームスペクトルは、

$$\frac{I_{bM}(t)}{M} = \frac{eN}{T_0} + \sum_{n'=1}^{\infty} I_{n'} \cdot \exp(j n' \omega_0 t) \quad (2-7)$$

となる。ところで、 $n'=nM$ である。これは、回転周波数の $M$ 倍毎にスペクトルを持つことになる。ただし、バンチ毎のビーム強度が違っていると、 $Mf_0$ の周波数の間に回転周波数毎のスペクトルが現われる。

### 2.3 壁電流(wall current)

ビーム電流が、なめらかな円筒真空チェンバー内の中心をほぼ光速で走っているとすると、このような場合、ビームの電場と磁場は、ビームの進行方向（縦方向）と垂直なTEMモードで近似できる。簡単のために、このビーム電流は、横方向の分布を考えない線電流とする。これをチェンバー内壁のある位置で観測する時、そこに流れる電流密度は、

$$J_w(t) = \frac{-I_b(t)}{2\pi R} \quad (2-8)$$

である。ところで、 $R$ は、チェンバーの半径である。壁電流密度は、ビームがチェンバー中心にいたので、観測する位置によらず一様である。次に、ビームがチェンバー中心から $(r, \theta)$ の位置にずれた場合、内壁のある位置 $(R, \phi_w)$ での壁電流密度は、

$$J_w(R, \phi) = -\frac{I_b(r, \theta)}{2\pi R} \times \left[ \frac{R^2 - r^2}{R^2 + r^2 - 2Rr \cos(\phi_w - \theta)} \right] \quad (2-9)$$

となる。[2] これをフーリエ級数で表

すと、ここで、 $x=r \cos \theta$  ,  $y=r \sin$

$\theta$  とおくと、

$$= -\frac{I_b(x, y, t)}{2\pi R} \times \left[ \begin{array}{l} 1 + 2\left(\frac{x}{R} \cos \phi_w + \frac{y}{R} \sin \phi_w\right) \\ + 2\frac{x^2 - y^2}{R^2} \cos 2\phi_w \\ + 2\frac{xy}{R^2} \sin 2\phi_w + \dots \end{array} \right]$$

(2-10)

となる。(2-10)式で、 $x, y$  についての0次の項は、ビーム電流を、1次の項はビームの重心の動きを表す。すなわち、水平-垂直方向のビームポジションやダイポール振動を表す。2次の項はビームサイズやX,Y方向のカップリングに関係する量である。このように、ビームパラメータは、(2-10)式に要約されているくらい簡単である。しかし、それらを測定する手段は、実にさまざまある。0次項のビーム電流はDCCTやCTで測定される。ビーム電流の測定はたいへん重要であるけれど、ここでは扱わない。OHO'86の木代氏のノートを参照して下さい。又、たいへん性能のよい製品が市販されている。このノートは、1次項のポジション測定やダイポール振動の周波数(ベータトロンチューン)の測定、2次項のビームサイズ測定を扱う。

### § 3. ビーム信号処理

ビームの電磁場から電圧や電流の電気量に変換し、さらにビームの粒子数や

ビームポジションに変換するまでのプロセスをビーム信号処理と呼ぶ。具体的には、以下の4つのプロセスに分けることができる。第一に、ビームの電磁場を電気信号として取り出すための電極やプローブがある。まず、どのタイプの電極にするか決める。電子リングでは、ボタン電極とストリップライン電極がビームポジション測定によく用いられている。次に、電気信号になったビームのパルス波形をトンネルから制御室まで伝送する。伝送路として、同軸ケーブルがよく用いられている。又、光ファイバーも特別な用途に使われている。3番目に、パルス信号をデータとして使えるようにするための波形整形回路がある。いくつかの方法があり、それらを紹介する。最後に、得られたデータを加速器の物理量に変換する。計算機を用いて、ビームの位置やチューンの値などに直して表示する作業がある。ここでは、1から3番目の項目について解説する。

#### 3.1 ボタン電極

電子リングに於て、ビームポジションモニター(BPM)の電極としてボタン型の電極がよく用いられている。この電極の構造は、図3.1のようになる。電極は電氣的にチェンバーと絶縁され、その間に容量Csがある。ビームの電場によりボタン電極の表面に電荷が誘起される。これを電気信号として取り出すために、電子リングではバッファアンプのようなアクティブな素子は用いないで、同軸フィードスルーから直接同軸ケーブルで信号が取り出される。ケーブルの特性インピーダン

スを  $R$  とすると、その等価回路は、図 3.2 のようになる。一般に  $50 \Omega$  のケーブルが用いられている。

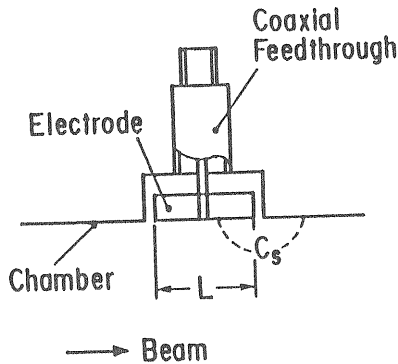


図 3.1 ボタン電極

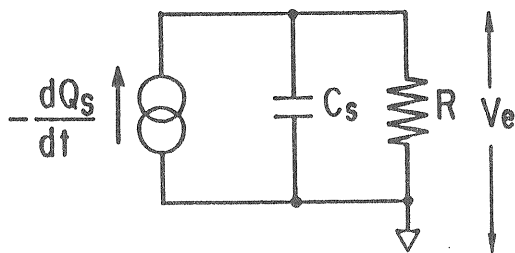


図 3.2 ボタン電極の等価回路

今、電極の長さ  $L$  に比べバンチの全長 ( $4\sigma$  程度) が長いとすると、電極に誘起される電荷量は、

$$Q_s(t) = -\frac{\phi L}{2\pi} \cdot \frac{I_b(t)}{c} \quad (3-1)$$

である。ここで、 $\phi$  は、ビームから電極をみた円周方向の角度であり、 $c$  は、ビームの速度で、光速とする。電荷  $Q_s$  は、 $C_s$  と  $R$  とに分れて流れる。 $R$  の両端の電圧を  $V_e$  とすると、

$$V_e = -\frac{\frac{1}{R}}{j\omega C_s + \frac{1}{R}} R \cdot \frac{dQ_s(t)}{dt}$$

$$= \frac{j\omega R}{1 + j\omega C_s R} \cdot \frac{\phi L}{2\pi c} \cdot I_b(t) \quad (3-2)$$

となる。電圧  $V_e$  について、周波数軸と時間軸の応答を考える。周波数応答は、(2-2) 式を上式の式に代入して、求められる。周波数が十分低い時、 $V_e$  は、周波数に比例して増加するが、容量には依存しない。周波数が十分高くなると、 $V_e$  は、周波数によらずほぼ一定値になり、容量に反比例している。この 2 つの特性の境目となるカットオフ周波数  $f_c$  は、

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_s R} \quad (3-3)$$

である。電極容量を  $10 \text{ pF}$  とすると、カットオフ周波数は、 $318 \text{ MHz}$  になる。次に、時間軸についてみる。バンチのパルス幅が長く、又は、容量が小さい時は、 $V_e$  は、ビーム電流波形  $I_b(t)$  の微分形になる。一方、パルス幅が短くなってくると、高い周波数成分をもつようになり、容量の効果が現われる。しかし、直流の感度はないので、出力は、やはり両極性をもつ。図 3.3 に、トリスタン AR のボタン電極で観測されたビーム信号を示す。 $800 \text{ MHz}$  のローパスフィルター (LPF) を使ったので、ビームパルスは、微分波形になっている。

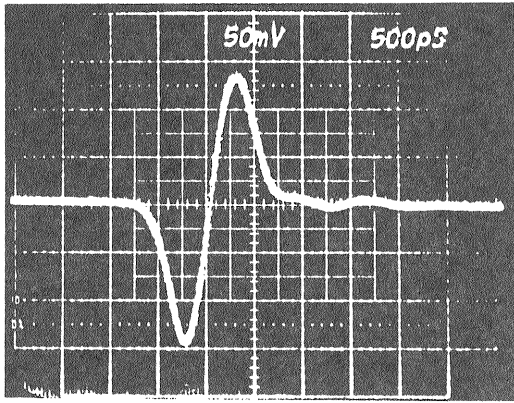


図 3.3 ボタン電極でのパンチ波形

上の話で、パンチの全幅、又は観測する信号の波長がボタン電極の直径に比べ長いとしてきた。しかし、波長がボタン電極の直径と同じぐらいになると、いわゆる Transit Time Factor (T) により、観測される信号の振幅が減少する。この係数 T は、

$$T = \frac{\sin\left(\frac{\omega G}{2c}\right)}{\frac{\omega G}{2c}} \quad (3-4)$$

となる。ところで、G は、電極のギャップ長である。(3-4) 式で、T が 0.7 又は -3 dB となる周波数は、G=2 cm とすると、6.7 GHz となる。

### 3.2 ストリップライン電極

ストリップラインは、信号伝送路の一種である。マイクロストリップライン (microstripline) とも呼ばれ、高周波回路のプリント基板に於てよく利用されている。加速器では、ビームピックアップ電極やデフレクター電極としてよく利用されている。図 3-4 に、パンチ長より長い、長さ l のストリップラインの概念図を示す。図のように 2 つの

ポートを持ち、それぞれストリップラインの特性インピーダンスと同じインピーダンスをもつ同軸ケーブルに接続され特性インピーダンスで終端されているとする。

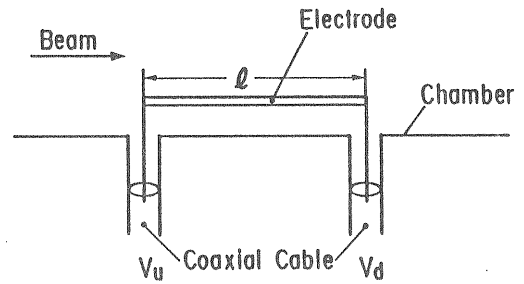


図 3.4 ストリップライン電極

はじめに、ストリップラインの特性を時間軸上でみる。ビームは、チェンバー中心を光速 c で進行し、その進行方向に対して上流側のポートで観測される電圧は、

$$V_u(t) = \frac{Z_0}{2} \left( \frac{\phi}{2\pi} \right) \left[ I_b(t) - I_b\left(t - \frac{2l}{c}\right) \right] \quad (3-5)$$

である。[3] ところで、 $Z_0$  は、ストリップラインの特性インピーダンスで、 $\phi$  は、ビームから電極をみた角度である。(3-5) 式は、始めにビームパルスが現われ、次に  $2l/c$  の時間遅れで符号反転の反射パルスがでることを示す。一方、下流側で観測される電圧は、ビームが通過する時の信号と、電極を伝わってきた信号とが打ち消しあい、

$$V_d(t) = \frac{Z_0}{2} \left( \frac{\phi}{2\pi} \right) \begin{bmatrix} I_b(t - \frac{l}{c}) \\ -I_b(t - \frac{l}{c}) \end{bmatrix} = 0 \quad (3-6)$$

になり、電圧は、ゼロである。ただし、この条件が満足されるのは、ビームの速度と電極上を進む波の速度とが等しい時である。電子ビームについては、この条件があてはまる。このように、ストリップラインは、方向性を持つので、衝突型のリングでビームを別々に観測することができる利点がある。しかし、この方向性も周波数が高くなると、ミスマッチのために実際悪くなる。衝突型でない単一ビームのリングでは、下流側のポートは、必要ないので、ショートしている場合もある。この場合でも、上流側で観測される信号は、インピーダンスマッチしてある場合と同じになってしまう。図3.5に長さ30 cmのストリップラインからの信号をサンプリングスコープで観測した電子ビーム波形を示す。約2 ns遅れて反射パルスが現われていることがわかる。

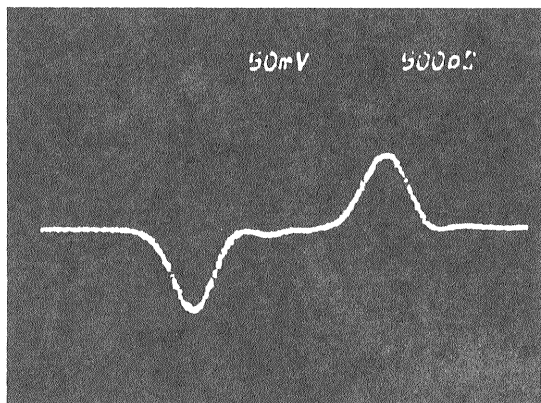


図3.5 ストリップラインでのバンチ信号

次に、周波数軸上での特性をみるために、(3-5)式をフーリエ変換する。結果は、下の(3-7)式になる。

$$V_u(t) = Z_0 \left( \frac{\phi}{2\pi} \right) \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \sin\left(\frac{n\omega_0 l}{c}\right) \times \exp\left[j\left(n\omega_0\left(t - \frac{l}{c}\right) - \frac{\pi}{2}\right)\right] \quad (3-7)$$

ここで、 $I_n$  は、(2-3)式のビームのスペクトル成分である。図3.6に、同じ長さ30 cmのストリップラインからの信号をスペクトルアナライザで観測した結果を示す。写真から、周波数が500 MHz毎にノッチを持っていることがわかる。ノッチの中間の周波数で250 MHz, 750 MHz, 1250 MHzの時、感度が最大になる。その振幅が周波数とともに減衰しているのは、ケーブルによるロス分と(2-3)式で示されるバンチ長の効果である。

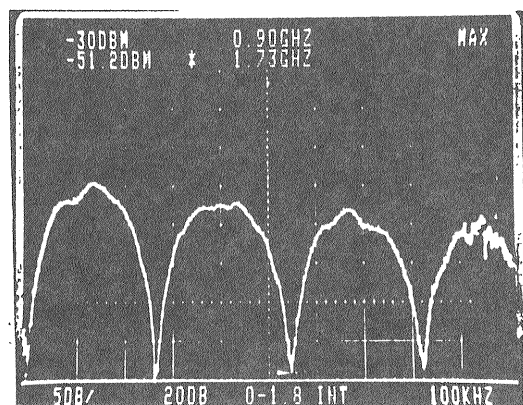


図3.6 ストリップラインの周波数特性

ストリップライン電極の設計を考える。



長さ1によって周波数特性が決まる。電極とチェンバーの間の特性インピーダンスは、図3.7のような平板ストリップラインに於て、次式で与えられる。

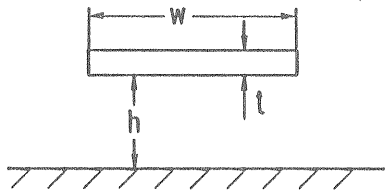


図3.7 平板ストリップライン

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon}} \times \left[ \frac{1}{\frac{W_e}{h} + k_1 + k_2 \cdot \ln\left(\frac{W_e}{h} + k_3\right)} \right]$$

$$W_e = W + \frac{t}{\pi} \left( 1 + \ln\left(\frac{2h}{t}\right) \right) \quad (3-8)$$

$k_1$   $k_2$   $k_3$  は、定数で、 $k_1=1.39$ ,  $k_2=0.67$ ,  $k_3=1.44$  である。 $W_e$  は、電極の厚み  $t$  を考慮した実効的な幅である。実際には、電極の幅  $W$  と厚み  $t$  を決め、ギャップ  $h$  でインピーダンスを決める。  
 [4] 図3.8に、(3-8)式を使って特性インピーダンスをギャップの関数として表した。一般に、特性インピーダンスが $50\Omega$ になるようにギャップを決める。このインピーダンスは、TDR (Time Domain Reflectometer) で確認される。図3.9にフィードスルーも含めた長さ30cmの電極のインピーダンスをTDRで測定した例をしめす。横軸は時間であり、距離でもある。パルスが往復しているのが、実際の距離は、パルスの伝播時間の倍である。縦軸は反射係数で、 $\pm 0.05$ 以下になっている

ことがわかる。

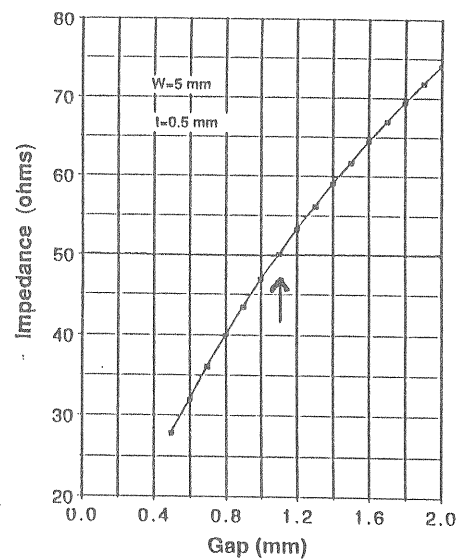


図3.8 ストリップラインの特性インピーダンス

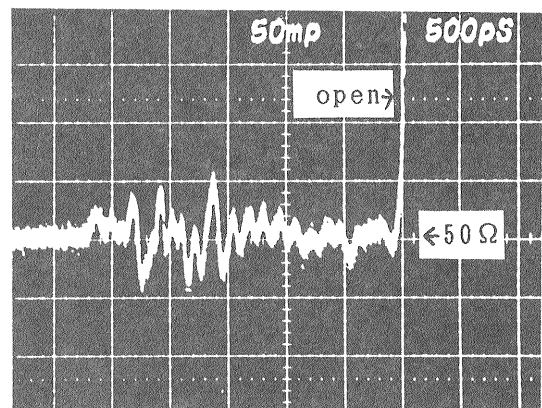


図3.9 TDRによるストリップライン電極のインピーダンス測定

### 3.3 ボタン電極とストリップライン電極の比較

2つの電極の特徴を比較して、表1.にまとめた。

下である。

### 3.4 伝送路

#### (1) 同軸ケーブル

電極から取り出されたビーム信号は、幅の狭いパルスである。この電気信号は、一般に、同軸ケーブルでトンネル内から、制御室へ導かれる。同軸ケーブルは、図3.10のような構造を持った伝送路の1種である。その特性インピーダンス  $R$  は、

$$R = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \left( \frac{b}{a} \right) \quad (3-11)$$

である。ところで、 $\epsilon_r$  は、絶縁材の比誘電率である。伝播速度は、 $c/\sqrt{\epsilon_r}$  であり、周波数にほとんど依存しない。したがって、同軸ケーブルは、遅延線 (delay line) としても利用されている。又、遅延時間が一定なので、ケーブルのパルス特性は、リングのない良好な特性が得られる。[5] 周波数が増すと、スキンの効果のために導体の抵抗が増加し、信号の振幅が減衰する。したがって、ケーブルは一種のローパスフィルター (LPF) とみなせる。その抵抗の増加が周波数のルートに比例するので、減衰率の周波数依存性が推定できる。たとえば、周波数が2倍になった時、減衰量は、1.41 dB/oct. となる。一方、1次のローパスフィルターの減衰比は6 dB/oct. である。周波数がさらに増加すると、TE<sub>11</sub> モードなどの高次波が伝播し、信号伝送としては、使えなくなる。その周波数はケーブルのカットオフ周波数と呼ばれ、

表1. ボタン電極とストリップライン電極との比較

	ボタン	ストリップライン
1. ビームとのカップリング	静電的	電磁的
2. 周波数特性	H. P. F. 的	$\lambda/4$ 共振
3. 方向性	なし	あり
4. サイズ	小	大

ボタン電極の周波数特性は、(3-2)式で、ストリップラインの周波数特性は、(3-7)式でそれぞれ与えられている。ここで、特別なケースを考える。低い周波数又は電極容量が非常に小さい場合、 $\omega C_s R \ll 1$  の条件を(3-2)式に付けると、その振幅は、

$$V_o = \omega R \frac{\phi L}{2\pi C} \cdot I_b(t) \quad (3-9)$$

となる。一方、ストリップラインの周波数特性で、 $n\omega_0 l/c \ll 1$  の条件を入れて、 $n\omega_0 = \omega$  とおくと、(3-7)式の振幅は、

$$V_u(\omega) = Z_o \frac{\phi \omega l}{2\pi c} \cdot I_b(t) \quad (3-10)$$

となり、ストリップライン電極とボタン電極の周波数特性は、同じになる。すなわち、波長が電極の長さには十分長い領域で、出力電圧は周波数に比例して増加し、その大きさは電極の表面積に依存する。これらの条件が満足する周波数領域は、およそ 100 MHz 以

$$f_c = \frac{191}{(a+b)^{(mm)} \sqrt{\epsilon_r}} \text{ (GHz)} \quad (3-12)$$

である。カットオフ周波数を上げるためには、ケーブルの直径を小さくすればよいが、減衰量が大きくなる。逆に、ケーブルの直径をおおきくすれば、減衰は小さくなるが、カットオフ周波数は、下がる。これが同軸ケーブルの周波数限界で、一般に使える周波数は、数GHzまでである。

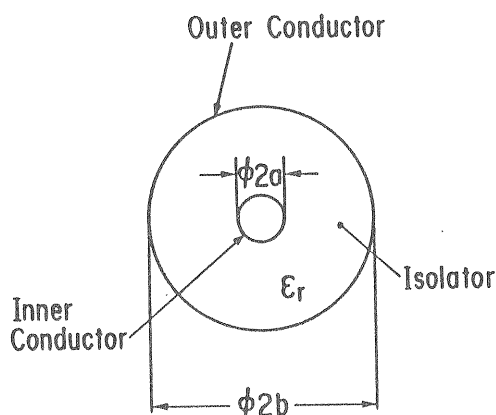


図3-10 同軸ケーブルの断面

### (2) 光ファイバー

通信の伝送路として、光ファイバーがよく用いられている。ここでは、光ファイバーの特徴を簡単に述べる。

長所：

1. 軽量、細い
2. 低損失 数 dB/km
3. 電磁誘導をうけない。
4. 周波数帯域が広い

短所：

1. 電力伝送は無理
2. 分岐、結合がむずかしい
3. O/E, E/O 変換が必要

このような長所と短所があるけれど、長所を生かして、タイミング信号の伝送に用いられている。[6]

## 3.5 信号処理回路

ボタン電極やストリップライン電極でピックアップされ同軸ケーブルを通して制御室で観測される信号は、図3.3や図3.5のようにたいへん幅のせまいパルスである。このパルスの大きさを検出するには、およそ2つの方法がある。1つは、時間軸上でパルスの波高値をサンプルする方法、もう1つは、周波数軸で、パルスのフーリエ成分の振幅を検出する方法がある。前者を広帯域法 (Wide Band Method)、後者を狭帯域法 (Narrow Band Method)、と呼ぶこともある。これらの検出法のいくつかを紹介する。又、特種な例として、ビームポジション測定専用、2つの信号の振幅比を検出する方法も紹介する。

### (1) ダイオード検波

最も単純で安価なのが図3.11のような1つのダイオードによる検波方式である。入力パルスのピーク値を容量C1によりホールドする。しかし、この入出力特性は、ダイオード特性をそのまま受ける。入力のRFレベルがダイオードのスレッシュホールドレベルより低い時、出力は、ゼロである。入力レベルを増加させると、ダイオード特有の2乗特性になる。その上は、直線的な入出力特性を示す。従って、直線的な特性が得られるダイナミックレンジが狭いために、実用的でない。そこで、スレッシュホールドのよる無感帯を改善するためにダイオードにバイアス (bias) をかける方法がある。(図3.12) これによりスレッシュホールド

は改善されるが、非線形性が残る。

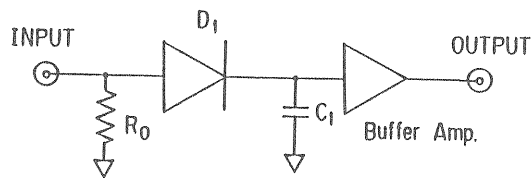


図 3.1 1 シングル - ダイオード検波

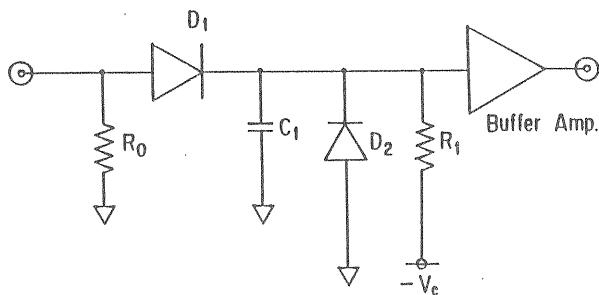


図 3.1 2 バイアス - ダイオードによる検波

### (2) サンプル&ホールド

図 3.1 3 のように、特性のそろった 4 個のダイオードを使うとすばらしい直線性が得られる。理想的な場合、ダイナミックレンジは、ダイオードの飽和レベルから熱雑音レベルまで得られる。リアルタイム (real time) で信号処理する時、よくこのダイオードブリッジが用いられる。この時、サンプリング - パルスが必要である。そのパルスをビーム信号から作る方法と外部パルスを利用する方法とがある。前者は、ダイナミックレンジの問題、後者は、タイミングのジッターの問題があるけれど、よく使われている。

このサンプル - ホールダーの特別な場合として、AGC 付きサンプル - ホールダーがあり、振動検出専用に使われている。(図 3.1 4) AGC は、ビーム強度に対する規格化を行なう。したがって、ベンチで校正すれば、1 つの電極でビームの規格化されたダイポール振動を検出することができる。実際、トリスタン AR でベータatron 振動とシンクロtron 振動検出に使われている。[7] AGC のタイム常数は、やく 1 ms で、検出周波数は、10 kHz 以上である。

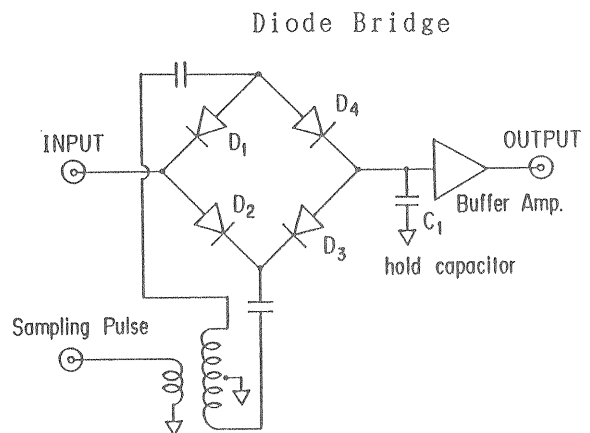


図 3.1 3 サンプル&ホールド

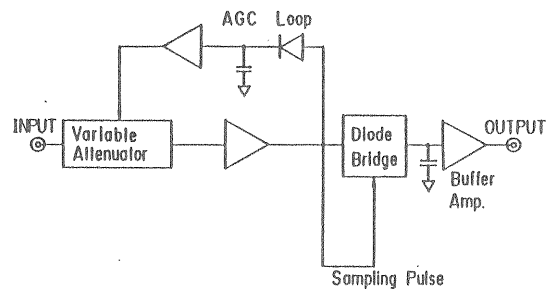


図 3.1 4 AGC 付き振動検出回路

### (3) 同期検波(Synchronous Detection)

観測する周波数の帯域を狭めると、ダブルバランスミキサー (DBM、Double Balanced Mixer) やフェーズロックループ (PLL、Phase-Locked Loop) などのデバイスが使えることができる。このDBMも4個のダイオードから成り立っている。同期検波は、DBMを用いた両波整流回路である。図3.15のように、入力信号を2つに分け、1つは、DBMのRFポート、もう1つは、増幅されリミターで一定振幅にされた後、LOポートに入る。RFポートとLOポート間の位相のずれが入出力の直線性を乱すので、両者の遅延時間を合わせる必要がある。LOポートのパルスがRFポートの信号をスイッチさせるので、IFポートには、図3.15のような整流波形が現われる。これを、ローパスフィルターで直流成分を取り出すと、入力RFの振幅に比例した信号が得られる。フィルターのカットオフ周波数で検波回路の応答速度が決まる。この方法は、狭帯域によるRF検波としてよく用いられている。

### (4) AM/PM変換法[8]

この回路は、ビームポジション測定に用いられる。ビームポジションは、2個以上の電極に誘起された信号を比較することにより求められる。測定テクニックとして2つの方法がある。最も単純な場合を想定し、相対する2個の電極の間をビームが通過するとする。ビームポジションは、2個の電極からの信号の差で決まる。差信号だけではビーム強度に依存するので、和信号(ビーム強度)で規格化する。これは、

$\Delta/\Sigma$ 法と呼ばれている。もう1つは、2つの信号の比から求める方法で、これはビーム強度による規格化を必要としない。これをRatio法と呼ぶ。このRatio法を用いた信号処理回路の1例がAM/PM法である。前置きが長くなったが、この方式の原理を図3.16に示す。振幅の比は、位相差に変換されるので、位相検出器を用いる。位相検出器の出力を $\phi$ とすると、

$$\phi = 2 \tan^{-1} \frac{B}{A} \quad (3-13)$$

で与えられる。A,Bは、2つの入力振幅である。この検出回路の感度は、入力の振幅差が1dBある時、 $6.6^\circ$ である。

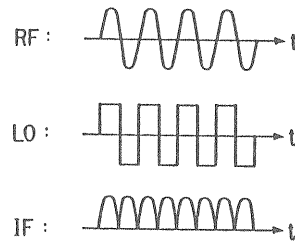
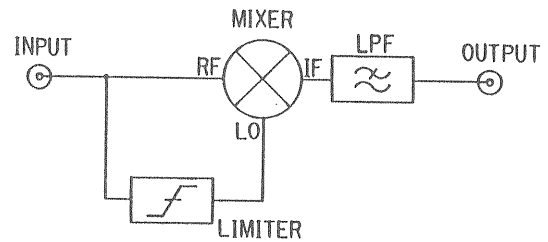


図3.15 同期検波

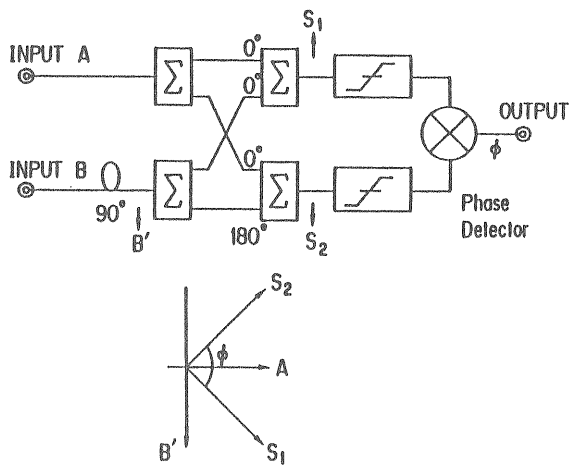


図 3.16 AM/PM 変換法

(5) Log-Ratio 法 [9]

これも AM/PM 変換法と同じように、Ratio 法 (比) によってポジションを測定する。図 3.17 のように、ログアンプを使って検波する。その出力を差動アンプに入れ、その出力を取り出す。出力  $V_0$  は、

$$V_0 = \log\left(\frac{B}{A}\right) \quad (3-14)$$

である。この方法は、ダイナミックレンジが広いことと、出力の直線性が  $\Delta/\Sigma$  法や AM/PM 法に比べ良い結果を得ている。

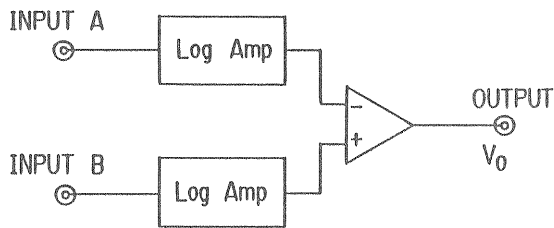


図 3.17 Log-Ratio 法

(6) ヘテロダイン法 (heterodyne)

同期検波や AM/PM 法で扱う周波数は、位相による誤差を少なくするために、入力の周波数に比べずっと低い周波数の場合が多い。図 3.18 に示すように、ローカルオシレータ (LO; local oscillator) を用意し、入力の周波数とミキシングさせる。そこで生じた和と差の周波数の中から差の周波数のみをフィルターで取り出す。この周波数を IF (Intermediate Frequency) と呼ぶ。電子ビームの周波数はほとんど変化しないので、LO の周波数は、一定でよい。もしビーム軌道の調整などで RF 周波数を変える時のために、LO の周波数を RF 周波数を用いて作ればよい。

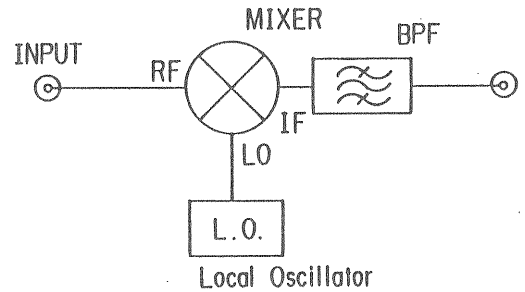


図 3.18 ヘテロダイン法による周波数変換

§ 4. ビームポジションモニター

4.1 システム構成

ビームポジションモニター (BPM) を設計する時、ビームポジションをリ

リアルタイムで測定するのか、それともビームは、安定に回っているとして、平衡軌道のみを測定するのかで、その設計が異なる。リアルタイムで測定するには、各電極からの信号を同時に検波しなければならない。これをパラレル方式と呼ぶ。パラレル方式の1例を図4.1に示す。そこでは、3個の検出器が用いられている。一方、図4.2に示すように、スイッチを用いて各電極からの信号を切り替えて1つの検出器でビームポジションを測定する方式をスイッチ方式と呼ぶ。

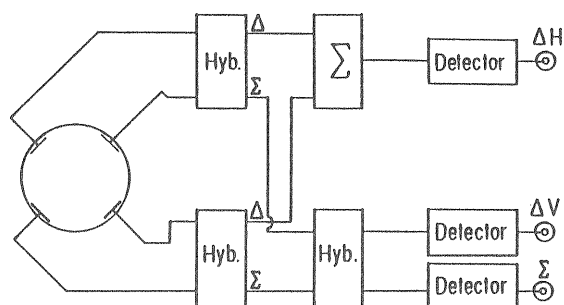


図4.1 パラレル方式の1例

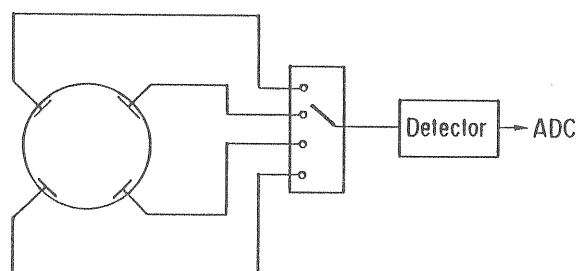


図4.2 スイッチ方式の例

両者の特徴を説明する。パラレル方式の利点は、入射時のポジションが測定できること。入射がうまくいかない時

にもその威力を発揮するであろう。又、この方式は、ベータatronチューンの測定や入射ラインのBPMにも利用できる利点をもつ。この方式は、たくさんの検出器を必要とする。それらの特性をできるだけそろえておかなければならない。検出回路のオフセットの温度ドリフトやゲインのバラツキを押さえることが重要である。実際、アナログ回路の特性を1%以下にするのは、むずかしい。そこでこの方式を用いる場合、校正信号が必要となるであろう。検出回路の帯域幅は、ビームの回転周波数よりも広くなければならない。帯域幅を広げることは、S/N比を悪くする。

一方、スイッチ方式は、入射時のビーム軌道の測定は無視し、定常状態の軌道のみを測定する。信号処理回路がステーション（ポジションの測定場所）当たり1つですむという利点がある。そのスイッチをシリーズに接続して、何箇所かのステーションを1台の回路ですませることもできる。トリスタンARとMRともこの方式を用いている。又、検出回路の帯域幅は、任意に選べることができる。この方式を用いた測定の信頼性は、スイッチのポート間のバランスに依存すると言ってよい。電子、陽電子貯蔵リングで、パラレル方式を用いているのは、LEP [10] だけで、他のリングでは、ほとんどスイッチ方式が用いられている。

## 4.2 較正、Calibration

図4.3にトリスタンMRのアーク部で用いられているボタン電極型ポジションモニターチェンバーの断面図を示す。[11] A,B,C and Dの4個の電極か

ら検波された信号を  $V_A, V_B, V_C, V_D$  とすると、水平方向のビームポジションは、

$$\Delta X = k_x \frac{V_A - V_B - V_C + V_D}{V_A + V_B + V_C + V_D} \quad (4-1)$$

で与えられる。  $k_x$  は、チェンバーの形状で決まる係数で、ポジション感度と呼ばれる。[12] ポジションの水平方向感度は、およそチェンバー中心から電極までの距離を水平面に投影した長さである。ポジションの測定には、座標とともに、原点が必要である。ビームポジションの原点は、チェンバー中心ではなく、ビーム軌道はマグネットの磁場によって支配されているので、4極マグネットの磁極の中心が原点となる。一方、ポジションの測定は、チェンバーに設置された4個の電極による電気的信号処理によって行なわれるので。したがって、電気的処理で求めた原点、すなわち、4個の電極からの信号の大きさが等しい時と、ビームポジションの原点とは、必ずしも一致しない。その間の関係を調べなければならない。これをモニターの較正と呼んでいる。

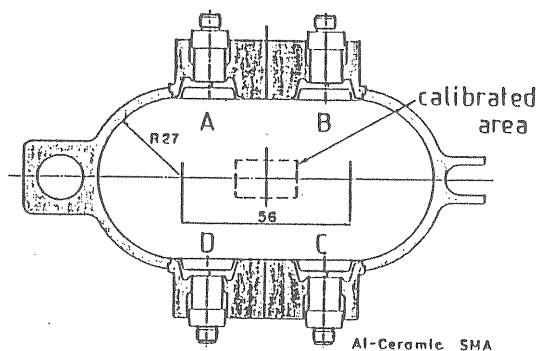


図 4.3 ボタン電極型ポジションモニターチェンバーの断面

較正には2つのプロセスがある。まず、チェンバーの機械的中心と電極信号から求めた電気的中心とのオフセットを求める。そこで、チェンバーの機械的中心にワイヤー又はアンテナをセットして、RF信号をそれらに与える。アンテナからの電波を各電極で検出する。得られた信号を(4-1)式を使って解析すると、電極の個性(電極の容量やインピーダンス)や電極の取付けの機械的誤差によるものが見える。さらに信号処理系も含めて較正できる。次に、モニターチェンバーをトンネル内に設置する時、4極マグネットとチェンバーとの位置関係を測る。この作業を測量と呼ぶ。その位置関係が変化しないように、モニターチェンバーは、4極マグネットに固定される。このチェンバー較正の測定誤差がBPMの測定精度となる。実際、この測量作業を行っていないと、ポジションの原点がわからないので、測定精度が不明である。このようなモニターは、ポジションのデータとして使えない。

### 4.3 測定限界

測定限界は、システムの分解能の意味で、多くの場合、S/N比で決まる。ここでは、かなり理想的な検出を仮定する。ノイズレベルは、熱雑音だけで決まるとすると、

$$V_n = \sqrt{4kTBZ_0} \quad (4-2)$$

となる。  $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J}/^\circ\text{K}$ 、ボルツマン定数である。今、  $T = 300^\circ\text{K}$ 、  $B$  は、検出器の周波数帯域で  $B =$



1 GHz とし、 $Z_0 = 50 \Omega$  とすると、 $V_n = 30 \mu V$  程度になる。一方、1 GHz の帯域で観測すると、ビームパルスの波高値は、バンチ強度やチェンバー形状に依存するけれど、50 V 程度の出力が得られたとする。このパルスのピーク値をサンプル・ホールドできるとすると、その時の S/N は、およそ 120 dB となる。ポジション感度係数を 10 mm とすると、分解能が 10 nm の測定が得られる。ここで現実にもどってみると、1 GHz 以上の帯域でサンプルできる素子があるだろうか。しかも、50 V は、レベルが高すぎるであろう。20 ビット ADC も聞いたことがない。実際、技術者は、測定時間や帯域幅などの特性を満足させて、手に入る素子の範囲内で、ノイズの少ない検出法を考えている。

## § 5. ベータトロンチューンの測定

### 5.1 ビームの運動

バンチの中の各粒子は、閉軌道のまわりをベータトロン振動している。各粒子の振動の位相がランダムなので普通の観測ではその振動は見えない。もっとも、非常に高感度な検出器があれば、この振動をショットキー (Schottky) 信号として観測することができる。しかし、このショットキー信号は、陽子、反陽子ビームでは観測されているが、電子ビームではまだ観測されていない。

ここでは、バンチの重心が動くコヒーレント振動を扱う。このコヒーレント

振動の周波数 (ベータトロン・チューン) は、厳密に言うとビーム固有の振動数ではなく、ビームと真空チェンバーとの相互作用の効果も含んだ周波数である。実際、ベータトロンチューンは、ビーム電流によって変化する。これを利用して、カップリング・インピーダンスの測定に応用できる。

さて、コヒーレント振動を励起させるために、リングのある場所でバンチが通過するたび毎に、バンチを横方向に交流磁場  $B = B_0 \exp(j\omega t)$  で長さ  $L$  のデフレクター電極でキックする。バンチは、平衡軌道からずれてベータトロン振動する。バンチの重心の運動方程式は、

$$X_k'' + 2\alpha_e X_k' + (Q\omega_0)^2 X_k = \frac{ec^2 B_0 L}{ET_0} \exp(j\omega t) \quad (5-1)$$

となる。ここで、 $\alpha_e$  は、ダンピング定数、 $Q$  は、ベータトロンチューン、 $E$  は、ビームのエネルギーである。ダンピング定数については、次のフィードバックの章で詳しく述べる。外部交流磁場  $B$  の周波数  $\omega$  とベータトロン周波数 ( $Q\omega_0$ ) とが一致した時、ビームの振幅は、最大になる。最大振幅は、

$$|X_{\max}| = \frac{ec^2 B_0 L}{2\alpha_e ET_0 Q\omega_0} = \frac{ecB_0 L}{2E} \frac{f_0}{\alpha_e} \bar{\beta} \quad (5-2)$$

となる。[13] ところで、 $\bar{\beta}$  は、リング平均のベータ関数値である。振幅は、外力の強さとビームのダンピング定数とのつり合いで決まる。検出されるベ

ータトロン周波数は、普通リングの1箇所で見るので、サンプリング定理により、回転周波数の半分までである。したがって、ペータトロン周波数の整数部と Half Integer (0.5) の違いを検出することができない。実際、オプティックスの計算値で Half Integer までを補ってチューンの表示を行なっている。

## 5.2 デフレクター

よく用いられているデフレクターを電氣的構造的に分類すると、ストリップライン型、磁石型、空心コイル型に分けられる。それらの特徴を表2.にまとめた。

表2. デフレクターの比較

ストリップライン	磁石型	空心コイル型
特徴: Traveling Wave ローレンツ力	外部磁場 セラミック チェンバー	チェンバー内 磁場 共振
長所: 広帯域	強い磁場	比較的強い磁場
短所: 強い磁場が 得にくい	広帯域化が 得にくい	真空中の水冷 カップリング インピーダンス大

1つのデフレクターの例として、図5.1にトリスタンARで用いられているストリップライン型デフレクターの断面を示す。デフレクターは、4本の電極から成り、各電極は、アルミのパイプで、長さ1.9mである。電極のインピーダンスは、

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log[U + \sqrt{U^2 - 1}]$$

$$U = \frac{1}{2} \left[ \frac{R}{b} + \frac{b}{R} - \frac{4d^2}{bR} \right]$$

(5-3)

である。ところで、Rはチェンバーの内半径、bは、電極の半径、dは、チェンバー中心から電極までの距離である。d=0の時、(5-3)式は同軸のインピーダンス(3-11)式になる。

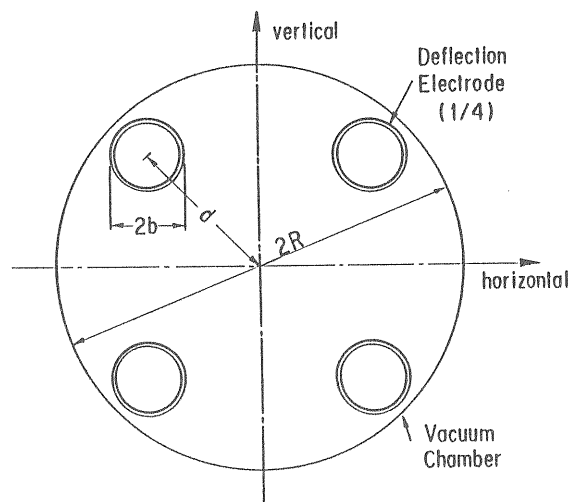


図5.1 ストリップライン型デフレクターの1例

4本のある1つの電極に電流  $I_d$  を流した時、チェンバー中心での磁場は、

$$\frac{B}{I_d} = \frac{\mu_0}{2\pi d} \sqrt{\frac{(R^2 + b^2 - d^2)^2 - 4R^2 b^2}{R^4}}$$

(5-4)

で与えられる。 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  (H/m)。今、 $R = 62.5$  mm,  $b = 10$  mm の  $50 \Omega$  デフレクターで、(5-4)式から効率は、 $1.2 \times 10^{-6}$  (Tesla/A) となる。図5.1のように4本の電極が水平、垂直面から  $45^\circ$  ず

れている場合、4本の電極によるチェンパー中心での合成されたローレンツ力は、

$$F = 4 \times \frac{1}{\sqrt{2}} \times 2 \times ecB \quad (5-5)$$

である。

### 5.3 チューンの測定法

#### (1) FFT (Fast Fourier Transform) 法

ビームがリングへ入射される時、ベータトロンやシンクロトロンのエラー振動が発生する。又、パルスマグネットを用いてベータトロン振動を励起させることができる。それらの振動は、減衰振動であるので、トランジェントレコーダーで振動波形を記録し、FFTでその周波数を読むことができる。今、ビームの回転周期毎にサンプルし、 $n$ 個のデータを取った時、得られたチューンの分解能は、

$$\Delta \nu = 1/n \quad (5-6)$$

となる。データ取得時間は、回転周期の $n$ 倍である。トリスタンARの入射エラーの減衰振動をFFTしてチューンを測定した例を図5.2に示す。この方法は、広い帯域のデータを取り込むため、次に述べる周波数スイープ法に比べS/Nが悪い。

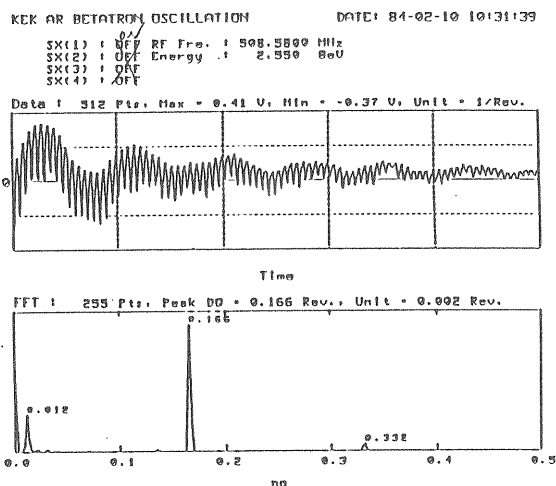


図5.2 FFTによるチューン測定  
の例 (M.Akemoto)

#### (2) 周波数スイープ法

この測定には、トラッキング・スコープ、又はネットワーク・アナライザーが使われる。デフレクター電極にRF信号を与え、その周波数をスイープさせる。ビームのベータトロン周波数とRFの周波数とが一致した時、(5-2)式で与えられるようにベータトロン振動の振幅が最大になる。この時の周波数がベータトロンチューンである。この方法は、単純に周波数測定だけなので、測定確度は、原理的には周波数をスイープさせるバンド幅(RBW)によって決まる。最近のアナライザーには、さらに細かい周波数ステップで振幅を検出する機能があり、又スイープさせる周波数レンジを狭くすることによっても測定確度を上げることができる。この方法は、チューンの近傍でスイープさせればよいので、周波数帯域が狭まりS/Nが比較的よい。又、ビームに対してはパルスの的に励起しているの、特に大きな振幅を与えない限り、ビー

ムロスすることなく測定できる。図5.3に測定例を示す。

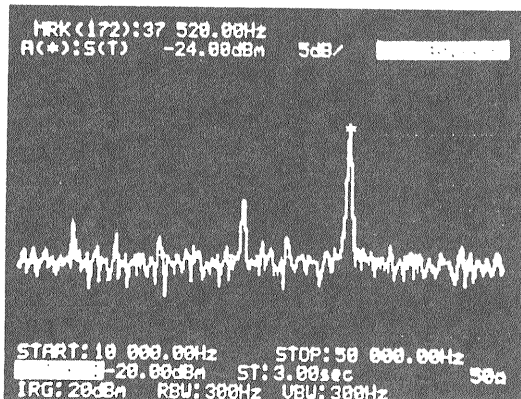


図5.3 ベータトロン振動の周波数特性、共振周波数がチューンの値を示す

この測定は、チェンバーとの相互作用を含んだビームの周波数応答を調べることと同じである。このような測定は、ビームの周波数特性、BTF (Beam Transfer Function) を調べていることと同じで、加速器の診断に役だっている。

### (3) PLL (Phase-Locked Loop)法

チューン測定をより速く行なうために、その共振状態を自動的に追従させる方法がある。システムのブロックを図5.4に示す。

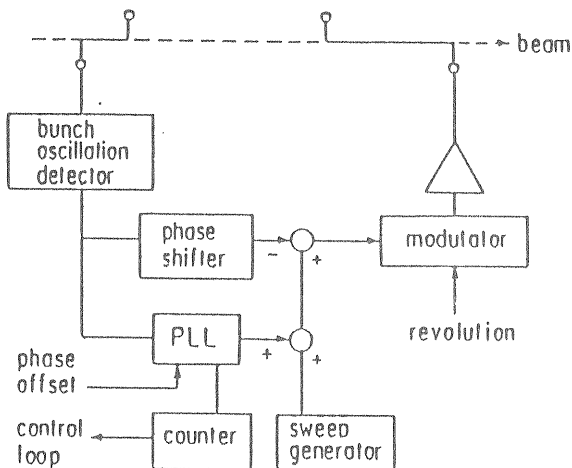


図5.4 PLL法によるチューン測定

一度、振動を何らかの方法で励起するとPLLは、最も振幅の大きい周波数にロックする。ビーム振動は、連続的になる。振動の振幅は、ビームのダンピング定数に依存しているので不安定になりやすい。そこで、次の章で述べるトランスバースフィードバックを用いてダンピングをコントロールして、振幅を安定にする。チューンは、PLLの出力を周波数カウンターで測定される。測定確度は、カウンターのそれで決まり、 $10^{-4}$ 以下の確度は簡単に得られる。チューンの変動などの測定に利用できる。又、このリアルタイム測定とマグネットシステムを連結させて、チューンのリアルタイム補正が可能である。実際、トリスタンARでテストされ、エネルギーランピング (energy ramping) 中のベータトロンチューンを一定にすることができた。[14] しかし、この方法は、振動を連続的に励起させるので、ビームが不安定になりやすく、ランジエントな変化に対してロックが外れやすい欠点をもっている。

## § 6. トランスバース - フィードバックシステム

ビームと真空チェンバーとの相互作用、特にビームと加速空洞の高次モード (H.O.M.) との相互作用により、ビームが不安定になることがある。詳しくは、本セミナーの「ビーム不安定」を参照。一般に、不安定性は、その成長率 (growth rate) が、ダンピング定数より大きくなると発生する。このような

不安定性が、コヒーレントなベータトロンのダイポール振動を伴っている振動は、フィードバックによってダンブ (not dump, but damp) できる。トランスバースフィードバックは、コヒーレント振動のダンピング定数を外部からコントロールできるので、不安定性の growth rate の測定など、ビームダイナミクスの実験に使われている。いわば、「加速器の診断」にも利用されている。しかし、ビームのエミッタンスがコヒーレント振動を伴わないで増加する場合、通常のフィードバックでは、無力である。別な方法を考えねばならない。

### 6.1 ダンピング定数

バンチのコヒーレント振動のダンピング又はグロースは、いろいろな要因で決まる。第一に、radiation damping、これは、個々の粒子がもつ現象で、ビーム電流に依存しない値である。第二に、クロマチシチによって変わるヘッドテイルダンピング、これは、正のクコマチシチの値とビーム電流にほぼ比例する。第三に、チューンスプレッドによるランダウダンピング効果、第四に、ビーム-ビーム相互作用や磁場の非線形効果によるダンピングの振幅依存性、さらに、原因がわかっていないビーム電流に依存したダンピングなども観測されている。[15] 観測されるダンピングは、これらのダンピングの総和である。このように、ダンピング現象は、たいへん複雑であり、まだ解明されていない部分もある。

フィードバックによるダンピングは、上に述べた複雑なダンピング現象に外部から加えられた効果である。線形領

域で、フィードバックによるダンピング定数、 $\alpha_f$  は、

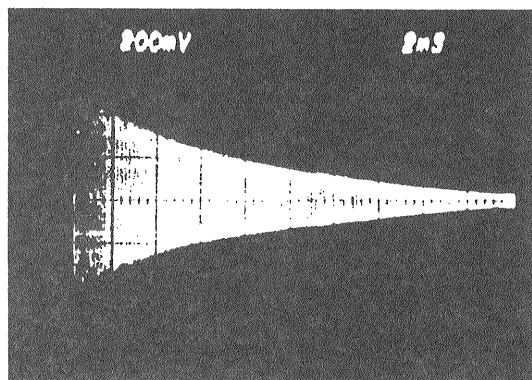
$$\alpha_f = \frac{ecL}{2ET_0} \frac{SDA}{Z_0} \sqrt{\beta_p \beta_d} \sin(\Delta \phi) \quad (6-1)$$

で与えられる。[13] ところで、Sは、振動検出器の感度 (V/m)、Dは、デフレクターの効率 (Tesla/A)、 $Z_0$  は、フィードバック系のインピーダンス、 $\beta_d, \beta_p$  は、デフレクターとピックアップでのベータ関数で、 $\Delta \phi$  は、それらの間のベータatron振動の位相差である。ダンピング定数は、フィードバックゲインAによってコントロールされる。

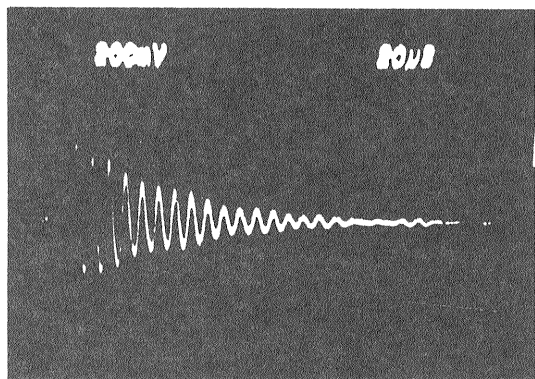
ここで、フィードバックによるダンピング効果を時間軸と周波数軸で観測する。図6.1に入射時のエラー振動の減衰波形をフィードバック ON/OFF で比べたものである。[7] 時間スケールが1/100になっているので、フィードバックによってダンピングタイムが1/100以下になっていることがわかる。次に、ダンピングを周波数軸で見る。図6.2と図5.3を比べると違いが良くわかる。フィードバックのダンピングによって共振カーブのQ値が小さくなることがわかる。このQ値は、ビームのダンピング定数と関係しているので、-3dB共振幅  $\Delta f_m$  から以下の式を用いてダンピング定数  $\alpha$  が求められる。

$$\alpha = \pi \sqrt{(\Delta f_m)^2 - (\Delta f_0)^2} \quad (6-2)$$

ここで、 $\Delta f_0$  は、RBWによるバンド幅である。



a) 2 ms/d.



b) 20 μs/d.

図 6.1 入射時に観測されたベータトロン振動減衰波形 a) フィードバック OFF b) フィードバック ON

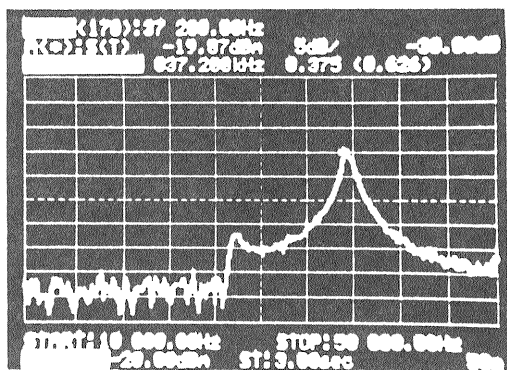


図 6.2 ベータトロンチューンスpektrum、フィードバック ON

## 6.2 フィードバック信号処理

ハードウェアの話に移る。通常、システムコンポーネントは、図 6.3 に示されるように、ピックアップ電極、振

動検出器、信号の振幅、位相、タイミングの制御回路、パワーアンプとデフレクターより成っている。ここでは、今まで触れていない制御回路の位相制御について説明する。

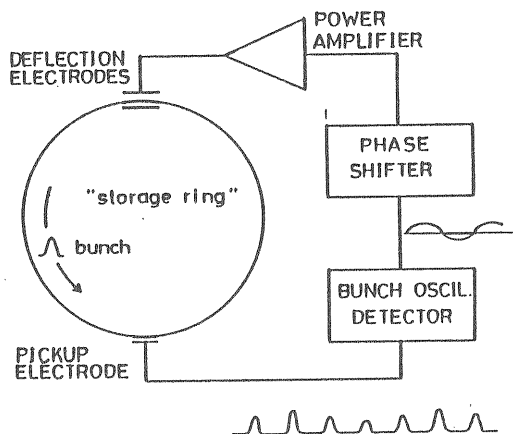


図 6.3 フィードバックシステム

(6.1) 式から、ピックアップ電極とデフレクターでのベータトロン振動の位相差が、 $90^\circ$  になっていなければならない。ところが、実際、ケーブルやアンプで信号遅延が起きている。これにより、ベータトロン周波数が変わった時、その位相も変わる。そこで、位相制御が必要になる。位相制御回路で、最も簡単にできるのが、C-Rタイプの移相器である。ところが、これは、周波数によって位相も変化するので、使いにくい。次に、図 6.4 に示すように、入力信号を  $0^\circ$  と  $90^\circ$  の2つに分け、それぞれの信号にサインとコサインの係数を掛けて合成する方法がある。この方法は、位相の周波数依存性はないけれど、問題は、いかに  $90^\circ$  の位相差を作るかである。そこで、あらかじめ、ピックアップする場所を、ベータトロン波長ので  $\lambda/4$  ( $90^\circ$ )

の位相空間表示もできる利点がある。

[16]

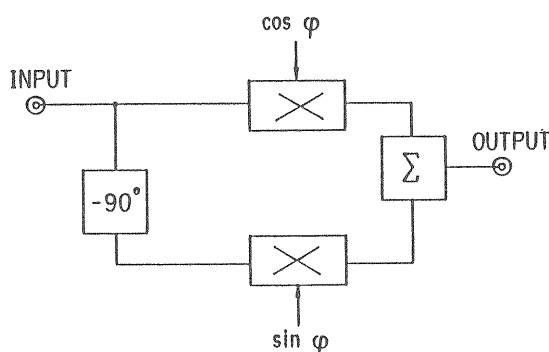


図6.4 移相器の1例

単バンチや数バンチについてのフィードバックは、上のようなアナログ信号処理ですむ。ところが、バンチが、RFバケットすべてに入っている時には、バンチ数がおよそ100個以上にもなる。振動がバンチ間で結合している場合(coupled-bunch instability)、バンチの数だけ振動のモードが考えられる。この振動は、モードによってバンチ間の位相差が異なってくる。このようなマルチバンチの不安定性をフィードバックで抑えるには、バンチ毎に振動を検出しなければならない。バンチ毎にフィードバックする場合、非常に多くの情報量を持つため、デジタル信号処理が使われるであろう。デジタル信号処理は、ソフトウェアも含めて、アナログとは違った技術が必要である。又、M個のマルチバンチにおいて、バンチ毎のフィードバックシステムを設計する時、システムの帯域は、すくなくとも

$$\Delta f \geq \frac{1}{2} M f_0 \quad (6-3)$$

が必要であり、4 ns のバンチ間隔で信号処理を行なう速い検出回路の開発が行われている。[17]

一方、フィードバックではないけれど、不安定性をランダウダング効果によって抑える1つの方法がある。それは、バンチ自身にチューンのスプレッドを持たせるのではなく、バンチ間でチューン差を作る(チューンスプリット)方法である。このチューンスプリットは、高周波4極フィールドによって得られる。実際、PFリングで、1.6 MHzの4極電磁石によってチューンスプリットが作られている。[18]

## § 7. ビームサイズの測定

ビームの横方向エミッタンス  $\epsilon_x$  は、位相空間  $(x, x')$  上での面積と定義されている。ところで、 $x$  は、 $x$  方向の位置であり、 $x'$  は、進行方向に対するビーム位置の傾きである。この位相空間の密度を直接計ることがむずかしいので、一般にビームサイズやプロファイルからエミッタンスを求めていることが多い。ガウス分布している場合、rms サイズを  $\alpha_x$  とすると、ビームサイズとエミッタンスとの関係は、

$$\alpha_x = \sqrt{\beta_x \delta_x + \eta^2 \left(\frac{\Delta E}{E}\right)^2} \quad (7-1)$$

である。このエミッタンスは、rms エミッタンスや39%エミッタンスと呼ばれている。ところで、 $\beta_x$  は、ベータ関数、 $\eta$  は、dispersion 関数、 $\Delta E$  は、ビームのエネルギー分散である。又、

このエミッタンスは、横方向に電流成分があること意味している。この横方向電流がエミッタンスに比例することを利用して、エミッタンスモニターの提案がある。[19] しかし、この方法は、まだ実現していない。

一方、縦方向（進行方向）のエミッタンスは、位相空間（ $\Delta\phi$ 、 $\Delta E$ ）上でのビームが占める面積である。 $\Delta\phi$ は、Synchronous Particle からの位相（時間）の幅、 $\Delta E$ は、エネルギー又はモーメントの幅である。 $\Delta\phi$ は、縦方向プロファイルからわかり、パンチ長で表される。 $\Delta E$ を直接測定するのは、難しいので、 $\Delta E$ が $\Delta\phi$ に比例する領域内であれば、パンチ長の測定から縦方向エミッタンスが求められる。

### 7.1 ビーム - ビームチューンシフトによるビームサイズ測定

素粒子実験を行なうために電子と陽電子を1つのリングに互いに反対方向に回して正面衝突させる。この衝突実験で、衝突頻度を示すルミノシティが最も重要なパラメータである。このルミノシティは、パンチの粒子数とその断面積（水平垂直方向のビームサイズ）で決まる。ルミノシティは、一般に衝突で散乱された粒子をカウントすることによって求められる。ここでは、ビーム - ビーム相互作用を利用してビームサイズを測定する1つの方法を紹介する。

ビームは電荷のかたまりであるので空間電荷力をもつ。この力は、お互いに横方向にキック力を与える。これは、ちょうど衝突点に仮想の4極電磁石を

置いたのと等価である。これは、ベータatronチューンの変化となる。ただし、普通の4極電磁石と異なる点は、ビーム衝突作用は、水平垂直両方向に収束力が働くこと。もう1つ、図7.1に示されるように電場や磁場による力が直線的に変わる領域がrms ビームサイズ以内で非常に狭いことである。

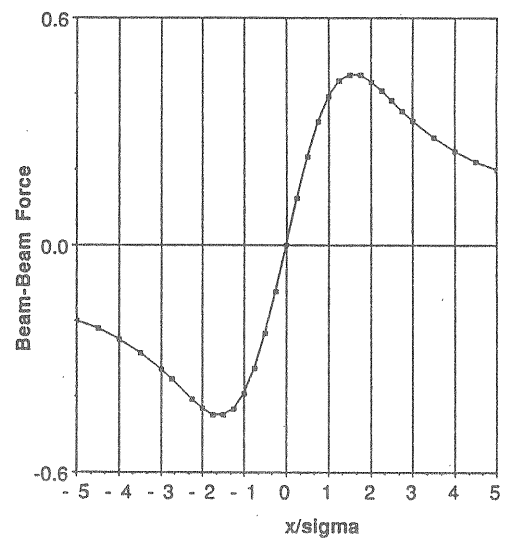


図7.1 ビーム - ビーム力

一般に、楕円型のビームについて、ビーム - ビーム力を表す量としてビーム - ビームパラメータ  $\xi$  があり、次式となる。

$$\xi_{x,y} = \frac{r_0 N}{2\pi\gamma(\sigma_x + \sigma_y)} \frac{\beta_{x,y}^*}{\sigma_{x,y}} \quad (7-2)$$

ところで  $r_0$  は電子の古典半径、 $\gamma$  は、ビームのエネルギー単位、 $\beta^*$  は、衝突点でのベータ値である。 $\beta^*$ 、 $\gamma$ 、 $N$  がわかっているならば、 $x$  と  $y$  の両方向の  $\xi$  からビームサイズが求められる。

ビームは、衝突による空間電荷力で横方向にキックされ、ベータatronのチューンが変化する。このチューンの変化を測定すれば、ビーム - ビーム力が



わかる。ベータトロンチューンは、コヒーレント振動によって求めているので、ビームの衝突中にコヒーレント振動を与える。これは、図7.2のような2つのバネが弱いバネで結ばれた連結振動との類似で説明される。kは、各バンチに相当するバネ定数であり、cは、ビーム-ビーム力に相当するバネ定数である。

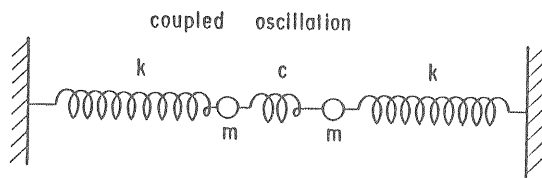


図7.2 2つの振動モードをもった連結振動

このような連結振動には、2つの振動形態（モード）が現われる。1つは、0モードと呼ばれ、ビーム-ビーム力を受けないモードで、互いに同位相で振動する。もう一方は、 $\pi$ モードと呼ばれ、ビーム-ビーム力でチューンシフトを受けたモードで、互いに逆位相で振動する。 $\pi$ モードのチューン $\nu_\pi$ は、0モードのチューン $\nu_0$ より常に大きい。図7.3にトリスタンMRで測定された0モードと $\pi$ モードのチューンを示す。[20]

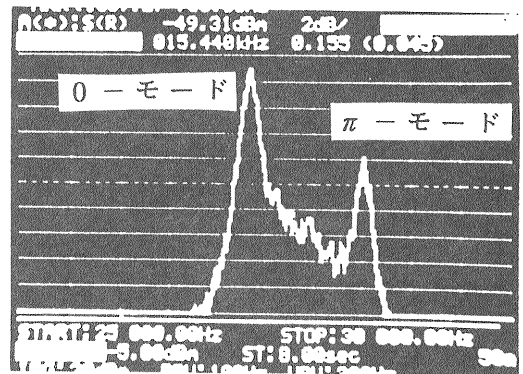


図7.3 0モードと $\pi$ モードのチューン

両者と $\xi$ との関係は、

$$\begin{aligned} \cos(2\pi\nu_\pi) &= \cos(2\pi\nu_0) \\ &- 2\pi\Lambda(r)\xi \cdot \sin(2\pi\nu_0) \end{aligned} \quad (7-3)$$

である。[21] ところで、 $\Lambda(r)$ は、ビームの形状に依存する係数で、フラットビームならば、水平方向が1.32、垂直方向が1.23となる。 $\nu_\pi$ と $\nu_0$ を測定し、(7-3)式を用いてビーム-ビームパラメータ $\xi$ を求め、さらに(7-2)式を使うとビームサイズが求められる。さらに、(7-1)式を使って、エミッタンスがわかる。

ビーム-ビームパラメータ $\xi$ は、ビームがまさに正面衝突している時に最大になる。ビームがすこしずれて衝突すると $\xi$ が減少する。ビームのずれを外部からコントロールして $\nu_\pi$ 又は $\xi$ を測定すると、直接ビームサイズを求めることができる。実際、トリスタンMRでこの測定が行なわれた。(図7.4)

ビーム-ビームチューンシフトによるビームサイズ測定は、ベータトロンチューンすなわち単に周波数を測定しているだけなので、測定の信頼性が高い。衝突中は欠かせないモニターである。トリスタンMRでは、ルミノシチ

イを増加させるために、この測定が行なわれている。この測定は又、ビーム-ビーム作用によってビームサイズが変化しない、いわゆるビーム-ビームリミット以内であれば、片方のビームをプローブとした単一ビームの測定にも適用できる。実際、トリスタンMRの入射エネルギーでも、この方法でビームサイズが測定された。

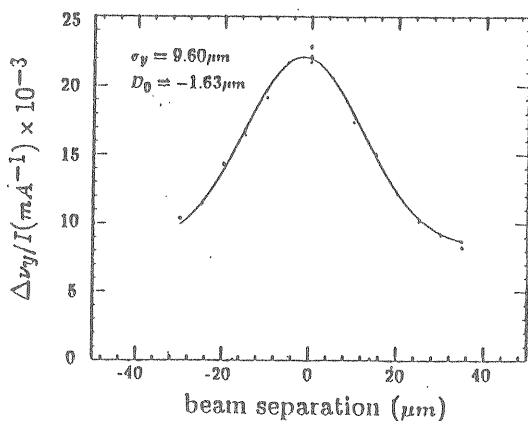


図7.4 ビームのずれとビームサイズの測定 (文献[22] より転載)

## 7.2 ビームスペクトルによるバンチ長の測定

バンチ長の測定は、一般にビームの縦方向プロファイルから求められる。電子ビームは、通常ガウス分布しているので、バンチ長は、rms 値で表される。バンチ長は、5 mm から 3 cm 程度 (16.5 - 100 ps) なので、このビームパルスを電氣的に測定しようとする、ケーブルのロスのため、パルス波形が変形してしまい正しい測定が難しい。そこで、バンチ長は、放射光の可視光を用いて測定されている。この場合、電子ビームの速度と光の速度とが等しいので、測定の時間分解能は、測定器の立ち上がり時間によって決まる。測

定器として、ストリークカメラがよく用いられている。その時間分解能は、2 ps 以下と驚異的である。[23] しかしながら、ストリークカメラは、たいへん高価なものであり、その操作は簡単ではない。そこで、ここではバンチ長を簡単にしかもリアルタイムで測定できる方法を紹介する。

ここで、ビーム信号解析の基礎に戻ってみよう。(2-3)式を見ると、ビームスペクトルは、バンチ長の関数になっていることがわかる。図7.5にバンチ長をパラメータとしてスペクトルの振幅を示す。ギガヘルツ領域でのビームのスペクトルを検出できれば、バンチ長の測定ができる。ビーム強度依存性をなくすために、もう1つのスペクトルも検出する。それらの比をとり、以下の式に示す演算の結果からバンチ長が求められる。バンチ長は、

$$\sigma = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{2}{(n_2^2 - n_1^2)^2} \ln \left[ \frac{V_1(n_1 \omega_0)}{V_2(n_2 \omega_0)} \right]} \quad (7-4)$$

で与えられる。 $n_1$ 、 $n_2$ は、回転周波数のハーモニックナンバーで、 $n_1 < n_2$ とする。 $V_1$ 、 $V_2$ は、それぞれの成分の振幅である。この測定は、原理的にはバンチ長がゼロになるまで測定可能であるが、実際、最短バンチ長の測定は、検出器の直線性とノイズレベルによって決まる。検出する周波数を上げればより短いバンチが測定できるけれど、測定周波数が真空チェンバーのカットオフ周波数以上になると、ウェイクフィールドの影響を受け、正しい測定ができないであろう。

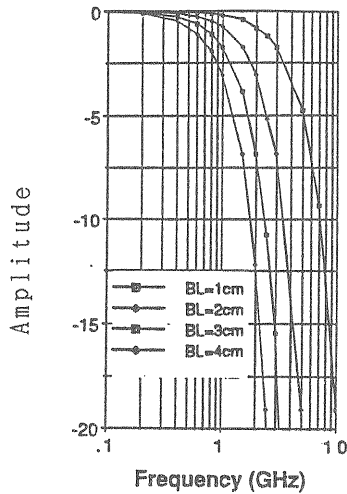


図 7.5 バンチ長をパラメータとしたビームスペクトル

この測定のための検出器は、狭帯域法によるビームポジション測定のためのヘテロダイン法と同期検波回路が使える。図 7.6 にトリスタン AR のバンチ長モニターのブロック図を示す。ピックアップ電極として、30 cm のストリップラインを用い、ビームのスペクトルを 1.62 GHz と 250 MHz を選んだ。入力のバンドパスフィルターを 2 つの検出周波数に選ばばよい。2 つのビームの周波数は、違った周波数の LO で同じ周波数の 70 MHz に変換され、さらに 10.7 MHz と低くされる。そこで同期検波され、アナログ演算された出力は、バンチ長に比例した信号となる。実際、トリスタン AR で、この方法を用いてバンチ長が測定された。[24] 図 7.7 で、入射エネルギーでいわゆる bunch lengthening が観測されている。ビームエネルギーが 2.5 GeV から 6.5 GeV なる間、バンチ長は短くなる。放射光利用の間は、バンチ長は、ほぼ一定になっている。

### 7.3 その他の方法

#### (1) スクレーパー

ビームは一般にガウス分布しているので、有限なアパーチャーによってビームのすそのが削られている。スクレーパーは、ビームのアパーチャーを制御する装置である。したがって、スクレーパーの位置によって、ビーム損失の割合が変わる。スクレーパーとビームの正確な位置を求め、ビーム電流特にビームの寿命  $\tau$  (life Time) の読みとからビームサイズを下の式を用いて求めることができる。

$$\tau = \tau_d \frac{e \frac{n^2}{2}}{n^2} \quad (7-5)$$

ところで、 $n$  は、スクレーパーの位置を rms ビームサイズで割った値で、 $\tau_d$  は、radiation damping time である。[25] 実際、 $\tau$  が測定できるのは、 $n=4-5$  の範囲である。スクレーパーを使って、トリスタン MR の入射エネルギーで測定された。[26] しかし、これは破壊的 (destructive) な測定なので、扱いにくい。

#### (2) ワイヤースキャン

ワイヤーで、ビームプロファイルを測定する方法は、トランスポートラインで昔からよく用いられている。リングで非破壊的に測定するためは、ワイヤーをビームに瞬時に横切らせねばならない。これがワイヤースキャンとかフライングワイヤーと呼ばれているプロファイルモニターである。この測定は、厳密には破壊的測定であるけれど、ビームの変形が無視できる程度の測定できることが絶対条件である。そのため、ワイヤーは、できるだけ細いものがよい。直径数  $10 \mu\text{m}$  程度で、カーボ

### AR BUNCH LENGTH MONITOR

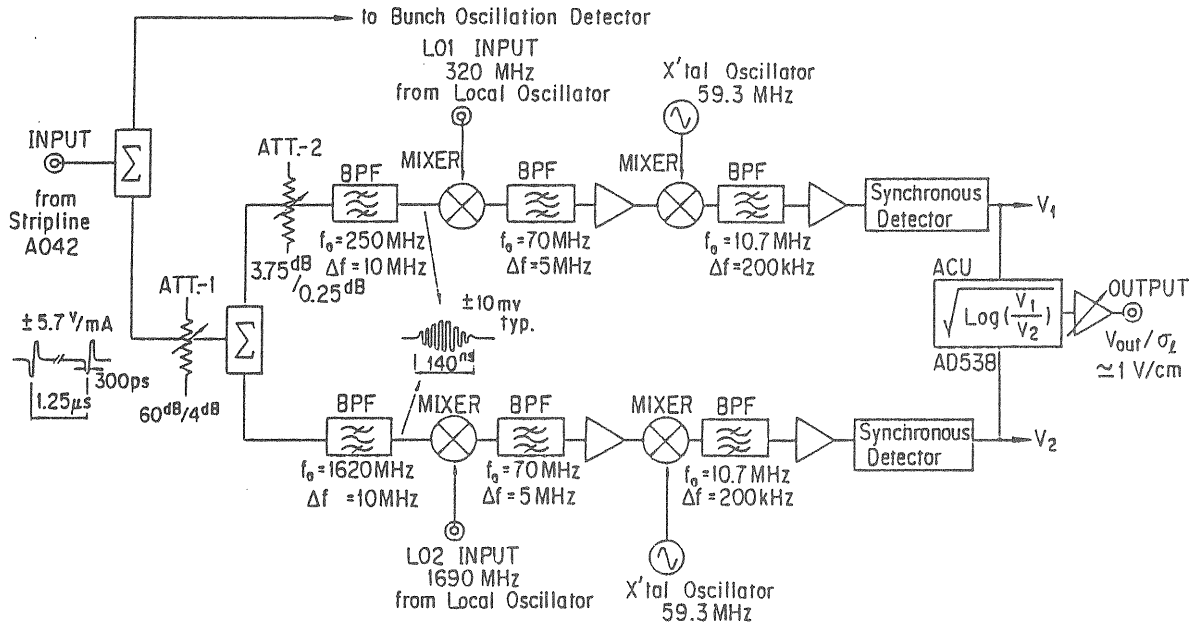


図 7. 6 バンチ長モニターのブロック図

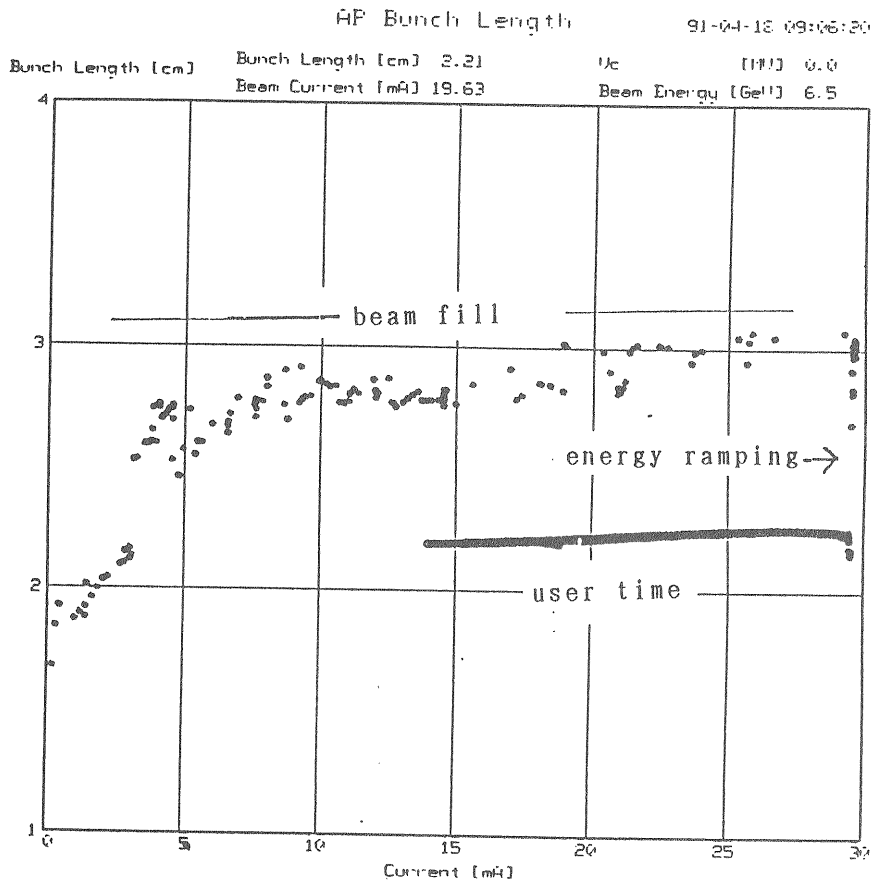


図 7. 7 ARにおけるバンチ長の変化

ンやタングステンのワイヤーが用いられている。又、ワイヤーがビームを横切る速度は、速ければ速い程よいけれど、ワイヤーの位置の読みが正確にわかっているなければならない。ビームの検出は、高エネルギーの電子がワイヤーに当たると制動放射 (bremsstrahlung) により  $\gamma$  線を放射するので、 $\gamma$  線検出器で行なわれる。その強度をワイヤーの位置と共に測定すれば、ビームプロフィールが求められる。得られたプロフィールは、平衡状態での値である。

ワイヤースキャンを設計する時、以下の3つの問題を考えねばならない。

1. ワイヤーの温度上昇：ビームエネルギーがワイヤーで失われ熱となる。CERNでの経験 [27] によれば、失われたエネルギーのおよそ  $1/3$  がワイヤーの温度上昇となることがわかっている。

2. エミッタンスの増加：ワイヤーがビームを横切っている間、ビームは、何回もワイヤーにあたる。小角多重散乱によって、エミッタンスが増加する。増加率は、1%以下が望ましい。

3. ビームロス：エネルギーを大きく失った粒子のうち、RFバケットを越えるとビームロスになる。このロスも、無視できる量でなければならない。

## § 8. 結語

どのような研究にもあてはまることであろうが、ビーム計測は、特にアイデアとそれを実現させる技術を必要としているように思う。アイデアも技術もともに重要であり、それらが実を結ばなければならない。

これを CERN で行なわれた確率冷却 (Stochastic Cooling) 成功を例にとる。クーリングのアイデアは、1968 年に S. van der Meer によって提案された。彼の発見の動機は、いかに ISR のビームエミッタンスを下げルミノシティを増加させるかと言う現実的要求であった。しかし、当時このクーリングのアイデアは実現困難と長い間思われていた。数年後に、ショットキー信号の観測に成功すると、理論的なうらづけと技術的開発が始まった。高い周波数で S/N のよい検出器などの技術開発が行なわれた。アイデアがだされてから 7 年後、ついにクーリングができることが実験的に証明された。そうすると、すぐにこの技術は、反陽子のクーリングに応用された。陽子/反陽子の衝突実験が始まり、新粒子が発見された。S. van der Meer は、1984 年度のノーベル物理学賞を受賞した。[28]

この歴史でもわかるように、アイデアは、必要にせまられて生まれるようである。昔から「必要は発明の母」と言われるように。現実の加速器を理解し、どうしたらビームが見やすく、運転がしやすくなどと考えるのもビーム計測のアイデアを生む 1 つの方法ではないかと思う。一方、技術は経験の積み重ねであると思う。いろいろな経験をし

て、得られた情報を整理することが大切であると思う。

浅学な筆者にとって、このノートをとめることは、多くの時間を必要としたが、有益であった。このノートには、説明不足があったり、内容に誤りがあるかもしれない。そのような箇所がありましたら、筆者に叱正して頂ければ幸いです。最後に、筆者にこの機会を与えて下さいました木村加速器総主幹に感謝致します。

## 参考文献

- [ 1 ] 新竹、"ビームポジションモニターの電圧スペクトルについて"、TN-83-04.
- [ 2 ] K.Satoh, "Beam Position Monitor using Wall Currents", Rev. Sci.Instr. 4, (1979) p.450.
- [ 3 ] R. Shafer, "Characteristics of Directional Coupler Beam Position Monitors", IEEE NS-32, 5 (1985) p.1933.
- [ 4 ] for exsample, S.Y.Liao, "Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design", Prentice Hall (1987).
- [ 5 ] R.L. Wigington and N.S.Nahman, "Transient Analysis of Coaxial Cables considering Skin Effects", Proc. of the IRE (1957) p.166.
- [ 6 ] S.Tanaka et al., "Precise Timing Signal Transmission by a New Optical Fiber Cable", KEK Report 90-5, May 1990.
- [ 7 ] T.Ieiri et al., "The Transverse Feedback System for the TRISTAN AR", Proc. of the 5th Symp. on Accelerator Sci. and Technology, KEK, (1984)p.157.
- [ 8 ] S.P.Jachim et al., "An RF Beam Position Measurement Module for the Fermilab Energy Doubler", IEEE NS-28 (1981) p.2323.
- [ 9 ] F.D. Wells and S.P.Jachim, "A Technique for Improving the Accuracy Range of Beam Position Monitors", Proc. of 1989 IEEE PAC (1989) p.1595.
- [ 1 0 ] J.Borer et al., "The LEP Beam Orbit Measurement System", Proc. of the 1987 IEEE PAC, Washington D. C., (1987)
- [ 1 1 ] H.Ishii et al., "Beam Position Monitor System of TRISTAN Main Ring", Proc. of the 6th Symp. on Accelerator Sci. and Technology, Tokyo, (1987)p.207.
- [ 1 2 ] T.Shintake et al., "Sensitivity Calculation of Beam Position Monitor using Boundary Element Method", NIM A254 (1987) p.146.
- [ 1 3 ] J.-L.Pellegrin and J.R.Rees, "Beam Excitation and Damping with the Transverse Feedback System", PEP-Note 315, (1979).

- [ 1 4 ] T. Ieiri et al., "Feedback Control of Betatron Tunes in TRISTAN Accumulation Ring", Proc. of 13th Int. Conf. on High Energy Accelerator, Novosibirsk, vol.2 (1986)p.232.
- [ 1 5 ] L.E. Sakazaki, "Anoumalous Nonlinear Current-Dependent Damping in CESR", IEEE NS-32, 5 (1985)p.2353.
- [ 1 6 ] T. Shintake, "Transverse Magnetic Damper System for TRISTAN Main Ring", Particle Accelerators Vol. 30 (1990) p.929/21.
- [ 1 7 ] J.D. Fox and J.-L. Pellegrin, private communications.
- [ 1 8 ] S. Sakanaka and T. Mitsuhashi, "Construction of an RF Quadrupole Magnet for Suppressing Transverse Coupled-Bunch Instabilities", KEK-Preprint 91-40, to be published in 1991 IEEE PAC, San Francisco.
- [ 1 9 ] G.P. Jackson, "Design of the Transverse Current Emittance Monitor (XIEM) Detector", FN-455, (1987).
- [ 2 0 ] T. Ieiri et al., "Measurement of the Beam-Beam Parameter by exciting Coherent Betatron Oscillation", NIM A265 (1988)p.364.
- [ 2 1 ] K. Yokoya and H. Koiso, "Tune Shift of Coherent Beam-Beam Oscillations", Particle Accelerators Vol.27 (1990)p.427/181.
- [ 2 2 ] K. Takata and Y. Kimura, "TRISTAN and High Energy Accelerator Plans at KEK", Particle Accelerators Vol.26 (1990)p.87.
- [ 2 3 ] 土屋 裕、" ストリークカメラによる超短光パルスの計測"、レーザー研究 第15巻11号 (1987年) p.72.
- [ 2 4 ] T. Ieiri, "A Real Time Bunch Length Monitor using Beam Spectrum for the TRISTAN AR", to be published in the Proc. of Workshop on Advanced Beam Instrumentation, Tsukuba, 1991.
- [ 2 5 ] A.W. Chao, "Quantum Lifetime in Electron Storage Rings", IEEE NS-24,3 (1977)p.1885.



[ 2 6 ] K.Nakajima et al., "Observations of Synchro-Betatron Resonances in the TRISTAN Main Ring", Particle Accelerators Vol. 27 (1990)p.77.

[ 2 7 ] C.Fischer et al., "Studies of Fast Wire Scanners for LEP", Proc. of the 1988 EPAC, Rome, p.1081

[ 2 8 ] D.Möhl, "Stochastic Cooling", CERN 87-03, Vol.2 p.453-533.

## Appendix

### A. 用語の説明

ビーム計測システムでよく使われている言葉の意味を解説する。

#### 1. 確度：accuracy or absolute accuracy

精度と言う言葉は、相対的な分解能の意味と絶対的な確度の意味にも使われている。その意味があいまいであるので、ここでは、確度と言う言葉を用いる。これは、真の値からの偏りと測定値のばらつきの程度を示す。確度は、測定の正確さを表しているが、次の誤差は、不正確さを表したものの内容は、同じである。

#### 2. 誤差：error

誤差は、真の値と測定値との差であり、2つの性質を持つ。1つは、偶然誤差 (random error) で、測定値のばらつきである。もう1つは、系統誤差 (systematic error) で、測定値の平均値と真の値とのずれである。システムの確度又は誤差を評価する時、システムの各コンポーネントの誤差の和を求める。

#### 3. 分解能：resolution

確度が測定値の絶対的な誤差を示すのに対し、分解能は、相対的な誤差である。測定限界の意味。測定限界を決める要因は、アナログ信号の場合、システムのノイズで、デジタル信号では、たとえば ADC の 1/2 LSB である。一般に分解能は、確度に比べずっと良い。

#### 4. 帯域幅：bandwidth

システムの周波数帯域であり、測定取得時間 (acquisition time) を決める。帯

域幅を決める目安は、測定される対象の時間変化である。

#### 5. ダイナミックレンジ：dynamic range

システムの特性を損なわずに信号処理ができる信号振幅の最大と最小の比。一般にデシベル (dB) 単位で表す。デシベルについては、Appendix B で述べる。

#### 6. S/N 比：Signal to Noise Ratio

信号の大きさと信号に混入する雑音の大きさの比で、一般にデシベル (dB) で表す。回路の雑音は、内部雑音と外部雑音とに分けられる。内部雑音は、抵抗体の熱雑音 (Thermal Noise)、ダイオードやトランジスタ内で生じるショット雑音 (Shot or Shottky Noise)、低周波領域で問題となる  $1/f$  雑音などがある。外部雑音は、システム外からくる電磁誘導による雑音である。尚、加速器のビーム計測では、ショット雑音は、雑音ではなく信号として観測している。

#### 7. 耐放射線性：radiation resistant

放射光によって、トンネル内にあるデバイスは、放射線損傷を受ける。そこで、デバイスに使われている材質の放射線抵抗性を調べる必要がある。一般に、テフロン系の化合物は、非常に弱い。

#### 8. 寿命：life time

特に、機械的に動く装置については、磨耗などによる寿命がある。これを考慮することが必要となる。例えば、ポジション - モニターでよく使われている機械的な同軸スイッチやビームプ

ロファイル測定で使われるワイヤースキャナーなどがある。しかし、これらの寿命は、放射線抵抗性と関係するので、簡単ではない。

### B. 高周波回路でよく使われる単位について

#### 1. dB (デシベル)

2点間の電圧やパワーの比を表す。今、アンプの入力電圧を  $V_1$ 、出力電圧を  $V_2$  とすると、アンプのゲイン  $G$  を dB で表すと、

$$G = 20 \log (V_2 / V_1)$$

である。

#### 2. dBm

1 mW を 0 dBm としたデシベル系のパワーを表す単位。すなわち、

$$0 \text{ (dBm)} = 10 \log 1 \text{ (mW)}$$

と定義する。高周波回路は、50 Ω系がよく用いられるので、パワーの代わりに rms 電圧で表すことが便利なこともある。1 mW の rms 電圧は、0.2236  $V_{\text{rms}}$  なので、rms 電圧  $V$  と dBm との関係は、

$$X \text{ (dBm)} = 20 \log \frac{V_{\text{rms}} \text{ (V)}}{0.224 \text{ (V)}}$$

となる。

#### 3. dBV

1  $V_{\text{rms}}$  の電圧を 0 dBV とする電圧レベルを表す単位。

$$Y \text{ (dBV)} = 20 \log V_{\text{rms}} \text{ (V)}$$

50 Ω のインピーダンスで、 $X$  (dBm) と  $Y$  (dBV) との関係は、  
 $(X-13) \text{ (dBm)} = Y \text{ (dBV)}$

となる。

#### 4. 雑音指数 : Noise Figure, NF

アンプのノイズ特性を表す。入力端での  $S_1/N_1$  と出力端での  $S_2/N_2$  の比で定義されている。

$$NF = \frac{S_1/N_1}{S_2/N_2}$$

アンプの出力の  $S/N$  は、入力に比べ悪くなる。