

# SPring-8 線型加速器 BPM 用バンドパスフィルタのバンド幅についての考察 STUDY ON BANDWIDTH OF BANDPASS FILTER USED FOR SPring-8 LINAC BPM

柳田謙一\*, 鈴木伸介, 花木博文

Kenichi Yanagida\*, Shinsuke Suzuki, Hirofumi Hanaki

Japan Synchrotron Radiation Research Institute

## Abstract

Bandpass filter (BPF) which is used for SPring-8 linac beam position monitor consists of two cavities with input/output coupling loops. Derived approximated formulae exhibit that a bandwidth of the BPF depends on mutual inductances of input/output coupling loops, but can be tuned by shifting center frequencies of two cavities in opposite direction. Shifting center frequencies increases insertion loss of the BPF. Because of two tuning knobs which changed capacitances of the cavities, the center frequency and insertion loss were properly tuned but the bandwidth was not tuned.

## 1. はじめに

SPring-8 線型加速器では 2000 年頃よりシングルショットビーム位置モニタ (Beam Position Monitor = BPM) の整備・運用を行っている [1,2]。BPM 信号処理回路では RF 検波回路の前段に入力波形整合用のバンドパスフィルタ (Bandpass Filter = BPF) を置き、BPM からの信号波形を加工している。

BPM システムの開発段階 (2000 年頃) に於いて、平行信号処理が行われるシングルショット BPM では、BPF バンド幅にばらつきがあった場合、ビームのマクロパルス幅に依存したビーム位置のずれが観測されると判明していた。例えば 4 台の BPF の内、1 台のバンド幅が他より 0.2MHz (2%) 大きい場合、マクロパルス幅が  $1\mu\text{s}$  と  $1\text{ns}$  のビームでは観測される位置が  $60\mu\text{m}$  程度ずれると見積もられた [3,4]。

BPF の主な仕様は ① 中心 (共振) 周波数、② バンド幅、③ 挿入損失 (共振時の入出力振幅比) である。2000 年度に製作された BPF モジュール 30 式 (BPF120 台) の統計データでは、中心周波数は  $2856\pm 0.01\text{MHz}$  と揃っているが、バンド幅は  $9.97\pm 0.23\text{MHz}$  (2.3%) と比較的ばらつきが大きい (Fig. 1 参照)。

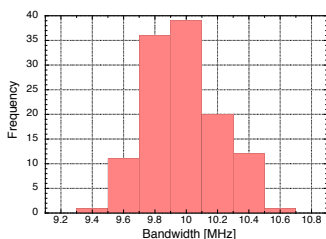


Figure 1: Deviation of BPF bandwidths. The BPFs were manufactured in 2000.

この BPF には調整ノブが 2 つあり (後述)、③ 挿入損失を犠牲にすれば、① 中心周波数及び ② バンド幅を揃えることが可能と思われたが、実際の調整 (チューニング) ではバンド幅が揃わず、バンド幅を仕様値では無く目標値とした。

本稿では、バンド幅が揃うような BPF の設計・製作・調整方法等を確立するために、バンド幅の由来を

解明し、BPF 信号入出力に関する解析を行った。具体的には SPring-8 線型加速器 BPM システムの BPF をモデルとして構造を詳細に解析し、LCR 直列共振回路の等価回路を描き、周波数領域での CW 入出力特性、すなわち入力に対する出力の減衰率及び位相の遅れ・進みを表す式 (信号加工関数) を導出した。

## 2. BPF の仕様と構造

Figure 2 は SPring-8 線型加速器 BPM システムで使用されている BPF の写真である。製作時の主な仕様値を Table 1 に示す。



Figure 2: Photograph of BPF used for SPring-8 linac BPM.

Table 1: Principal Characteristics of BPF

①Center Frequency [MHz]	2856
②Bandwidth [MHz]	10
③Maximun Insertion Loss [dB]	2

BPF は 2 台の空洞から構成されており、各空洞の入出力ループは空洞インダクタを共有する磁気トランス構造となっている (Fig. 3 参照)。一段目及び二段目の空洞をそれぞれ空洞  $\alpha$  及び  $\beta$  とする。空洞寸法値 ( $g_\alpha, r_\alpha, w_\alpha$  及び  $d_\alpha$  等) や入出力ループ寸法値 ( $g_{\alpha 1}, h_{\alpha 1}, g_{\alpha 2}$  及び  $h_{\alpha 2}$  等) により、中心周波数やバンド幅が決まる。

この BPF の調整ノブは Fig. 2 上部の 2 つのネジで、ネジを回転させることにより  $d_\alpha$  及び  $d_\beta$  を変化させる、すなわち空洞  $\alpha$  及び  $\beta$  のキャパシタンスを調節する。

\* ken@spring8.or.jp

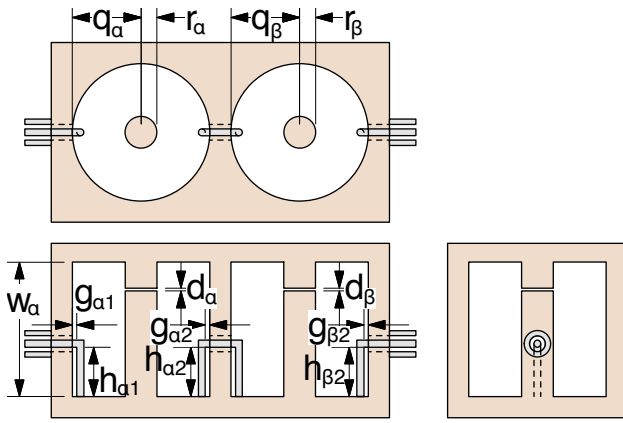


Figure 3: Schematic drawing of the BPF structure.

### 3. 等価回路 (LCR 直列共振回路)

Figure 4 に空胴  $\alpha$  の等価回路 (LCR 直列共振回路) を示す。入力伝送路はループ 1 (自己インダクタンス  $L_{\alpha 1}$ ) を介して、出力伝送路はループ 2 (自己インダクタンス  $L_{\alpha 2}$ ) を介して空胴インダクタ (自己インダクタンス  $L_{\alpha}$ ) の一部と結合する。 $C_{\alpha}$  は空胴ギャップのキャパシタンス、 $R_{\alpha}$  は空胴内電流が感じる表面抵抗である。入出力伝送路の特性インピーダンスは  $50\Omega$  とする。

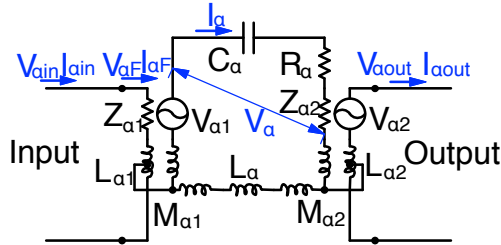


Figure 4: Equivalent circuit of the cavity  $\alpha$ .

ループ 1、ループ 2 と空胴とはトランス構造となっており、それぞれトランス 1 (相互インダクタンス  $M_{\alpha 1}$ )、トランス 2 (相互インダクタンス  $M_{\alpha 2}$ ) とする。トランス 1 及びトランス 2 の一次側には負荷  $Z_{\alpha 1}$  及び  $Z_{\alpha 2}$  が、二次側には起電力  $V_{\alpha 1}$  及び  $V_{\alpha 2}$  が現れる。

$V_{\alpha}$  及び  $I_{\alpha}$  は主にキャパシタに現れる電圧及び空胴インダクタに流れる表面電流である。

### 4. 入出力特性 (信号加工関数)

本節では CWRP の周波数変化により信号加工関数  $V_{\alpha out}/V_{\alpha in}$  がどのように変化するかを考える。

#### 4.1 トランス 1 の計算 ( $Z_{\alpha 1}$ を求める)

入力伝送路の特性インピーダンスは  $50\Omega$  なので  $V_{\alpha in}/I_{\alpha in} = 50$  である。ループ 1 の負荷  $Z_{\alpha 1} + j\omega L_{\alpha 1}$  に流れる電圧を  $I_{\alpha F}$  とすると、透過・反射の式から、

$$I_{\alpha F} = \frac{2 \cdot 50 I_{\alpha in}}{50 + Z_{\alpha 1} + j\omega L_{\alpha 1}} = \frac{2V_{\alpha in}}{50 + Z_{\alpha 1} + j\omega L_{\alpha 1}}, \quad (1)$$

が得られる。ここで、 $\omega$  は CWRP の角振動数、 $j$  は虚数単位である。

$I_{\alpha F}$  は相互インダクタンス  $M_{\alpha 1}$  を介して起電力  $V_{\alpha 1}$  を発生させる。

$$V_{\alpha 1} = j\omega M_{\alpha 1} I_{\alpha F}. \quad (2)$$

空胴内に於いて、LCR 直列共振回路のインピーダンスは  $R_{\alpha} + Z_{\alpha 2} + j\omega L_{\alpha} + 1/(j\omega C_{\alpha})$  であるから、

$$\begin{aligned} I_{\alpha} &= \frac{V_{\alpha 1}}{R_{\alpha} + Z_{\alpha 2} + j\omega L_{\alpha} + \frac{1}{j\omega C_{\alpha}}} \\ &= \frac{j\omega M_{\alpha 1} I_{\alpha F}}{R_{\alpha} + Z_{\alpha 2} + j\omega L_{\alpha} + \frac{1}{j\omega C_{\alpha}}}, \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} V_{\alpha} &= V_{\alpha 1} - j\omega L_{\alpha} I_{\alpha} \\ &= \frac{j\omega M_{\alpha 1} \left( R_{\alpha} + Z_{\alpha 2} + \frac{1}{j\omega C_{\alpha}} \right) I_{\alpha F}}{R_{\alpha} + Z_{\alpha 2} + j\omega L_{\alpha} + \frac{1}{j\omega C_{\alpha}}}, \end{aligned}$$

となる。

トランス 1 の電流  $I_{\alpha}$  が相互インダクタンス  $M_{\alpha 1}$  を介して  $I_{\alpha F}$  の流れとは逆向きの電圧  $-I_{\alpha F} Z_{\alpha 1}$  を発生させる。よって  $Z_{\alpha 1}$  は以下の様に表される。

$$\begin{aligned} -I_{\alpha F} Z_{\alpha 1} &= j\omega M_{\alpha 1} I_{\alpha} = \frac{-\omega^2 M_{\alpha 1}^2 I_{\alpha F}}{R_{\alpha} + Z_{\alpha 2} + j\omega L_{\alpha} + \frac{1}{j\omega C_{\alpha}}}, \\ Z_{\alpha 1} &= \frac{\omega^2 M_{\alpha 1}^2}{R_{\alpha} + Z_{\alpha 2} + j\omega L_{\alpha} + \frac{1}{j\omega C_{\alpha}}}. \end{aligned} \quad (4)$$

#### 4.2 トランス 2 の計算 ( $Z_{\alpha 2}$ を求める)

$Z_{\alpha 2}$  も同様に求める。トランス 2 に流れる電流  $I_{\alpha}$  が相互インダクタンス  $M_{\alpha 2}$  を介して起電力  $V_{\alpha 2}$  を発生させる。

$$V_{\alpha 2} = j\omega M_{\alpha 2} I_{\alpha}. \quad (5)$$

トランス 2 の負荷インピーダンスは  $50 + j\omega L_{\alpha 2}$  であるから、

$$\begin{aligned} I_{\alpha out} &= \frac{V_{\alpha 2}}{50 + j\omega L_{\alpha 2}} = \frac{j\omega M_{\alpha 2} I_{\alpha}}{50 + j\omega L_{\alpha 2}}, \\ V_{\alpha out} &= V_{\alpha 2} - j\omega L_{\alpha 2} I_{\alpha out} = \frac{50 j\omega M_{\alpha 2} I_{\alpha}}{50 + j\omega L_{\alpha 2}}, \end{aligned} \quad (6)$$

が得られる。

トランス 2 に流れる電流  $I_{\alpha out}$  が相互インダクタンス  $M_{\alpha 2}$  を介して  $I_{\alpha}$  の流れとは逆向きの電圧  $-I_{\alpha} Z_{\alpha 2}$  を発生させる。よって  $Z_{\alpha 2}$  は以下の様に表される。

$$\begin{aligned} -I_{\alpha} Z_{\alpha 2} &= j\omega M_{\alpha 2} I_{\alpha out} = \frac{-\omega^2 M_{\alpha 2}^2 I_{\alpha}}{50 + j\omega L_{\alpha 2}}, \\ Z_{\alpha 2} &= \frac{\omega^2 M_{\alpha 2}^2}{50 + j\omega L_{\alpha 2}}. \end{aligned} \quad (7)$$

信号加工関数は、Eqs. (1), (3), (4), (6) 及び (7) を使用して  $I_{\alpha F}$  及び  $I_{\alpha}$  を消去すると、

$$\frac{V_{\alpha out}}{V_{\alpha in}} = -\frac{2 \cdot 50 Z_{\alpha 1} Z_{\alpha 2}}{\omega^2 M_{\alpha 1} M_{\alpha 2}} \frac{1}{50 + Z_{\alpha 1} + j\omega L_{\alpha 1}}, \quad (8)$$

が得られる。

#### 4.3 信号加工関数の近似解

Equation (8) で表される厳密解は計算し難く、直感的に解り難い表式になっている。そこで、結果に与える影響の小さな項を省く近似を行い、直感的に解り易い表式にすることを試みる。

まず、入出力ループの自己インダクタンス  $L_{\alpha 1}, L_{\alpha 2}$  が相互インダクタンス  $M_{\alpha 1}, M_{\alpha 2}$  と等しいと仮定する。

$$L_{\alpha 1} = M_{\alpha 1}, L_{\alpha 2} = M_{\alpha 2}. \quad (9)$$

これは、自己インダクタンスと相互インダクタンスでは鎖交する磁束は同じと云うことである。

次に、 $\omega M_{\alpha 1}, \omega M_{\alpha 2}$  は  $50\Omega$  と比較して十分小さい。すなわち、

$$50 + j\omega M_{\alpha 1} \rightarrow 50, 50 + j\omega M_{\alpha 2} \rightarrow 50, \quad (10)$$

と仮定する。

最後に、 $R_{\alpha}$  (数  $m\Omega$  程度) は

$$R_{\alpha M 1} = \frac{\omega^2 M_{\alpha 1}^2}{50}, R_{\alpha M 2} = \frac{\omega^2 M_{\alpha 2}^2}{50}, \quad (11)$$

と比較して十分小さい、すなわち、

$$R_{\alpha} + R_{\alpha M 1} \rightarrow R_{\alpha M 1}, R_{\alpha} + R_{\alpha M 2} \rightarrow R_{\alpha M 2}, \quad (12)$$

と仮定する。ここで、 $R_{\alpha M 1}$  及び  $R_{\alpha M 2}$  は周波数によって変化するが、周波数変化が小さいと仮定して一定の値を取るとする。

Equations (9), (10), (12) の近似を Eq. (8) に適用し、且つ、

$$\begin{aligned} R_{\alpha P} &= 2\sqrt{R_{\alpha M 1} R_{\alpha M 2}}, \\ R_{\alpha S} &= R_{\alpha M 1} + R_{\alpha M 2}, \end{aligned} \quad (13)$$

と置き換えると、

$$\frac{V_{\alpha \text{out}}}{V_{\alpha \text{in}}} = -\frac{R_{\alpha P}}{R_{\alpha S} + j\omega L_{\alpha} + \frac{1}{j\omega C_{\alpha}}}, \quad (14)$$

が得られる。

#### 4.4 近似解の考察

Equation (14) は 2 つの抵抗成分  $R_{\alpha P}, R_{\alpha S}$ 、インダクタ成分  $L_{\alpha}$  及びキャパシタ成分  $C_{\alpha}$  が空胴  $\alpha$  の信号加工関数に支配的に寄与することを示している。① 中心周波数  $f_{\alpha 0}$ 、② バンド幅  $\Delta f_{\alpha 0}$ 、③ 共振時の入出力振幅比  $|V_{\alpha \text{out}}/V_{\alpha \text{in}}|$ ;  $at \omega = \omega_{\alpha 0}$  は以下で与えられる (但し、これ以降  $\omega_{\alpha 0} = 2\pi f_{\alpha 0}$  等とする)。

$$\begin{aligned} f_{\alpha 0} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\alpha}C_{\alpha}}}, \\ \Delta f_{\alpha 0} &= \frac{R_{\alpha S}}{2\pi L_{\alpha}}, \\ \left| \frac{V_{\alpha \text{out}}}{V_{\alpha \text{in}}} \right| &= \frac{R_{\alpha P}}{R_{\alpha S}}; at \omega = \omega_{\alpha 0}. \end{aligned} \quad (15)$$

Equation (15) から、一旦  $L_{\alpha}$  及び  $C_{\alpha}$  が決まったならば、バンド幅は  $R_{\alpha S}$  で決まることを意味する。 $R_{\alpha S}$

はループ 1 の抵抗成分  $R_{\alpha M 1}$  とループ 2 の抵抗成分  $R_{\alpha M 2}$  の和であり、各ループの抵抗成分は相互インダクタンスの二乗に比例するため、バンド幅を決めているのはループ 1 とループ 2 の相互インダクタンスと判明した。

また、共振時の入出力振幅比  $|V_{\alpha \text{out}}/V_{\alpha \text{in}}|$ ;  $at \omega = \omega_{\alpha 0}$  は  $R_{\alpha P} = R_{\alpha S}$  の時、すなわち  $R_{\alpha M 1} = R_{\alpha M 2}$  ( $M_{\alpha 1} = M_{\alpha 2}$ ) の場合に最大値を取る。これは、挿入損失を小さくするためには、入出力ループの相互インダクタンスを等しくすべきことを意味する。

### 5. 2つの空胴を通過した場合

RF 信号が空胴  $\alpha$  及び空胴  $\beta$  の 2 つの空胴を通過した場合、信号加工関数  $V_{\text{out}}/V_{\text{in}}$  は一空胴の信号加工関数 Eq. (14) を 2 回掛けたものとなる。サフィックス  $\beta$  を空胴  $\beta$  のものとし、 $F(\omega)$  及び  $G(\omega)$  を、

$$\begin{aligned} F(\omega) &= R_{\alpha S} R_{\beta S} - \left( \omega L_{\alpha} - \frac{1}{\omega C_{\alpha}} \right) \left( \omega L_{\beta} - \frac{1}{\omega C_{\beta}} \right), \\ G(\omega) &= R_{\alpha S} \left( \omega L_{\beta} - \frac{1}{\omega C_{\beta}} \right) + R_{\beta S} \left( \omega L_{\alpha} - \frac{1}{\omega C_{\alpha}} \right), \end{aligned} \quad (16)$$

と定義した場合、信号加工関数は、

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_{\alpha P} R_{\beta P}}{F(\omega) + jG(\omega)}, \quad (17)$$

で与えられる。信号加工関数は入出力振幅比  $|V_{\text{out}}/V_{\text{in}}|$  及び位相の遅れ・進み  $\phi$  でも表現可能である (Eq. (18))。

$$\begin{aligned} \left| \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \right| &= \frac{R_{\alpha P} R_{\beta P}}{\sqrt{F(\omega)^2 + G(\omega)^2}}, \\ \phi &= \cos^{-1} \frac{F(\omega)}{\sqrt{F(\omega)^2 + G(\omega)^2}} = \sin^{-1} \frac{-G(\omega)}{\sqrt{F(\omega)^2 + G(\omega)^2}}. \end{aligned} \quad (18)$$

最も単純なケースは全てのパラメータが等しい 2 つの空胴の場合、すなわち  $R_M = R_{\alpha M 1} = R_{\alpha M 2} = R_{\beta M 1} = R_{\beta M 2}$ ,  $L = L_{\alpha} = L_{\beta}$ ,  $C = C_{\alpha} = C_{\beta}$  であり、その信号加工関数は、

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{4R_M^2}{4R_M^2 - (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2 + 4jR_M(\omega L - \frac{1}{\omega C})}, \quad (19)$$

で表される。また、① 中心周波数  $f_0$ 、② バンド幅  $\Delta f_0$  及び ③ 共振時の入出力振幅比  $|V_{\text{out}}/V_{\text{in}}|$ ;  $at \omega = \omega_0$  は以下で与えられる。

$$\begin{aligned} f_0 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \\ \Delta f_0 &= \sqrt{\sqrt{2} - 1} \frac{2R_M}{2\pi L}, \\ \left| \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \right| &= 1; at \omega = \omega_0. \end{aligned} \quad (20)$$

Equation (20) を見ると解るが、共振周波数は空胴構造による  $L$  及び  $C$  で決まり、 $L$  が決まれば、バンド幅は Eq. (11) で表される  $R_M$  によって決定される。ま

た、空洞内表面抵抗等を見逃しているため、共振周波数での入出力振幅比は1（ロス無し）となる。

Figure 5はEq. (19)で示される信号加工関数をグラフ化したもので、中心周波数が2856MHz、バンド幅が10MHzであるケースの一例である。図では空洞 $\alpha$ 及び $\beta$ の信号加工関数も一緒に示しており、バンド幅は15.54MHzである。

Figure 6は実機を使用して測定された信号加工関数である。Figure 5と6を比較すると、共振時の信号入出力比が0.83と若干低い、関数の振る舞いは良く一致しており、Eq. (17)の記述は正しいと思われる。共振時の信号入出力比が低い理由は2つある空洞の共振周波数がずれているためであろう（後述）。

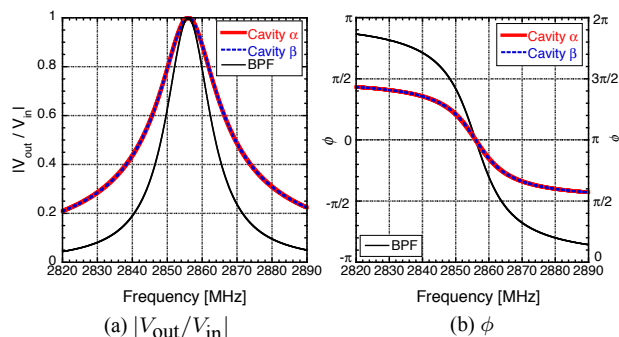


Figure 5: Calculated signal processing function of the BPF with a center frequency of 2856MHz and a bandwidth of 10MHz. The cavity  $\alpha$  and  $\beta$  are identical, and have bandwidths of 15.54MHz.

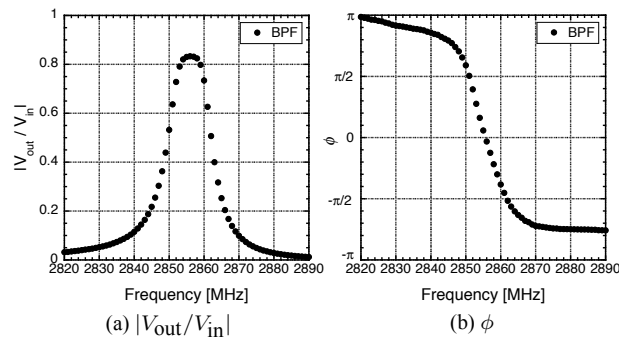


Figure 6: Measured signal processing function.

## 6. BPF 設計による検証

前節まではBPF信号加工関数の導出を試みたのであるが、実際のBPF (Fig. 2及び3参照)に適用した場合、製作可能な寸法値となるのかどうか、実際に設計を行い検証する。

本節では、計算を簡単にするため最も単純な全てのパラメータが等しい2つの空洞の場合を考える。すなわち、Fig. 3に於いて $q = q_\alpha = q_\beta$ ,  $r = r_\alpha = r_\beta$ ,  $w = w_\alpha = w_\beta$ ,  $d = d_\alpha = d_\beta$ ,  $g = g_{\alpha 1} = g_{\alpha 2} = g_{\beta 1} = g_{\beta 2}$ 及び $h = h_{\alpha 1} = h_{\alpha 2} = h_{\beta 1} = h_{\beta 2}$ とする。

$L$ 及び $C$ の計算には、Eq. (21)に示すような $N$ 巻トロイダルコイルの自己インダクタンス公式（但し、 $N = 1$ ）及び平行平板コンデンサキャパシタンス公式を使用する。

$$L = N^2 \frac{\mu_0 w (q - r)}{2\pi \frac{q+r}{2}} [\text{H}], \quad (21)$$

$$C = \frac{\epsilon_0 \pi r^2}{d} [\text{F}].$$

ここで、 $\mu_0$ は真空の透磁率、 $\epsilon_0$ は真空の誘電率である。

Equation (21)を基にして具体的な寸法値をサーベイした (Table 2参照)。表の寸法値は実機BPFの寸法値に近いものであり、Eq. (17)の記述は正しいことを裏付けている。

Table 2: Typical Dimensions of Cavity in Fig. 3

$q$ [mm]	8.0	$d$ [mm]	0.4522
$r$ [mm]	3.0	$g$ [mm]	0.7844
$w$ [mm]	30.85	$h$ [mm]	10.0

Table 2の数値を基にして計算された電気的特性をTable 3に示す。

Table 3: Electrical Characteristics of the Cavity Designed with the Dimensions in Table 2

$L$ [nH]	5.610	$\omega_0 M$ [ $\Omega$ ]	3.700
$C$ [pF]	0.5536	$R_M$ [ $\Omega$ ]	0.2738
$f_0$ [MHz]	2856.0	$\Delta f_{\alpha 0}, \Delta f_{\beta 0}$ [MHz]	15.54
$M$ [nH]	0.2062	$\Delta f_0$ [MHz]	10.0

Table 3を見ると $\omega_0 M$ は50 $\Omega$ に比べて1桁小さく、また、 $R_M$ は空洞内表面抵抗値（数m $\Omega$ 程度）に比べて十分大きいので、Eqs. (10), (12)の近似が成り立つことがわかる。

## 7. バンド幅を決定する2つの要因

本節では、バンド幅を決定する要因を見つけ出し、どのような設計・製作・調整を行うべきかを議論する。議論を簡単にするため、空洞 $\alpha$ 及び $\beta$ のインダクタンスを同じとし ( $L = L_\alpha = L_\beta$ )、入出力ループは全て同一形状とする ( $g = g_{\alpha 1} = g_{\alpha 2} = g_{\beta 1} = g_{\beta 2}$ ,  $h = h_{\alpha 1} = h_{\alpha 2} = h_{\beta 1} = h_{\beta 2}$ )。

### 7.1 入出力ループ形状によるもの

Table 2より $g$ は0.78mm程度である。この $g$ を0.5mmから1.0mmまで変化させた場合のバンド幅 $\Delta f_0$ 変化をプロットしたものがFig. 7である。ここでは、空洞 $\alpha$ 及び $\beta$ のキャパシタンスを同じとした ( $C = C_\alpha = C_\beta$ )。

図から $g$ の0.5mmから1mmまでの変化でバンド幅が12MHz程度変化しているのがわかる。すなわち、 $g$ に0.05mm程度のばらつきがあるとバンド幅は1.2MHz程度ばらつくことになる。

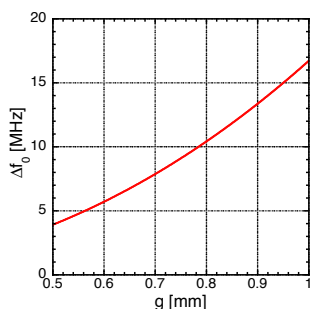


Figure 7: Calculated relation between  $g$  and  $\Delta f_0$ .

## 7.2 空胴 $\alpha$ と空胴 $\beta$ の中心周波数が異なる場合

BPF の中心周波数は 2856MHz であるが、空胴  $\alpha$  と  $\beta$  の中心周波数が異なる場合バンド幅が大きくなる。例として、中心周波数が 2856MHz より 3.5MHz 低い空胴  $\alpha$  ( $f_{\alpha 0} = 2852.5$  [MHz],  $C_{\alpha} = 0.5549$  [pF]) 及び 3.5MHz 高い空胴  $\beta$  ( $f_{\beta 0} = 2859.5$  [MHz],  $C_{\beta} = 0.5522$  [pF]) であった場合の信号加工関数を Fig. 8 に示す。

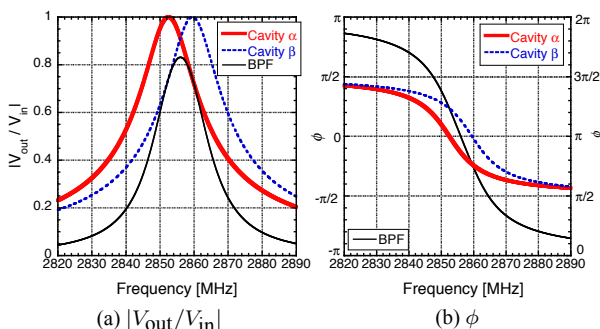


Figure 8: Calculated signal processing function of the BPF with a center frequency of 2856MHz and a bandwidth of 12.4MHz. The cavity  $\alpha$  and  $\beta$  have same bandwidths of 15.54MHz, but  $f_{\alpha 0} = 2852.5$  [MHz] and  $f_{\beta 0} = 2859.5$  [MHz].

図を見るとバンド幅は 12.4MHz と 10MHz より 2.4MHz 大きい、共振時の入出力振幅比は 0.83 と低下している。

Figure 9 は BPF 中心周波数を 2856MHz に保ちながら、空胴  $\alpha$  と空胴  $\beta$  の中心周波数を互いに逆方向にシフトさせた場合のシフト量とバンド幅及び共振時の入出力振幅比を示している。図を見ると 10MHz シフトさせることで、バンド幅を 28.7MHz まで大きく出来るが、共振時の入出力振幅比が 0.38 (挿入損失 8.4dB) まで低下することがわかる。

## 7.3 BPF の設計・製作・調整に関する議論

各空胴の自己インダクタンス  $L$  は Eq. (21) から解るように、空胴の内外半径寸法  $q, r$  及び高さ寸法  $w$  で決まる。この空胴を NC マシン等で精密加工した場合、数十ミクロン程度の製作誤差で収まり、 $L$  のばらつきは最大でも 0.1% 程度と見積もられる。

バンド幅は  $R_S/L$  に比例するため  $L$  のばらつき (0.1% 程度) はバンド幅のばらつき (2.3% 程度) に殆

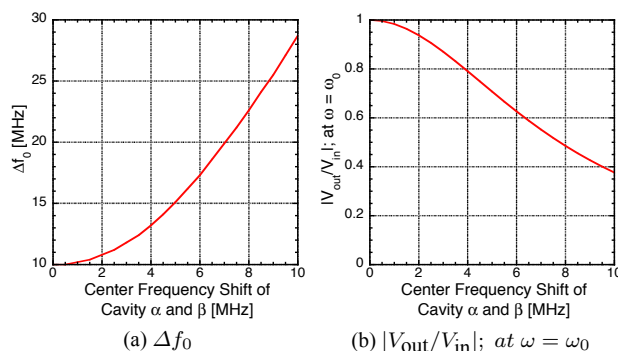


Figure 9: Calculated variations of a bandwidth and an input-output amplitude ratio at the resonance due to opposite center frequency shifts of the cavities  $\alpha$  and  $\beta$ .

ど寄与せず、 $R_S$  すなわち、入出力ループ形状のばらつきが寄与している事となる。実機の入出力ループ形状を観察するとその程度のばらつきは十分起こり得ると思われる構造であった。

挿入損失の仕様から Fig. 9 に於ける中心周波数シフト量は最大 3.5MHz とすると、バンド幅の可調域は 0~2.4 [MHz] となる。設計上のバンド幅を 8.8MHz としてバンド幅のばらつきを  $\pm 3\sigma = \pm 1.2$  [MHz] 以内に抑えればバンド幅は 10MHz に揃っていた筈である。しかし、実際は Fig. 1 の様に +0.5MHz の個体が存在しており、バンド幅のばらつきが  $\pm 1.2$  MHz の可調域を越えて  $\pm 3\sigma = \pm 1.7$  [MHz] 程度まであったのであろう。

今後、同様な BPF を製作するならば、バンド幅のばらつきを抑えることが必要で、入出力ループ形状を最適化し、製作精度が良くなる設計を行うべきであろう。例えば、機械加工された入出力ループを空胴に差込み、回転によって結合度を調整する設計に出来れば、バンド幅の揃った BPF が製作可能だと思われる。

## 参考文献

- [1] K. Yanagida *et al.*, Proc. of the 20th Int. Linac Conf., Monterey, Aug. 2000, pp. 190-192; <http://accelconf.web.cern.ch/AccelConf/100/papers/MOC17.pdf>
- [2] K. Yanagida *et al.*, Proc. of the 5th European Workshop on Diagnostics and Beam Instr., Grenoble, May 2001, pp. 162-164; <http://accelconf.web.cern.ch/AccelConf/d01/papers/PM02.pdf>
- [3] K. Yanagida *et al.*, Proc. of the 26th Linear Accel. Meeting in Japan, Tsukuba, Aug. 2001, pp. 252-254; [http://www.pasj.jp/web\\_publish/lam26/PDF/2P-6web.PDF](http://www.pasj.jp/web_publish/lam26/PDF/2P-6web.PDF)
- [4] K. Yanagida *et al.*, "Measurement Error due to Bandwidth Variations of Bandpass Filter in Single-Shot BPM Signal Processor", Proc. of the 14th Annual Meeting of Particle Accel. Soc. of Japan, Sapporo, Aug. 2017.