

# SMA フィードスルー電極とビームとの電磁結合のモード解析 MODAL ANALYSIS OF ELECTROMAGNETIC COUPLINGS BETWEEN A SMA-FEEDTHROUGH ELECTRODE AND A BEAM

諏訪田剛\*

Tsuyoshi Suwada\*

Accelerator Laboratory, High Energy Accelerator Research Organization (KEK),  
SOKENDAI (Department of Accelerator Science, The Graduate University for Advanced Studies),  
1-1 Oho, Tsukuba, Ibaraki, 305-0801 Japan

## Abstract

The direct simultaneous detection of electron ( $e^-$ ) and positron ( $e^+$ ) bunch signals was successfully performed for the first time by a wideband beam monitor at the  $e^+$  capture section of the SuperKEKB factory. This monitor can measure a time interval between the  $e^-$  and  $e^+$  bunches, their bunch lengths, bunch intensities, and transverse beam positions, depending on the phase of accelerating structures. For this purpose, a new beam monitor with wideband pickups simply using SMA feedthroughs and a wideband detection system based on a real-time oscilloscope was developed to investigate their capture process at the capture section and to maximally optimize the  $e^+$  intensity. The required specification for the new monitor is to simultaneously detect the  $e^+$  and  $e^-$  bunches generated in the capture section within the resolution of pico-second level with a sufficient dynamic range in the time-interval and bunch-length measurements. Thus, the wideband detection system is required for this purpose. In this report, the basic design and results based on a modal analysis of electromagnetic couplings between the SMA-feedthrough electrode and a beam are in detail given along with some obtained performance.

## 1. はじめに

KEK 電子陽電子入射器 (入射器) では、SuperKEKB リングへの陽電子入射増強を目指し、2020 年夏期保守に陽電子 ( $e^+$ ) 捕獲部の改造を行なった。本改造では、 $e^+$  集束用フラックスコンセントレータ (FC) の放電対策が実施され、 $e^+$  捕獲部の 4 箇所軌道補正用偏向電磁石と広帯域モニターが新たに設置された。

$e^+$  捕獲部は、上流の  $e^+$  標的により放射線環境が悪いこと、捕獲部全体がソレノイド電磁石列の中に入り空間的余裕が厳しいこと、さらに  $e^+$  標的の内ではほぼ等量の電子と陽電子が同時に生成されるので、広帯域に分解しないと分離検出が難しいという根本的困難もあり、これまで診断装置は設置されていなかった。今回、本改造に当たり、 $e^+$  捕獲部内で直接  $e^+$  強度や位置を検出できないかとの要望を受け、広帯域モニターの設置に至った。広帯域モニターによる  $e^+e^-$  の同時検出という世界初の成果は、他に報告したのでそちらを参照して頂きたい [1]。本報告は、本広帯域モニターを最終的に導入した経緯と、その検討結果についてまとめたものである。

$e^+$  捕獲部内では、 $e^+e^-$  バンチに対しソレノイド磁場による横方向の閉じ込めと加速管による加速が同時に行われる。この結果、 $e^+e^-$  は各バンチの位相スリップ過程を通して軸方向に走行時間差を生じる。この時間差は加速位相に依存して 100-250 ps 程度に広がる。このような極短時間の  $e^+e^-$  分離検出をどのように実現するのが課題となった。モニター実装に至るまでには、空洞型モニターによる周波数領域での検出とボタン型モニターによる時間領域での分離検出のどちらが有効なのかという基本的な議論があった。いずれの方法にしても  $e^+$  捕獲部

内では  $e^+e^-$  バンチが軸方向に時間間隔が  $\sim 180$  ps 程度離れて走行するという特殊な事情があり、この  $e^+e^-$  分離検出ができなければ診断装置としては成立しない。検討の結果、周波数領域での分離検出はやはり難しく、時間領域での分離検出を選択した。

時間領域で分離検出する際の鍵は、モニター本体のみならず、信号伝送路と計測器全系の周波数帯域の拡大と周波数損失の低減である。これら全てが時間領域での分離検出に耐え得るのが大きな課題であった。モニター電極として、ボタンやストリップラインの従来電極では内在する静電容量により広帯域化が困難となる。そこで、電極開口部を無くし、SMA フィードスルー (端子) だけを突き刺した構造により、広帯域を維持できるようにした。しかし、このような電極では SMA 端子電極とビームとの電磁結合によるビーム応答に基づく十分な信号出力が得られるのが課題となる。

信号伝送路としては、同軸ケーブルを用いることになるが、 $e^+$  捕獲部という放射線環境の厳しい場所では耐放射線性に優れたケーブルを用いないといけない。モニター本体からの信号引出しケーブルは、導波管穴のわずかな間隙を利用して外部に取り出す必要があり、PEEK 材を用いたセミリジッドケーブルを用いることにした。測定器としては、広帯域のリアルタイムオシロスコープを利用することができるが、どの程度の周波数帯域が必要となるのかという限界が課題となった。本広帯域モニターの基本設計には、このような困難を丁寧に克服する必要があり、本報告にこれまで行った技術検討についてまとめる。

## 2. 広帯域ビームモニター

### 2.1 モニター構造

図 1 に本モニターの構造を示す。モニターは、全長 431

\* tsuyoshi.suwada@kek.jp

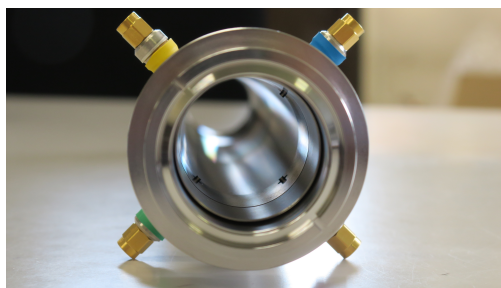


Figure 1: Photograph of the new beam monitor.

mm、内径 38 mm の胴体に SMA 端子を胴体内壁面から中心に向かって 1 mm 突き込んだ構造をしている。モニター端面には NW40 KF フランジを使用した。前後のフランジ直ぐにはベローズを装着し、上流フランジにはヒダを隠すために薄肉パイプを溶接した。これは、信号波形を極力乱さないようウェーク場を抑制するためである。

本モニターは、 $e^+e^-$  の同時検出を行うことで、バンチ間時間差、各バンチ長と電荷量計測に加え、位置モニター (BPM) としても動作させるために SMA 端子を胴体の 4 箇所 (90 度毎) に、BPM 中心に向かって突き込んである。このように、縦横方向のバンチ諸量の同時計測を目的とする。本モニターと軌道補正用変更電磁石を 1 組としてアルミフレームに組み込み、このフレームがビームラインの 4 箇所を設置された。ビームライン 2 箇所に従来のストリップライン型 BPM( $e^-$  用) が設置され、これらと交互の位置に新 BPM( $e^+$  用) が設置された。

## 2.2 測定システム

図 2 に新 BPM の信号計測システムを示す。BPM で検

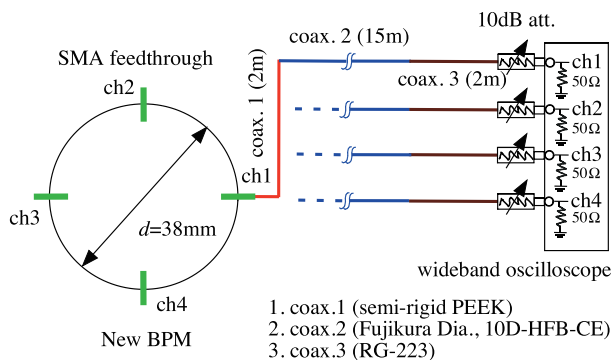


Figure 2: Signal detection system of the new BPM.

出した信号を最短距離の同軸ケーブルで伝送し、直接オシロスコープに入力させるといった単純なシステムである。同軸ケーブルに対する考え方は、信号の高周波損失をできるだけ抑制するために、測定器までのケーブル長を最短にすることにあり。BPM 端子からの引出しには耐放射線性に優れた PEEK 材を用いたセミリジッドケーブル (2 m) とした。その後 10D 同軸ケーブル (15 m) に変換したトンネルから地上に取り出し、RG223(2 m) に変換した後、オシロスコープに固定減衰器 (10 dB) を通して直接接続する。従って、同軸ケーブル総長としては最短長 19 m を実現した。伝送ケーブルにおける課題は、ケーブル

の高周波損失と限界周波数である。高周波損失を抑制するには、できるだけ口径の大きいケーブルを利用すればよいが、口径が大きくなると高次高調波が立ち上がり伝播可能となる。

励振源が TEM の場合、同軸ケーブルが完全対称であれば高調波は立ち上がることはない。しかし、わずかでも非対称性が存在すると高調波が立ち上がるので注意が必要となる。最低次の高調波のカットオフ周波数は限界周波数と呼ばれる。高次高調波のカットオフは口径で決まり、20D であれば 5.3 GHz、10D であれば 10 GHz である。従って  $\sim 10$  ps 幅の単バンチを検出するには、20D の限界周波数では明らかに帯域が充分ではない。しかも 10D にしても充分とは言えないが、この周波数を上限とし高周波損失の増大を考慮して、どこまで信号分離が可能となるのかが課題となる。

図 3 に伝送ケーブルの  $S_{21}$  パラメータの計測結果を示す。図 3 (a), (b) は各ケーブルの周波数損失と位相特性をそれぞれ示す。全ケーブルの損失は、周波数 13 GHz で

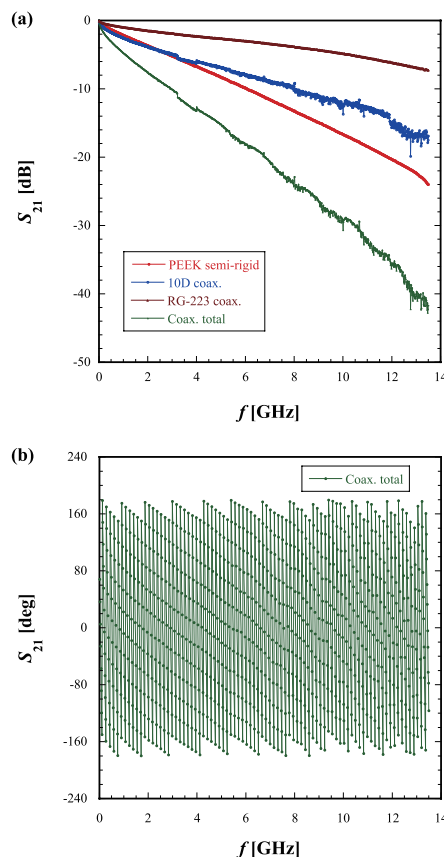


Figure 3: Measured  $S_{21}$ -parameters, (a) amplitude and (b) phase, of a typical coax. cable connected with three different coax. cables in series.

40 dB の減衰となる。この 40 dB は振幅が 1/100 に減衰することに相当する。PEEK2m の減衰が 10D 15 m より大きく、PEEK 2 m の減衰が全ケーブルの約半分を占めることには驚かされた。

位相特性は、10 GHz までは概ねよく線型性が高いが、これを越えるとわずかではあるが歪が目立つようになる。従って、本測定から周波数の上限値を 10 GHz にすべき

ことが理解できる。SMA の限界周波数は 18 GHz なのでこの制限に問題ない。真空仕様の SMA 端子の絶縁体材料はセラミックであるが、この周波数帯域がはっきりしていない。今後の測定により定量化したいと考えている。

そこで SMA 端子を除いた伝送ケーブルのみのパルス応答の試験を実施した。本計測では、広帯域オシロスコープと高速パルサー<sup>1</sup>を用いて単パルス入力に対するパルス応答を計測した。図 4 (a) に、全伝送ケーブルにテストパルス (30 ps/FWHM) を入力した時のパルス出力波形を示す。図中、入力波形 (ピンク)、出力波形 (茶) に加えて別の出力波形 (黄) を示す。黄色は、de-embedded 波形と呼ばれる出力波形である。オシロにネットワークアナライザーで計測された  $S_{21}$  データをダウンロードしておけば、逆 FFT 演算によりケーブルの周波数損失を補正する機能 (de-embedding) が内蔵している。この波形は、この機能を使って周波数損失 (位相も含む) を補正し、時間領域に変換した波形である。

de-embedding をしない場合、出力の半値全幅は 128 ps である。底値全幅では  $\sim 1$  ns と周波数損失が大きく、そのままでは時間領域の分離検出は到底叶わないことがわかる。そこで適用した方法が de-embedding である。この機能を適用すると、出力波形が元の入力波形と比べて遜色なく再現されている。逆 FFT 演算をする際に、ソフトウェアでフィルターをかけることができ、そのカットオフ周波数 ( $f_c$ 、ベッセルフィルター) がパラメータとなる。ここで示した出力波形 (黄) の  $f_c$  は 10 GHz で、波形の半値全幅は 63 ps であった。この試験結果により、時間領域での検出可能性が高まり、ようやく確信を持つに至った。

図 4 (b) は、カットオフ周波数に対する de-embedded 波形の振幅とパルス幅の変化を示す。ここで、逆 FFT は最大 11 GHz までの  $S_{21}$  データとした。伝送ケーブルの計測結果から、残る課題は SMA 端子によるビームとの電磁結合解析となった。従って、10 GHz までの帯域でビーム応答が果たして検出可能な大きさになり得るのかが課題として残る。次節では、SMA 端子とビームとの電磁結合のモード解析を行い、ビームの結合度を解析したので、その解析方法と結果について述べる。

### 3. SMA 電極とビームとの電磁結合

#### 3.1 基本原理

広帯域モニターに用いた SMA 端子とビームとの電磁結合について議論する前に、SMA 端子と同軸構造との電磁結合について議論する。図 5 (a) に電磁結合の様子を示す。これは、同軸構造 (SMA) と同軸構造 (BPM) から構成される送受信アンテナによる信号伝送を表す。この場合、SMA 端子が送信アンテナとなり、同軸構造が受信アンテナとして伝送路を形成する。このようなアンテナでは、SMA 端子までは基本波である TEM が伝送される。他方、BPM 胴体と SMA 端子との接合部を基準面 (Reference plane) とすると、この基準面では BPM に向けて TEM と高調波 (TE, TM) が同時に励振される。許容される高調波の次数は、BPM の幾何学的構造により決

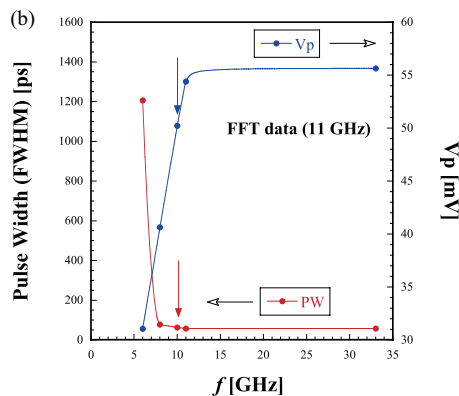


Figure 4: (a) Typical input pulse waveform (pink) with a width of 30 ps in FWHM, its output pulse waveform (brown), and the de-embedded output waveform (yellow). (b) Variations of the pulse widths and output voltages measured by a fast test pulse through the same coaxial cable (total).

まる。この高調波が BPM の上下流に沿って伝播することになる。

この信号伝播を時間的に逆転させると、BPM を伝播する信号の大部分は、そのまま下流に向かって伝播するが、一部は SMA 端子と結合することになる。このような回路は、2つの同軸構造が T 型結合した等価回路として表すことができる。図 6 にその等価回路を示す。ここで注意したいのは、SMA 端子を励振する場合、BPM には TEM と高調波が同時に励振されるが、BPM を励振する場合、SMA 端子の最低次高調波のカットオフ周波数 ( $TM_{01}$ ,  $f_c = 76$  GHz) により、一切の高調波が SMA 端子側に伝送されないことである。従って、BPM が SMA 端子を励振する場合、充分高いカットオフにより SMA 端子と BPM との結合は、TEM のみを考えればよい<sup>2</sup>。

このような同軸構造をビームに置き換えるには、厚さの無いリング状のビーム (リングビーム) に置き換えるとよい (図 5 (b) 参照)。同軸構造を流れる電流はごく表皮に制限されるので、リングビーム (半径  $b$ ) を導入すれば同半径を持つ同軸構造による解析式をそのまま適用することができる。ここでは、SMA 端子と BPM との電磁結

<sup>1</sup> キーサイト社 UXR0334A: 最大帯域 33 GHz, 最大サンプルレート 128 GS/s, 任意信号発生器: M8194A 120 GS/s. キーサイト社の協力を得てこの試験を実施しました。

<sup>2</sup> この議論は正確ではない。BPM を励振する場合、励振高調波の一部は基準面で TEM に変換され SMA 端子と結合し、ケーブルを伝搬することになる。しかしこの効果は TEM 結合に比べ充分小さい。



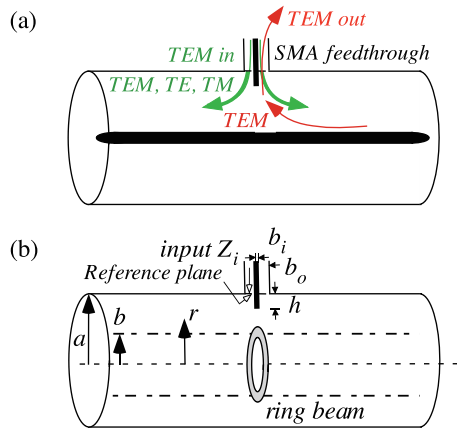


Figure 5: (a) Schematic drawing of electromagnetic couplings between a SMA feedthrough (coaxial structure) and a BPM coaxial structure. (b) Electromagnetic couplings between the SMA and a ring beam. Inner radius of the coaxial structure:  $a = 19$  mm, thin ring-beam radius:  $b$ , radii of the SMA inner and outer conductor:  $b_i = 0.9$  mm,  $b_o = 2.05$  mm, and the characteristic impedance of SMA is  $Z_0 = 50$   $\Omega$ .

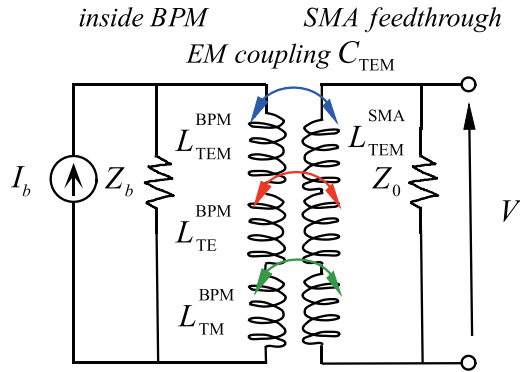


Figure 6: Equivalent circuit of electromagnetic couplings between the SMA feedthrough and BPM coaxial structure. The arrow (blue) indicates a coupling between the fundamental TEMs. On the other hand, there are other couplings between the fundamental TEM coupled to the SMA and the higher-order TE and TM modes (red and green, respectively) excited in the BPM. These show two-way couplings.

合の解析を行い、TEM と高次高調波 (TE, TM) のインピーダンスを解析した後、SMA 端子とビームとの電磁結合解析を行う。

このような同軸構造で SMA 端子を励振した場合、BPM に励振される高調波 TE の電場は

$$E_{r_{mn}}(r) = \frac{\sqrt{\pi}(m/r)[J_m(kc_{mn}r)N'_m(kc_{mn}b) - N_m(kc_{mn}r)J'_m(kc_{mn}b)]}{\sqrt{(J'_m(kc_{mn}b)/J'_m(kc_{mn}a))^2[1-(m/kc_{mn}a)^2] - [1-(m/kc_{mn}b)^2]}}, \quad (1)$$

$$E_{\phi_{mn}} = \frac{\sqrt{\pi}(kc_{mn})[J'_m(kc_{mn}r)N'_m(kc_{mn}b) - N'_m(kc_{mn}r)J'_m(kc_{mn}b)]}{\sqrt{(J'_m(kc_{mn}b)/J'_m(kc_{mn}a))^2[1-(m/kc_{mn}a)^2] - [1-(m/kc_{mn}b)^2]}}, \quad (2)$$

$$E_{r_{mn}}(\phi) = \sin(m\phi), \quad E_{\phi_{mn}}(\phi) = \cos(m\phi), \quad (3)$$

で記述される [2]. 他方、基本波 TEM は

$$E_{r_0}(r) = \frac{1}{\sqrt{\ln(a/b)}} \frac{1}{r}, \quad E_{\phi_0}(r) = 0, \quad (4)$$

である。ここで、 $E_r$ 、 $E_\phi$  は BPM 内に励振される動径及び角度方向の電場をそれぞれ示す。添字 0 は TEM を表し、TE の添字  $mn$  は動径及び角度方向の次数に対応する。 $f_c(m, n)$  を高調波のカットオフ周波数とすると、 $kc_{mn}$  は対応するカットオフ波数を示す。 $J_m(z)$ 、 $N_m(z)$  はそれぞれ Bessel 関数、Neumann 関数を示す。 $J'_m(z)$ 、 $N'_m(z)$  は対応する関数の  $z$  微分を示す。 $X'_{mn}$  は Bessel-Neumann 混合式 [3] の根を示す。以下にこれらの関係式を示す。

$$afc(m, n) = \frac{c_0 X'_{mn}}{2\pi(b/a)}, \quad X'_{mn} = kc_{mn}b. \quad (5)$$

ここで  $c_0$  は光速である。

これらを用いて、SMA 端子の励振により生じる規格化励振電流を  $I(r)$  とすると、BPM 内に励振される TEM、TE、TM インピーダンス ( $Z^{TEM}$ 、 $Z^{TE}$ 、 $Z^{TM}$ ) は以下のように表される [2].

$$Z^{TEM} = \frac{\eta_0}{2\pi} \left[ \int_{a-h}^a I(r)E_{r_0}(r)dr \right]^2, \quad (6)$$

$$Z^{TE} = \frac{\eta_{mn}}{2\pi\sigma \int_a^b [E_{r_{mn}}^2(r) + E_{\phi_{mn}}^2(r)]rdr} \times \quad (7)$$

$$\left[ \int_{a-h}^a I(r)E_{r_{mn}}(r)dr \int_{a-h}^a I(r)E_{r_{mn}}(r)F_{mn}(r, b_i)dr \right], \quad (8)$$

$$Z^{TM} = \frac{-jm^2\eta_{mn}}{2\pi\sigma \int_b^a r^3 E_{\phi_{mn}}^2(r)dr} \left[ \int_{a-h}^a I(r)E_{r_{mn}}(r)dr \times \int_{a-h}^a I(r)E_{r_{mn}}(r)F_{mn}(r, b_i)dr \right], \quad (9)$$

$$\eta_{mn} = \frac{\eta_0}{\sqrt{1 - (kc_{mn}/\beta_0)^2}}, \quad \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 376.7 \text{ } (\Omega), \quad (10)$$

$$I(r) = \frac{\sin[\beta_0(h+r-a)]}{\sin(\beta_0h)}, \quad (11)$$

$$F_{mn}(r) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-\gamma_{mn}b_i|\sin\theta|} \times \cos \left[ m \cdot \tan^{-1} \left( \frac{b_i \cos\theta}{r} \right) \right] d\theta. \quad (12)$$

ここで、 $h$  は SMA 端子の突出し長さ、 $\eta_0$  は真空中の固有インピーダンス、 $\eta_{mn}$  は BPM を伝播する高調波の固有インピーダンス、 $\beta_0$  は真空中の位相定数、 $\gamma_{mn}$  は高調波の伝播定数を表す。定数  $\sigma$  は  $\sigma = 1$  ( $m = 0$ )、 $\sigma = 1/2$  ( $m > 0$ )。  $\epsilon_0$ 、 $\mu_0$  は真空の誘電率と透磁率をそれぞれ示す。BPM を伝播する電流  $I(r)$  は  $r$  の関数として表され、 $F_{mn}(r)$  は、電磁場に対する SMA 端子構造を反映した動径方向の減衰係数を表す。

これらの式を用いると、電磁場インピーダンスは、TEM ( $Z_{TEM}$ ) と高調波インピーダンス ( $Z_{TE}$ 、 $Z_{TM}$ ) の和で表すことができる。SMA 側から BPM を見た基準面におけるインピーダンスを  $Z_{in}$ 、逆向きを見たそれを  $Z_{out}$  とすると

$$Z_{in} = \frac{1}{2} \left[ Z_{TEM} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} Z_{TE_{mn}} + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} Z_{TM_{mn}} \right], \quad (13)$$

$$Z_{out} = Z_{TEM}, \quad (14)$$

と書ける。ここで (13) 式右辺の係数 1/2 は、励振電流が BPM の上下流に 2 分岐されることを示す。

SMA 端子とビームとの結合は、電荷に関し動径方向にガウス分布を仮定したビーム (標準偏差  $\sigma_b$ ) を考慮し、規格化電荷の重みを掛けて動径方向に積分することでガウスビームの電磁場インピーダンスを数値的に導出することができる。ただし、積分領域については  $3\sigma_b$  ( $r \leq a$ )、又は上限を  $a$  ( $r > a$ ) とした。

図 7 に  $Z_{in}$  の実数成分の周波数依存性を示す。図中 (0)

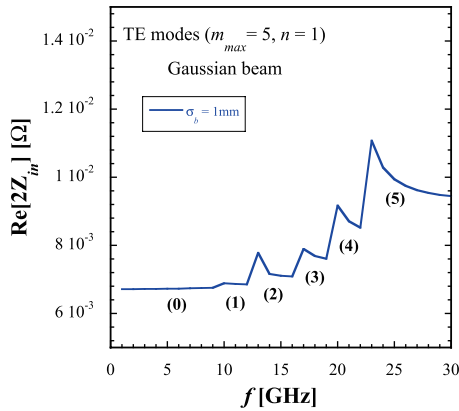


Figure 7: Input impedance of BPM coaxial structure by exciting rf waves through a SMA feedthrough. The transverse beam width is fixed to  $\sigma_b = 1$  mm. The index  $m$  is set to  $m = 5$  at maximum while  $n = 1$  is fixed.

は  $Z_{TEM}$  を示し、( $m > 0$ ) は  $m$  次高調波  $Z_{TE_{m1}}$  が順次立ち上がることを示す。図からわかるように  $Z_{TEM}$  は周波数にほとんど依存しない。高調波は、次数に従うカットオフを越えるごとに高調波伝播が始まり、 $Z_{TE_{m1}}$  が順次加算されるという特徴がある。 $Z_{TM_{mn}}$  に対しても同様な結果が得られる。インピーダンスの実数成分は  $\text{Re}[Z_{TEM}] \sim 7 \times 10^{-3}$  [ $\Omega$ ]、 $f = 25$  GHz では  $\text{Re}[Z_{in}] \sim 10^{-2}$  [ $\Omega$ ] である。

逆に BPM にビーム (単位電流) が走行した時、SMA 端子を励振する結合の強さ  $C_{TEM}$  (結合度) は、

$$C_{TEM} = \frac{Z_{out}}{Z_{BPM}}, \quad Z_{BPM} = \frac{\eta_0}{2\pi} \ln(a/b), \quad (15)$$

と記述できる。すなわち、(15) 式はビーム電流に対する SMA 端子の励振電流の比を示し、ガウスビームに対し同様に  $Z_{BPM}$  を適用すれば算出することができる。図 8 にその結果を示す。結合度は周波数に対しほぼ一定となるが、ガウスビームの広がり大きく依存する。 $e^+$  捕獲部におけるビームサイズ  $\sigma_b \sim 6$  mm を仮定すると、結合度は  $C_{TEM} \sim 10^{-3}$  程度が期待できる。これは、単バンチ 1 nC 電荷に対し、バンチ電流  $\sim 1$  kA が対応するので、SMA 端子には  $\sim 1$  A が励振されることになる。 $Z_0 = 50 \Omega$  伝送系では  $\sim 50$  V が期待できる。この結果により、SMA 端子電極による信号検出は充分であることが確認できた。

SMA 端子の突出し量  $h$  の周波数依存性を図 9 を示す。ここではビームサイズを  $\sigma_b = 4$  mm とした。突出し量が小さいと結合度が小さくなるが、逆に大きく突出させると周波数依存性が大きくなる。大きな突出しは、信号歪みの要因となるので適切な突出し量が肝要である。最適値  $h = 1$  mm では、周波数帯域  $f_c = 10$  GHz では、変化量が  $\sim 0.7\%$  となり問題にはならないことを確認した。

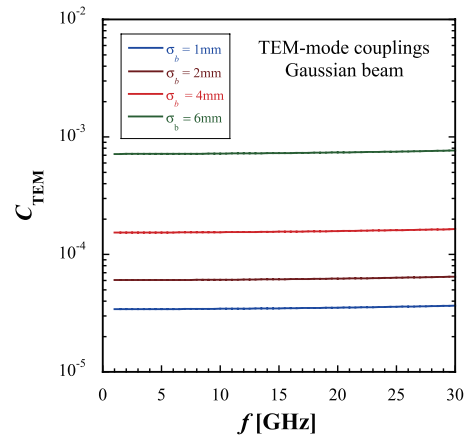


Figure 8: Variations in the coupling strengths of TEM mode between the SMA and BPM coaxial structures by exciting the BPM as functions of frequency and the beam size. Gaussian function is assumed in the transverse charge distribution.

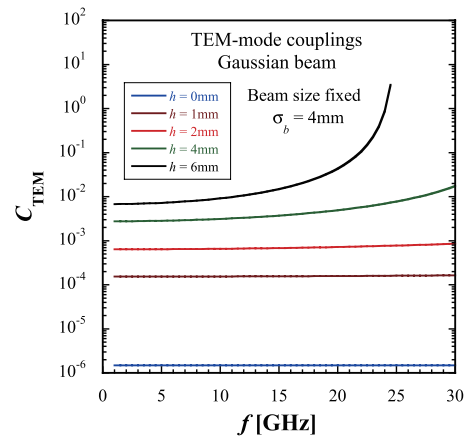


Figure 9: Variations in the coupling strengths of TEM mode between the SMA and BPM coaxial structures by exciting the BPM as functions of frequency and the length  $h$ . The transverse charge width is fixed to  $\sigma_b = 4$  mm.

#### 4. まとめ

本稿では、入射器  $e^+$  捕獲部に導入した広帯域モニターの SMA フィードスルーとビームとの電磁結合のモード解析に基づき基本設計を行った。厳しい放射線環境、システムの周波数帯域という観点から時間領域における  $e^+e^-$  バンチの分離検出が充分可能であることを検証した。

#### 参考文献

- [1] T. Suwada *et al.*, Sci. Rep. 11, 12751 (2021).
- [2] J. G. Davis and A. A. P. Gibson, Int. J. Electron. 93 (5), 2006, 335-346.
- [3] N. Marcuvitz, Waveguide Handbook (Peter Peregrinus Ltd., UK, 1986), p.74.