

DEVELOPMENT OF BEAM-POSITION MONITOR FOR THE SUPERKEKB POSITRON BEAM LINE AT THE KEKB INJECTOR LINAC

Tsuyoshi Suwada¹ and Masanori Satoh,
Accelerator Laboratory, KEK, 1-1 Oho, Tsukuba, Ibaraki, 305-0801, Japan

Abstract

New stripline-type beam position monitors (BPMs) are under development at the KEKB injector linac in order to measure transverse beam positions with a high precision less than 10 μm towards the Super B-factory at KEK. The high-precision BPM system is strongly required to stably accelerate single-bunch electron and positron beams with bunch charges of ~ 5 nC, and also to keep the beam stability with higher brightness. In this report, new theoretical analysis and experimental investigations on the signal propagation characteristics and performance with stripline electrodes are described in detail on the base of a coupled-mode analysis in uniform coupled transmission lines.

KEKB入射器におけるSuperKEKB陽電子ビームライン用 ビーム位置モニターの開発

1. 概要

KEK電子陽電子入射器（入射器）では、次世代Bファクトリー計画(SuperKEKB[1])に向けた入射器の高度化が進行中である。陽電子ビームライン用ビーム位置モニター(BPM)の開発は、高度化のための主要な開発項目の一つである。SuperKEKBにおける電子・陽電子ビームの入射電荷量は、従来に比べ約5倍に増強される(4-5nC/bunch)。このような大電流の入射ビームを安定に加速輸送するために、ビーム位置に対し高分解能($\sigma < 10\mu\text{m}$)をもつBPMが要請されている。この要請に対し、新しい読出回路の開発と新陽電子ラインに適応した大口径のストリップライン型BPMの開発が進行中である。BPMの一つの電極に校正信号を入力し、電磁結合した隣接電極の出力信号を計測すれば高精度に各電極のゲインを校正することができる。この校正法は、電極のみならず伝送ケーブル及び読出回路を含むBPM全体のゲイン校正を可能にする優れた方法である。電極間の結合を電磁結合のあるストリップライン伝送路として扱えば、本校正法の物理的な見通しがよくなり定量的な解析が可能になることがわかった。筆者等は、新しい校正法の動作解析を行い、伝送信号の周波数特性が実験的に精度よく再現することを検証した。

2. はじめに

入射器のBPMは、KEKB計画[2]に向けた入射器増強時(1995年)[3]に開発されたストリップライン型のBPM(電極内径 $\phi 27\text{mm}$)である[4]。設置した100台のBPMは、KEKBの運転開始(1997年)以来、放射光リング(PF及びPF-AR)への入射と共に約15年に渡り入射器の安定運転に貢献してきた(2010年6月30日

KEKB運転終了)。データの読出し系を含めBPMの位置分解能は $\sigma \sim 0.1\text{mm}$ である。2012年にはSuperKEKB計画に向けて入射器増強が本格的に再度開始され、陽電子ビームラインの増強に伴うBPMの大口径化(電極内径 $> \phi 60\text{mm}$)が要請された。BPMの位置分解能は $\sigma < 0.01\text{mm}$ を目標としている。

BPMの開発に当り、本体の製造法、電極部の電気設計及び読出回路を再度見直すことにした。読出回路に校正信号源を組み込めば、電極間の電磁誘導を利用した電極ゲインの高精度な校正が可能になる[5]。新校正法の導入は、BPMのパラメータである電極間結合度の最適化を要求する。

電極間の電磁結合の解析に当り物理的な見通しをよくするために結合のあるストリップライン伝送路を等価回路に置き換えて問題を解くことにした。この手法は、半導体マイクロストリップ線路間の結合を解析する際に応用される一般的な手法である。この手法により電磁結合のある電極の応答解析が可能となり、等価回路を通して信号伝送の動作特性が物理的に明らかになる。

3. ストリップライン型位置モニター

新陽電子ビームライン用BPMの機械図面を図1に示す。BPMは四重極電磁石のボア内への挿入を可能とし、パイプ外径をボア径($\phi 68\text{mm}$)に高精度に一致させる必要がある。一方電極内径は、 $\phi 60\text{mm}$ 以上とし従来に比べ大口径化が要求される。従来では、パイプ内径より小さな内径をもつ電極構造(張出構造)であったが、要請を満足させるべく電極内径とパイプ内径を一致させ大口径化が可能な構造とした。出力信号の周波数特性を等しくするために従来型

¹ E-mail: tsuyoshi.suwada@kek.jp

BPMと電極長 ($l=132.5\text{mm}$)は等しい. 電極の特性インピーダンスは、伝送路端部での余計な反射を抑制するために 50Ω にする. このためには、電極の開口角、動径方向の電極-隔壁間ギャップ長、軸方向と方位角方向の電極-パイプ間ギャップ長、電極厚さ(1.5mm)及びパイプ厚さ(2.5mm)がパラメータとなる. 電磁場解析コード(CST MWS, Poisson)を使って計算により各パラメータを決定した. これらの機械寸法は一度の計算では決まらず、幾度かの試作と計算を繰り返しながら各パラメータが微調整されることになる. 現在はその途上段階にある.

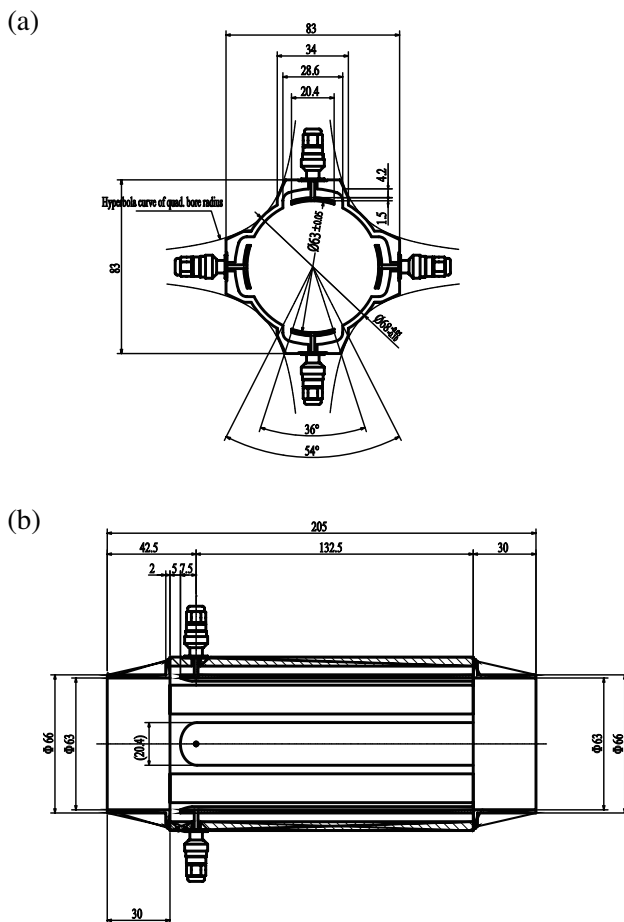


図1：新陽電子ビームライン用大口径BPMの機械図
(a) 正面図と(b) 側面図. 単位はmm.

ビームの応答と電極間の結合度を最大にするには、電極開口角を最大にすればよいが、この場合BPMの位置検出の感度が低減することに注意する必要がある. しかしながら、ボア径、電極内径、パイプ厚さ等の機械寸法の制限と特性インピーダンスの制約から最大開口角は限定される. さらに電極部の縁に生じる最大電界を抑制するように軸方向と方位角方向の電極-パイプ間ギャップ長を電磁場コードにより微調した結果、許容される最大開口角は36度となった.

電極加工では、ステンレスの棒材(SUS304)を一度焼鈍してからパイプ状に加工した後、タングステンワイヤーを用いてストリップライン電極が加工される. パイプにワイヤーを切入れる際、従来では最後まで通さずにパイプ端部の一部を残して、楡の葉状に四電極を加工していた. この製造法の利点は、四電極が対称性よく加工されるのでパイプとの溶接時のアライメントが容易になることである. しかし、ワイヤーカット時に生じる熱応力ひずみの残留が小さくなく、軸方向に太鼓状の反りが生じてしまう(最大 $\sim 0.2\text{mm}$)という困難があった. 今回はこの困難を避けるために、ワイヤーカットで四電極を個別に短冊状に加工したところ、軸方向の反りの大きさが最大 $\sim 0.1\text{mm}$ に抑制された. この加工法により四電極のアライメントが、やや困難になったが専用の治具を工夫することによりこの問題を解決した.

4. ストリップライン電極の特性解析

4.1 電極間の電磁結合

新校正法の原理を図2に示す. 読出回路から校正信号が特定の電極に向けて発振され、信号ケーブルを伝送して入力される. 例えば、電極#2に校正信号 V_G が入力すると電磁誘導により隣接電極#1、#3に誘導信号が誘起され各信号ケーブルを伝送し再び読出回路に入力する. 読出回路で信号強度を計測すれば、回路ゲインのみならず伝送ケーブルも含んだ電極#1、#3のゲイン校正が可能となる. このとき対面する電極#4は電磁結合が弱いので校正には使用しない. これを他電極で繰り返せば全電極の校正ができる.

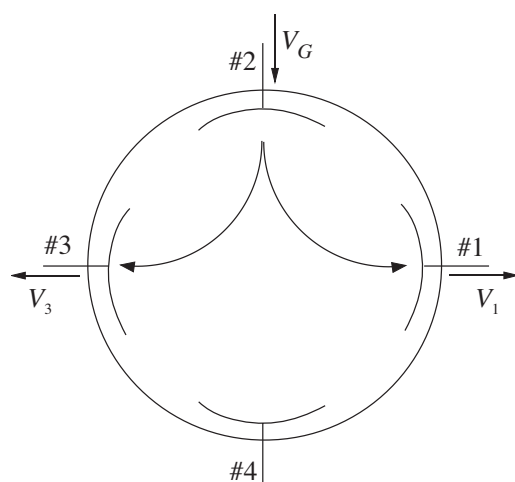


図2：電極間に作用する電磁誘導を利用したBPMの校正原理.

誘導信号は、隣接電極間の電磁誘導により生成され、電極の開口角が大きいほど結合度が大きくなり信号出力も大きくなる. よって、ゲイン校正の観点からは開口角はできるだけ大きいことが望ましい.

校正信号の周波数 f は、電極長 l に関係し最大感度が得られるように $f=300\text{MHz}$ としている。

隣接する二本の電極を取り出し、これを電磁結合のあるストリップライン伝送路として考えれば等価的なモデルが構築できる(図3)。校正信号は、一つの電極に入力されるが、解析の都合上対称性を考慮して二つの信号源 V_{G1} 、 V_{G2} を置いた。ここで、対応する電源の出力インピーダンスを Z_{G1} 、 Z_{G2} とし、対応するストリップライン伝送路の特性インピーダンスを Z_1 、 Z_2 とし、対応する終端抵抗を Z_{L1} 、 Z_{L2} としている。伝送路長は l である。また、伝送路1(2)に伝送する前進波と後進波(反射波)をそれぞれ a_1 (a_2)、 b_1 (b_2) で表している。

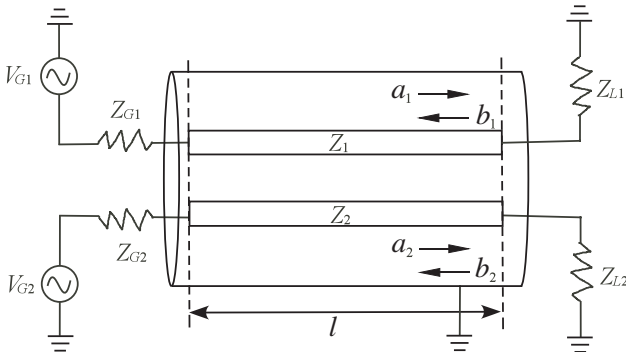


図3：電磁結合のあるストリップライン伝送路の等価モデル。

4.2 等価回路

このような結合のある二本のストリップライン間を伝送する電磁波は準TEM波[6]となる。前節の等価モデルは、分布定数回路による等価回路に置き換えることができる(図4)。

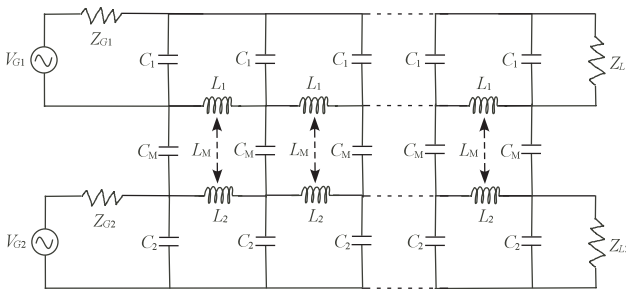


図4：電磁結合した二本のストリップライン伝送路の等価回路。

この等価回路は、各電源から励振される信号が対応する伝送路を電磁結合しながら伝送し終端抵抗で吸収されるという伝送回路である。ここで、 C_1 、 C_2 は、それぞれ伝送路1、2の接地に対する単位長当りの自己静電容量を示し、結合が無い場合の電極-パイプ間の静電容量に対応する。 L_1 、 L_2 は、電極単位長当りの自己誘導係数にそれぞれ対応する。一方、

電磁結合は、準TEM波の磁界(コイル)と電界(コンデンサー)を介した結合として表現され、 C_M 、 L_M が、それぞれ電極単位長当りの相互静電容量と相互誘導係数に対応する。

4.3 信号伝送の特性解析

このような等価回路の動作は、以下に示す4つの電信方程式を解くことで得られる。

$$\frac{\partial V_1}{\partial z} = -L_1 \frac{\partial I_1}{\partial t} - L_m \frac{\partial I_2}{\partial t}, \quad \frac{\partial I_1}{\partial z} = -C_1 \frac{\partial V_1}{\partial t} + C_m \frac{\partial V_2}{\partial t}, \quad (1)$$

$$\frac{\partial V_2}{\partial z} = -L_2 \frac{\partial I_2}{\partial t} - L_m \frac{\partial I_1}{\partial t}, \quad \frac{\partial I_2}{\partial z} = -C_2 \frac{\partial V_2}{\partial t} + C_m \frac{\partial V_1}{\partial t}. \quad (2)$$

$C_M=L_M=0$ の場合は、よく知られた結合の無いストリップライン伝送路の電信方程式に帰着される。

伝送路1、2には、信号源から励振される前進波(a_i)と伝送路途中のインピーダンス不整合により生ずる反射波と終端抵抗で生じる反射波(b_i)により伝送路に沿って定在波が立つ。この電圧と電流を $V_i=V_i(z)e^{j\omega t}$ 、 $I_i=I_i(z)e^{j\omega t}$ ($i=1,2$) としている。定在波はそれぞれ $V_i(z)$ 、 $I_i(z)$ に対応する。一方、前進波 a_i と反射波 b_i は、各伝送路のインピーダンスで規格化して

$$a_i(z) = \frac{V_i(z) + Z_i I_i(z)}{2\sqrt{2Z_i}}, \quad b_i(z) = \frac{V_i(z) - Z_i I_i(z)}{2\sqrt{2Z_i}}, \quad (3)$$

と書ける。これを逆に解くと

$$V_i(z) = \sqrt{\frac{Z_i}{2}} [a_i(z) + b_i(z)], \quad (4)$$

である。

伝送路1に励振源を置くとして、各伝送路の端点($z=0$ 、 $z=l$)に生じる電圧は、

$$V_1(0) + Z_{G1} I_1(0) = V_{G1}, \quad V_1(l) = Z_{L1} I_1(l) \quad (5)$$

$$V_2(0) + Z_{G2} I_2(0) = 0, \quad V_2(l) = Z_{L2} I_2(l) \quad (6)$$

である。この条件を付加すれば(1)–(4)を解くことができる[6]。かなり複雑になるが結果を書き下すと伝送路1に対し

$$V_1(0) = \frac{1 + \Gamma_{L1} \zeta_1^{-2}}{1 - \Gamma_{G1} \Gamma_{L1} \zeta_1^{-2}} V, \quad (7)$$

$$V_1(l) = \frac{\zeta_1^{-1} (1 + \Gamma_{L1})}{1 - \Gamma_{G1} \Gamma_{L1} \zeta_1^{-2}} V, \quad (8)$$

を得る。他方、伝送路2に対し

$$V_2(0) = \frac{\bar{\kappa}(\zeta_1^{-1} - \zeta_2^{-1})(\Gamma_{L1}\zeta_1^{-1} + \Gamma_{L2}\zeta_2^{-1}) + \bar{\chi}(1 - \zeta_1^{-1}\zeta_2^{-1})(1 + \Gamma_{L1}\Gamma_{L2}\zeta_1^{-1}\zeta_2^{-1})}{(1 - \Gamma_{G1}\Gamma_{L1}\zeta_1^{-2})(1 - \Gamma_{G2}\Gamma_{L2}\zeta_2^{-2})} V_{20}, \quad (9)$$

$$V_2(l) = \frac{\bar{\kappa}(\zeta_1^{-1} - \zeta_2^{-1})(1 + \Gamma_{L1}\Gamma_{G2}\zeta_1^{-1}\zeta_2^{-1}) + \bar{\chi}(1 - \zeta_1^{-1}\zeta_2^{-1})(\Gamma_{L1}\zeta_1^{-1} + \Gamma_{G2}\zeta_2^{-1})}{(1 - \Gamma_{G1}\Gamma_{L1}\zeta_1^{-2})(1 - \Gamma_{G2}\Gamma_{L2}\zeta_2^{-2})} V_{2l}, \quad (10)$$

を得る. ここで, 各パラメータの意味は,

$$V = (1 - \Gamma_{G1})V_{G1}(l)/2 = Z_1V_{G1}/(Z_1 + Z_{G1}),$$

$$\Gamma_{L_i} = \frac{Z_{L_i} - Z_i}{Z_{L_i} + Z_i}, \Gamma_{G_i} = \frac{Z_{G_i} - Z_i}{Z_{G_i} + Z_i}, \zeta_i = e^{j\beta l} \quad (i=1, 2),$$

$$\bar{\kappa} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \frac{\kappa}{\beta_1 - \beta_2}, \kappa = \frac{1}{2} \sqrt{\beta_1 \beta_2} \left(\frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} - \frac{C_m}{\sqrt{C_1 C_2}} \right) = \frac{1}{2} \sqrt{\beta_1 \beta_2} (k_L - k_C),$$

$$\bar{\chi} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \frac{\chi}{\beta_1 + \beta_2}, \chi = \frac{1}{2} \sqrt{\beta_1 \beta_2} \left(\frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} + \frac{C_m}{\sqrt{C_1 C_2}} \right) = \frac{1}{2} \sqrt{\beta_1 \beta_2} (k_L + k_C),$$

$$k_L \equiv \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}}, k_C \equiv \frac{C_m}{\sqrt{C_1 C_2}}, V_{20} = \frac{(1 + \Gamma_{G2})(1 - \Gamma_{G1})V_{G1}}{2}, V_{2l} = (1 + \Gamma_{L2})V,$$

である. 特に k_C , k_L は, それぞれ電界と磁界結合度を表す重要なパラメータである. このように, (7)–(10)は任意の電源出力インピーダンス, 各伝送路の特性インピーダンス及び終端抵抗で成立する解析的な式である. ここでは, BPM電極の対称性を考慮して各パラメータに以下の制約条件を課すことにする. (a) 電源出力インピーダンスの条件($Z_{G1} = Z_{G2} = 50\Omega$), (b) 終端抵抗の条件(短絡端, $Z_{L1} = Z_{L2} = 0\Omega$), (c) 伝送路の特性インピーダンスの条件($Z_1 = Z_2 = Z_0$), (d) 伝送路の伝播定数の条件($\beta_1 = \beta_2 = \beta \equiv \omega / v_0$, v_0 は伝送速度を示す).

この場合, (9)–(10)に対応する解析解は,

$$V_2(0) = \frac{j\omega K_f (\Gamma_{L1} + \Gamma_{L2}) \zeta^{-2} + K_b (1 - \zeta^{-2})(1 + \Gamma_{L1}\Gamma_{L2}\zeta^{-2})}{(1 - \Gamma_{G1}\Gamma_{L1}\zeta^{-2})(1 - \Gamma_{G2}\Gamma_{L2}\zeta^{-2})} V_{20}, \quad (11)$$

$$V_2(l) = \frac{j\omega K_f (1 + \Gamma_{L1}\Gamma_{G2}\zeta^{-2}) \zeta^{-1} + K_b (1 - \zeta^{-2})(\Gamma_{L1} + \Gamma_{G2}) \zeta^{-2}}{(1 - \Gamma_{G1}\Gamma_{L1}\zeta^{-2})(1 - \Gamma_{G2}\Gamma_{L2}\zeta^{-2})} V_{2l}, \quad (12)$$

となる. ここで, 各パラメータは,

$$\zeta_1 = \zeta_2 = \zeta = e^{j\beta l},$$

$$K_b \equiv \frac{\chi}{2\beta} = \frac{v_0}{4} \left(\frac{L_m}{Z_0} + C_m Z_0 \right), K_f = -\frac{\kappa l}{\omega} = -\frac{v_0 l}{2} \left(\frac{L_m}{Z_0} - C_m Z_0 \right),$$

である.

制約条件(a)–(d)の元では, 結合度 k_C , k_L , 伝送路の特性インピーダンス Z_0 及び伝送路長 l が, 自由パラメータとなる. ここで, 伝送路の伝播速度は光速とした($v_0 = c$). また, 伝送路長に関し, 電極端部の効果を考慮すれば機械長と電気長が一致するとは限らないので, 解析においては自由パラメータとしている. このようにして, 実験データと解析解(11)が一致するように最小二乗法に基づき最適化を行えば, 自由パラメータの定量化が可能となる.

測定と比較するには, ネットワークアナライザによるパラメータ S_{21} を測定すればよい. S_{21} と電極間結合度(C)との関係を以下に示す.

$$C = \left| \frac{V_2(0)}{V_{G1}} \right|, \quad (13)$$

$$S_{21} = -20 \text{Log}_{10} C, \quad (14)$$

この関係式から電極間結合度と測定データとの比較が可能となる.

5. ストリップライン電極の特性試験

5.1 電極間結合の測定

ネットアークアナライザを用いて10MHzから1.2GHzの周波数領域で電極#2から#1(又は#3)への S パラメータ(S_{21})を測定することにより電極間結合度の周波数特性を調べた. 図5(a), (b)に電極#2–#1間の結合度の絶対値と位相の測定結果をそれぞれ示す.

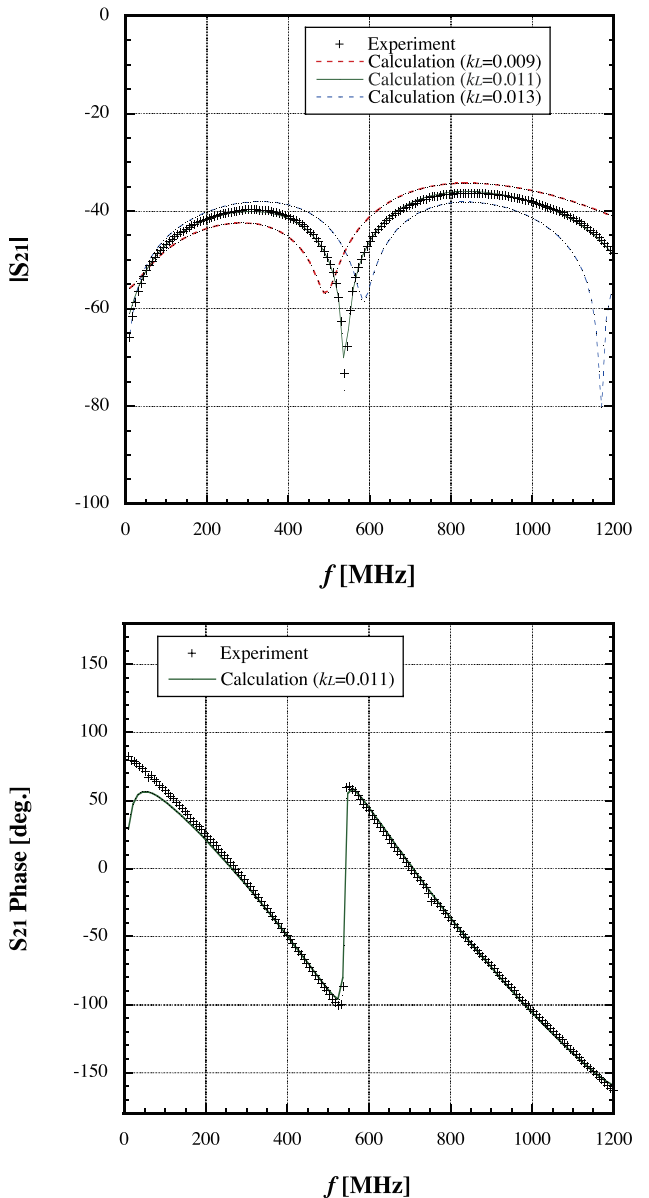


図5 : S_{21} の(a) 絶対値と(b) 位相の測定結果.

ここで、実験データを十字点で示し、計算値を実線(又は点線)で示す。電極#2-#3間の結合も同様な傾向を示し電極構造は設計通りに仕上がっていることを確認した。

測定結果(図5(a))によるとストリップライン伝送路特有の定在波による共振構造が見える。中央部のディップ周波数は $f=538.2\text{MHz}$ 、第1ローブの最大感度周波数と S_{21} はそれぞれ $f=315.8\text{MHz}$ 、 $S_{21}=-39.704\text{dB}$ である。第2ローブのそれは $f=837.05\text{MHz}$ 、 $S_{21}=-36.365\text{dB}$ である。校正信号の周波数は、読出回路の検波周波数と同一とし $f=300\text{MHz}$ である。この周波数での結合度はほぼ最大である。しかし、結合度の大きさは1%程度で従来型BPMに比べ約1/10であることがわかった。これは、大口径化により電極間距離が大きくなったこと、さらに電極開口角が小さくなったことで電極間の電磁結合が弱められたことに起因する。また、パイプ内径に対する電極の張出しが無くなったことで、磁界結合度(k_L)が電界結合度(k_C)に比べ弱められたこと、また、第1ローブと第2ローブに非対称性が生じ、 $f=300\text{MHz}$ における結合度がさらに低減したと考えられる。このことは、校正信号源の出力を従来型BPMに対し10倍大きくする必要があることを意味する。パルス動作で励振させることを考えると読出回路にとってはノイズ源にもなり望ましいことではない。このノイズの影響が問題ないレベルまで抑制可能かどうかも課題となる。

5.2 電極間結合の解析

前節の解析解(11)を用いて電極間結合度の評価を最小二乗法により行ったところ、結合度に対し、 $k_L=0.011$ 、 $k_C=0.013$ 、特性インピーダンスに対し、 $Z_C=42.5\Omega$ 、伝送路電気長に対し $l=128.1\text{mm}$ を得た。図5(a)、(b)に示した計算結果は、これらのパラメータを(11)に代入して得られたものである。こうして得られた解析結果は、測定データと良く一致する。

タイムドメインリフレクトメータ(TDR)による測定から $Z_C=41\pm 1\Omega$ が得られ測定誤差の範囲内で一致した。ただし、TDRの測定では結合のある伝送路の特性インピーダンスが得られるので、厳密には解析解で定義したものとは異なることに注意すべきである。しかし、~1%の結合度から解析解と測定で得られる特性インピーダンスの差が測定誤差に比べ充分小さいので、本解析手法の正しさを示している。また、解析された伝送路電気長 l は機械長($l=132.5\text{mm}$)に比べ若干短くなっている。これは、電極端部の効果に起因し3次元的に見ると準TEM波の電磁界が端部で歪められた結果であると考えられる。電極間の相互静電容量と相互誘導係数で表された結合度は、それぞれ1.3%、1.1%となり電界結合が磁界結合に比べ~15%程大きいことが明らかになった。これは、BPM電極のパイプ内径に対する張出しが無くなり電極間を周回する磁界成分が弱められたことに起因する。

図5(a)に示す測定データをよく見ると、中央の

ディップ周波数を中心とする2つのローブが非対称であること、さらに第1ローブと第2ローブの最大感度周波数がディップ周波数に向かって引き寄せられていることがわかる。これは、従来型BPMには見られなかった振舞である。本解析によると大口径BPMの結合度 k_L と k_C の不均衡によりこのような非対称性が生じること、さらにディップ周波数もずれることが明らかになった。結合度 k_L を変化させた場合の計算結果(図5(a))が示すように不均衡が大きいほどローブの非対称性が大きくなり、従来型BPMのように $k_L\approx k_C$ の場合にのみ対称性が回復することがわかった。

図4(b)に S_{21} 位相の測定データと計算結果を示した。計算結果は測定データと概ねよく一致しているが、周波数が $f<200\text{MHz}$ の領域で両者の差が大きくなっている。特定の周波数領域での不一致は、従来型BPMでは見られなく、大口径BPM特有のものと考えられる。大口径BPMでは、軸方向と方位角方向の電極-パイプ間のギャップ長を微妙に調整しており、電極端部での準TEM波の電磁界の歪みが影響すると考えている。今回の解析では、残念ながら電極端部の効果を3次元的に取扱うことはできない。しかしながら、 $f<200\text{MHz}$ を省いた周波数領域での曲線的な位相変化をよく再現する。このことは、本解析手法がストリップライン型BPMの動作原理を充分説明する手法の一つであることを示している。

6. まとめ

新陽電子ラインに適応した大口径ストリップライン型BPMの開発が進行中である。筆者等は、電極間の結合を電磁結合のあるストリップライン伝送路として扱えば、物理的な見通しがよくなり定量的な解析が可能になることを明らかにした。さらに、本解析により電極伝送路の周波数特性がよく再現されることを明らかにした。今回の成果は、電磁結合を利用する高精度なBPMのゲイン校正に応用される。

参考文献

- [1] M. Masuzawa, in Proceedings of the First International Particle Accelerator Conference (IPAC'10), Kyoto, 2010, pp. 4764–4768.
- [2] K. Akai, *et. al.*, Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. A 499, 191–227 (2003).
- [3] I. Abe, *et. al.*, Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. A 499, 167–190 (2003).
- [4] T.Suwada, N.Kamikubota, H.Fukuma, N.Akasaka, and H.Kobayashi, Nucl. Instrum. & Methods. A 440 307–319 (2000).
- [5] E. Medvedko, *et al.*, in Proceedings of the 2008 Beam Instrumentation Workshop (BIW08), Tahoe City, California, U.S.A., pp. 190–193 (see <http://www-als.lbl.gov/biw08>).
- [6] S. J. Orfanidis, “Electromagnetic Waves and Antennas” (see <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidis/ewa>).