

[F16p23]

## A Harmonics Selective Slot Antenna for Beam Position Monitor

Shusuke NISIYAMA, Kenta ITOH, \*Hiroyasu ITOH, Satoshi TOMIOKA and Takeaki ENOTO  
Division of Quantum Energy Engineering, Graduate school of Engineering, Hokkaido University  
Kita-13jo Nishi-8chome Kita-ku Sapporo, Hokkaido, 060-8628, Japan

\*Department of Architecture, Faculty of Fine Arts, Dohto University  
149, Nakanosawa, Kitahiroshima, Hokkaido, 060-1196, Japan

### ABSTRACT

A harmonics selective slot antenna for multi-bunch LINAC beam position monitor has been developed. The principle of harmonics selectivity, antenna design and experimental result of selectivity are described. The monitor signal of multi-bunch LINAC consists of a number of harmonics. Narrow band signal processing that is used beam position monitors, however, uses only one component of these. The presented antenna is able to suppress its sensitivity at a few frequencies of uninterested harmonics. The output signal of the antenna, therefor, is able to be almost single frequency signal suitable for processing.

### ビーム位置モニタに用いる高調波選択性を持つスロットアンテナ

#### 1. はじめに

加速器のビームの通過位置を非接触で測定するモニタには、ボタン電極型やストリップライン型などがあるが、それらはビームを挟んで対向する2電極の信号の和・差や比からビーム位置を求めている。マルチバンチビームの信号は、マイクロパルスの間隔が基本周期である多数の高調波からなる信号であるが、ビーム位置モニタの信号処理に使われる同期検波や周波数変換、ハイブリッド回路などは単一周波数の信号を前提としており、多くの場合ではバンドパスフィルタで不要な高調波成分を除去している。

筆者らは、これまでにビーム近傍の電磁界をスロットアンテナで検出するタイプの非接触型ビーム位置モニタの研究を行ってきており、その周波数特性にも注目してきた。本稿では、構造や寸法を適切に与えることにより特定の高調波成分を選択できる空洞共振器上のスロットアンテナの設計と、電子LINACを用いた実験結果について報告する。

#### 2. スロットアンテナの構造

十分に長いマルチバンチビームがビーム近傍に生じる電磁界のスペクトルは、マイクロパルスの間隔に対応する基本周波数とその高調波からなるほぼ線スペクトルの列となる。また、線スペクトルのエンベロープがマイクロパルスの波形を反映し、マイクロパルスがガウス波形ならばエンベロープも0周波数を中心とするガウス波形となって低次の高調波に多くのエネルギーが集まっている。したがって、目的とする高調波と同程度か、より低次の高調波の周波数での感度を抑圧できれば得られる信号は単一周波数に近くなる。

製作したスロットアンテナの構造を図1に示す。矩形導波管の両端を短絡した空洞共振器のH面にスロットを設け、裏側で同軸線路と結合させて信号を取り出す構造である。スロットを横切る方向の電界を検出するため、ビームとの位置関係は図1のようになる。この構造では、短絡端からのスロットの位置  $s$  と同軸結合部の位置  $p$  で周波数特性を制御できる。また、これらの位置は導波管の管内波長  $\lambda_g$  で測られるため、導波管の断面寸法 ( $a \times b$ ) も影響する。以下でこれらによる高調波選択の原理を説明する。

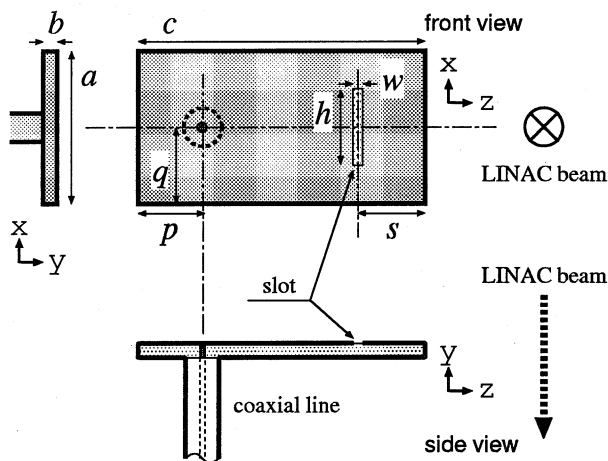


図 1 スロットアンテナの構造

$a$	16.65mm	$f_c = 4.35\text{GHz}$
$b$	1.6mm	
$c$	29.5mm	$3\lambda_{g3}/2$
$w$	0.8mm	
$h$	8.3mm	$a/2$
$s$	9.8mm	$\lambda_{g3}/2$
$p$	6.9mm	$\lambda_{g4}/2$
$q$	8.3mm	$a/2$

表 1 スロットアンテナ各部の寸法

**スロットの位置** 導波管の管壁に設けたスロットは、壁面を流れる電流を横切る位置と向きに置かれている場合に導波管内外の結合を生じる。H面の内壁には、TE<sub>10</sub>モードで短絡端の近くでは図2のような定在波による電流分布があり、z方向の電流分布は  $|I_z| \propto |\cos(2\pi z/\lambda_g)|$  となる。よって、短絡端から  $\lambda_g/2$  の位置 A に x 方向のスロットを配置すれば、スロットを介しての結合は最大になる。一方、同じ位置のスロットでも管内波長が 2 倍になる周波数では定在波の節 B に位置することになり、スロットを介した結合が無く、その周波数での感度が抑圧される。

**同軸結合部の位置** 同軸線路と導波管の結合を図1のようなプローブ結合で行う場合、プローブ電極に沿う方向の電界が大きい位置で結合が強くな

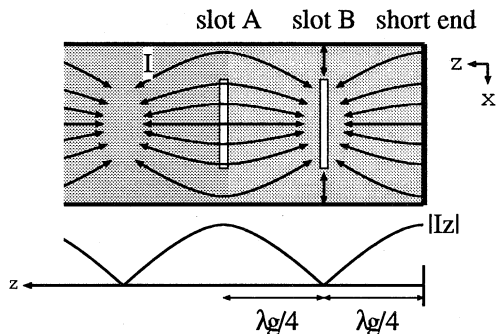


図 2 導波管内壁 H 面上の電流分布とスロットによる導波管内外の結合

る。短絡端近くでの TE<sub>10</sub> モードの y 方向電界の定在波は、 $|E_y| \propto |\sin(2\pi z/\lambda_g) \sin(\pi x/a)|$  となるので、短絡端から z 方向に  $\lambda_g/4$ 、y 方向に  $a/2$  の位置で結合が最大となる。一方、z 方向に  $\lambda_g/2$  の位置では電界定在波の節にあたり、結合を生じない。また、x 方向に  $a/2$ 、すなわち導波管の中心線上であれば TE<sub>20</sub> モードとは結合しないため、TE<sub>30</sub> モードの遮断周波数までは単一モードとして扱うことができる。

**導波管の寸法** 導波管の高さが幅に比べて十分小さい ( $a \gg b$ ) とすると、事実上 TE<sub>n0</sub> モードのみを考慮すればよい。その場合、管内波長  $\lambda_{g,n0}$  は  $1/\sqrt{1/\lambda^2 - (n/2a)^2}$  となる。ここで  $\lambda$  は自由空間中での波長である。 $\lambda > 2a/n$  となる場合はそのモードの遮断周波数以下となるため、極めて大きな減衰を受ける。したがって、低周波側の高調波成分は TE<sub>10</sub> モードの遮断周波数以下となるように導波管の幅  $a$  を選ぶことでスロットと同軸結合部との間で大きく減衰され、出力信号から除去される。また、遮断周波数に近いほど、管内波長と自由空間波長の比  $\lambda_g/\lambda$  は大きくなるため、任意の高調波成分間での管内波長の比を調整することができる。たとえば、基本周波数の自由空間波長  $\lambda_1$  に対し、導波管の幅  $a$  を  $0.382\lambda_1$  とすると、TE<sub>10</sub> モードでの 2 次高調波の管内波長は 3 次高調波の 2 倍となり、スロットの位置や同軸結合部の位置で一方の周波数のみを選択することができるようになる。

以上の原理に基づいて決定したスロットアンテナの各部の寸法を表 1 に示す。

表 1 に示した寸法では、2 次高調波と 3 次高調波の管内波長 $\lambda_{g2}$ ,  $\lambda_{g3}$  の比が 2 倍となるようにしてあるため、短絡端から  $\lambda_{g3}/2 = \lambda_{g2}/4$  の位置にあるスロットでは 2 次高調波は共振器内外で結合しない。さらに、空洞共振器の全長も  $3\lambda_{g3}/2 = 1.5\lambda_{g2}/2$  であるため、2 次高調波では両端を短絡した境界条件を満たす共振モードが形成できない。また、基本周波数は  $TE_{10}$  モードの遮断周波数以下である。一方、同軸線路との結合部は短絡端から  $\lambda_{g4}/2$  の位置にあり、4 次高調波の電圧定在波の節に位置する。したがって、このアンテナより得られる信号は 3 次高調波の周波数が主であり、基本周波数や 2,4 次高調波は十分に低レベルに抑えられる。

5 次以上の高調波に関しては、 $TE_{30}$  モードの遮断周波数以上となって効果的な感度の抑圧が難しいため、现阶段では考慮していない。

基本周波数は、北海道大学の S バンド 電子 LINAC の加速高周波にあわせ 2.855GHz とした。空洞共振器はガラスエポキシのプリント基板を加工して製作したため、自由空間中の寸法に比べて  $1/\sqrt{\epsilon_r} = 1/2.07$  に縮小されている。

### 3. 電子 LINAC による実験

実際に前節のスロットアンテナを北海道大学の S バンド 電子 LINAC のビームの近傍に設置し、アンテナから得られる信号のスペクトルを測定した。電子ビームのパラメータは、エネルギー 45MeV、マクロパルス幅 10ns、ビーム電流 47nA (10pps) であった。LINAC のビーム取り出し窓のすぐ下流側に直径 5mm の通過孔を持つコリメータを置き、そこから 300mm 下流側にスロットアンテナを設置した。ビームの中心とスロットの距離は 25mm とした。スロットアンテナから得られた信号は、バンドパスフィルタで各高調波を選別した後、クリスタル検波器 (HP8474C) でマクロパルスのエンベロープに変換し、オシロスコープでピーク電圧を読み取り、ピーク電力に換算した。途中のケーブルやフィルタの挿入損失、検波器の入出力特性は予め実測しておいて、結果を補正してある。

補正後のアンテナからの出力信号のスペクトルを図 3 に示す。目的信号である 3 次高調波と比較して、感度を抑圧した基本周波数や 2,4 次高調波は  $-24 \sim -27$ dB 程度の差が得られ、設計通り高調波の選択がなされている。また、特に対処しなかった 5 次以上の高調波でも  $-15$ dB 以上の差が得られたが、ハイブリッド回路など信号処理回路によってはまだバンドパスフィルタやローパスフィルタを必要とするレベルであり、場合によっては高次の高調波に対する感度の制御も採り入れる必要がある。

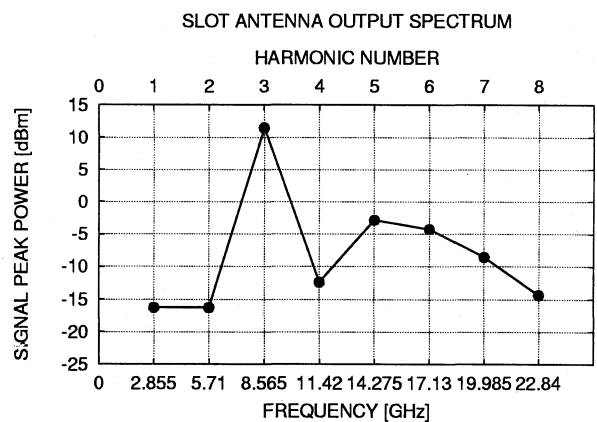


図 3 スロットアンテナの信号出力のスペクトル

### おわりに

本稿では 3 次高調波を選択するスロットアンテナを取り上げたが、2 次高調波を選択するスロットアンテナも製作し、同様の結果を得ている。

今後、複数個のアンテナで非接触型ビーム位置モニタを構成し、精度などを評価する予定である。

### 参考文献

- [1] 家入孝夫：“ビーム計測”，OHO'91 高エネルギー加速器セミナー，(1991)
- [2] R.E.Collin, F.J.Zucker “ANTENNA THEORY part I” chap. 14, McGraw-Hill (1969)
- [3] S.NISIYAMA et al. Proc. of the 22nd Linear Accelerator Meeting in Japan, pp.81-83, 1997
- [4] K.ITOH et al. Proc. of the 23rd Linear Accelerator Meeting in Japan, 1998