

# FDTD法を用いた導波管分波器の整合

安藤 太一\*・伊藤 桂一・宮田 克正

## Matching of Waveguide Power Divider by FDTD Method

Taichi ANDO\*, Keiichi ITOH and Katsumasa MIYATA

(平成24年12月12日受理)

Our laboratory is planning to fabricate a planar antenna with eight waveguide slot array antennas. We are making 8-distribution waveguide power divider for trial purposes to feed power to it efficiently. The reflected wave occurs at a curved waveguide and a divided waveguide, we called that the former is the elbow type and the latter is the Y type. When the reflected wave occurs, the standing wave is generated. It decreases the transmission efficiency. Therefore, the matching that cancels the reflected wave is necessary. We examined the matching of waveguide power divider with the screw by the FDTD method. By finding the optimal parameters of the inserted screw, the voltage standing wave ratio (VSWR) became 1.074 from 1.887 by 12 GHz in the Y type.

### 1. 序論

指向性アンテナを設計、開発するためには、放射素子を線状または面状に複数配置してアレーアンテナ、または平面アンテナを構成することが必要となる。マイクロ波帯以上の周波数においては伝送線路である導波管にスロット穴を開けた導波管スロットアンテナを平面アンテナとして利用する場合がある。導波管スロットアンテナにおいて平面アンテナを構成する場合、導波路に複数のスロット穴を開けて導波管スロットアレーアンテナを構成し、同アレーアンテナを複数並べて平面アンテナを構成する。この場合、各導波路にどのように給電するか、その給電方法が重要となる<sup>[1][2]</sup>。

本研究では8本の導波管スロットアレーアンテナにより構成された平面アンテナに導波管型8分配分波器を用いて給電することを提案する<sup>[3][4]</sup>。すなわち、アンテナ背面から給電し、8分配された出力をEバンドで折り返して各導波路に給電する方法である。提案方法はアンテナとして厚みは出るが、アンテナ面積は変わらないことが利点である。ただし、8分配する過程で曲がり部や分岐部があるため反射が反射が発生することが問題となる。そこで、反射

を抑制し、整合をとることが必要となる。導波管の整合を取るためには容量性ポストであるビスを挿入する方法などが知られている<sup>[5]</sup>。

8分配分波器全体の整合を一度にとることは難しいため、本研究では導波管型8分配分波器を構成しているエルボー型およびY型導波路について部分的に整合をとることを検討する<sup>[6]</sup>。よって、各導波路に整合を取るためのビスを挿入し、より効果的に反射波を打ち消すことができるビスの挿入位置、深さを求めることが本研究の目的になる。

一般に、アンテナの試作と測定により効果的なビスの位置および深さの各パラメータを求めることは、多くの試作コストや労力が要求される。導波路の整合は挿入されるビスの各パラメータの最適化問題に置き換えることができる。そこで、電磁界解析法の一つであるFDTD (Finite Difference Time Domain) 法を用いて、エルボー型およびY型導波路をモデル化し、ビス挿入位置の検討に応用することを試みた。電磁界解析を行うことでビス挿入位置などのパラメータの変更を容易に行うことができ、効率よく整合をとることが期待される。

本研究ではFDTD法を用いた導波管の整合方法について報告する。FDTD法は立方体のセルにより解析対象をモデリングするため、エルボー型またはY型のような斜め部については階段状に近似し

\* 秋田高専卒業生 (現：日本大昭和板紙株式会社)

てモデリングせざるを得ない。本研究でははじめに斜め部のモデリングについて述べ、電圧定在波比 (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR) の測定結果との比較により計算結果の妥当性について述べる。

次に、FDTD法による電磁界解析を用いてエルボー型およびY型導波路の整合を取る方法について検討する。ビスの挿入位置ならびに挿入深さがパラメータとなるようにビスのモデリングを行い、パラメータを変えて計算することにより、最も反射が小さくなる組み合わせを探索する。

## 2. 導波管分波器の概要

### 2.1 8分配分波器

図2.1に8分配導波路の概略図を示す。導波路は22.9×10.2mmのWRJ-10規格である。図のような8分配分波器において、図の下端にある入力ポートからの入射波のエネルギーは図の上端にある各出力ポートに到達した際、理想的には入射レベルの1/8となるはずである<sup>[3]</sup>。

しかし、実際出力エネルギーは途中の不連続導波路となるエルボー型およびY型導波路の反射等によって損失が発生する。そこで、これらの斜め部および分岐部からどの程度の反射があるか調べるとともに、その反射を抑制することが必要となる。

8分配分波器すべてを解析対象とするのは困難であるため、本研究では図2.1におけるエルボー型導波路① (角度33.69°) およびY型導波路① (角度33.69°) について部分的に解析を行い、それぞれの電圧定在波比を抑制することを目標とした。それぞれの概略図を図2.2、および図2.3に示す。

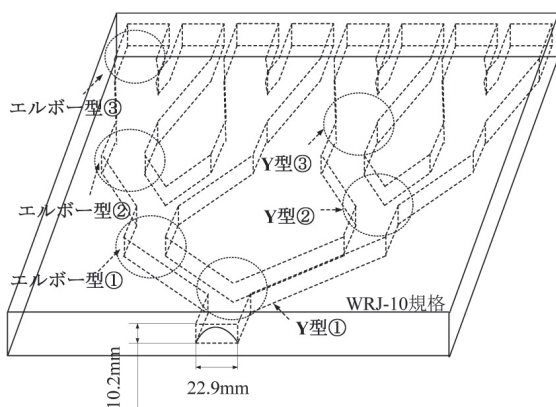


図2.1 8分配分波器の概略図

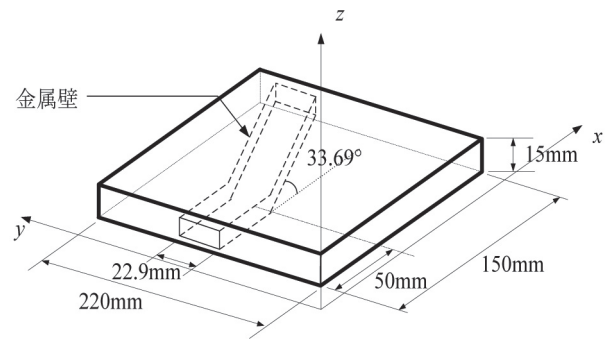


図2.2 エルボー型導波路①の概略図

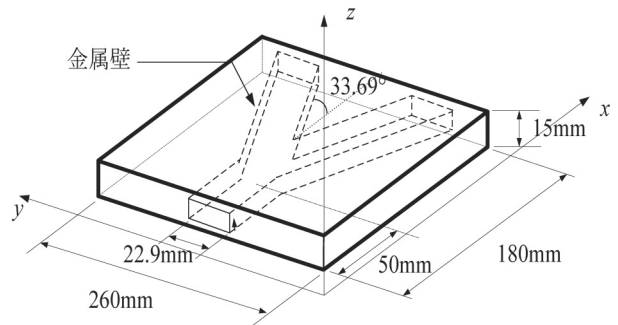


図2.3 Y型導波路①の概略図

### 2.2 電圧定在波比

伝送線路において、電源側から負荷側へ伝搬する入射波と、負荷側から電源側へ伝搬する反射波を合成した波は定在波と呼ばれている。導波路内で反射波が発生すると、このような定在波が発生し、入射側のエネルギーをすべて負荷側に供給することができない。導波路内の電圧分布の様子を図2.4に示す。図2.4には導波路の終端を金属板で短絡した完全反射した場合、終端に負荷を接続した場合の2種類の定在波の様子を示している。どちらの場合でも電圧分布の最小最大のパターンが $\lambda_g/2$  ( $\lambda_g$ : 管内波長) で表れる。

定在波の電圧分布の最小電圧を $V_{min}$ 、最大電圧を $V_{max}$ とすると電圧定在波比 $S$ は次式のように表される。

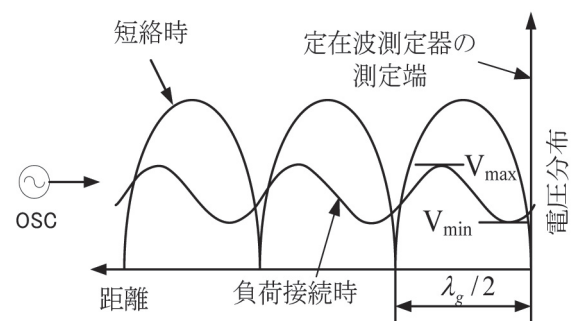


図2.4 定在波測定器内の定在波の様子

$$S = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (1)$$

ここで、(1)式より、完全反射の場合の $S$ は無限大、逆に無反射の場合は1となることが分かる。

導波路内の反射波を打消し、 $S=1$ に近い状態にすることを整合という。整合を取る方法として、負荷の誘導性反射特性の位置を見出し、容量性ポストを用いて打ち消す方法がある<sup>[5]</sup>。本研究では容量性ポストとしてビスを用いた整合について検討する<sup>[6]</sup>。実際に整合をとると $S=1$ にすることは困難であり、本研究では1.1以下を目安としている。

### 2.3 電圧定在波比の測定

計算結果の妥当性を検討するために電圧定在波比の測定を行った。測定系の構成図を図2.5に示す。発振器から定在波測定器で励振する際、同軸導波管変換器を経由している。このとき、励振点から始端までの距離を $\lambda_g/4$  ( $\lambda_g$ :管内波長)とすると、始端が金属壁であるため、始端からの反射波が定在波測定器側への入射波と同相になる。そのため、導波路へ効率よく入射波を伝搬させることができる。また、導波路の終端は無反射終端を用いている。

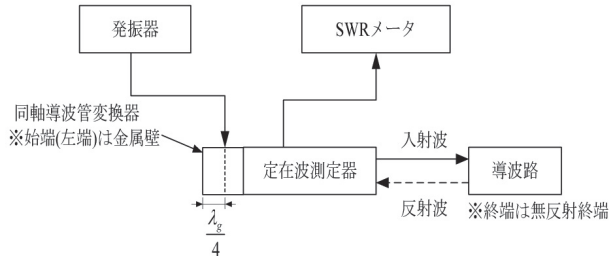


図2.5 測定系の構成

## 3. 導波路のFDTD解析

### 3.1 解析モデル

エルボー型導波路①のFDTD解析モデルを図3.1に、Y型導波路①のFDTD解析モデルを図3.2に示す。セルサイズは $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0.5\text{mm}$ であり、図中の各数値は原点からのセル位置を表している。解析の時間ステップ $\Delta t$ はCourantの安定条件を満たす必要がある<sup>[7]</sup>。今回はセルサイズより $\Delta t = 9.623 \times 10^{-13}\text{s}$ とし、定常状態となる3,000ステップまで計算した。また、入力波として $\text{TE}_{10}$ モードの正弦波を与えており、周波数は11.8~12.2GHzとした。 $\text{TE}_{10}$ モードは波の伝搬方向に電界成分を持たない導波路のモードである。

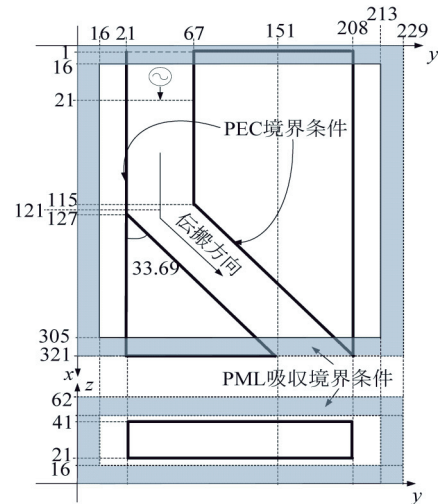


図3.1 エルボー型導波路①のFDTD解析モデル  
(始端側がPML吸収境界条件の場合)

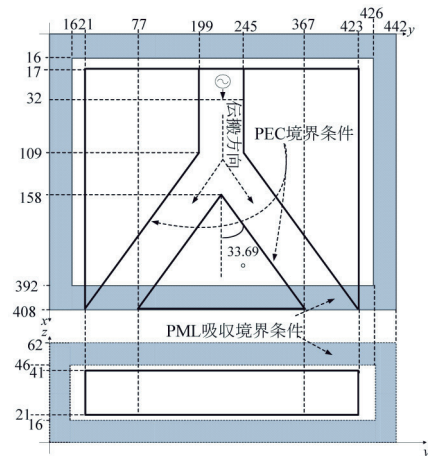


図3.2 Y型導波路①のFDTD解析モデル  
(始端側がPEC境界条件の場合)

導波路の始端側および終端側の終端条件は次のようにした。終端側はいずれのモデルでも導波路の終端をPML (Perfectly Matched Layers) 境界内に入れて無反射終端とした。一方、始端側はPML吸収境界条件とPEC (Perfect Electric Conductor) 境界条件の2つの場合について計算を行った。ここで、PEC境界条件は電気壁と言い、境界上の接線方向の電界成分を零とすることで表現され、一般に、金属面のような完全導体に入射する電界成分に対して用いられる。これに対し、PML吸収境界条件は、境界におけるインピーダンスマッチング条件を完全に満たし、電磁波動場の反射係数が周波数に依らないで0になる吸収境界条件のことである<sup>[7]</sup>。

始端側の条件を2通り計算する理由について説明する。2.3節で述べたように測定では同軸導波管変換器を用いており、始端側は金属壁になる。よって、

測定結果と計算結果の比較を行う際にはPEC境界条件を適用するのが望ましい。しかし、実際の8分配分波器に適用することを考えた場合、図2.1からも分かるようにPEC境界条件にはなっていない。そこで、始端側と終端側がともにPML吸収境界条件の場合についても計算した。

### 3.2 斜め部および分岐部のモデル化

#### 3.2.1 斜め部のモデル化

エルボー型導波路の斜め部のモデル化について図3.3を用いて説明する。マス目はセル、 $L_x$ はx軸方向のセル数、 $L_{y1}$ 、 $L_{y2}$ は任意の $L_x$ における直進部の側面から斜め部の側面までのy方向の長さとした。

最初に、 $L_x$ を用いて $L_{y1}$ 、 $L_{y2}$ の長さを計算する。次に、任意の $L_y$  (y方向のセル数)が

$$L_{y1} < L_y < L_{y2} \quad (2)$$

のとき $L_y$ の部分を自由空間と指定し、それ以外の部分を金属と指定した。しかし、実際には、セルサイズ以下には解析領域を分割することは出来ないため、図3.3の場合では $L_y$ 内の3点が自由空間と指定されたことになる。この作業をx軸方向に繰り返すことで斜め部分をモデル化した。

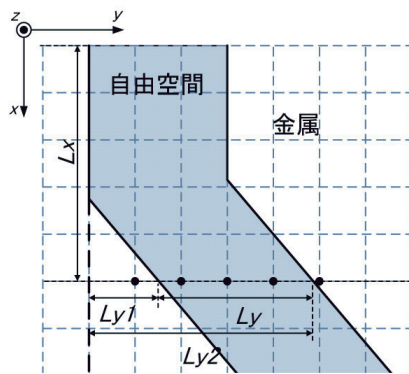


図3.3 斜め部の概略図

#### 3.2.2 分岐部のモデル化

次に、Y型導波路の分岐部のモデル化について図3.4を用いて説明する。図3.3と同様、マス目はセル、 $L_x$ はx軸方向のセル数となり、 $L_{y1}$ 、 $L_{y2}$ は任意の $L_x$ における導波路の中心軸となる直進部の中心KYCからそれぞれの斜め部の側面までのy方向の長さとした。図3.4において、斜め部のモデル化で適用した方法を図中のKYCを軸に左右に分割して用いた。つまりKYCの左側では

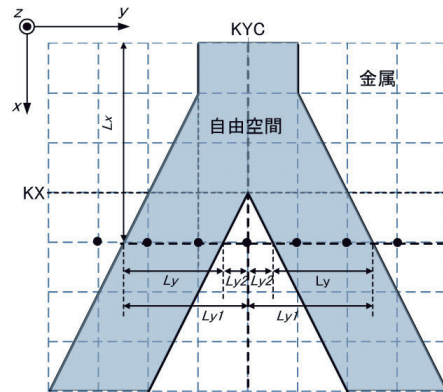


図3.4 分岐部の概略図

$$L_{y1} < L_y < L_{y2} \quad (3)$$

のとき $L_y$ の部分を自由空間と指定し、右側では、

$$L_{y2} < L_y < L_{y1} \quad (4)$$

のとき $L_y$ の部分を自由空間と指定した。斜め部の場合と同様に実際に自由空間と指定されたのは、図3.4の場合では左右の $L_y$ 内の2点ずつである。

#### 3.2.3 モデリングの修正

ここまで説明したモデル化方法では、それぞれの平面における電界成分 $E_x$ 、 $E_y$ 、 $E_z$ を考慮していないため、自由空間と金属壁との境界面の指定に注意が必要である。

まず、 $x$ - $y$ 平面は、モデル化について斜め部、分岐部の影響を受けないため、境界面の指定に関しても問題がない。一方、 $x$ - $z$ 、 $y$ - $z$ 平面に関しては、このまま上記のモデル化方法を適用すると、実際のモデルとは大きく異なるものになる。

境界面の概略図を図3.5に示す。 $x$ 軸方向の矢印は電界 $E_x$ 、 $E_z$ によってモデル化された金属壁、 $y$ 軸方向の矢印は電界 $E_y$ 、 $E_z$ によってモデル化された金属壁

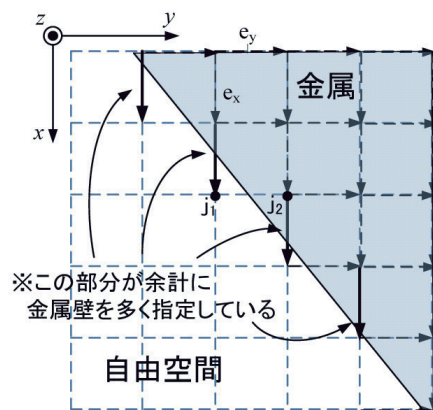


図3.5 境界面の概略図

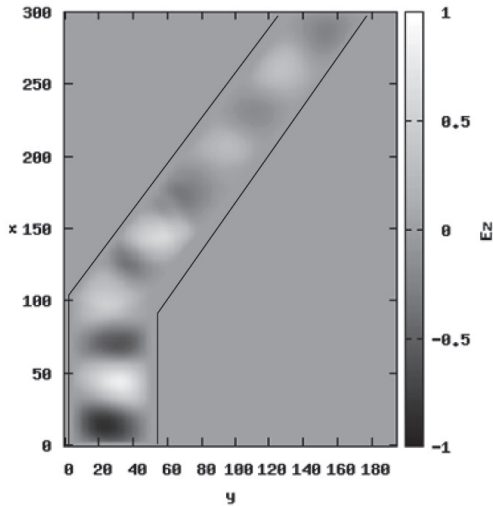


図3.6 計算結果

を表している。本来、セルに対して斜めに入射する平面をモデル化する場合、今回の方法では階段状にモデル化されるのが最も近似された状態である。しかし、上記のモデル化方法を適用すると、指定した点に対して $x, y, z$ 方向すべてに電界成分を適用しているため、余分な金属壁ができるため階段状にモデル化されない場合がある。

そこで、適切にモデリングをするために条件を追加することにした。例えば、図における $j_1, j_2$ について、 $j_1$ が自由空間かつ $j_2$ が金属であるとき $j_1$ での電界 $E_y$ を金属と指定する。これにより、境界面が、より階段状に近づくことが分かる。このような条件と同様のものを斜め部、分岐部のモデル化に適用することにした。

これまで述べたモデル化を適用して計算を行い、導波路内の電波伝搬の様子を可視化した結果を図3.6に示す。座標の表示方向の違いのため左右反転しているが、導波路内を電界 $E_z$ が $TE_{10}$ モードで伝搬していることから、おおむね良好にモデル化されていることが分かる。

### 3.3 測定結果と計算結果の比較

前述のモデルが定在波の計算に適用できるかを確かめる必要があるため、測定結果とFDTD法を用いた計算結果の周波数特性をエルボー型導波路①およびY型導波路①について比較した。このとき計算したモデルは、3.1節で述べた理由により、始端側をPEC境界条件とした。

図3.7にエルボー型導波路①の場合の測定結果と計算結果の比較を示す。測定値と計算値の定在波比のずれは最大でも0.023であり、全体的にほぼ一致

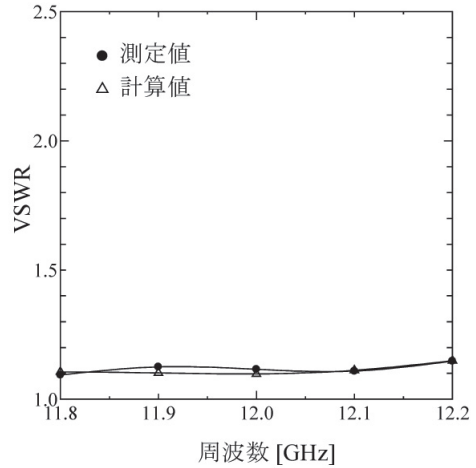


図3.7 定在波比の周波数特性（エルボー型導波路①）

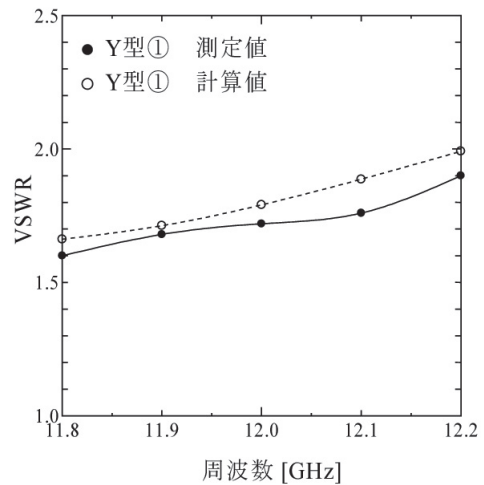


図3.8 定在波比の周波数特性（Y型導波路①）

していると考えられる。

次に、Y型導波路①の場合の測定結果と計算結果の比較を図3.8に示す。エルボー型と比べると反射も大きく、測定値と計算値のずれも大きいことが分かる。しかし、周波数特性は測定結果と同様の傾向が見られることから、モデル化は妥当であると判断した。

## 4. FDTD法による導波路の整合

### 4.1 ビス挿入パラメータの決定方法

FDTD法を用いて整合を行う際に、以下の手順でビス挿入パラメータである挿入位置および深さを求める。

- (1) ビスを導波路中央部に挿入し、電波の伝搬方向へ位置を変化させ、最も定在波比が小さくなる位置を求める（図4.1）。このとき、ビス

の挿入深さは2mmとした。

(2) (1) で求めた位置で深さを変化させ、最も定在波比が小さくなる深さを求める。

最初に、始端をPEC境界条件とした場合のエルボー型導波路①の計算結果について説明する。解析周波数は12GHzとした。図4.2にビス挿入位置と定在波比の関係を示す。x軸は曲がり部の中心（波源から50mm，セルでは132セル）から始端側へ負，終端側へ正の位置になるように表しており，y軸はその位置にビスを挿入したときの定在波比である。また，参考として，非整合時の定在波比1.116も示している。

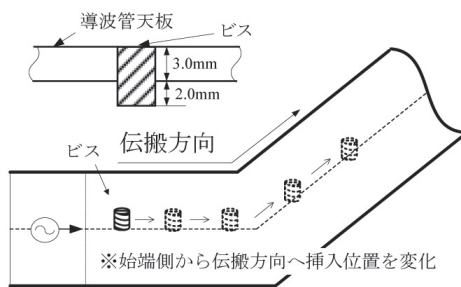
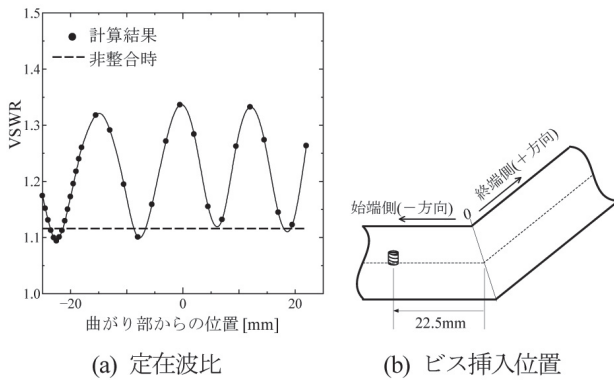


図4.1 ビス挿入位置のイメージ図 (エルボー型導波路①)



(a) 定在波比 (b) ビス挿入位置

図4.2 ビス挿入位置と定在波比の関係 (エルボー型導波路①)

計算結果より，ビスの挿入位置が曲がり部から始端側へ22.5mmずれた位置で，定在波比は約1.093まで低減された。次に，得られたビス挿入位置を固定して挿入深さについて検討した結果を図4.3に示す。定在波比は挿入深さ1.5mmのときに最小値1.010となることが分かった。

同様の手順でY型導波路①について計算を行った結果，図4.4に示す分岐部の中心から始端側へ27.5mm，挿入深さ3.5mmのとき定在波比が最も低

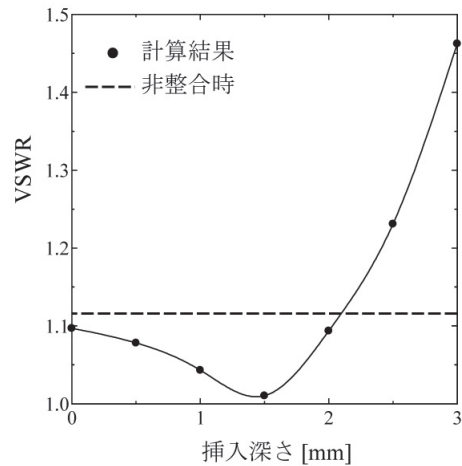


図4.3 ビス挿入深さと定在波比の関係 (エルボー型導波路①)

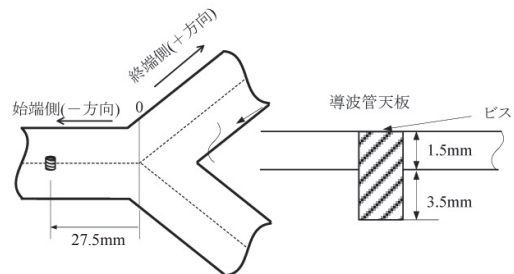


図4.4 Y型導波路①のビス挿入位置および挿入深さ

減し，電圧定在波比は1.887から1.074となった。

#### 4.2 ビス挿入パラメータの評価

4.1節で得られたビス挿入位置および深さの条件で周波数特性を計算し，必要とする周波数帯である11.8~12.2GHzで整合が取れているかを確認した。

エルボー型導波路およびY型導波路の周波数特性の計算結果をそれぞれ図4.5，図4.6に示す。両図において，非整合時とはビスを挿入していない場合，整合時とは4.1節で得られたビス挿入パラメータであることを示している。また，PEC境界条件，PML境界条件は始端側の境界条件を示している。

図4.5，図4.6より，ビスを挿入していない場合と比べてビス挿入時の電圧定在波比は周波数帯域に亘って全体的に低減していることが分かる。また，始端側の境界条件に関わらずビス挿入時には電圧定在波比が低減することを確認した。しかし，12GHz付近では整合状態であっても，12GHzから離れるほど電圧定在波比は悪くなる。広帯域で整合を取るためには追加でビスを挿入するなどの対策が必要であると考えられる。

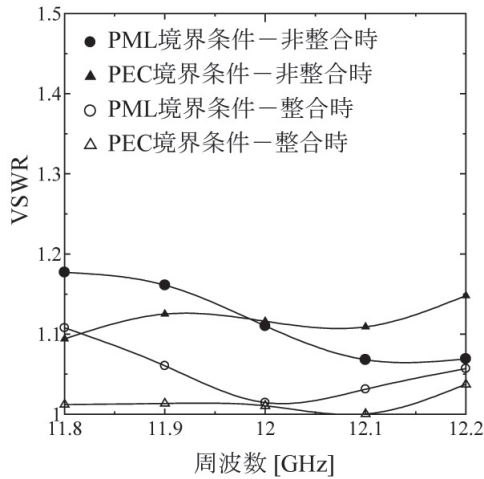


図4.5 各始端での定在波比の周波数特性  
(エルボー型導波路①)

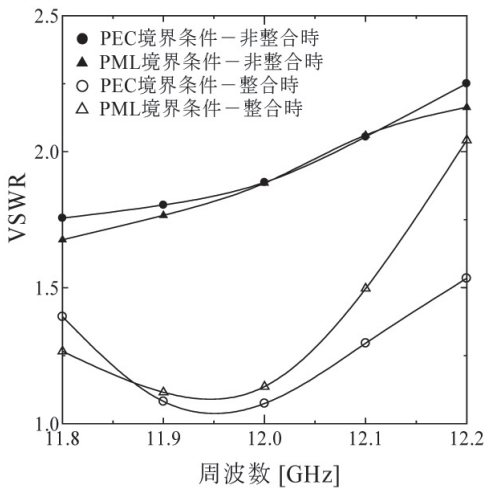


図4.6 各始端での定在波比の周波数特性  
(Y型導波路①)

## 5. 結論

本研究では導波管型8分配分波器を構成しているエルボー型およびY型導波路のビスによる整合について、FDTD法を用いて数値解析的に検討した。導波路の斜め部および分岐部のモデル化を行い、その妥当性について検討し、各導波路に対して効果的

に反射波を打ち消すことができるビスの挿入位置および深さを探索する方法について示した。

FDTD法の計算結果は測定結果と比較しても妥当であり、また、ビス挿入パラメータの探索も可能であることから、電磁界シミュレーションを利用したアンテナの整合は十分に可能であり、その有効性を示すことができた。

今後の課題としては8分配導波管全体の計算を一度に行うことと、周波数帯域に亘って整合をとれるようにビス挿入パラメータの最適化を行うことが挙げられる。

## 参考文献

- [1] 小西善彦, 水溜仁士, 佐藤眞一, 真野清司, 片木孝至, “相互結合を考慮した導波管スロット平面アレーアンテナの解析および設計法”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J71-B, No.11, pp.1325-1331, 1988.
- [2] 広川二郎, “固有モード関数展開法とモーメント法を組み合わせた解析に基づく方形導波管スロットアレーアンテナの動作理解と設計”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J92-B, No.9, pp.1322-1332, 2009.
- [3] 宮田克正, “導波管分波器の試作”, 平成15年度電気関係学会東北支部連合大会 2D17, 2003.
- [4] 高橋拓也, 伊藤桂一, 宮田克正, “折返し給電導波管スロットアレーアンテナの試作”, 平成22年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, 84, 2010.
- [5] 松田豊稔, 宮田克正, 南部幸久, “電波工学”, コロナ社, 2008.
- [6] 安藤太一, 伊藤桂一, 宮田克正, “導波管分波器の整合に関するFDTD解析”, 平成21年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, 92, 2009.
- [7] 宇野 亨, “FDTD法による電磁界およびアンテナ解析”, コロナ社, 1998.