

**遮断 TE および TM モードを用いた
右手/左手系複合導波管の伝送・放射特性**

西村 茂幸

内容梗概

遮断 TE および TM モードを用いた

右手/左手系複合導波管の伝送・放射特性

本論文は、電磁メタマテリアルを応用した左手系媒質の新たな構造を開発し、従来にはない構造をもつ伝送線路としての導波管とそれを応用した漏洩波アンテナとしての導波管を実現した研究成果について述べたものである。

近年、等価的に負の誘電率、負の透磁率を同時に示す人工媒質であるメタマテリアルが注目されている。1968年に Veselago によってそのような物質中に後退波が伝搬することが理論的に検証され、その約 30 年後の 2000 年に Smith らによって実験的にメタマテリアルの動作が確認された。それ以来、メタマテリアルは電磁波の分野において様々な応用がなされてきて、その中でも伝送線路へのアプローチからの研究によって様々な線路や形状でメタマテリアルの伝送線路、またはメタマテリアルから発想を得た伝送線路が構成されてきた。例えば、マイクロストリップ線路であれば線路にギャップやビアを設けることで実現した。その他には、金属方形導波管において、TE モードが等価的に負の誘電率を示すことを利用して、これに負の透磁率を示す素子を加え、左手系伝送線路を実現している。また、そのような伝送線路は漏洩波アンテナとしても応用することができ、従来では実現できない特性が左手系伝送線路では大いに期待され、多くの研究成果が報告されている。以上のように、左手系伝送線路は様々なアプローチがなされているが、周波数帯域幅が狭い問題や構造や寸法が大きく複雑である問題点など、利点だけでなく課題も多いのが現状である。そこで新たな左手系伝送線路として導波管を用いる際にも従来にはない周波数特性や構造の簡易化と製作の容易さが望まれる状況にあり、本研究が要求されるに至ったわけである。

本論文は 7 章で構成されており、その内容の概要について章を追って述べることにする。

第 1 章では本論文の研究の目的を述べ、メタマテリアルの始まり、メタマテリアルの応用、伝送線路におけるメタマテリアル、伝送線路の漏洩波アンテナへの応用、漏洩波アンテナのメタマテリアルへの応用の概要を説明している。これらのメタマテリアルの歴史、検証課題など今日まで行われてきた研究の概要を述べることにより本研究の背景を明らかにしている。

第 2 章では、メタマテリアルとして動作する左手系の導波管の動作原理の概要を述べている。まず初めに、右手系伝送線路と左手系伝送線路の分散関係か

ら右手/左手系複合伝送線路の等価回路を示し、遮断周波数以下での波動インピーダンスの振る舞い、導波管においての左手系伝送線路の等価回路表現により、左手系伝送線路としての基本的な考え方を述べている。また、従来形状の分散特性の導出を行い、さらに周期的に配置された線路での相互結合を考慮した新たな分散特性の導出も行う。

第3章では、遮断周波数以下の TE・TM モードを用いた右手/左手系複合円筒導波管を提案し、その伝送特性について述べている。導波管の研究はかなり昔から続いてきたが、近年メタマテリアルへの応用が期待されている。これまでも周期構造での単位セルの形状の工夫によって様々な導波管の実現が試みられてきたが、特性の面での問題点や製作する上での課題も多かった。そこで、従来形状よりも製作が容易な円筒導波管を開発している。まず、遮断周波数以下で TE・TM モードを発生させるために各モードでの円形導波管横断面の電磁界分布を考え、TE モード導波管に扇型導波管を配置するように導体隔壁を設けている。さらに同軸線路の TEM モードを用いることで高次のモードでの励振を可能にしている。そして、TE モード導波管にリッジを導入することにより阻止帯域をなくしたバランス条件を満たす導波管が実現できることを示すとともに、TE および TM モード導波管の各区間長と分散特性の関係についても言及する。また、設計した円筒導波管を試作し、実験においても設計した円筒導波管が右手/左手系複合伝送線路として動作することを確認し、提案構成法の有用性を検証している。

第4章では、前章で提案した右手/左手系複合円筒導波管の漏洩波アンテナへの応用について述べている。円筒導波管の漏洩波アンテナは盛んに研究されている方形導波管型漏洩波アンテナとは異なり、円筒形状であることのメリットとして単一方向への放射だけでなくスロットの配置や個数により放射強度を変化させることができること、また様々な方向への放射が可能となることが挙げられる。まず、漏洩波アンテナの放射角度や放射強度を数値解析することで、分散特性からの放射角度の計算との比較を行っている。さらに設計した漏洩波アンテナが実験においても動作することを確認することで、各周波数でのビーム走査により右手系の周波数帯域で前進波、左手系の周波数帯域で後退波が放射していることを検証している。これらの解析と実験により、右手/左手系複合円筒導波管型漏洩波アンテナの有用性を明らかにしている。

第5章では、遮断周波数以下の TE・TM モードを用いた右手/左手系複合方形導波管の提案を行っている。第3章での左手系円筒導波管の構成法と同様の原理が方形導波管についても適用できる新たな形状を見出している。この形状の構成の場合にも、円筒導波管と同様に同軸線路の TEM モードを用いて高次モードの励振が可能なものである。遮断 TE モードについては H 型導体隔壁を方形

導波管に挿入することで得られる小さい導波管を複数配置した形状のもとに TE_{10} モードを発生させており、その電磁界分布は遮断 TM モードのそれに近いモードが得られている。そして、その H 型導体隔壁を变形することにより阻止帯域のないバランス条件を満たした導波管が実現できることを示している。さらに、各導波管の軸長に対する分散特性との関係についても言及する。また、設計した方形導波管を試作し、実験においても設計した方形導波管が右手/左手系複合伝送線路として動作することを確認し、本設計法の有用性を検証している。

第 6 章では、前章で設計した右手/左手系複合方形導波管の漏洩波アンテナへの応用について述べている。第 4 章での円筒導波管型漏洩波アンテナの設計を基に方形導波管型漏洩波アンテナの設計を行っている。そしてスリットからの放射角度や放射強度の数値解析ならびに分散特性による放射角度の計算値からアンテナ特性を明らかにしている。また、漏洩波アンテナを試作し、製作された方形導波管型漏洩波アンテナが実験においても動作することを確認するとともに、各周波数でのビーム走査により右手系の周波数帯域で前進波、左手系の周波数帯域で後退波が放射されていることを検証している。これらの解析と実験により、右手/左手系複合方形導波管型漏洩波アンテナの有用性を明らかにしている。

第 7 章では本論文全体の結論の要点をまとめ、その新規性、将来性を示している。最後に、御指導ないし、御協力を頂いた方々に対する謝辞を述べている。

目次

| | |
|-------------------------------------|-----------|
| 第1章 緒言 | 1 |
| 1.1 研究背景..... | 1 |
| 1.2 研究目的..... | 5 |
| 第2章 動作原理 | 11 |
| 2.1 右手/左手系複合伝送線路..... | 11 |
| 2.2 遮断周波数以下の導波管波動インピーダンス..... | 15 |
| 2.3 導波管型左手系伝送線路の等価回路表現..... | 17 |
| 2.4 分散特性の導出..... | 18 |
| 2.5 相互結合を考慮した分散特性の導出方法..... | 19 |
| 第3章 複合円筒導波管の伝搬特性 | 21 |
| 3.1 緒論..... | 21 |
| 3.2 遮断 TE・TM モードによる左手系円筒導波管の構成..... | 22 |
| 3.2.1 遮断周波数以下での TE・TM モードの分布..... | 22 |
| 3.2.2 各パラメータによる周波数特性..... | 25 |
| 3.3 CRLH 円筒導波管の設計..... | 27 |
| 3.3.1 CRLH-TL の単位セルの構造..... | 27 |
| 3.3.2 単位セルを構成する各パラメータによる周波数特性..... | 28 |
| 3.4 実験的検証..... | 34 |
| 3.5 結論..... | 42 |
| 第4章 複合円筒導波管の放射特性 | 44 |
| 4.1 緒論..... | 44 |
| 4.2 円筒導波管スロットアンテナの構造..... | 45 |
| 4.3 円筒導波管スロットアンテナの数値解析および実験的検証..... | 47 |
| 4.4 結論..... | 70 |

| | |
|-------------------------------------|------------|
| 第5章 複合方形導波管の伝搬特性 | 74 |
| 5.1 緒論..... | 74 |
| 5.2 遮断 TE・TM モードによる左手系方形導波管の構成..... | 75 |
| 5.2.1 遮断周波数以下での TE・TM モードの分布..... | 75 |
| 5.2.2 CRLH 方形導波管の構造..... | 77 |
| 5.2.3 H 型導体隔壁板の変形による遮断周波数の操作..... | 82 |
| 5.2.4 遮断 TE・TM 導波管の軸長による特性への影響..... | 85 |
| 5.3 実験的検証..... | 88 |
| 5.4 結論..... | 96 |
| | |
| 第6章 複合方形導波管の放射特性 | 97 |
| 6.1 緒論..... | 97 |
| 6.2 方形導波管の漏洩波アンテナの数値解析..... | 98 |
| 6.3 実験的検証..... | 105 |
| 6.4 結論..... | 109 |
| | |
| 第7章 結言および謝辞 | 112 |
| 7.1 結言..... | 112 |
| 7.2 謝辞..... | 114 |
| | |
| 付録A 等価回路を用いた CRLH-TL の解析 | 115 |
| | |
| 付録B TRL 校正法 | 117 |

記号表

| | |
|--------------|----------------------------|
| A, B, C, D | 縦続接続行列の各要素 |
| a | 方形導波管の長辺 |
| b | 方形導波管の短辺 |
| C_L | 左手系キャパシタンス |
| $C_{L, TM}$ | TM 導波管の左手系キャパシタンス |
| C_R | 右手系キャパシタンス |
| $C_{R, TE}$ | TE 導波管の右手系キャパシタンス |
| $C_{R, TM}$ | TM 導波管の右手系キャパシタンス |
| $C'_{L, TM}$ | 単位セル長の TM 導波管の左手系キャパシタンス |
| $C'_{R, TE}$ | 単位セル長の TE 導波管の右手系キャパシタンス |
| $C'_{R, TM}$ | 単位セル長の TM 導波管の右手系キャパシタンス |
| C_{Ridge} | リッジ要素によるキャパシタンス |
| d | 扇型導波管の導体隔壁の厚み |
| E | 電界ベクトル |
| f_i | 遮断周波数 |
| g | 方形導波管内上面と H 型導体隔壁板との隙間 |
| h | リッジの高さ |
| H | 磁界ベクトル |
| I | 電流 |
| j | 純虚数($\sqrt{-1}$) |
| k | H 型導体隔壁板で区切った方形導波管の長辺 |
| k_0 | 波数 |
| \mathbf{k} | 波数ベクトル |
| k' | H 型導体隔壁板に導体を挿入した時の方形導波管の長辺 |
| l | 単位線路長 |
| l_1 | TE 導波管の長さ |
| l_2 | TM 導波管の長さ |
| l_{3l} | 励振部の同軸線路円錐部の長さ |

| | |
|------------------|---------------------------|
| l_{32} | 励振部の同軸線路円柱部の長さ |
| l_e | 励振部の軸長 |
| L_L | 左手系インダクタンス |
| $L_{L,TE}$ | TE 導波管の左手系インダクタンス |
| $L'_{L,TE}$ | 単位セル長の TE 導波管の左手系インダクタンス |
| L_R | 右手系インダクタンス |
| $L_{R,TE}$ | TE 導波管の右手系インダクタンス |
| $L'_{R,TE}$ | 単位セル長の TE 導波管の右手系インダクタンス |
| $L'_{R,TM}$ | 単位セル長の TM 導波管の右手系インダクタンス |
| $L_{R,TM}$ | TM 導波管の右手系インダクタンス |
| N | 扇型導波管の分割数 |
| p_s | スリットのオフセット位置 |
| r | 円筒導波管の半径 |
| r_1 | 同軸線路コネクタの半径 |
| r_2 | 励振部の同軸線路円柱部の半径 |
| r_e | 方形導波管の励振部中心導体の半径 |
| \mathbf{S} | ポインティングベクトル |
| S_{11}, S_{21} | 基本モードの \mathbf{S} パラメータ |
| S_t | スロットの円周方向の長さ |
| S_z | スロットの軸方向の長さ |
| t | 導波管外壁の厚み |
| T_{1cell} | 1セルの T パラメータ |
| T_{2cells} | 2セルの縦続接続された T パラメータ |
| t_e | 励振部のスカート形状同軸芯線の直径 |
| T_{mc} | 相互結合を考慮した T パラメータ |
| u | H 型導体隔壁板の厚み |
| V | 電圧 |
| v_g | 群速度 |
| v_p | 位相速度 |
| w | リッジの幅 |
| w_s | スリットの幅 |
| Z_e | TM モードの波動インピーダンス |
| Z_h | TE モードの波動インピーダンス |
| β | 位相定数 |
| γ | 中空導波管の伝搬定数 |
| ϵ_0 | 真空の誘電率 |

| | |
|------------|---------|
| θ | 第一の角度座標 |
| θ_m | 放射角度 |
| μ_0 | 真空の透磁率 |
| φ | 第二の角度座標 |
| ω | 角周波数 |
| ω_c | 遮断角周波数 |

第 1 章

緒言

本章ではまず本論文の研究の目的を述べ、次にメタマテリアルの始まり、メタマテリアルの応用、伝送線路におけるメタマテリアル、伝送線路の漏洩波アンテナへの応用、漏洩波アンテナのメタマテリアルへの応用に関して今日まで行われてきた研究の概要を述べることにより本研究の背景を明らかにし、本論文の立場を明確にする。

1.1 研究背景

本論文は、電磁メタマテリアルを応用した左手系媒質の新たな構造を開発し、従来にない構造をもつ伝送線路として導波管とそれを応用した漏洩波アンテナとしての導波管を実現した研究成果について述べたものである。

近年、等価的に負の誘電率、負の透磁率を同時に示す人工媒質であるメタマテリアルが注目されている。その歴史は 1968 年に Veselago によってそのような物質中に後退波が伝搬することが理論的に検証された⁽¹⁻¹⁾。メタマテリアルは様々な定義付けがされており、Walser はメタマテリアルとは通常の複合材料の限界を超えた物性、機能をもつように設計された物質と定義した。また、誘電率と透磁率が同時に正である媒質以外を超自然媒質と定義した⁽¹⁻²⁾。その他には、堀が、メタ表面(サーフェス)は自然界には存在しない反射特性をもつ人工表面と定義した⁽¹⁻³⁾。

メタマテリアルは、1996 年にイギリスの Pendry は細線導体の配列が負の誘電率を与えることを示し⁽¹⁻⁴⁾、次に 1999 年に Pendry がスプリットリング共振器の配列が負の透磁率を与えることを示した⁽¹⁻⁵⁾。これらより 2000 年に Simth らによって Pendry の人工媒質の組み合わせにより、電磁波が透過することを実験で検証し⁽¹⁻⁶⁾、2001 年にプリズム構造を用いて負の屈折率が実証された⁽¹⁻⁷⁾。これらによってメタマテリアルの研究は盛んになっていった。そして、2002 年に Itoh と

Eleftheriades はそれぞれ広帯域な周波数領域で動作する左手系伝送線路を発表し⁽¹⁻⁸⁾⁽¹⁻⁹⁾, このメタマテリアルの伝送線路によるアプローチは今日におけるマイクロ波回路やアンテナ回路に有効に取り入れられつつある。

Veselago によるメタマテリアルの理論的検証以前にも負性現象や負性媒質の研究は報告されている⁽¹⁻¹⁰⁾. 1904 年に Lamb は媒質中の負の群速度について述べている⁽¹⁻¹¹⁾. 1945 年に Mandelshtam によりバックワード電磁波と負の屈折が可能であることが指摘され⁽¹⁻¹²⁾, 1948 年には Kock が人工誘電体によるレンズを実現している⁽¹⁻¹³⁾. また, 1952 年に Schelkunoff と Friis により分割リング共振器(スプリットリング共振器)が人工磁性体となることを示され⁽¹⁻¹⁴⁾, 1957 年に Sivukhin は負のパラメータをもつバックワード波媒質の存在を指摘している⁽¹⁻¹⁵⁾. さらに, 1962 年に Rotman がマイクロ波レンズ用の材料として人工誘電体であるワイヤ媒質を発明している⁽¹⁻¹⁶⁾.

メタマテリアル技術はマイクロ波回路やアンテナの小形化や高機能化を飛躍的に前進させる 1 つの技術として期待されている. 従来の伝送線路理論が左手系まで拡張されたことで, 設計素子の自由度が広がり, 従来にはない特性をもつ回路やアンテナを実現してきている. 電磁メタマテリアルの電磁波制御により実現されてきたアンテナの例を挙げていく. 左手系媒質中を進む電磁波の向きに対して, 位相が反対向きに進む, いわゆる後退波が伝搬する現象を用いて伝搬位相制御を行うことにより, マイクロストリップ線路上において直列キャパシタンスと並列インダクタンスを挿入する共振型の小型アンテナが実現できる⁽¹⁻¹⁷⁾. また伝送線路の端を終端にすれば非共振型アンテナとして漏洩波アンテナが実現でき, 通常の右手系線路に左手系領域が加わることで動作周波数の広帯域化が可能であり, さらに後方から前方へのビーム走査が可能となる. 媒質中の特性インピーダンスは誘電率と透磁率で表すことができるため, 特性インピーダンスはメタマテリアルで制御が可能であり, 例えば, 容量性リアクタンスが非常に大きい電気的小形ダイポールアンテナを負誘電率殻で覆うことにより従来にはない新たな整合法をもつアンテナが提案されている. 屈折率は媒質の誘電率と透磁率の項を含み, その屈折率を表すスネルの法則においてもメタマテリアルを用いると負の屈折を生じさせ, 平面レンズに対して, 波源と反対側にイメージを作る再集束を起こすことになる. そのような媒質は完全レンズと呼ばれ Pendry によって予言されていたものである⁽¹⁻¹⁸⁾. また, 同様の屈折率制御技術を応用して, 物体に対して伝搬してきた光が物体の反対側においても元の伝搬の延長線上においても維持されることを利用して, 物体が透明であるかのように振る舞う透明マントと呼ばれるクローキングやステルス技術の研究が進められている⁽¹⁻¹⁹⁾⁻⁽¹⁻²¹⁾. 電波を遮断する周波数帯域を持つ周期構造は電磁バンドギャップ(EBG)構造と呼ばれ, マイクロストリップ線路の地導体面に円形穴

を空けた地板で阻止帯域特性を得たり， $1/4$ 波長コルゲーションにより高インピーダンス境界条件を満たしたり，平面回路上のマッシュルーム構造により低姿勢で表面波に対して EBG 構造を構成したりする伝搬振幅制御に対しても様々な研究が報告されている⁽¹⁻²²⁾⁻⁽¹⁻³¹⁾。

電磁メタマテリアルは従来形状にはない新しい特性を付与することが大いに期待されるがその一方で課題も多い。その例をあげると，メタマテリアルとしての効果と損失は相反関係にあり，LC 回路が組み込まれることで所望の特性が得られる周波数帯域幅は狭くなること，メタマテリアルは異方性をもつので周期構造の向きを意識してアンテナを設計する必要のあること，メタマテリアルは波長に比べて構造や寸法が大きく複雑になることなどまだまだ万能とは呼べないのが現状である。

伝送線路においてメタマテリアルは媒質中で波の伝搬方向がエネルギーの伝搬方向と逆になる，つまり後退波が伝搬することから漏洩波アンテナに適応することで後方へのビーム走査が実現可能となる。この特性は伝送線路において，等価回路的に直列キャパシタンスと並列インダクタンスを挿入することで実現できる。しかし，基となる伝送線路における通常の右手系成分が不可避免的に存在するため，純粋な左手系成分のみの伝送線路として動作することはなく，右手系成分と左手系成分が複合した右手/左手系複合伝送線路 (CRLH-TL: Composite Right/Left Handed Transmission Line) として動作する。これまでの研究によって様々な伝送線路で CRLH-TL の構成法が提案されてきた。例えば，マイクロストリップ線路であれば線路にくし型のインターディジタル構造を設けることで直列キャパシタンスを，また上面の線路と地導体を接続するビアをあげることで並列インダクタンスを実現している⁽¹⁻³¹⁾⁻⁽¹⁻³⁶⁾。自動車レーダの応用として単純なギャップと線状インダクタを有するマイクロストリップ線路で CRLH-TL を実現している⁽¹⁻³⁷⁾。その他の伝送線路を用いた CRLH-TL は，誘電体を用いない同軸モノポールアンテナを短くすることでアンテナの小型化を実現し⁽¹⁻³⁸⁾，マイクロストリップ零次共振アンテナ⁽¹⁻³⁹⁾や UHF 型広帯域漏洩波アンテナ⁽¹⁻⁴⁰⁾，携帯端末用小型広帯域アンテナ⁽¹⁻⁴¹⁾などが報告されている。円偏波を発生させるスパイラルアンテナにメタマテリアルを応用することで左旋も右旋も両方の円偏波放射が実現する⁽¹⁻⁴²⁾などメタマテリアルのアンテナ応用は大いに期待されている。一次元方向の直線だけでなく，平面状のマッシュルーム構造を持つ CRLH-TL⁽¹⁻⁴³⁾など多くのマイクロストリップ線路を用いた CRLH-TL が報告されている。

伝送線路として導波管を用いた CRLH-TL も数多く研究されている。方形導波管に容量性短絡スタブと誘導性窓をつけることで左手系伝送線路を構成している⁽¹⁻⁴⁴⁾⁽¹⁻⁴⁵⁾。また，方形導波管であれば，TE モードが遮断周波数以下のエバネセ

ント領域において等価的に負の誘電率を示すことを利用してこれに負の透磁率を示す素子を加えることで左手系線路の実現が報告されている⁽¹⁻⁴⁶⁾⁻⁽¹⁻⁴⁸⁾が、導波管の製作や各素子の自由度の低さから左手系領域で電磁波の透過は生じているものの阻止帯域が広い実用的な周波数特性を得にくく、また製作の困難さで漏洩波アンテナへの応用には適さないものである。その他の形状として、励振に主導波管の寸法よりも大きな導波管を接続し主導波管よりも大きな寸法の短絡スタブを設けた左手系線路の構成⁽¹⁻⁴⁹⁾や短絡スタブを斜めにする⁽¹⁻⁵⁰⁾やスタブにリッジを設けること⁽¹⁻⁵¹⁾⁻⁽¹⁻⁵⁴⁾で導波管全体の大きさを小さくする工夫がなされてきた。短絡スタブは1/4波長の長さが必要となるためスタブ長を削減する構成法も多く提案されている。二つの主導波管を用い、その間をスタブで接続し、お互い奇モード励振によってスタブで電気壁をつくりスタブ長を短くする構成⁽¹⁻⁵⁵⁾、導波管終端部で反射して同様に電気壁を利用する導波管が提案されている⁽¹⁻⁵⁶⁾。他にも、短絡スタブ内に誘電体を挿入することでスタブ長を短くする構造が提案されているが、導体と誘電体の製作が難しく、より製作が容易で低損失な構造をもつCRLH-TLが求められている。TEモードと同様にTMモードの遮断周波数以下のエバネセント領域において等価的に負の透磁率を示すことを利用してこれに負の誘電率を示す素子を加えることで左手系線路の実現も報告されている⁽¹⁻⁵⁷⁾。例として円形導波管に容量性のインダクタンス素子として壁面から金属棒を挿入する構造が提案されているが、これもまた製作が困難であるため課題が残っている。さらに、等価的に負の誘電率を示す遮断周波数以下のTEモードと負の透磁率を示す遮断周波数以下のTMモードを利用した正方形導波管が提案されている⁽¹⁻⁵⁸⁾。

伝送線路としてだけでなく、漏洩波アンテナとスロットアンテナについて述べる。通常の伝送線路において進行波アンテナは反射波のない進行波を利用して放射するアンテナであり、その一つである漏洩波アンテナは進行波の導波部で連続的または波長に比べ短い間隔で電磁波を外部に漏洩して放射するアンテナである。方形導波管はレーダに利用されて、外導体に穴を空けた漏れ同軸ケーブルは地下鉄などのトンネルの通信用に利用されている。金属導体だけでなく平面回路で構成される線路からも漏洩現象が確認されており⁽¹⁻⁵⁹⁾、媒質中の位相速度が空間のそれよりも大きくなる速波領域で波は空間に放射される。これを利用してビーム走査漏洩波アンテナが提案されている。スロットアンテナは導体面上に空けたスロットを放射素子として用いるアンテナである。導波管壁面にスロットを切った導波管スロットアンテナがあり、衛星放送送受信としてラジアルラインスロットアンテナが考案されている。これらの漏洩現象を利用したアンテナは上記した通り、電磁メタマテリアルの応用により後退波をアンテナに利用することで後方から前方へのビーム走査や基地局アンテナとして

使用するビームチルトが期待されている⁽¹⁻⁶⁰⁾⁽¹⁻⁶¹⁾。ビーム走査を考えた場合、右手系領域と左手系領域との間に阻止帯域がなく連続的に周波数操作ができることが望ましく、また広帯域で損失が少ないアンテナが期待されている。

1.2 研究目的

本論文では、遮断周波数以下の TE・TM モードを利用した右手/左手系複合円筒導波管および方形導波管を提案する。提案する導波管の構成材料は誘電体を用いないことで損失をできる限りなくしている。円筒導波管においては遮断周波数以下の TM モードと導体隔壁により扇型導波管を構成することで TE モードを発生させる⁽¹⁻⁶²⁾⁻⁽¹⁻⁶⁴⁾。また、方形導波管においては TE モードを発生させるために H 型導体隔壁板を装荷する。提案する両導波管は両モードをもつ導波管を交互に接続することで左手系伝送線路を実現する⁽¹⁻⁶⁵⁾⁻⁽¹⁻⁶⁷⁾。また、両モードの遮断周波数を一致させ阻止帯域のないバランス条件を満たす導波管を導体隔壁の寸法を調整することで、あるいは各モードの遮断導波管の区間の長さを調整することで実現できることを明らかにしている⁽¹⁻⁶⁸⁾。さらに、この提案した CRLH 導波管にスリットまたはスロットを設けることで構成された導波管型漏洩波アンテナの放射特性について述べている。最後に、実際に CRLH 導波管を試作し解析結果と実験結果の比較を行うことで、CRLH 方形・円筒導波管の構成法の有用性を明らかにする。なお、放射特性も含めて数値計算は有限要素法に基づく電磁界シミュレーションソフト HFSS15.0(ANSYS 社)を用いて行っている。

このように、CRLH 円筒および方形導波管を新たに開発し、それらの導波管設計法を示すとともに、伝搬特性と放射特性の理論的、実験的検討の研究成果をまとめたものが本論文である。

参考文献

- (1-1) C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*, Wiley-IEEE Press, 2005.
- (1-2) 中野久松, “メタマテリアルアームから成るライン, ループ, 及びスパイラルアンテナからの放射,” 信学論 B, vol. J99-B, no. 8, pp. 564-571, Aug. 2016.
- (1-3) 堀俊和, “メタ・サーフェスの設計技術とアンテナ・伝搬への応用,” 信学論 B, vol. J99-B, no. 9, pp. 646-654, Sep. 2016.
- (1-4) J.B. Pendry, A.J. Holden, W.J. Stewart and I. Youngs, “Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 76, pp. 4773-4776, Jun. 1996.
- (1-5) J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins and W.J. Stewart, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084, Nov. 1999.
- (1-6) D.R. Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser and S. Schultz, “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, pp. 4184-4187, May 2000.
- (1-7) R.A. Shelby, D.R. Smith and S. Schultz, “Experimental verification of a negative index of refraction,” *Science*, vol. 292, no. 5514, pp. 77-79, Apr. 2001.
- (1-8) C. Caloz and T. Itoh, “Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip LH line,” *IEEE Ant. Propagat. Soc. Int. Symp.*, vol. 2, pp.412-415, Jun. 2002.
- (1-9) A.K. Iyer and G.V. Eleftheriades, “Negative refractive index metamaterials supporting 2-D waves,” *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, vol. 2, pp. 1067-1070, Jun. 2002.
- (1-10) S.A. Tretyakov, “Research on negative refraction and backward-wave media: A historical perspective,” *Proc. Latisis Symp.*, pp. 30-35, Mar. 2005.
- (1-11) H. Lamb, “On group-velocity,” *Proc. London Math. Soc.*, vol. s2-1, no. 1, pp. 473-479, 1904.
- (1-12) L.I. Mandelshtam, “Group velocity in a crystal lattice,” *Zhurnal Eksperimentalnoii Teoreticheskoi Fiziki*, vol. 15, no. 9, pp. 476-478, 1945.
- (1-13) W.E. Kock, “Metallic delay lenses,” *Bell Sys. Tech. J.*, vol. 27, no. 1, pp. 58-82, Jan. 1948.
- (1-14) S.A. Schelkunoff and H.T. Friis, *Antennas: Theory and practice*, John Wiley & Sons, 1952.

- (1-15) D.V. Sivukhin, "The energy of electromagnetic waves in dispersive media," *Opt. Spektrosk.*, vol. 3, pp. 308-312, 1957.
- (1-16) W. Rotman, "Plasma simulation by artificial dielectrics and parallel-plate media," *IRE Trans. Ant. Propagat.*, vol. 10, no. 1 pp. 82-95, Jan. 1962.
- (1-17) 新井宏之, "小形アンテナ: 小形化手法とその評価法," 信学論 B, vol. J87-B, no. 9, pp. 1140-1148, Sep. 2004.
- (1-18) 北野正雄, "マクスウェル方程式," メタマテリアル(最新技術と応用), 石原照也, 基礎編, 第1章, シーエムシー出版, 2007.
- (1-19) J.B. Pendry, D. Schurig and D.R. Smith, "Controlling electromagnetic fields," *Science*, vol. 312, no.5781, pp. 1780-1782, Jun. 2006.
- (1-20) D. Schurig, J.J. Mock, B.J. Justice, S.A. Cummer, J.B. Pendry, A.F. Starr and D.R. Smith, "Metamaterial electromagnetic cloak at microwave frequencies," *Science*, vol. 314, no.5801, pp. 977-980, Nov. 2006.
- (1-21) 和田存智, 藤本優生, 出口博之, 辻幹男, "メタサーフェスを用いたクローキングならびにイリュージョンに関する一検討," 信学技報. MW2016-18, vol. 116, no. 51, pp. 41-46, May 2016.
- (1-22) J.D. Joannopoulos, R.D. Meade and J.N. Winn, *Photonic Crystals: Molding the Flow of Light*. Princeton, NJ: Princeton University Press, 1995.
- (1-23) E. Yablanovich and T.J. Gmitter, "Photonic band structure: The face-centered-cubic case," *J. Opt. Soc. Am. A*, vol. 7, no. 9, pp. 1792-1800, Spt. 1990.
- (1-24) E. Yablanovich, "Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 58, no. 20, pp. 2059-2062, May 1987.
- (1-25) K.M. Ho, C.T. Chan and C.M. Soukoulis, "Existence of a photonic gap in periodic dielectric structures," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 65, no. 25, pp. 3152-3155, Dec. 1990.
- (1-26) E. Yablanovich, T.J. Gmitter and K.M. Leung, "Photonic band structure: The face-centered-cubic case employing nonspherical atoms," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 67, no. 17, pp. 2295-2298, Oct. 1991.
- (1-27) E.R. Brown, C.D. Parker and E. Yablonovitch, "Radiation properties of a planar antenna on a photonic-crystal substrate," *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 10, no. 2, pp. 404-407, Feb. 1993.
- (1-28) T.J. Ellis and G.M. Rebeiz, "MM-wave tapered slot antennas on micromashed photonic bandgap dielectrics," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, vol. 2, pp. 1157-1160, Jun. 1996.
- (1-29) V. Radisic, Y. Qian and T. Itoh, "Broadband power amplifier using dielectric photonic bandgap structure," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 8, no. 1, pp. 13-14, Jan. 1998.
- (1-30) V. Radisic, Y. Qian, R. Coccioli and T. Itoh, "Novel 2-D photonic bandgap structure for microstrip lines," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 8, no. 2, pp. 69-71, Feb. 1998.
- (1-31) D. Sievenpiper, L. Zhang, R. Broas, N. Alexopolous and E. Yablonovitch, "High-impedance

- electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, Nov. 1999.
- (1-32) A. Sanada, C. Caloz and T. Itoh, “Novel zeroth-order resonance in composite right/left-handed transmission line resonators,” *Asia-Pacific Microw. Conf.*, vol. 3, pp.1588-1592, Jan. 2003.
- (1-33) A. Sanada, M. Kimura, I. Awai, C. Caloz and T. Itoh, “A planar zeroth-order resonator antenna using a left-handed transmission line,” *Eur. Microw. Conf.*, vol. 3, pp. 1341-1344, Oct. 2004.
- (1-34) S. Pyo, M. J. Lee and Y. S. Kim, “Metamaterial-based microstrip antenna using slot-embedded ground plane for bandwidth improvements,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E93-B, no. 10, pp. 2784-2786, Oct. 2010.
- (1-35) S. Pyo, M. J. Lee, K. J. Lee and Y. S. Kim, “Dual-band magnetic loop antenna with monopolar radiation using slot-loaded composite right/left-handed structures,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E95-B, no. 2, pp. 627-630, Feb. 2012.
- (1-36) J. Baek, Y. Lee and J. Choi, “A wideband zeroth-order resonance antenna for wireless body area network applications,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E96-B, no. 10, pp. 2348-2354, Oct. 2013.
- (1-37) S. Matsuzawa, K. Sato, Y. Inoue and T. Nomura, “W-band steerable composite right/left-handed leaky wave antenna for automotive applications,” *IEICE Trans. E.*, vol. E89-C, no. 9, pp. 1337-1344, Sep. 2006.
- (1-38) 林承彬, 新井宏之, “左手系同軸構造を用いた $\lambda/4$ モノポールアンテナ,” 信学技報, vol. 106, no. 302, AP2006-92, pp. 89-94, Oct. 2006.
- (1-39) H. Iizuka and P.S. Hall, “Left-handed dipole antennas and their implementations,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 55, no. 5, pp. 1246-1253, May 2007.
- (1-40) S. Kamada, N. Michishita and Y. Yamada, “Leaky wave antenna using composite right/left-handed transmission line composed of ladder network for UHF band,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E93-B, no. 10, pp. 2562-2569, Oct. 2010.
- (1-41) 道下尚文, 北原裕久, 山田吉英, “右手/左手系複合伝送線路を用いた小形広帯域携帯端末用アンテナ,” 信学論 B, vol. J95-B, no. 9, pp. 1060-1068, Sep. 2012.
- (1-42) H. Nakano, J. Miyake, M. Oyama and J. Yamauchi, “Metamaterial spiral antenna,” *IEEE Ant. Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 1555-1558, Dec. 2011.
- (1-43) M. P. Mohan and A. Alphones, “Double periodic CRLH transmission line for wideband performance,” *Asia-Pacific Microw. Conf.*, pp. 1-4, Dec. 2016.
- (1-44) D. J. Kim and J. H. Lee, “Beam scanning leaky-wave slot antenna using balanced CRLH waveguide operating above the cutoff frequency,” *IEEE Trans. Ant. Propagat.*, vol. 61, no. 5, pp. 2432-2440, May 2013.
- (1-45) T. Ikeda, K. Sakakibara, T. Matsui, N. Kikuma and H. Hirayama, “Beam-scanning performance of leaky-wave slot-array antenna on variable stub-loaded left-handed waveguide,” *IEEE Trans.*

- Ant. Propagat.*, vol. 56, no. 12, pp. 3611-3618, Dec. 2008.
- (1-46) E. Semouchkina, S. Muduruni, G. Semouchkin and R. Mittra, "Band-pass filtering by below-cut-off waveguides loaded with split-ring resonators: relevance to lefthandedness," *IEEE Int. Microw. Symp.*, pp. 1839-1842, Jun. 2007.
- (1-47) A. M. N. Eldeen and I. A. Eshrah, "CRLH waveguide with air-filled double-ridge corrugations," *IEEE Int. Symp. Ant. Propagat. Int. Union. Radio. Sci.*, pp. 2965-2968, Jul. 2011.
- (1-48) G. F. Bland and A. G. Franco, "Phase-shift characteristics of dielectric loaded waveguide," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 10, no. 6, pp. 492-496, Nov. 1962.
- (1-49) 清水健太, 久保洋, 真田篤志, "導波管型右手/左手系複合線路を用いた零次共振器とその放射特性," *信学論 C*, vol. J93-C, no. 12, pp. 590-596, Dec. 2010.
- (1-50) T. Iwasaki, H. Kamoda, T. Derham and T. Kuki, "A composite right/left-handed rectangular waveguide with tilted corrugations for millimeter-wave frequency scanning antenna," *Eur. Microw. Conf.*, pp. 563-566, Oct. 2008.
- (1-51) 山本綱之, 久保洋, 須藤理佳, "短絡スタブ内に 2 導体線路を取り付けた低背な右手/左手系複合導波管型漏洩波ビームスキャンアンテナ," *信学論 C*, vol. J99-C, no. 9, pp. 456-457, Sep. 2016.
- (1-52) F. Siaka, J. J. Laurin and R. Deban, "New broad angle frequency scanning antenna with narrow bandwidth based on a CRLH structure," *IET Microw. Ant. Propagat.*, vol. 11, no. 11, pp. 1644-1650, Sep. 2017.
- (1-53) Q. Yang, X. Zhao and Y. Zhang, "Leaky-wave radiation analysis for CRLH waveguide with long slot on its broadwall," *Eur. Conf. Ant. Propagat.*, pp. 1-5, Apr. 2016.
- (1-54) A. M. Kord and I. A. Eshrah, "Generalised asymptotic boundary conditions and their application to composite right/left-handed rectangular waveguide with double-ridge corrugations," *IET Microw. Ant. Propagat.*, vol. 8, no. 13, pp. 1014-1020, Oct. 2014.
- (1-55) I. A. Eshrah, A. A. Kishk, A. B. Yakovlev and A. W. Glisson, "Rectangular waveguide with dielectric-filled corrugations supporting backward waves," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 11, pp. 3298-3304, Nov. 2005.
- (1-56) 竹本周平, 岸原充佳, 太田勲, 大久保賢祐, 滝本裕則, "左手系折り返し導波管を用いた方向性結合器," *信学論 C*, vol. J97-C, no. 12, pp. 500-510, Dec. 2014.
- (1-57) Y. Mizutani, M. Kishihara, I. Ohta, K. Okubo and H. Takimoto, "Constitution of left-handed waveguide using cutoff TM mode," *Asia-Pacific Microw. Conf.*, pp. 208-210, Nov. 2014.
- (1-58) 岸原充佳, 太田勲, "遮断 TM モードを利用した左手系導波路の構成法 ~円形 TM01 モードおよび方形 TM11 モードの利用~, " *信学技報. MW2013-65*, vol. 113, no. 141, pp. 109-114, Jul. 2013.
- (1-59) Z. Siddiqui, A. Radwan, M. Sonkki, M. Tuhkala and S. Myllymäki, "Leaky coaxial cable

- antenna based on sinusoidally-modulated reactance surface,” *Prog. In EM. Rsrch. Symp.*, pp. 3887-3890, May. 2017.
- (1-60) A. Sakamoto, K. Cho, N. Michishita, T. Seki and I. Oshima, “Transmission characteristic comparison between right and left handed leaky wave antennas composed of CRLH coplanar strip line,” *Int. Symp. Ant. Propagat.*, pp. 828-829, Oct. 2016.
- (1-61) I. Oshima, T. Seki, N. Michishita and K. Cho, “Omnidirectional composite right/left-handed leaky-wave antenna with downtilted beam,” *IEEE Int. Symp. Ant. Propagat. U. S. N. Comitte. Int. Union Radio Sci. N. Radio. Sci. Mtg.*, pp. 2439-2440, Jul. 2015.
- (1-62) S. Nishimura, H. Deguchi and M. Tsuji, “Radiation characteristics in new CRLH cylindrical waveguides,” *Asia-Pacific Conf. Ant. Propagat.*, pp. 350-352, Jul. 2015.
- (1-63) S. Nishimura, H. Deguchi and M. Tsuji, “Radiation characteristics of leaky-wave antenna using ridge-loaded composite right/left-handed cylindrical waveguides,” *IEEE Int. Ant. Propagat. Symp. Int. Union Radio Sci.*, pp. 85-86, Oct. 2016.
- (1-64) 西村茂幸, 出口博之, 辻幹男, “リッジを部分的装荷した右手左手系複合円筒導波管の一検討,” *信学技報*, vol. 114, no. 376, pp. 159-164, Dec. 2014.
- (1-65) 鵜山和哉, 西村茂幸, 出口博之, 辻幹男, “H型仕切り板を用いた遮断TEモード及び遮断TMモードによる右手/左手系複合方形導波管,” *信学ソ大*, C-2-21, Sep. 2015.
- (1-66) 鵜山和哉, 西村茂幸, 出口博之, 辻幹男, “遮断TMモードと仕切り板装荷遮断TEモードを用いた右手/左手系複合方形導波管の伝送特性,” *信学技報*. MW2015-145, vol. 115, no. 372, pp. 69-74, Dec. 2015.
- (1-67) 鵜山和哉, 西村茂幸, 出口博之, 辻幹男, “遮断TMモード及びH型仕切り板装荷遮断TEモードによるバランス型CRLH方形導波管の伝送特性,” *信学総大*, C-2-31, Mar. 2016.
- (1-68) K. Uyama, S. Nishimura, H. Deguchi, and M. Tsuji, “Transmission characteristics of CRLH rectangular waveguides constructed by the cutoff modes of TM and TE waves,” *Int. Conf. EM. Adv. Applic.*, pp. 728-731, Sep. 2016.

第 2 章

動作原理

本章では，右手/左手系複合伝送線路について説明し，遮断 TM モードと遮断 TE モードを利用した左手系導波路の構成原理について述べる．

2.1 右手/左手系複合伝送線路

通常の右手系の伝送線路の等価回路は Fig. 2.1(a)に示し，分散特性は以下のようになる．

$$\beta = \omega\sqrt{L_R C_R} \quad (2.1)$$

ここで位相速度と群速度はそれぞれ，

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (2.2)$$

$$v_g = \frac{\partial\omega}{\partial\beta} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (2.3)$$

と表され，符号および大きさは等しい．群速度 v_g の符号はエネルギーの伝搬方向であるポインティングベクトル \mathbf{S} の方向を表し，位相速度 v_p の符号は波の伝搬方向である波数ベクトルで表す．Fig. 2.1(b)に示すような両者は比例関係となり，Fig. 2.1(c)に示すようにポインティングベクトル \mathbf{S} と波数ベクトル \mathbf{k} は同方向を向く．

一方，理想的左手系線路の等価回路は Fig. 2.2(a)のように直列キャパシタンス C_L ，並列インダクタンス L_L で構成される．分散関係は以下のようになる．

$$\beta = \frac{1}{\omega\sqrt{L_L C_L}} \quad (2.4)$$

ここで同様に位相速度と群速度はそれぞれ,

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \omega^2 \sqrt{L_L C_L} \quad (2.5)$$

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial \beta} = -\omega^2 \sqrt{L_L C_L} \quad (2.6)$$

と表され, Fig. 2.2(b)に示すように両者の符号は異なることでポインティングベクトル \mathbf{S} と波数ベクトル \mathbf{k} がお互いに逆行する波の伝搬を意味する. つまり Fig. 2.2(c)に示すように, この線路を伝搬する波はエネルギーの伝搬方向と波の向きが異なる後退波であることがわかる. これは通常の伝送線路では位相が遅れながら電磁波が伝送されるのに対し, 位相が進みながら電磁波が伝送されることになる. 後者のような左手系伝送線路においては等価的に誘電率, 透磁率がともに負の値をとり, 従来の伝送線路に人工的に直列キャパシタンス, 並列インダクタンスを付加することで構成することができるが, 基となる右手系の伝送線路を表す直列インダクタンス, 並列キャパシタンスが存在するので完全な左手系伝送線路は作ることはできず, 右手系, 左手系の両方の特性を併せもつ右手/左手系複合伝送線路(CRLH-TL : Composite Right/Left Handed Transmission Lines)となる. Fig. 2.3(a)に示すように CRLH-TL の等価回路は右手系伝送線路を表す要素の直列インダクタンスを L_R , 並列キャパシタンス C_R と人工的に付加する直列キャパシタンス C_L と並列インダクタンス L_L で表され, 分散関係は次式で与えられる.

$$\beta l = \cos^{-1} \left[1 - \frac{1}{2} \left\{ \omega^2 L_R C_R + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L} \right) \right\} \right] \quad (2.7)$$

ここで l は線路の長さである. Fig. 2.3(b)に得られる分散特性の一例を示す. これを見ると CRLH-TL は低域に後退波が伝搬する左手系(LH)モード, および高域に前進波が伝搬する右手系(RH)モードの二つの通過帯域をもつことがわかる.

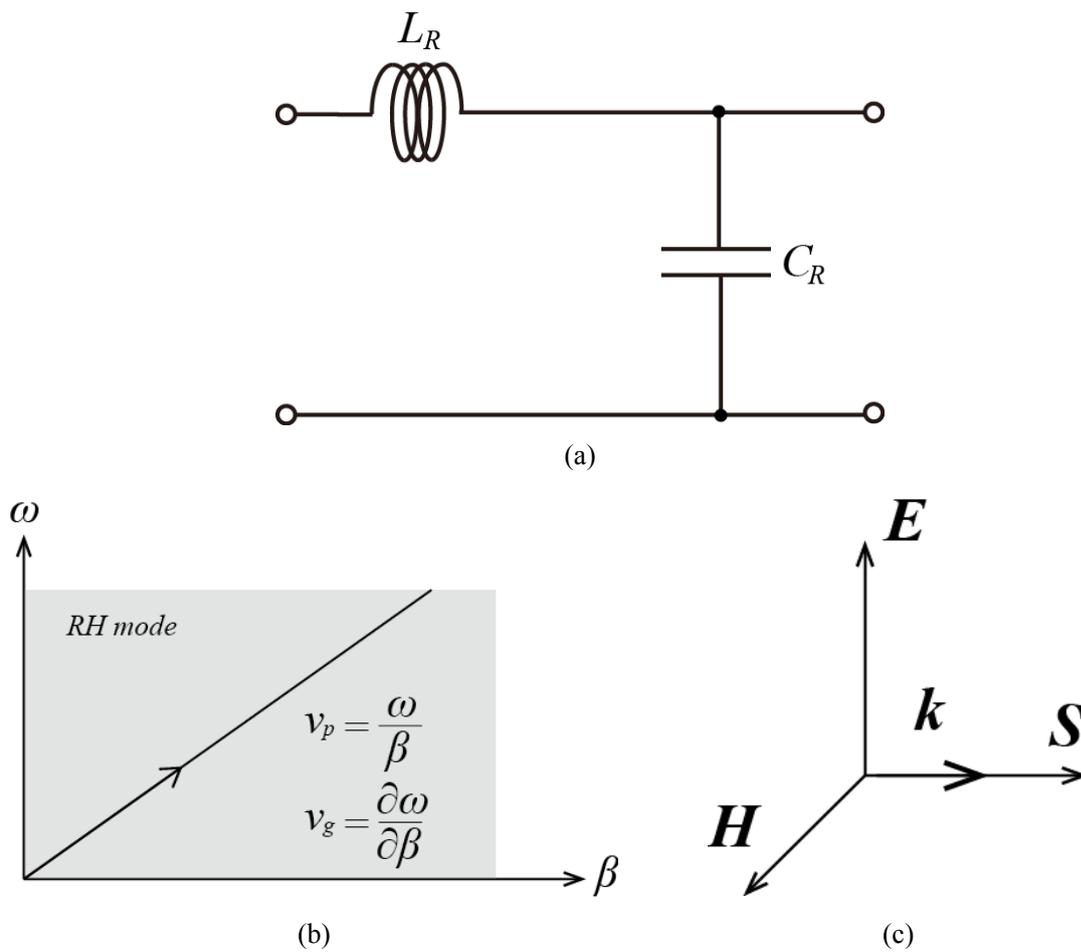


Fig. 2.1. Right handed transmission line (RH-TL). (a) Equivalent circuit, (b) dispersion diagram and (c) relation between the wave vector and the Poynting vector.

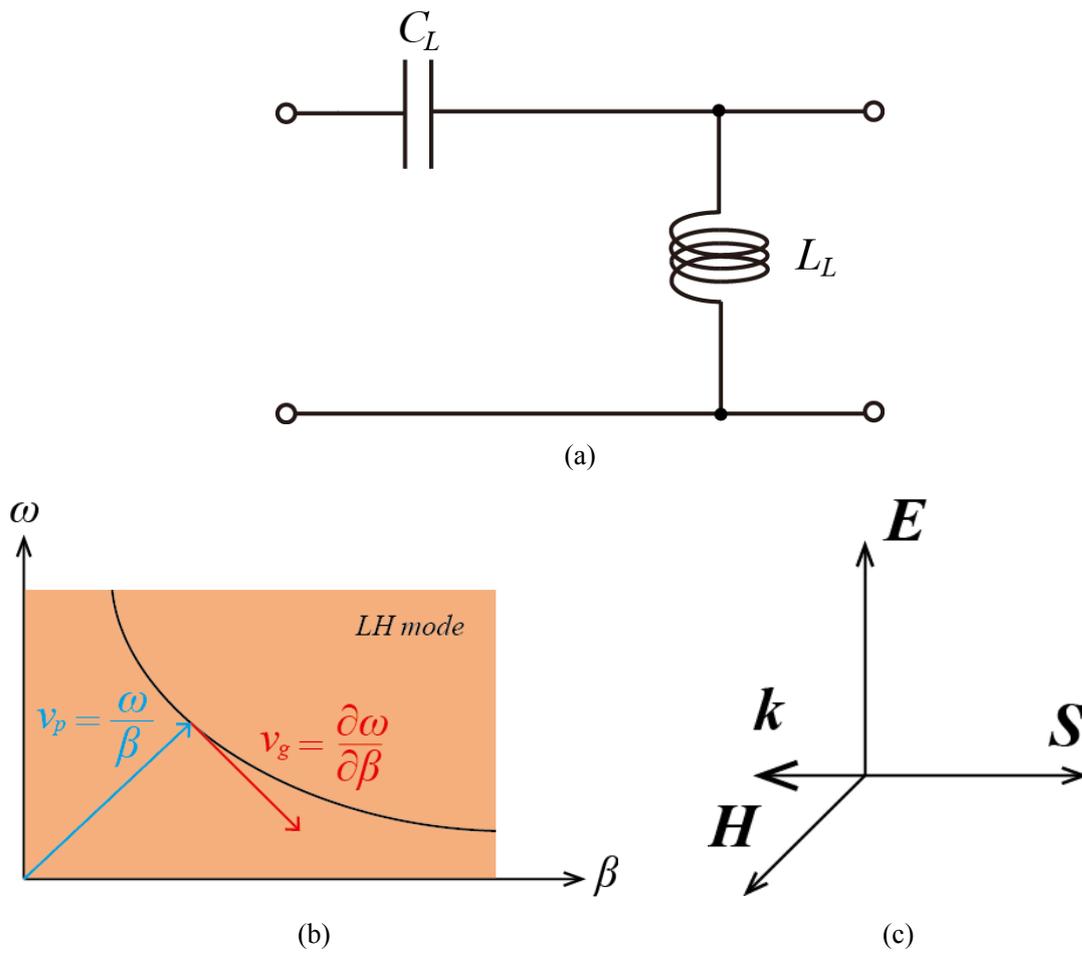


Fig. 2.2. Left handed transmission line (LH-TL). (a) Equivalent circuit, (b) dispersion diagram and (c) relation between the wave vector and the Poynting vector.

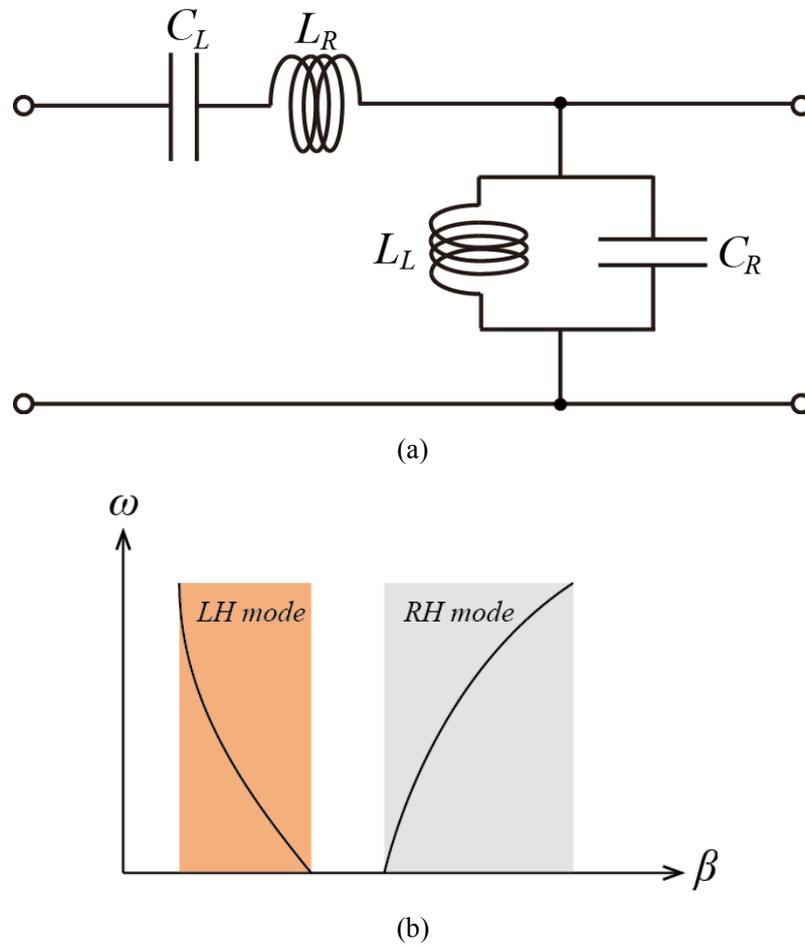


Fig. 2.3. Composite right/left handed transmission line (CRLH-TL).
 (a) Equivalent circuit and (b) dispersion diagram.

2.2 遮断周波数以下の導波管波動インピーダンス

右手系伝送線路は、等価回路において直列インダクタンス L_R および並列キャパシタンス C_R が装荷されている状態である。そこに直列キャパシタンス C_L と並列インダクタンス L_L を装荷することにより左手系媒質成分が付加され、CRLH-TL が構成される。ここで遮断周波数以下のエバネセント領域において TE モードの波動インピーダンス Z_h は次式のように表される。

$$Z_h = \frac{j\omega\mu_0}{\gamma} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \left\{ 1 - \left(\frac{\omega_c}{\omega} \right)^2 \right\}}} \quad (2.8)$$

このとき、遮断周波数以下($\omega < \omega_c$)であるとすれば、平方根内の分母において実効比誘電率が負になることから式(2.8)は

$$Z_h = \frac{j\omega\mu_0}{\gamma} = \frac{j\sqrt{\mu_0}}{\sqrt{\epsilon_0\left\{\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2 - 1\right\}}} \quad (2.9)$$

となり、負の実効比誘電率をもつとみなすことができる(付録 A). 遮断周波数以下の TE モードで等価回路的に並列インダクタンス L_L が装荷された伝送線路となる.

また同様に、TM モードの導波管の波動インピーダンス Z_e は

$$Z_e = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon_0} = \sqrt{\frac{\mu_0\left\{1 - \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2\right\}}{\epsilon_0}} \quad (2.10)$$

と表すことができる(付録 A). 遮断周波数以下($\omega < \omega_c$)の場合、平方根内の分子において実効比透磁率が負となることから

$$Z_e = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon_0} = \frac{-j\sqrt{\mu_0\left\{\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2 - 1\right\}}}{\sqrt{\epsilon_0}} \quad (2.11)$$

となり、負の実効比透磁率をもつとみなすことができる. 遮断周波数以下の TM モードでは等価回路的に直列キャパシタンス C_L が装荷された伝送線路となる.

ここで γ は中空導波管の伝搬定数であり、

$$\gamma = j\omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0\left\{1 - \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2\right\}} \quad (2.12)$$

で与えられる⁽²⁻¹⁾.

これより Fig. 2.3(a)に示す等価回路の C_L を遮断 TM モードがその役割を担い、また L_L を遮断 TE モード導波管が担うことで両モードが同時に遮断周波数以下であるときに左手系伝送線路が構成できることになる.

2.3 導波管型左手系伝送線路の等価回路表現

前節において、導波管の TE モードが遮断周波数以下で等価的に負の実効比誘電率、導波管の TM モードが遮断周波数以下で等価的に負の実効比透磁率を示すことを説明した。Fig. 2.4 は TE モード導波管を示す等価回路と TM モード導波管を示す等価回路を交互に接続した状態を表している。まず、等価回路の TE モード導波管側は、右手系伝送線路に相当する直列インダクタンス $L_{R,TE}$ と並列キャパシタンス $C_{R,TE}$ に加え、並列インダクタンス $L_{L,TE}$ が装荷された状態で表現される。TE モード遮断周波数は $C_{R,TE}$ と $L_{L,TE}$ によって共振周波数が決定されるが、遮断周波数以下の領域においては $C_{R,TE}$ より $L_{L,TE}$ 成分が支配的になることにより非伝搬になると考えられる。

一方、Fig. 2.4 の等価回路の TM モード導波管側は、右手系伝送線路に相当する直列インダクタンス $L_{R,TM}$ と並列キャパシタンス $C_{R,TM}$ に加え、直列キャパシタンス $C_{L,TM}$ が装荷された状態で表現され、TE モード遮断周波数と TM モード遮断周波数は $L_{R,TM}$ と $C_{L,TM}$ によって共振周波数が決定されるが、遮断周波数以下の領域において $L_{R,TM}$ より $C_{L,TM}$ 成分が支配的となり非伝搬になると考えられる。

以上より、遮断 TE モードでは直列キャパシタンス、また、遮断 TM モードでは並列インダクタンスをそれぞれ別途印加すれば、左手系伝送線路が構成されると期待できる。そこで本論文では、これらの TE・TM モード導波管で相互に直列キャパシタンス、並列インダクタンスを補完し合うことで両モードでの遮断周波数以下の領域が重なる周波数帯域において左手系伝送線路が構成され、また、両モードでの遮断周波数以上の領域で重なる周波数帯域において右手系伝送線路が構成され、Fig. 2.3(a)に示すような CRLH-TL が構成することができる。

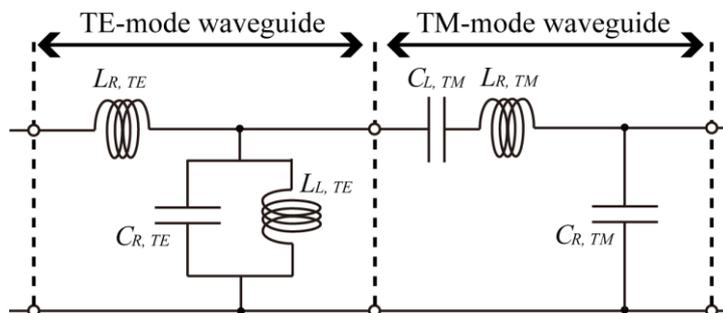


Fig. 2.4. Equivalent circuit in which the TE and the TM waveguides are connected with each other.

2.4 分散特性の導出

左手系伝送線路として動作していることをより明確にするために、位相定数を周波数の関数として表して2.1節で述べた分散特性を計算する. CRLH-TLはFig. 2.5(a)に示すように4ポート回路を無限に縦続接続したモデルで表現することができる. このとき、Fig. 2.5(b)に示すような単位セルの各端子における電圧、電流の関係を F パラメータで表すと次式のようなになる.

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

また、無限周期境界条件を考えた場合、各端子における電圧波および電流波はFloquetの定理より、

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = e^{\gamma l} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

となる. 式(2.13), 式(2.14)より、

$$\begin{bmatrix} A - e^{\gamma l} & B \\ C & D - e^{\gamma l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = 0 \quad (2.15)$$

となり、分散特性は以下の式で求められる.

$$\beta(\omega)l = \cos^{-1} \left\{ \frac{1}{2} (A + D) \right\} \quad (2.16)$$

ここで、単位セルあたりの $ABCD$ 行列の求め方が問題となる. 所望の単位セルには誤差回路として入出力線路が含まれているため、TRL(Thru-Reflect-Line)校正法により誤差回路の影響を取り除く必要がある(付録 B).

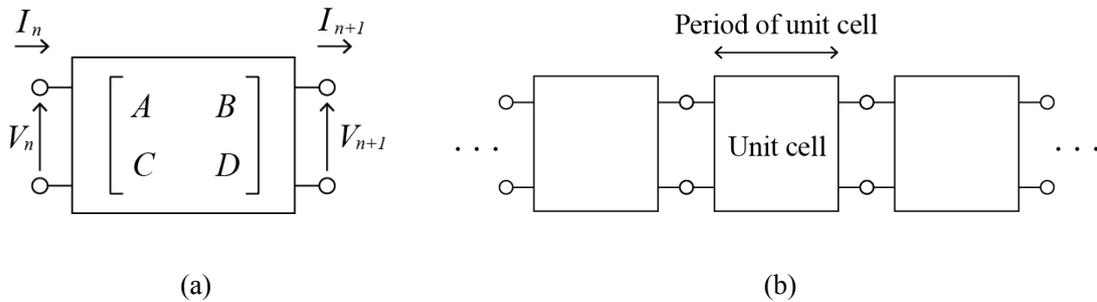


Fig. 2.5. Model of (a) unit cell and (b) periodic structure.

2.5 相互結合を考慮した分散特性の導出方法

TRL 校正法(付録 B)の適用により誤差回路を取り除いた単位セルの分散特性が導出される。しかしながら、本論文の場合において導出された分散特性は実際の通過帯域と比べると正確な位相定数が得られないことがわかっている。その理由として周期構造間での接続において単一モード線路の接続のみで扱われているため、高次モードの影響が含まれず正確な位相定数が導出できない。その解決方法として、より精度の高い値を導出するために、散乱パラメータから解析された分散特性を得る場合、Fig. 2.6 に示すように単位セル間の相互結合を考慮した行列項 T パラメータ T_{mc} を新たに導入する⁽²⁻²⁾。単一モード線路の接続で考慮されないセル間の接続を T_{mc} として1セルに加えることで高次モード接続したときと同等の位相定数を導出することができる。前節の付録Bに示すTRL校正法で補正計算を行うことで単位セルのみの T パラメータ T_{1cell} を算出した後、 T_{mc} 項を導出するために単位セルの場合と同様にTRL校正法を用いて2セルの縦続接続された T パラメータ T_{2cells} を求める。 T_{2cells} は次式で表される。

$$[T_{2cells}] = [T_{1cell}][T_{mc}][T_{1cell}] \quad (2.17)$$

これより T_{mc} が求められ、無限周期境界条件における単位セル間の相互結合を考慮した分散特性がより正確な値をとる分散特性が算出される。この相互結合を考慮した分散特性は本論文の形状のみならず、入出力線路と単位セルとの境界が異なり場合、あるいは入出力線路と単位セルのインピーダンスが大きく異なる伝送線路で有効である。

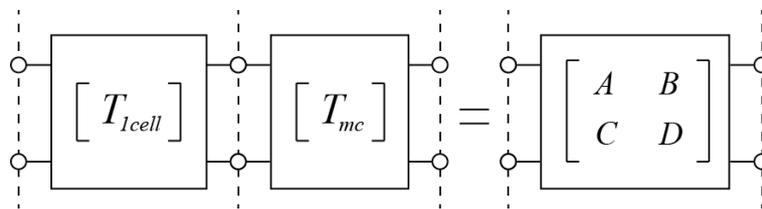


Fig. 2.6. Model of unit cell in consideration of T_{mc} .

参考文献

- (2-1) S. Ramo, J. R. Whinnery, and T. V. Duzer, *Fields and waves in communication electronics*, 3rd ed.: John Wiley & Sons, 1994.
- (2-2) Y. Mukainoge, H. Deguchi and M. Tsuji, "An optimized design method of composite right/left handed transmission lines considering higher-order mode interaction by genetic algorithm," *IEEE Int. Workshop EM.*, pp. 78-79, Aug. 2014.

第3章

複合円筒導波管の伝搬特性

遮断周波数以下の TE・TM モードを用いた右手/左手系複合円筒導波管を提案し、その伝送特性について述べている。導波管の研究はかなり昔から続いてきたが、メタマテリアルへの応用が期待されている。周期構造での単位セルの形状の工夫によって様々な導波管の実現が試みられてきたが、特性の面での問題点や製作する上での課題も多かった。そこで、従来の形状よりも製作が容易な円筒導波管を開発している。まず、遮断周波数以下で TE・TM モードを発生させるために各モードでの円形導波管横断面の電磁界分布を考え、TE モード導波管に扇型導波管を配置するように導体隔壁を設けている。さらに同軸線路の TEM モードを用いることで高次のモードでの励振を可能にしている。そして、TE モード導波管にリッジを導入することにより阻止帯域をなくしたバランス条件を満たす導波管が実現できることを示すと同時に、TE および TM モード導波管の各区間長と分散特性の関係についても言及する。また、設計した円筒導波管を試作し、実験においても設計した円筒導波管が右手/左手系複合伝送線路として動作することを確認し、提案構成法の有用性を検証している。

3.1 緒論

本節では、遮断周波数以下の TE・TM モードを利用するために、電磁界分布による各モードの検討を行う。従来形状では円筒導波管に等価的に負の誘電率を示す金属棒を挿入することで実現し⁽³⁻¹⁾⁽³⁻²⁾、また、遮断周波数以下で TE・TM モードを上下に分けた方形 TE₁₀ モードと正方形導波管の TM₁₁ モードの励振により CRLH 導波管を実現している構成法が報告されている⁽³⁻³⁾。しかし二段構造の方形 TE₁₀ モードを励振する導波管の製作が容易でないことなどの問題点も多々ある。堅牢で損失の少なく大電力送電にも耐え得る金属導波管の CRLH-TL としての可能性は大いに期待でき、周波数特性の向上や製作も考慮した新しい形状が求められている。

そこで本章では、右手/左手系複合円筒導波管の遮断モードを用いた新たな構成法を提案する。円筒導波管は遮断周波数以下において TM モードは実効的に負の透磁率を示し、また、遮断周波数以下において TE モードは実効的に負の誘電率を示すことから両者を組み合わせることにより、左手系円筒導波管を実現する^{(3.4)-(3.7)}。TM モードとしては遮断 TM_{01} モードを、TE モードとしては円筒導波管内に導体隔壁を設け扇型導波管の基本 TE モードを利用する。また、この CRLH-TL は右手/左手系周波数帯域間にバンドギャップのない伝送線路を設計するために両モードの遮断周波数を一致させる必要がある。そこで、扇型導波管の形状は円筒導波管横断面の中心から方形導体リッジを設けることで TE モードの遮断周波数を低くしている。これらの導波管形状を適切に調節することにより、右手/左手系複合伝送線路の分散特性を得ることに成功している。そして、数値的検討として有限要素法に基づく電磁界シミュレーションソフト HFSS15.0(ANSYS 社)による分散特性と散乱パラメータの周波数特性の数値解析を行っている。また、実際に伝送特性を解析結果と実験結果との比較により、右手/左手系複合円筒導波管の構成法の有用性を明らかにしていく。

3.2 遮断 TE・TM モードによる左手系円筒導波管の構成

3.2.1 遮断周波数以下での TE・TM モードの分布

本節では、円形導波管 TM モードと扇型断面導波管 TE モードの電磁界分布について述べる。通常、円形導波管を励振させると最低次モードである TE_{11} モードが励振されてしまう。そこで、中空円筒導波管において主モードとして TM_{01} モードを発生させるために、ここでは TM_{01} モードと Fig. 3.1(a)に示すような電磁界分布が近い同軸線路(絶縁体部中空)の基本 TEM モードによる励振を用いることにする。これにより Fig. 3.1(b)に示すような最低次モードである TE_{11} モードが抑制され、Fig. 3.1(c)に示すような TM_{01} モードを主モードとして励振することができる。円形導波管の半径を $r = 10.12[\text{mm}]$ とした時のそれぞれのモードの電磁界分布を Fig. 3.1 に、またそれぞれの規格化位相定数を表す分散特性を Fig. 3.2 に示した。左手系伝送線路を実現するためには遮断 TM_{01} モード区間と隣接する遮断 TE モード区間の電磁界分布を極力近い形状になるようにし、区間境界面で反射を小さくする必要がある。そのため遮断 TE モードの導波管には中空円形導波管を適用することができず、ここでは、円形導波管内に仕切りとして導体隔壁を設けることで扇型断面導波管の基本 TE モードを用いている。Fig. 3.1(c)(d)

より， TM_{01} モードおよび導体隔壁を設けた TE_{11} モードの電磁界分布はともに電界が円中心から外へ，磁界が円の軌跡を描くように分布していることがわかる。

次に，扇形断面導波管を導体隔壁の厚み $d = 2.0[\text{mm}]$ で分割した場合の分割数 N に対する規格化位相定数を Fig. 3.3 に示す。図より，分割数 N が増加するとともに基本 TE モードの遮断周波数が高くなっていることがわかる。以降は TM_{01} モードと遮断周波数の近い $N = 4$ の扇型断面導波管を用いる。

中空円筒導波管の TM_{01} モードの遮断周波数は導波管半径により決められるので調整ができない。一方，Fig. 3.3 の分散特性が示すように 4 分割した扇型断面導波管の TE モードの遮断周波数は TM_{01} モードの遮断周波数より高周波側にあり，この導波管をアンテナに応用した際にビーム走査で阻止帯域であるバンドギャップがないことが好ましいので，TE モードの遮断周波数を低くする必要がある。そこで，Fig. 3.4(a) に示すような方形導波管の基本 TE_{10} モードの遮断周波数を低くする際に用いる方形シングルリッジを扇型導波管内に導入する。リッジ導波管の特徴としてリッジを高くすることで遮断周波数を低くする効果がある⁽³⁻⁸⁾。この形状を扇型断面導波管に導入したものが Fig. 3.4(b) であり，円周方向に周期配置したものが Fig. 3.4(c) である。このリッジ装荷扇型断面導波管の遮断 TE モードと円形導波管の遮断 TM_{01} モードにより CRLH 円筒導波管を構成する。

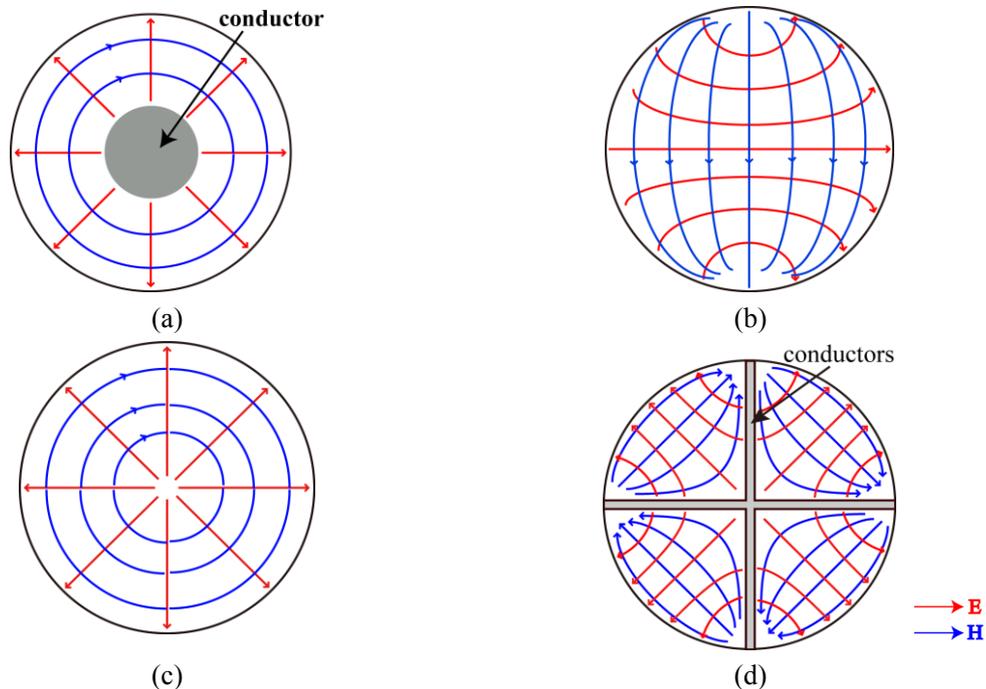


Fig. 3.1. Field distribution of the modes related to the proposed waveguide.

(a) TEM mode, (b) TE_{11} mode, (c) TM_{01} mode and (d) dominant TE mode with the conductor wall.

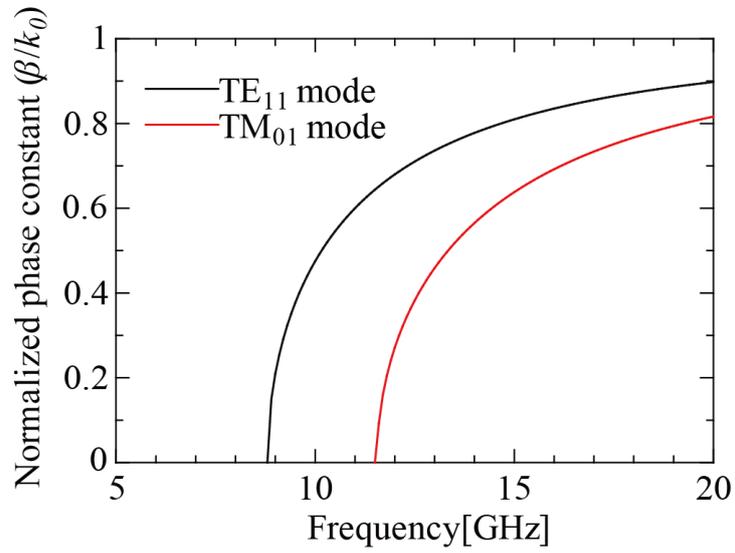


Fig. 3.2. Dispersion characteristics β/k_0 .

(β is the phase constant and k_0 is the wavenumber in the free space.)

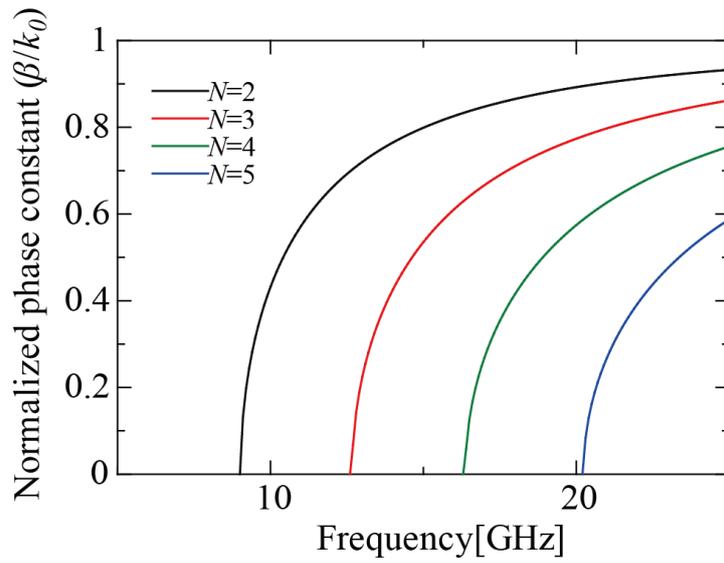


Fig. 3.3. Dispersion characteristics β/k_0 of the dominant TE modes on the N -divided sector waveguide with $r = 10.12$ [mm].

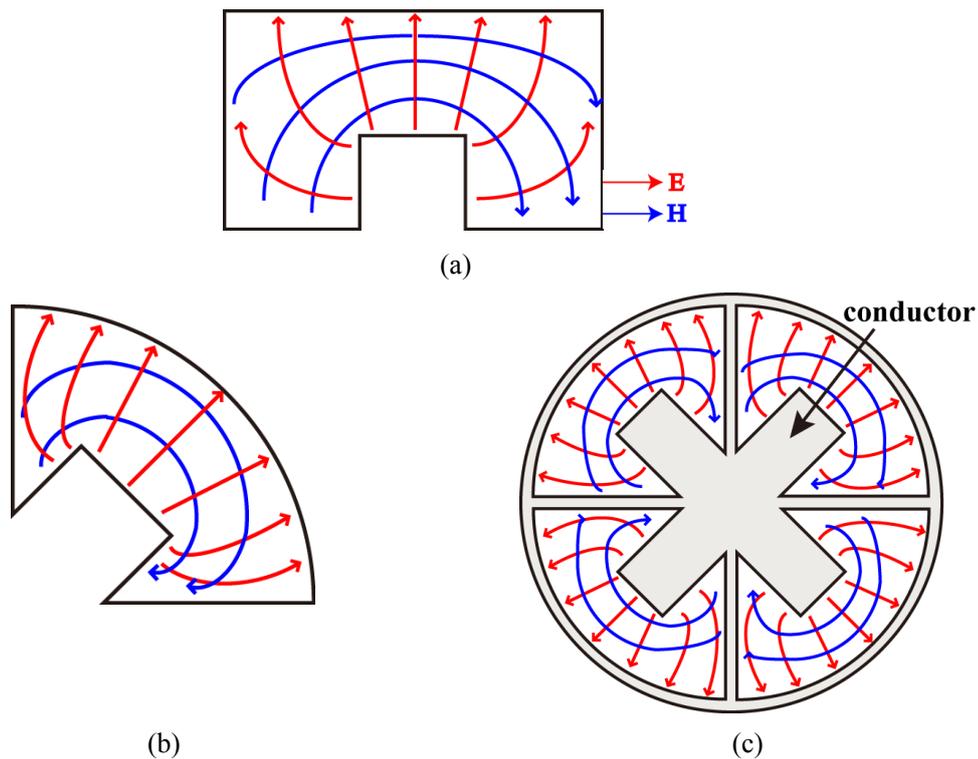
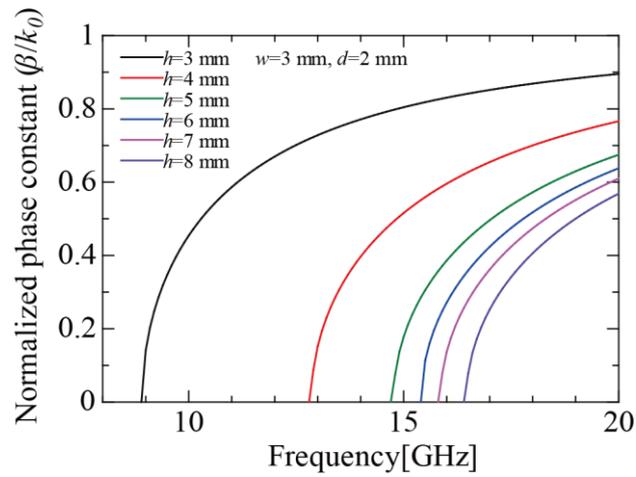


Fig. 3.4. Field distribution of ridge-loaded waveguides.

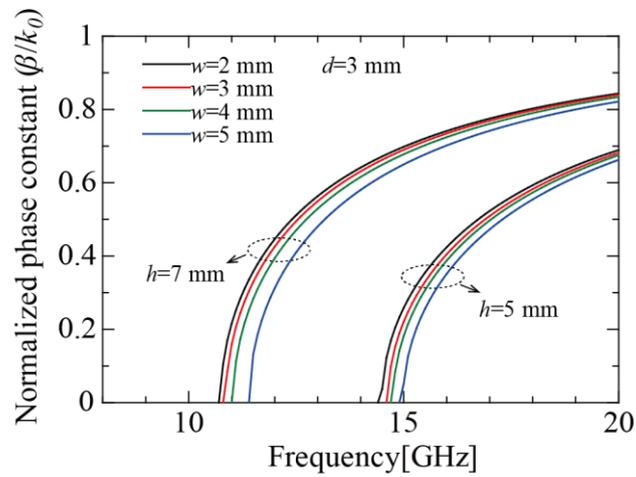
(a) TE_{10} mode (rectangular waveguide), (b) dominant TE mode (sector waveguide divided into 4 parts) and (c) dominant TE mode (4-division).

3.2.2 各パラメータによる周波数特性

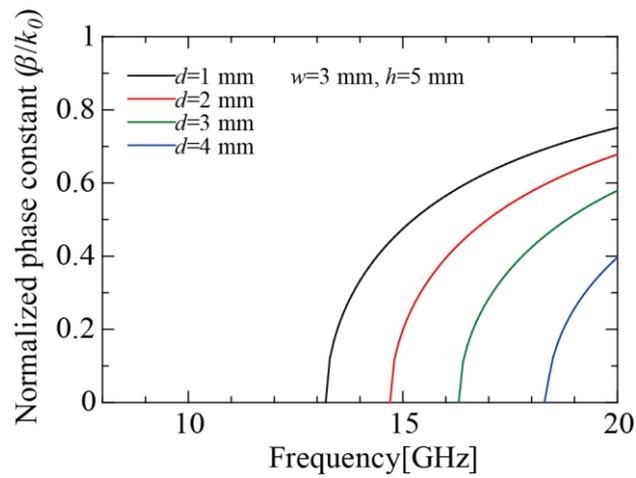
前節で、導波管やその形状の変化によるモードの遮断周波数の違いを Fig. 3.2 と Fig. 3.3 で示した。次に、TE モード導波管に関する各パラメータによる遮断周波数の変化について考える。まず Fig. 3.5(a)に示すように、リッジの高さ h を 3.0mm から 8.0mm まで増加させると遮断周波数が高くなっていくことがわかる。次に Fig. 3.5(b)に示すように、リッジの幅 w をそれぞれ $h = 5.0[\text{mm}]$, $7.0[\text{mm}]$ の場合に変化させると少しは遮断周波数に変化があるものの大きな影響を与えないことがわかる。最後に Fig. 3.5(c)に示すように、導体隔壁の厚み d が増加すると遮断周波数が高くなっていくことがわかる。これは扇型導波管の寸法が小さくなることにより遮断周波数が高くなっていくことで説明される。以上より TE モード導波管における遮断周波数の調整は各パラメータの内リッジの高さ h で調整するのが最も効果的といえる。



(a)



(b)



(c)

Fig. 3.5. Dispersion diagrams of the dominant TE mode for various
 (a) ridge height h , (b) ridge width w and (c) wall thickness d .

3.3 CRLH 円筒導波管の設計

3.3.1 CRLH-TL の単位セルの構造

提案する CRLH-TL の単位セルを Fig. 3.6 に示す. TE モード導波管と TM モード導波管の長さはそれぞれ l_1 , l_2 であり, 単位セル構造にするために TM モード導波管を半分に分割し l_1 と l_2 の両者を合わせた長さ l が単位セル長である. 両区間での円筒導波管の半径はそれぞれ等しく $r = 10.12[\text{mm}]$ としている. その他の構造のパラメータとして導体隔壁の厚みは $d = 2.0[\text{mm}]$ に固定している. また, TE モード区間におけるリッジによる遮断周波数の調整については幅 w より高さ h の方が大きく影響を与えること及び製作することを考慮して, 幅は $w = 2.0[\text{mm}]$ に固定している. それゆえ, リッジの高さ h を変化, 調整することで TE モード導波管の遮断周波数の制御を行う. 次節での分散特性は 2.5 節で述べた相互結合を考慮した分散特性を Bloch-Floquet の定理から求め, また, 伝送特性は TE モード導波管と TM モード導波管を交互に 12 セル周期配列する場合の反射, 透過電力で評価することにする. その際, 入力線路としては導波管と同じ外径を持ち特性インピーダンスが 50Ω の中空同軸線路 (絶縁体部中空) で中心導体の半径を 4.4mm と仮定している.

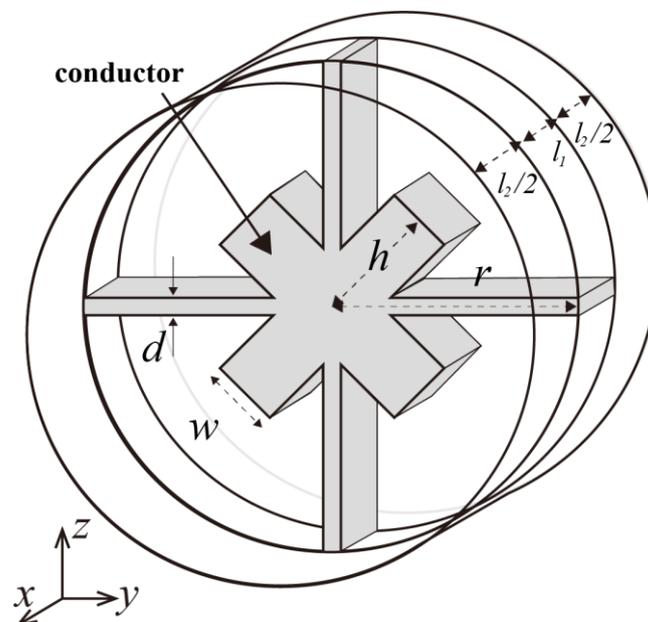


Fig. 3.6. Structure of the proposed CRLH cylindrical waveguide unit cell.

3.3.2 単位セルを構成する各パラメータによる周波数特性

本節では、単位セルを構成する各パラメータを変化させた時の効果について述べる。TE モード導波管と TM モード導波管をそれぞれ $l_1 = 1.0[\text{mm}]$ と $l_2 = 10.0[\text{mm}]$ とした場合、リッジの高さ h を変化させた時の分散特性を Fig. 3.7 に示す。図より低周波側において左手系領域が見られ、高周波側で右手系領域が見られる。また、その両通過域間で阻止帯域であるバンドギャップが確認できる。次に、リッジの高さを変化させることで TE モード導波管の遮断周波数を変化させることにより、右手系始端周波数と左手系終端周波数が移行していることが図より確認できる。さらに $h = 4.7[\text{mm}]$ の場合、11.2GHz においてバンドギャップがないバランス条件を満たしていることが確認できる。さらに、この $h = 4.7[\text{mm}]$ のときの S パラメータ解析と固有値解析による分散特性を Fig. 3.8 に示す。両方の解析において位相定数の値は一致していることがわかる。そのバランス条件を満たした構造の単位セルを 12 セル周期配列した時の伝送特性を Fig. 3.9 に示す。その条件において通過帯域の左手系領域は 8.67GHz から始まり右手系領域へ低挿入損を保ちながら滑らかに続いていることが図からわかる。これより、リッジの高さを変化することで TE モード導波管の遮断周波数を変化させることができ、バランス条件を満たす形状を見出すことができる。ここで提案した円筒導波管が右手/左手系複合伝送線路として動作していることを確認するために、右手系領域で前進波、左手系領域で後退波が発生していることを位相推移より確認する。Fig. 3.10(a)-(f)に示すような Fig. 3.9 で用いた形状で導波管内部での 10.5GHz のときの電界の位相推移を表しており、位相差が 30deg ずつ移り変わっている様子が見て取れる。下部の入力から上部の出力へと励振していて、入出力線路は下から上へ電界が推移していることがわかるが、提案したセル部分では入出力線路とは逆方向の上から下へと電界が推移している。これは 10.5GHz が左手系領域において 12セル周期配列している円筒導波管が左手系伝送線路として後退波が発生していることが図より確認できる。また、右手系領域である 12.0GHz においても同様の電界の位相推移を Fig. 3.11(a)-(f)で確認ができる。この場合では右手系領域の周波数であるため 12セル周期配列した円筒導波管は順方向へ前進波が発生していることがわかる。

次に、TE モード導波管と TM モード導波管の長さの効果をリッジの高さ $h = 3.5[\text{mm}]$ に設定した時の分散特性を示す。まず、TE モード導波管の長さ l_1 の効果を TM モード導波管の長さ $l_2 = 10.0[\text{mm}]$ に固定した時の分散特性を Fig. 3.12 に示す。 l_1 の長さが増加するとともに $l_1 = 1.0[\text{mm}]$ の時は左手系終端周波数が TM_{01} モードの遮断周波数である 11.2GHz に留まっていたものが低周波側へと移

行し、さらに右手系始端周波数の高周波側へ移行することでバンドギャップは広がり、左手系終端は集束していき左手系領域は狭くなる。一方、 $l_1 = 1.0[\text{mm}]$ に固定した条件で l_2 の長さを変化した時の分散特性を Fig. 3.13 に示す。Fig. 3.11 と同様に、 l_2 が増加するとともにバンドギャップの幅は狭くなっていき、左手系終端は低周波数側へ移行していくとともに左手系領域は狭くなり、また、右手系始端部分が集束し右手系領域が狭くなる。これらの導波管の長さにより、バランス型条件の周波数や右手/左手系領域の幅を変えられることが分散特性から明らかになった。

等価回路による物理的説明について述べる。従来の CRLH-TL において単位セル長は単一の成分であるのに対して提案形状は TE モード導波管と TM モード導波管の長さの二種類のパラメータが単位セル長に含まれる。これにより長さを考慮した等価回路を Fig. 3.14 に示す。付録 A より、単一の単位セル長を持つ CRLH-TL では遮断周波数 f_1, f_2, f_3, f_4 には単位セル長の影響は受けないが、図より軸長を考慮した各素子のパラメータはそれぞれ、

$$L_{R,TE} = L'_{R,TE} * l_1 \quad (3.1)$$

$$C_{R,TE} = C'_{R,TE} * l_1 \quad (3.2)$$

$$L_{L,TE} = \frac{L'_{L,TE}}{l_1} \quad (3.3)$$

$$L_{R,TM} = L'_{R,TM} * l_2 \quad (3.4)$$

$$C_{R,TM} = C'_{R,TM} * l_2 \quad (3.5)$$

$$C_{L,TM} = \frac{C'_{L,TM}}{l_2} \quad (3.6)$$

とおくことができる。さらに、これらの各素子を遮断周波数 f_2, f_3 に代入した値が以下の式となる。

$$f_{2,3} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi \sqrt{L'_{R,TE} * C'_{L,TE} + \frac{l_2}{l_1} L'_{R,TM} * C'_{L,TM}}} \\ \frac{1}{2\pi \sqrt{L'_{R,TM} * C'_{R,TM} + \frac{l_1}{l_2} L'_{L,TM} * C'_{R,TE}}} \end{cases} \quad (3.7)$$

この式(3.7)より、両導波管の軸長の長さは遮断周波数に関与することがわかる。遮断周波数の分母内にあるそれぞれの軸長のどちらが支配的になるかを表している。Fig. 3.13 より、リッジは TE モード導波管で作用する要素であり並列キャパシタンス C_{Ridge} と表すことによりリッジの高さ h による遮断周波数を調整が可

能であることが明らかになった．これにより等価回路による各パラメータの効果を検討することができた．

次に、バランス条件を満たすように TE モード導波管と TM モード導波管の長さの関係について述べる．Fig. 3.15 に示すように、バランス条件を満たす l_1 と l_2 の関係は一定の比で変化していることがわかる．それぞれの比は $h = 3.0[\text{mm}]$ で $l_1 : l_2 = 1 : 8$, $h = 5.0[\text{mm}]$ で $l_1 : l_2 = 3 : 4$, $h = 7.0[\text{mm}]$ で $l_1 : l_2 = 1 : 2$ となっている．これにより導波管軸長が変化してもリッジの高さで遮断周波数を操作しバランス条件を満たすことができることを確認した．

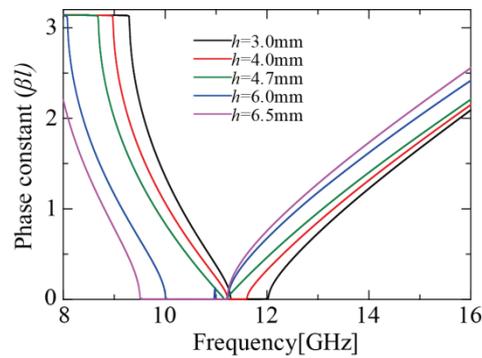


Fig. 3.7. Dispersion diagrams for various heights of the ridge h .

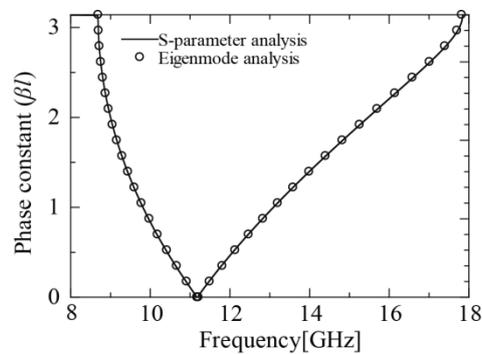


Fig. 3.8. Dispersion diagrams using eigenmode analysis.

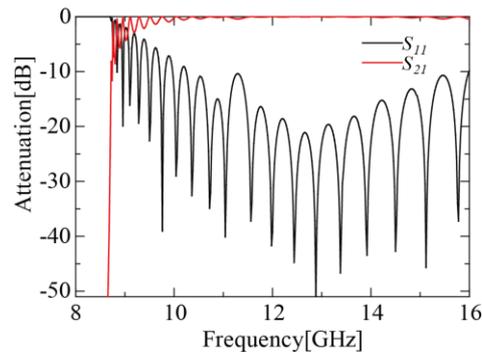


Fig. 3.9. Transmission characteristics for 12 unit cells for $h = 4.7[\text{mm}]$

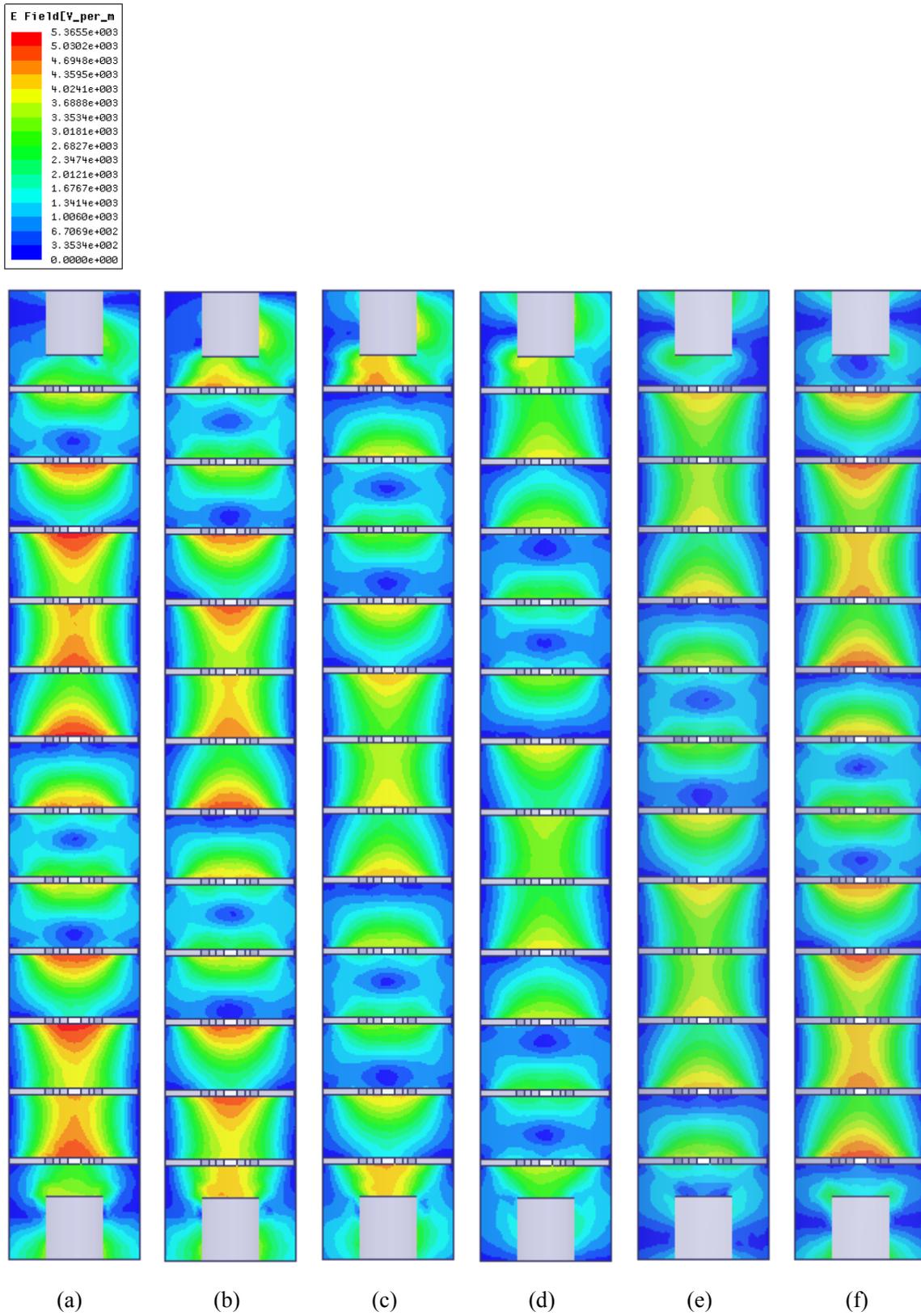


Fig. 3.10. Electric field distributions of the waveguide at 10.5GHz for phase with 30deg.

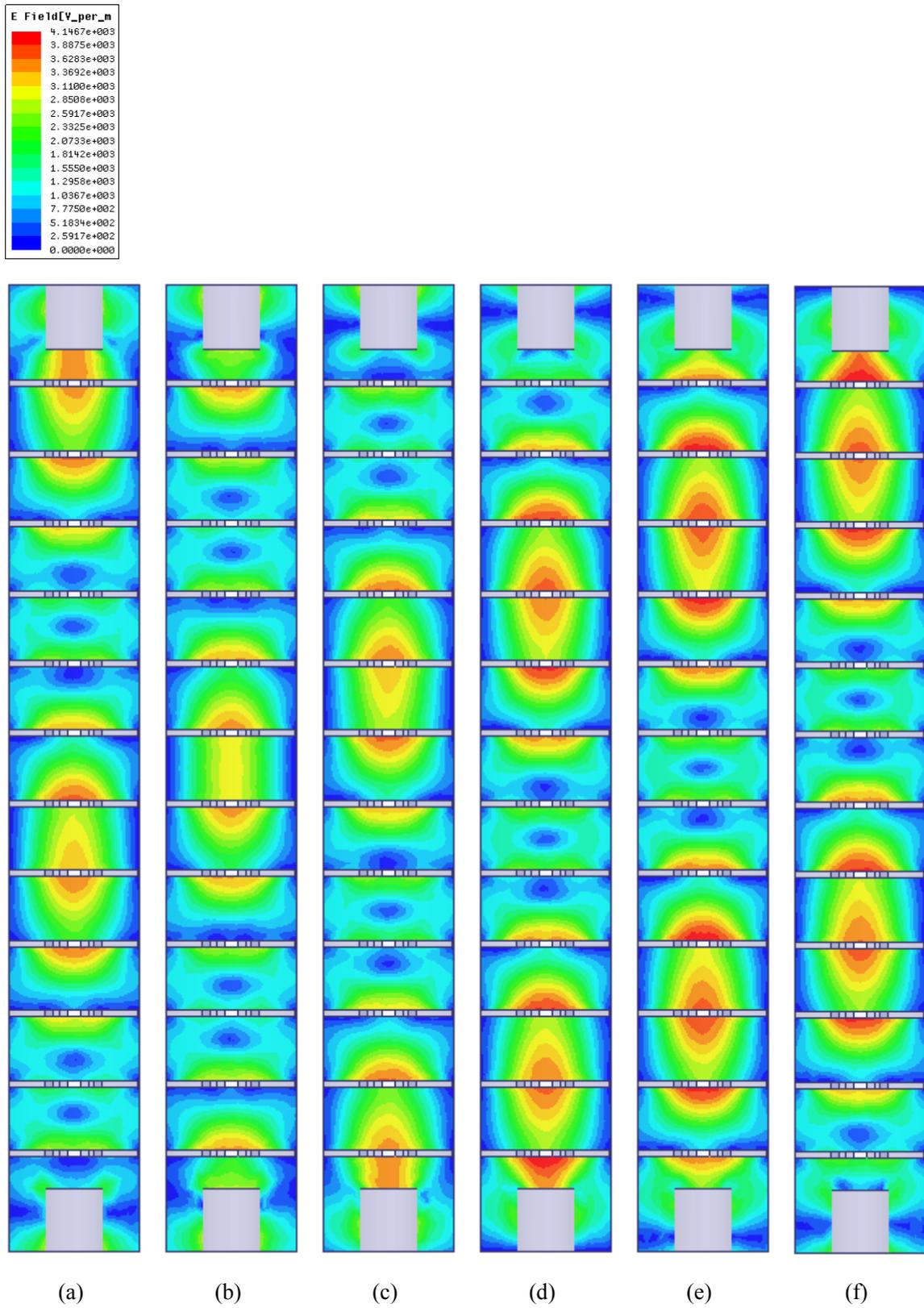


Fig. 3.11. Electric field distributions of the waveguide at 12.0GHz for phase with 30deg.

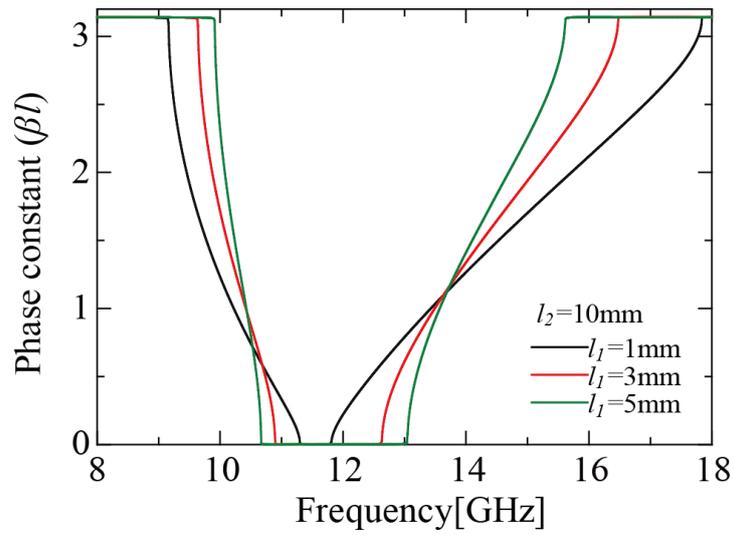


Fig. 3.12. Dispersion diagrams for various lengths l_1 of TE mode section.

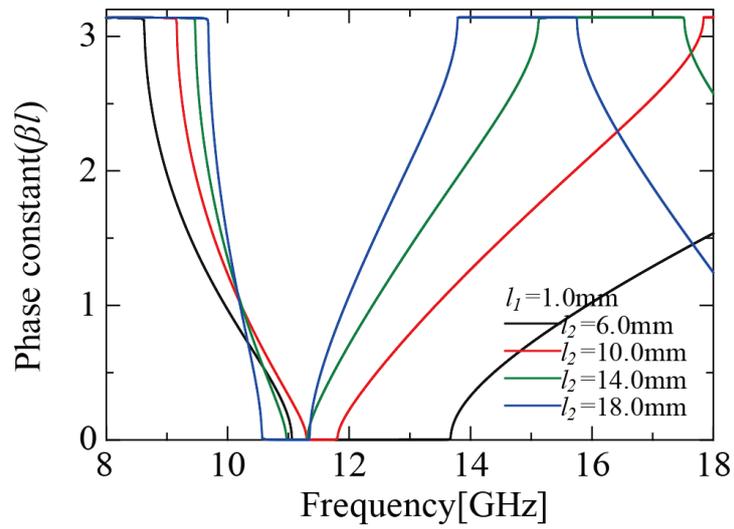


Fig. 3.13. Dispersion diagrams for various lengths l_2 of TM mode section.

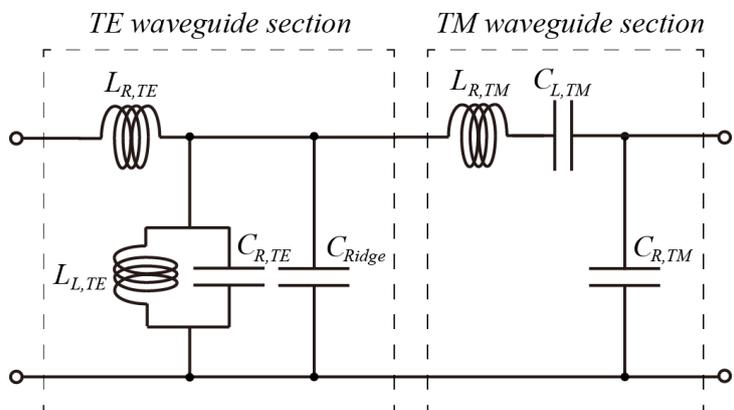


Fig. 3.14. Equivalent circuit of the proposed structure.

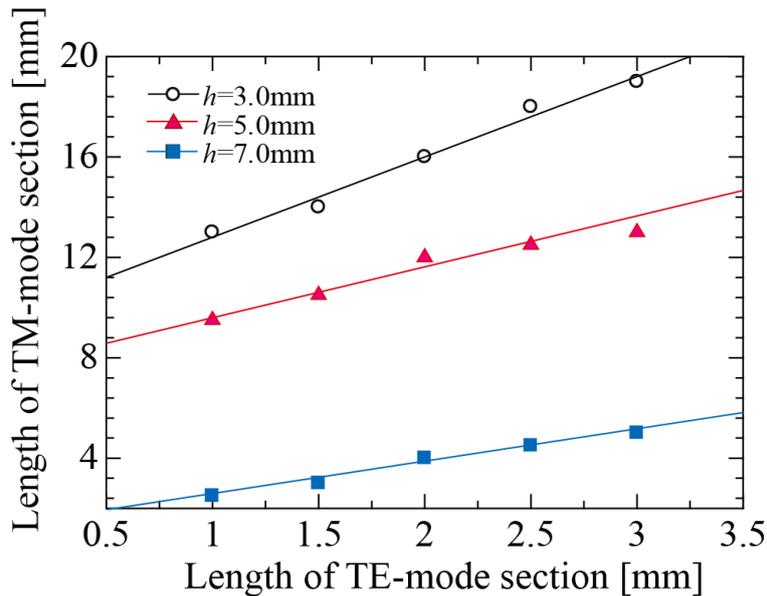


Fig. 3.15. Relation between the lengths of the TE and the TM sections for various ridge heights h under the balanced condition.

3.4 実験的検証

3.2.1 節で述べた提案形状の設計に基づいて単位セルを周期的に配列した導波管を実際に製作し、右手/左手系複合円筒導波管型伝送線路の動作を実験において確かめている。測定にはベクトルネットワークアナライザ(アジレント・テクノロジー社 E8361C)を用い、Fig. 3.16 に示すようにアナライザから同軸ケーブルを用いて導波管に接続している。なお、校正には Full 2 port 校正法を用いている。Fig. 3.16(a)より右手/左手系複合円筒導波管の全体形状、図(b)より TE 導波管断面、図(c)より同軸励振部分の縦断面を示した写真をそれぞれ示す。Fig. 3.17(a)の全体形状は励振部分の導波管以外はそれぞれ 3.2.1 節と同じパラメータを用い、Fig. 3.17(b)に示すパラメータの同軸線路を挿入できるテーパ円筒導波管を励振部分に、提案形状の TE 導波管を TM 導波管の半分の長さで挟んだ単位セルが 12 個連なる形状になっている。この 12セル周期配列した時の伝送特性を測定し、解析値と比較したものをそれぞれ Fig. 3.19 に示す。但し、この同軸線路を用いた励振ではインピーダンス整合が取れず、解析値と実測値ともに Fig. 3.9 のような通過特性にはならない。解析値と実測値と比較すると実測値の低周波側において透過特性である S_{21} は低くなっているが、通過し始める 9GHz 付近から解析

値と同様な傾向が見られる。また、半径 $r=10.12[\text{mm}]$ の中空円筒導波管の遮断周波数 11.2GHz 以下では同等の大きさを持つ通常の右手系導波管は伝搬しないのに対し、実験形状の導波管は遮断周波数以下の領域で伝搬している結果からして右手/左手系複合円筒導波管として動作していることが確認できた。

Fig. 3.17(c)に示すような同軸線路を持つ励振部分の導波管ではインピーダンスが合わず不整合が起きたことから、励振部分でインピーダンス整合がうまくいくように励振の構造について考える⁽³⁻⁹⁾。Fig. 3.19(c)に示すように、励振部分の導波管はテーパ形状にしてその軸長の長さ l_e と同軸線路の芯線をスカート形状にしてその直径を t_e とし、それぞれを解析して良い伝送特性を持つ形状を3種類決定した。軸長 l_e が 13.6mm でスカート形状の直径 t_e が 8.2mm と 10.6mm、軸長 l_e が 13.0mm でスカート形状の直径が 8.4mm でそれぞれの励振を用いて、解析と実験を行った。これらの励振導波管の各パラメータを選んだ目的は右手/左手系領域の両方で伝搬特性が良好な場合、左手系領域での特に伝搬特性が良好な場合、右手系領域で特に伝搬特性が良好な場合とそれぞれの特徴をもつように設計した。導波管全体(写真は30セルの時のもの)はFig. 3.19(a)に示し、TEモード導波管断面はFig. 3.19(b)に示す。試作した提案円筒導波管のそれぞれ12セルと30セルの周期配列したときの伝送特性をFig. 3.20からFig. 3.22に示す。数値解析した反射係数(赤色実線の S_{11})を見ると、Fig. 3.20の $t_e = 8.2[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$ では左手系領域では反射係数は 30dB まで下がり右手系領域では 15dB に達し、右手/左手系両領域において良好な伝搬特性が得られた。Fig. 3.21の $t_e = 8.4[\text{mm}]$, $l_e = 13.0[\text{mm}]$ では左手系領域で反射係数は 30dB よりも下がり、左手系領域において良好な伝搬特性が得られた。Fig. 3.22の $t_e = 10.6[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$ では右手系領域で反射係数は 20dB まで下がり、右手系領域において良好な伝搬特性が得られた。それぞれ異なった励振部の設計により伝搬特性に良好な周波数帯域が違ふ伝搬特性が数値解析により求められた。各導波管において Fig. 3.22(b)に示す 30セル周期配列時の芯線スカート直径 $t_e = 10.6[\text{mm}]$, 軸長 $l_e = 13.6[\text{mm}]$ の右手系領域での反射係数 S_{11} 以外は概ね解析値と実測値が同じような値を取り、同傾向を示している。どの導波管でも 30セル周期配列すると透過係数 S_{21} は解析値よりも実測値が下がっている、これはセル数が増加することで製作誤差が積み重なり伝送特性が悪くなっていることが確認できる。励振を3種類設計したのは左手系領域の反射係数が特に低い形状を選択したにも関わらず、解析値と実測値には大きな乖離が見て取れる。この高い反射係数は導波管の解析と実験で説明は今後の課題となる。左手系領域で特に良好な伝送特性を得られることは今後の研究にとって大きな利点となり得るため説明が求められる。

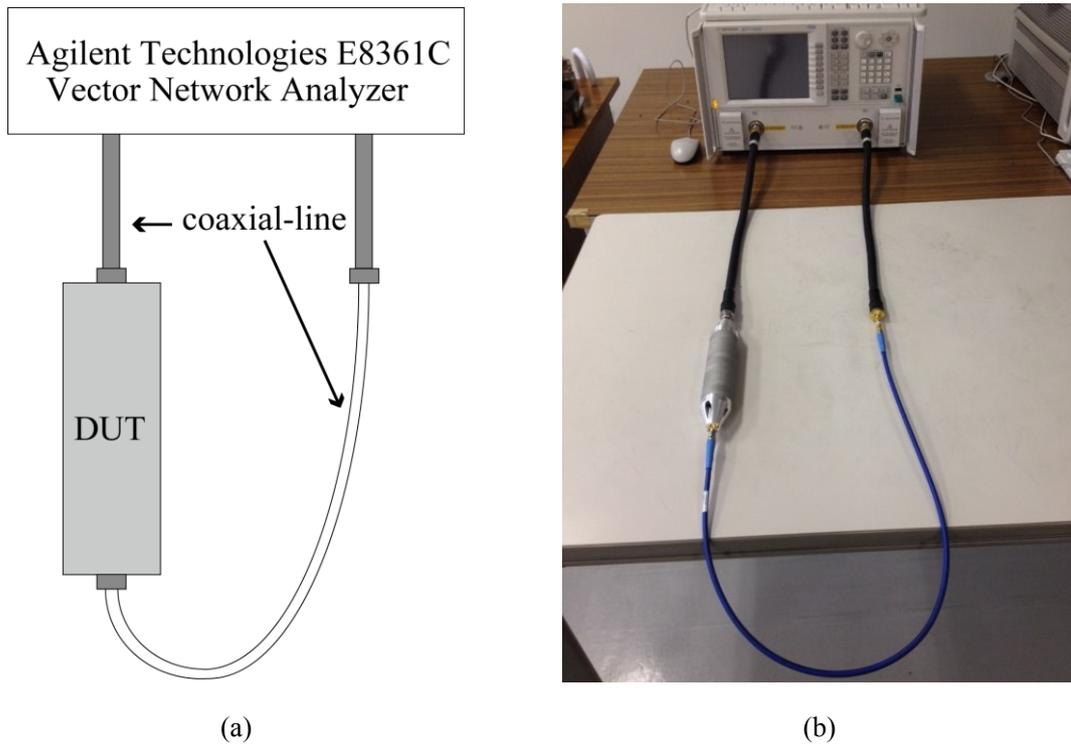


Fig. 3.16. (a) Measurement system for coaxial line and DUT and (b) its photograph.

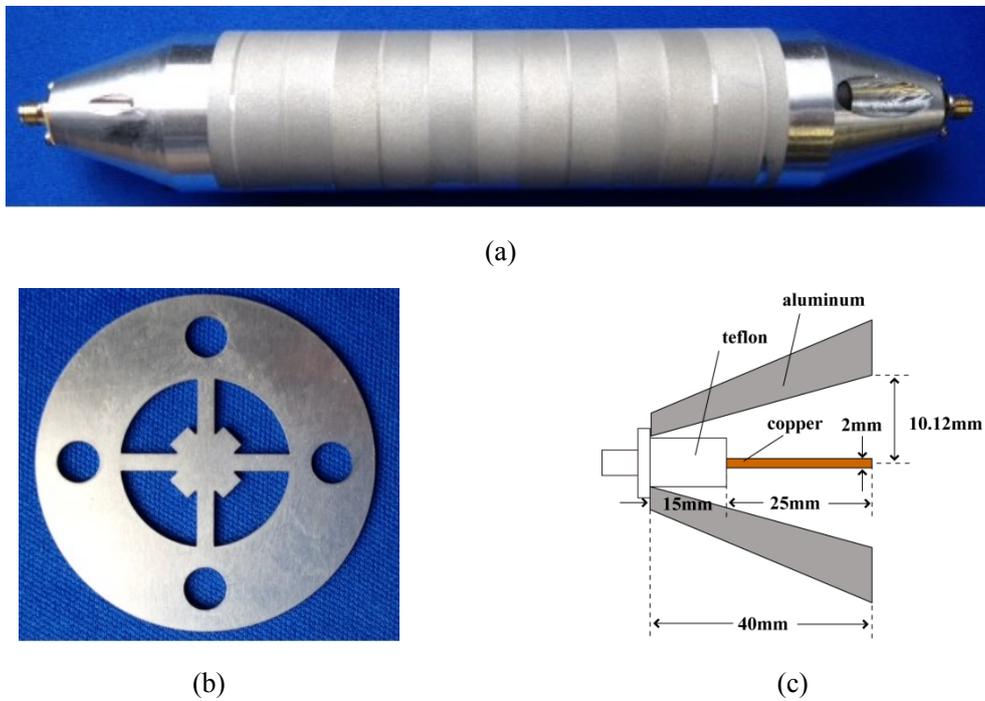
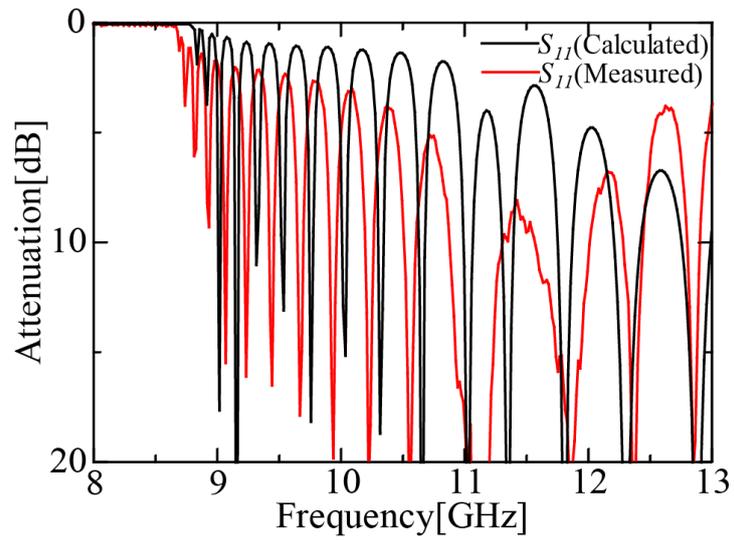
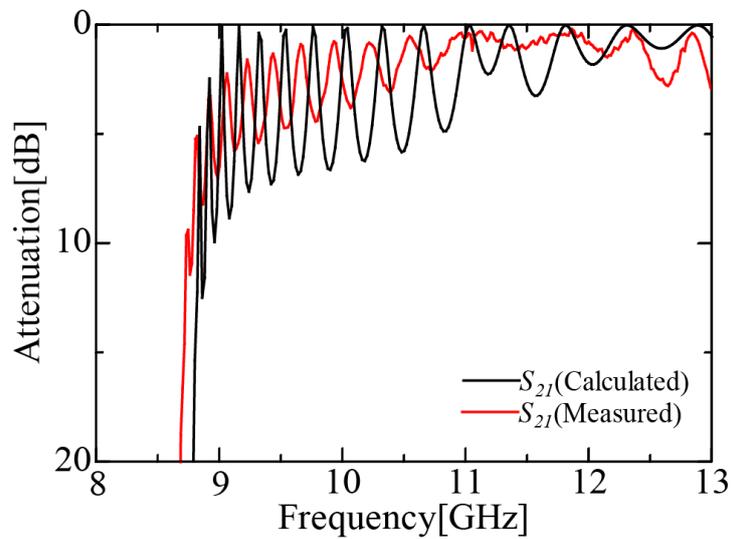


Fig. 3.17. (a) Photograph of the 12 unit cells structure including coaxial line exciters, (b) cross section of the TE waveguide and (c) longitudinal section of excitatory.

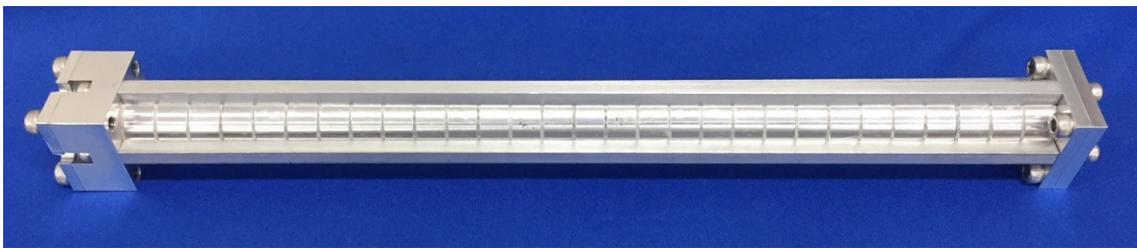


(a)



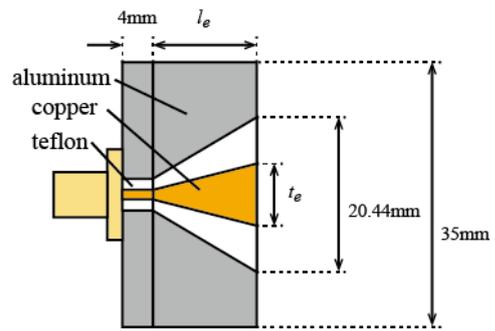
(b)

Fig. 3.18. Comparison of transmission characteristics between the calculated result and the measured ones. S_{11} and (b) S_{21} .



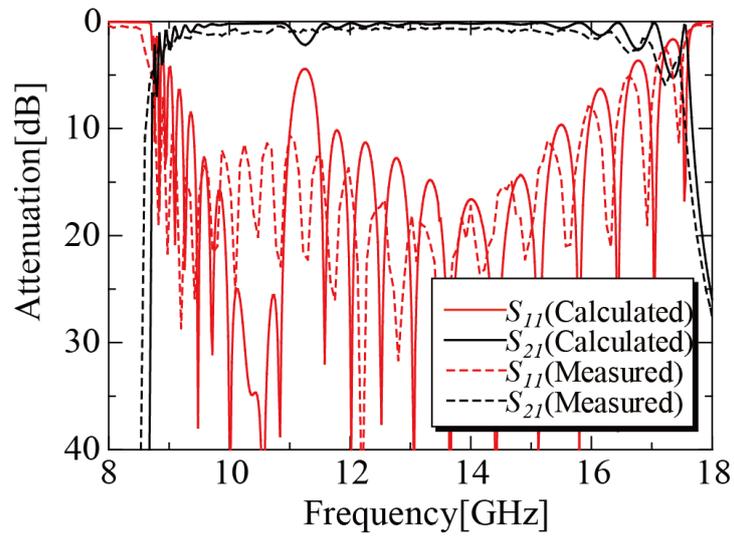
(b)

(a)

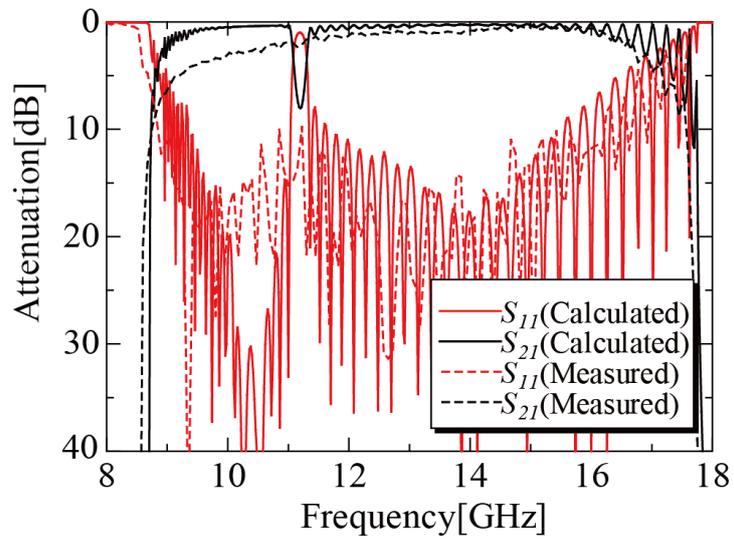


(c)

Fig. 3.19. (a) Photograph of the 13 unit cells structure including coaxial exciters, (b) Cross section of the TE waveguide and (c) longitudinal section of exciters.

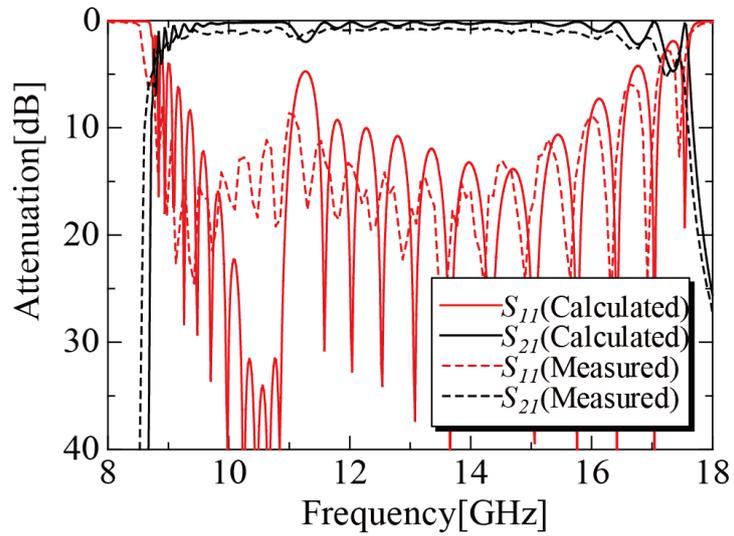


(a)

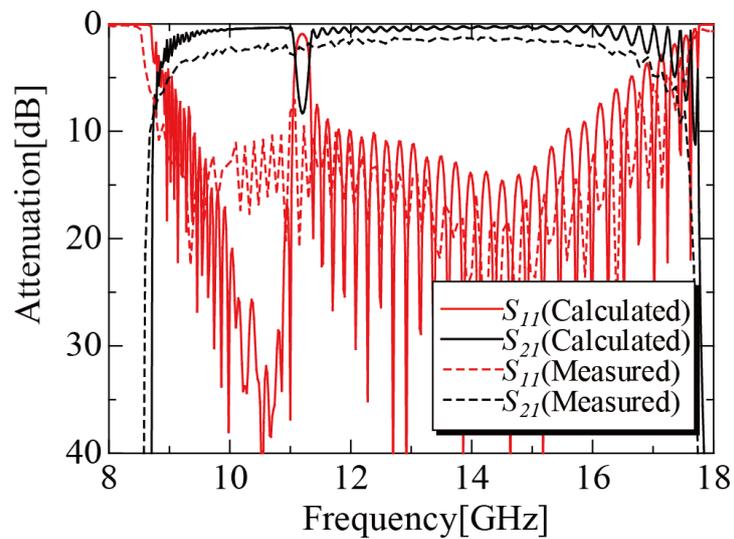


(b)

Fig. 3.20. Comparison of transmission characteristics between the calculated result and the measured ones for $t_e = 8.2$ [mm] and $l_e = 13.6$ [mm]. (a) 12 unit cells and (b) 30 unit cells.

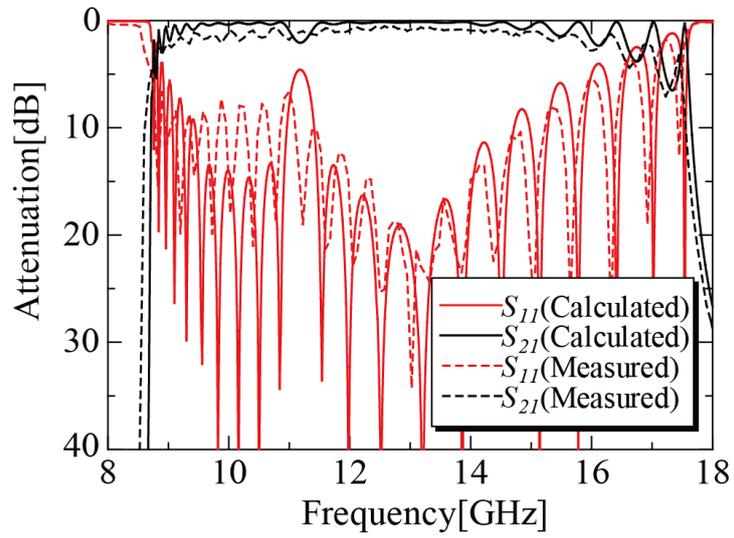


(a)

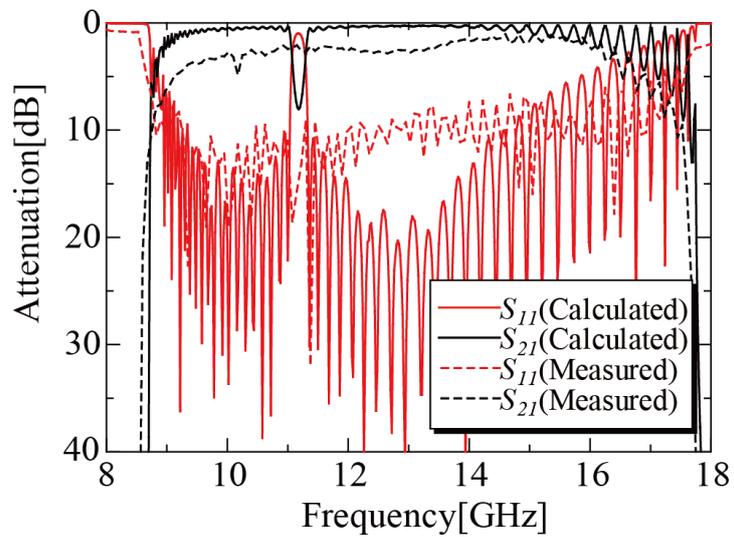


(b)

Fig. 3.21. Comparison of transmission characteristics between the calculated result and the measured ones for $t_e = 8.4[\text{mm}]$ and $l_e = 13.0[\text{mm}]$. (a) 12 unit cells and (b) 30 unit cells.



(a)



(b)

Fig. 3.22. Comparison of transmission characteristics between the calculated result and the measured ones for $t_e = 10.6$ [mm] and $l_e = 13.6$ [mm]. (a) 12 unit cells and (b) 30 unit cells.

3.5 結論

本章では、遮断周波数以下の TE・TM モードを用いた右手/左手系複合円筒導波管を提案し、その伝送特性について述べた。遮断周波数以下で TE・TM モードを発生させるために各モードでの円筒導波管横断面の電磁界分布を考え、入出力に同軸線路を用いることにより TEM モードを発生させ、中空円筒導波管部で TM_{01} モードを、扇型導波管を配置するように導体隔壁を設けることで基本 TE モードを励振させて、両モードが周期的に交互に配列されるよう構成とした。さらに、扇型導波管の形状は円筒導波管横断面の中心から方形導体リッジを設けることで TE モードの遮断周波数を低くしている。これらの導波管形状を適切に調節することにより、右手/左手系複合伝送線路の分散特性を得ることを確認した。また、提案した円筒導波管を試作し、実験においても設計した円筒導波管が右手/左手系複合伝送線路として動作することを確認し、提案構成法の有用性が確かめられた。

本章で提案した円筒導波管は、スロットアンテナとして応用でき、アンテナの放射特性は第 4 章に示す。

参考文献

- (3-1) Y. Mizutani, M. Kishihara, I. Ohta, K. Okubo and H. Takimoto, "Constitution of left-handed waveguide using cutoff TM mode," *Asia-Pacific Microw. Conf.*, pp. 208-210, Nov. 2014.
- (3-2) 岸原充佳, 太田勲, "遮断 TM モードを利用した左手系導波路の構成法 ~円形 TM₀₁ モードおよび方形 TM₁₁ モードの利用~, " 信学技報. MW2013-65, vol. 113, no. 141, pp. 109-114, Jul. 2013.
- (3-3) 水谷夕貴, 岸原充佳, 太田勲, "遮断 TE・TM モードを利用した左手系方形導波管の設計," 信学技報. MW2014-31, vol. 114, no. 45, pp. 43-47, May 2014.
- (3-4) S. Nishimura, H. Deguchi and M. Tsuji, "Radiation characteristics in new CRLH cylindrical waveguides," *Asia-Pacific Conf. Ant. Propagat.*, pp. 350-352, Jul. 2015.
- (3-5) S. Nishimura, H. Deguchi and M. Tsuji, "Radiation characteristics of leaky-wave antenna using ridge-loaded composite right/left-handed cylindrical waveguides," *IEEE Int. Ant. Propagat. Symp. Int. Union Radio Sci.*, pp. 85-86, Jul. 2016.
- (3-6) 西村茂幸, 出口博之, 辻幹男, "リッジを部分的装荷した右手左手系複合円筒導波管の一検討," 信学技報. MW2014-177, vol. 114, no. 376, pp. 159-164, Dec. 2014.
- (3-7) S. Nishimura, J. Nakajima, H. Deguchi and M. Tsuji, "Leaky-wave antennas using composite right/left-handed cylindrical waveguides," *Prog. In EM. Rsrch. M*, vol. 72, pp. 89-96, Aug. 2018.
- (3-8) S. Hopfer, "The design of ridged waveguides," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 3, no. 5, pp. 20-39, Oct. 1956.
- (3-9) A. Chittora, S. Singh, A. Sharma and J. Mukherjee, "Design of wideband coaxial-TEM to circular waveguide TM₀₁ mode transducer," *Eur. Conf. Ant. Propagat.*, pp. 1-4, Apr. 2016.

第4章

複合円筒導波管の放射特性

本章では、前章で提案した右手/左手系複合円筒導波管の漏洩波アンテナへの応用について述べている。円筒導波管の漏洩波アンテナは盛んに研究されている方形導波管型漏洩波アンテナとは異なり、円筒形状であることのメリットとして単一方向への放射だけでなくスロットの配置や個数により放射強度を変化させることができること、また様々な方向への放射が可能となることが挙げられる。まず、漏洩波アンテナの放射角度や放射強度を数値解析するとともに、分散特性から放射角度の計算を行っている。さらに設計した漏洩波アンテナが実験においても動作することを確認することで、各周波数でのビーム走査により右手系の周波数帯域で進行波、左手系の周波数帯域で後退波が放射していることを検証している。これらの解析と実験により、右手/左手系複合円筒導波管型漏洩波アンテナの有用性を明らかにしている。

4.1 結論

メタマテリアル技術はアンテナへの応用に大いに期待されている。伝送線路の端を終端にすれば非共振型アンテナとして漏洩波アンテナが実現でき、通常の右手系線路に左手系領域が加わり広帯域化が可能である。さらに、伝送線路においてメタマテリアルは媒質中で波の伝搬方向がエネルギーの伝搬方向と逆になる、つまり後退波が伝搬することを利用して右手系領域とも合わせ後方から前方へのビーム走査が可能となる。これまでの研究によって様々な CRLH-TL で漏洩波アンテナが提案されてきた。平面回路のマイクロストリップ線路においては、線路のインターデジタル構造と地導体へ接続するビアを用いる形状やギャップ線路と線状インダクタンスを用いる形状などが報告されている⁽⁴⁻¹⁾⁻⁽⁴⁻⁷⁾。導波管においては短絡スタブを用いた形状が数多く提案されてきている⁽⁴⁻⁸⁾⁻⁽⁴⁻¹³⁾が、ビーム走査を目的とした漏洩波アンテナでは右手/左手系領域間の阻止帯域のないバランス条件を満たし周波数走査による後方から前方へと放射する漏洩

波アンテナが求められ、数多く報告されている⁽⁴⁻¹⁴⁾⁻⁽⁴⁻²⁶⁾。しかしながら、導波管の製作や各素子の自由度の低さから阻止帯域が除去できず、左手系領域において透過特性が悪く放射電力も低いことが導波管型漏洩波アンテナの問題点である。そのため、できる限り損失になり得る誘電体を材料として使用せず金属のみで構成するよう工夫し、製作の容易さも考慮した広帯域で高効率な導波管型漏洩波アンテナを設計する必要がある。

そこで本章では、右手/左手系複合円筒導波管にスロットを設けることで漏洩現象を利用したアンテナを提案している⁽⁴⁻²⁷⁾⁻⁽⁴⁻²⁹⁾。前章の円筒導波管の伝搬特性で提案された円筒導波管を用いて、導波管型スロットアンテナの放射特性について述べる。実際に CRLH 円筒導波管を試作し数値解析結果と実験結果の比較を行うことで、右手/左手系複合円筒導波管型スロットアンテナの有用性を明らかにしている。

4.2 円筒導波管スロットアンテナの構造

本節では、アンテナとして動作させるために円筒導波管外壁にスロットを設ける。単位セルの各パラメータは円筒導波管半径 $r = 10.22[\text{mm}]$ 導体隔壁の厚み $d = 2.0[\text{mm}]$ 、リッジの幅 $w = 3.0[\text{mm}]$ 、リッジの高さ $h = 4.5[\text{mm}]$ 、TE モード導波管長 $l_1 = 1.0[\text{mm}]$ 、TM モード導波管長 $l_2 = 10.0[\text{mm}]$ を選択し、導波管外壁の厚みは $t = 2.0[\text{mm}]$ としている。Fig. 4.1 に示すように、TM モード導波管外壁の円周方向 $S_t = 10.7[\text{mm}]$ と軸方向 $S_z = 2.4[\text{mm}]$ のスロットを設け、そこからの電磁波の放射を考える。スロットの寸法は放射強度を高めるために導波管の肉厚をできる限り薄くするために、Fig. 4.2 の TM 導波管に見られるように溝を設計し、そこに四方に配置したガイド用の金属角棒を沿わせて各導波管を固定する。そして、その角棒とスロットとが邪魔にならず強度を保ちつつ最大の大きさになるように S_t を設計し、 S_z は数値解析と製作の容易さを考慮した寸法にした。スロットによる漏洩が起きるには導体内の壁面に流れる電流を分断し、その隙間に電界が発生することで漏洩波として導体外へ放射される。

次に、漏洩波アンテナの放射角度 θ_m の理論値が周波数の関数として

$$\theta_m = \sin^{-1} \frac{\beta}{k_0} \quad (4.1)$$

より求められることから、解析値と理論値の比較を行う。ここで、 β は位相定数、 k_0 は自由空間での波数である。この式より放射角度 θ_m は位相定数 β に依存して

おり，提案形状の分散特性 (Fig. 4.3) より，境界周波数 11.2GHz を中心として，それより低い周波数，つまり左手系領域では後方へ，それよりも高い周波数つまり右手系領域では前方への放射が実現可能であると推測される．漏洩導波管への励振には 3.4 節で述べた形状と同じ Fig. 4.4 に示す形状を用いる．励振部分の導波管はテーパ形状にしてその軸長 l_e と同軸線路の芯線をスカート形状にしてその直径を t_e として，それぞれ 3 種類の形状を決定した⁽⁴⁻³⁰⁾．軸長 l_e が 13.6mm でスカート形状の直径 t_e が 8.2mm と 10.6mm，軸長 l_e が 13.0mm でスカート形状の直径 t_e が 8.4mm でそれぞれの励振を用いて，解析と実験を行った．

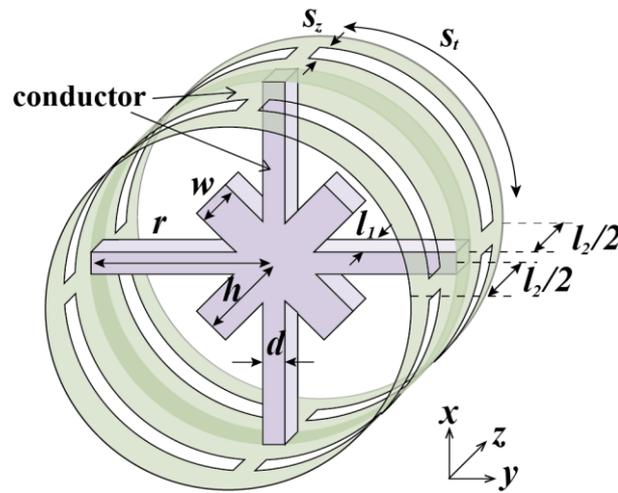


Fig. 4.1. Structure of the proposed CRLH waveguide unit cell with opened slots.



Fig. 4.2. Photograph of the TM waveguide with 4 opened slots.

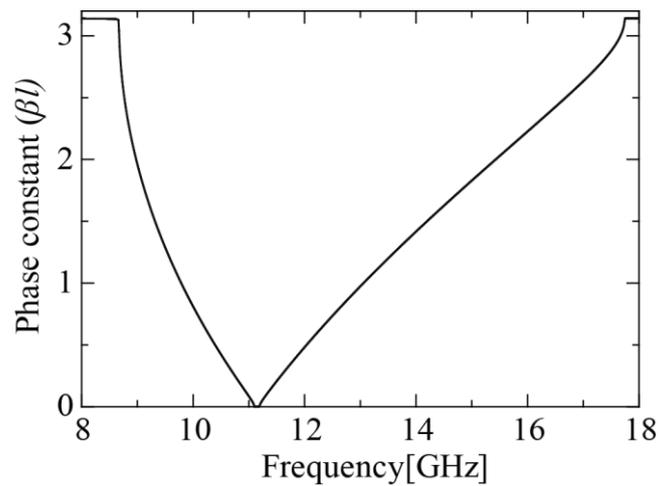


Fig. 4.3. Dispersion diagram of the proposed cylindrical waveguide.

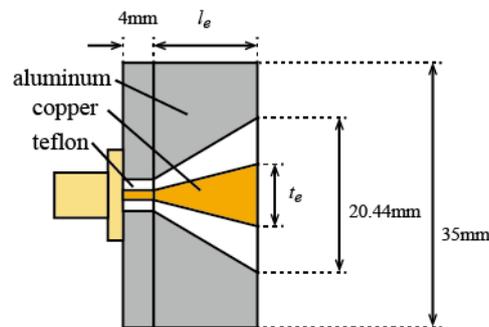


Fig. 4.4. Longitudinal section of exciter.

4.3 円筒導波管の漏洩波アンテナの数値解析および実験的検証

提案したスロットを設けた CRLH 円筒導波管が負の角度から正の角度まで連続したビーム走査ができるのか確認するために、左手系領域である 9.0GHz, 9.5 GHz, 10.0 GHz, 10.5 GHz, 境界周波数である 11.2 GHz, 右手系領域である 12.0 GHz, 13.0 GHz, 14.0 GHz, 15.0 GHz での放射特性を HFSS によるシミュレーションによる解析結果と製作したアンテナの実験的検証による実験結果の両者を比較する。

4.2 節で提案した 12 セルおよび 30 セルの CRLH 導波管型漏洩波アンテナの動作を実験的に確かめる。測定は Fig. 4.5 に示す構成で行った。本測定系では供試アンテナ (Antenna Under Test: AUT) である CRLH 方形導波管型漏洩波アンテナの指向性を、計測室にあるポジションコントローラ (デバイス DT315HCVI/0) でアジマステーブル (デバイス DM3313CVI/0) を制御し、AUT の向きを水平面

内で変化させることで測定する。また、送信源として RF 信号発生器 (Signal Generator: SG) Agilent E8257D(250kHz-50GHz)を使用し、計測室のネットワークアナライザ Agilent E8362C(10MHz-20GHz)により測定を行う。Fig. 4.6 は電波暗室での測定の様子を示したもので、手前が測定用送信アンテナ、そして奥に見えるのが AUT であり、アジマステーブルの回転中心にアンテナ開口面が位置するように設置している。測定用アンテナとしてダブルリッジホーン (1GHz-18GHz, 開口寸法 $27.9 \times 5.9 \text{cm}^2$, ホーン軸長 24.4cm)を用いている。また利得測定では、あらかじめ供試アンテナの代わりに利得が既知の標準ゲインホーンアンテナを取り付けた状態で測定しておき、それから AUT を使った測定を行い、相対値を求めて供試アンテナの利得としている。Fig. 4.7 に示すそれぞれ 12 セルと 30 セル周期配列したアンテナを用いて解析と実験を行う。TM 導波管外壁面に開けられたスロット箇所は順に 1 箇所, 2 箇所, 4 箇所の場合についてそれぞれの放射特性を求めていく。

各円筒導波管スロットアンテナはそれぞれ 12 セル, 30 セル周期配列した形状を用いて分散特性より計算される放射角度, 数値解析による放射角度と放射強度, 製作したアンテナを用いて計測した実験的値の放射角度とその時の放射強度のピーク値を 3 種類の励振で別々に比較した結果を比較する。1 箇所のスロットをもつアンテナの放射方向は解析時, 実験時ともに導波管横断面を xy 面, 軸方向を z 軸とした時, 最も放射強度が高かったのがスロットの垂直面である $\varphi = 45[\text{deg}]$ 方向で測定を行っている。各励振での周波数に対する放射特性を示し, それぞれの放射角度や放射強度のピーク値の表を Table 4.1 から Table 4.6 に示し, また比較した図を示したものをそれぞれ Fig. 4.8 から Fig. 4.19 に示す。また同様に 2 箇所のスロットが隣り合うように配置した場合, アンテナの最も強い放射方向は 2 つのスロット間である $\varphi = 0[\text{deg}]$ 方向において測定を行っている, そのときの各周波数での放射特性と, 放射角度や放射強度のピーク値の表は Table 4.7 から Table 4.12 に示し, また比較した図を示したものをそれぞれ Fig. 4.20 から Fig. 4.31 に示す。さらに, スロットが 4 箇所の場合, 放射方向はスロットが 2 箇所のときと同様に $\varphi = 0[\text{deg}]$ 方向で測定を行っている。そのときの各周波数での放射特性と, 放射角度や放射強度のピーク値の表は Table 4.13 から Table 4.18 に示し, また比較した図を示したものをそれぞれ Fig. 4.32 から Fig. 4.43 に示す。測定した周波数の中で最も低い 9.0GHz の放射角度に多少のずれはあるものの解析値と実測値は概ね一致している。スロットを 4 箇所空けた放射特性を他のスロットと比較すると, スロット数が増えることにより 9.0GHz や 15.0GHz の境界周波数から離れた周波数では放射特性が悪くなる。この理由として Fig. 4.3 に示す分散特性はスロットのない伝送線路としての値であり, スロットによる分散特性に変化し通過帯域にも変化をもたらし, 両端に位置する周波数の放射特性

にも変化が起きると考えられる。

励振にそれぞれ 3 種類の形状で解析と測定を行った, 前章のそれぞれの励振を用いたときの Fig. 3.19 から Fig. 3.21 に示す伝搬特性より, 周波数特性が異なる励振部の設計を行った. それぞれ数値解析の結果より, 同軸スカート形状 $t_e = 8.2[\text{mm}]$, テーパ導波管の軸長 $l_e = 13.6[\text{mm}]$ の場合は右手/左手系両領域において, $t_e = 8.4[\text{mm}]$, $l_e = 13.0[\text{mm}]$ の場合は左手系領域において, $t_e = 10.6[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$ の場合は右手系領域において特に反射係数が大きくなった. これらにより, 円筒導波管をアンテナとして応用したときにそれぞれの周波数において放射電力量を図と表から確認する. 12 セルは傾向を判別するのが困難なため 30 セル周期配列した導波管アンテナで, さらにスロットが増えると励振部以外の要素による影響が大きくなるためにスロットは 1 箇所の場合において Fig. 4.14 と Fig. 4.16 と Fig. 4.18, Table 4.4 から Table 4.6 で比較を行う. 右手系領域で反射係数が大きい $t_e = 10.6[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$ の場合 14.0GHz と 15.0GHz の周波数で数値解析値 19.48dB, 17.90dB と実測値 14.0dB, 21.60dB で放射電力が他の 2 つよりも大きいのが比較によりわかる. しかしながら, その他の励振による各周波数での放射強度の差をみると励振による特性の違いは見られなかった. 後退波を用いたアンテナを設計する際には励振部の設計をより検討すべきであり問題の 1 つである. Fig. 4.44 に示すように, 境界周波数 11.2GHz での $t_e = 8.2[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$ の 30 セル周期配列した漏洩波アンテナの放射特性をスロットをそれぞれ 1 箇所, 2 箇所, 4 箇所を比較した. スロットの個数により指向性と放射強度が異なることがわかる. スロットの個数が増えるにつれ放射強度が低くなっていることが図より確認できる.

30 セル周期配列した場合の境界周波数 11.2GHz に注目すると解析値の放射強度は他の周波数に比べかなり低くなっている. これは Caloz らの研究により明らかにされ, 単位セルが軸方向を中心に対称性をもち, さらにそれらによる周期構造をもつ漏洩波アンテナにおいて境界周波数とそれ以外の周波数では電力消失の振る舞いが異なる. 境界周波数において, 直列の共振器と並列の共振器の電力消失量が等しくなり, 周期構造をもつ漏洩波アンテナではアンテナの能率がこれら二つの共振器に分けられる. これにより, 境界周波数において漏洩波アンテナ全体の放射効率は 50%を超えることはない. その対処法として線路の対称性を崩すことにより発生を抑制できることもわかっている^{(4-31), (4-32)}. 実測値において境界周波数での放射強度が解析値ほど減衰していないのは構造が厳密に対称ではないことが理由であると考えられる. その他には, スロット数が増えると左手系領域の周波数での放射量が大きくなる傾向が見られる. 開口面の面積が広いほど左手系領域での放射強度が高くなることなど, 後退波の特性をさらに向上させるためにもそれらのさらなる解明が今後の課題となる.

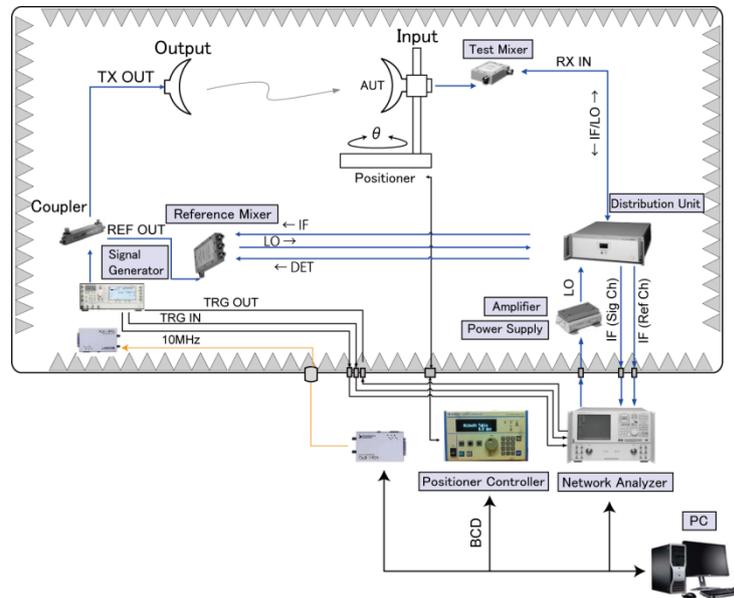


Fig. 4.5. Measurement system of AUT.

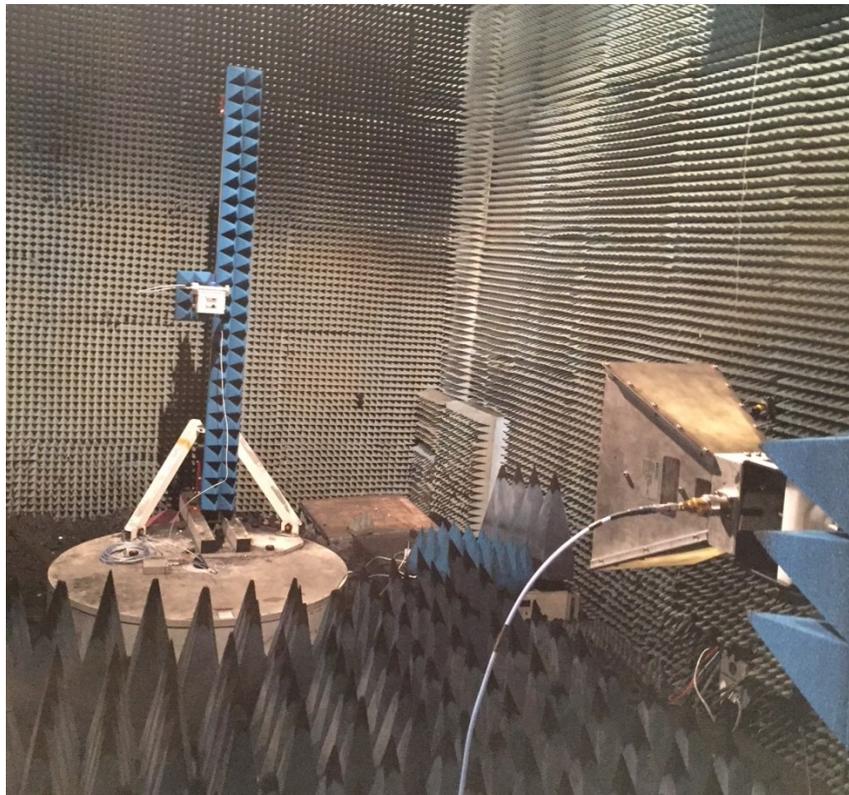
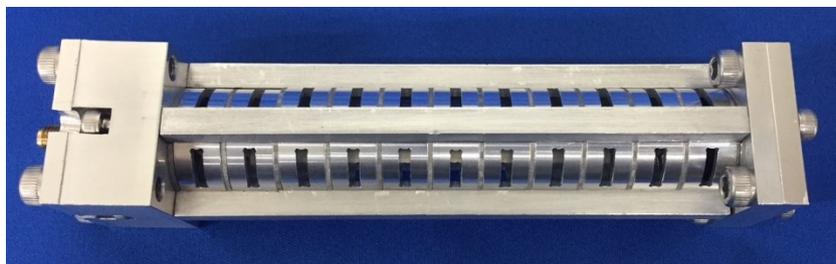


Fig. 4.6. Photograph of the measurement system.



(a)



(b)

Fig. 4.7. Photograph of the proposed antenna. (a) 12 unit cells and (b) 30 unit cells.

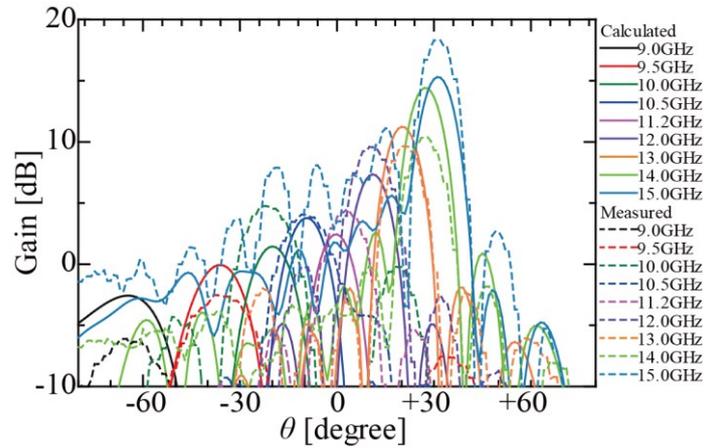


Fig. 4.8. Calculated and measured radiation patterns with 1 slot opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 8.2[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

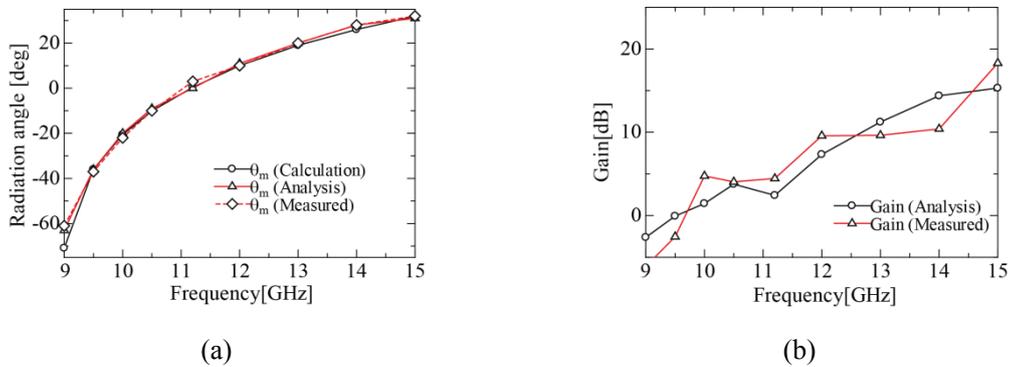


Fig. 4.9. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.1.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.1. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 1 slot opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 8.2[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -63 deg. | -2.61 dB | -61 deg. | -6.1 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -36 deg. | -0.06 dB | -37 deg. | -2.53 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -20 deg. | 1.45 dB | -22 deg. | 4.76 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -9 deg. | 3.77 dB | -10 deg. | 4.05 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | 2.43 dB | 3 deg. | 4.46 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 11 deg. | 7.34 dB | 10 deg. | 9.58 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 20 deg. | 11.23 dB | 20 deg. | 9.64 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 28 deg. | 14.38 dB | 28 deg. | 10.4 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 31 deg. | 15.3 dB | 32 deg. | 18.3 dB |

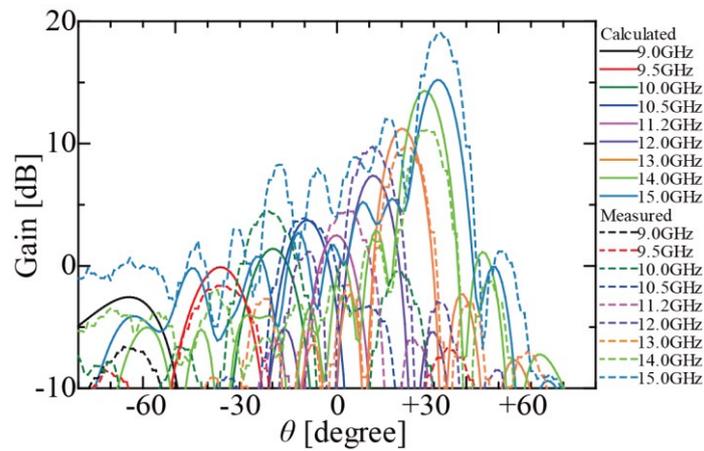


Fig. 4.10. Calculated and measured radiation patterns with 1 slot opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 8.4[\text{mm}]$, $l_e = 13.0[\text{mm}]$.

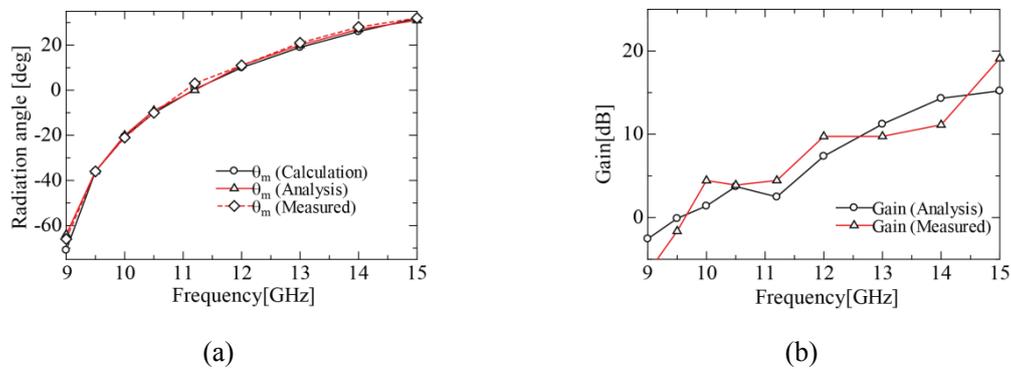


Fig. 4.11. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.2.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.2. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 1 slot opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 8.4[\text{mm}]$, $l_e = 13.0[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -64 deg. | -2.55 dB | -66 deg. | -6.6 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -36 deg. | -0.1 dB | -36 deg. | -1.63 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -20 deg. | 1.4 dB | -21 deg. | 4.45 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -9 deg. | 3.73 dB | -10 deg. | 3.9 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | 2.49 dB | 3 deg. | 4.46 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 11 deg. | 7.37 dB | 11 deg. | 9.74 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 20 deg. | 11.22 dB | 21 deg. | 9.75 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 27 deg. | 14.31 dB | 28 deg. | 11.13 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 31 deg. | 15.21 dB | 32 deg. | 19.1 dB |

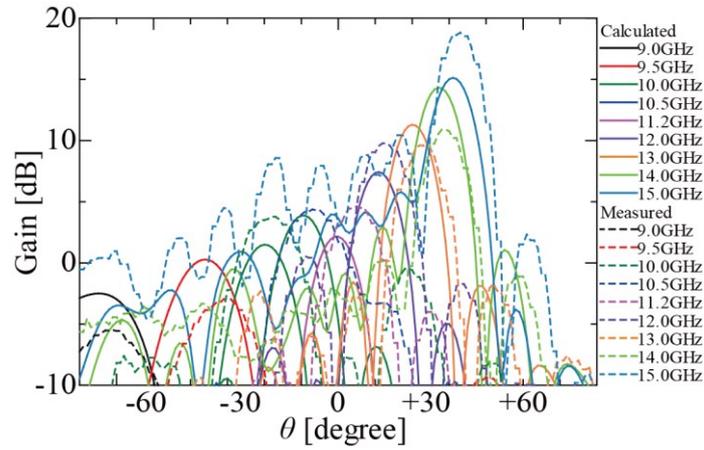


Fig. 4.12. Calculated and measured radiation patterns with 1 slot opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 10.6[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

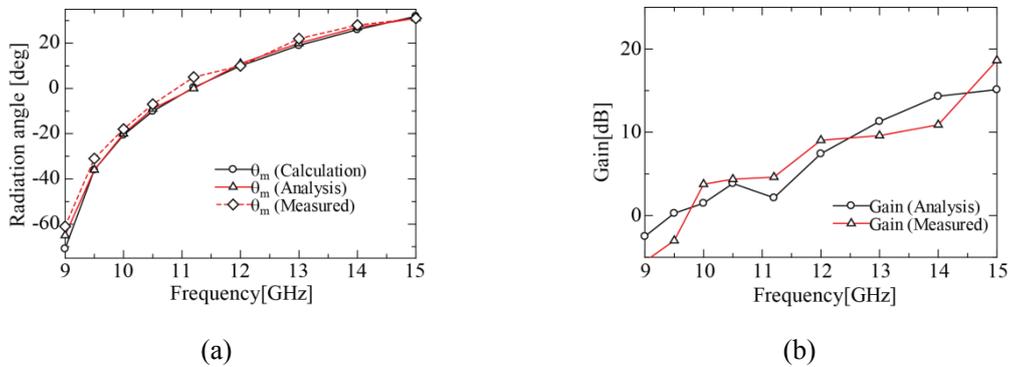


Fig. 4.13. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.3.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.3. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 1 slot opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 10.6[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -65 deg. | -2.49 dB | -61 deg. | -5.49 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -36 deg. | 0.28 dB | -31 deg. | -3.00 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -20 deg. | 1.49 dB | -18 deg. | 3.77 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -9 deg. | 3.86 dB | -7 deg. | 4.37 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | 2.14 dB | 5 deg. | 4.62 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 11 deg. | 7.43 dB | 10 deg. | 9.04 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 20 deg. | 11.3 dB | 22 deg. | 9.60 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 27 deg. | 14.32 dB | 28 deg. | 10.90 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 31 deg. | 15.12 dB | 31 deg. | 18.63 dB |

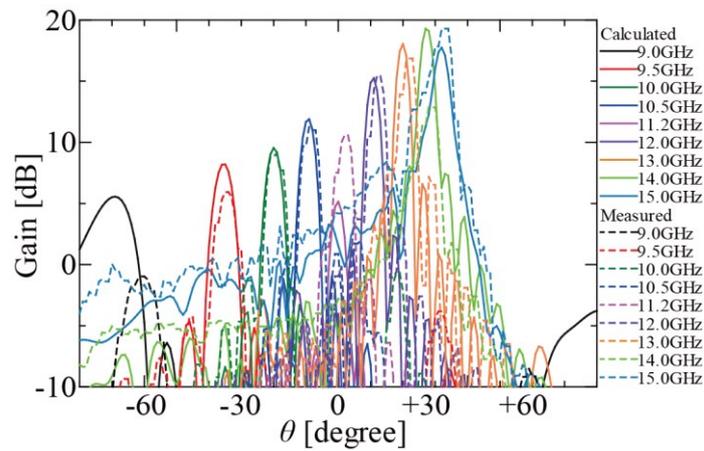


Fig. 4.14. Calculated and measured radiation patterns with 1 slot opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 8.2[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

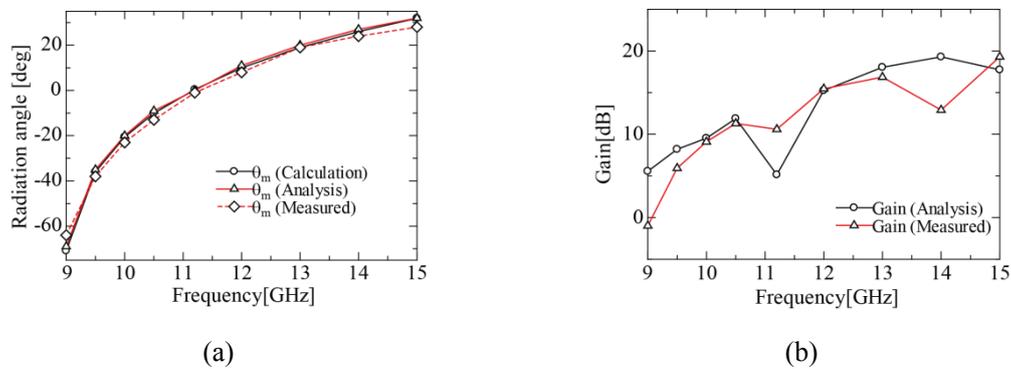


Fig. 4.15. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.4.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.4. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 1 slot opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 8.2[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -69 deg. | 5.56 dB | -64 deg. | -0.98 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -35 deg. | 8.2 dB | -38 deg. | 5.93 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -20 deg. | 9.53 dB | -23 deg. | 9.1 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -9 deg. | 11.89 dB | -13 deg. | 11.3 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | 5.15 dB | -1 deg. | 10.6 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 11 deg. | 15.25 dB | 8 deg. | 15.46 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 20 deg. | 18.04 dB | 19 deg. | 16.86 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 27 deg. | 19.29 dB | 24 deg. | 12.91 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 32 deg. | 17.74 dB | 28 deg. | 19.3 dB |

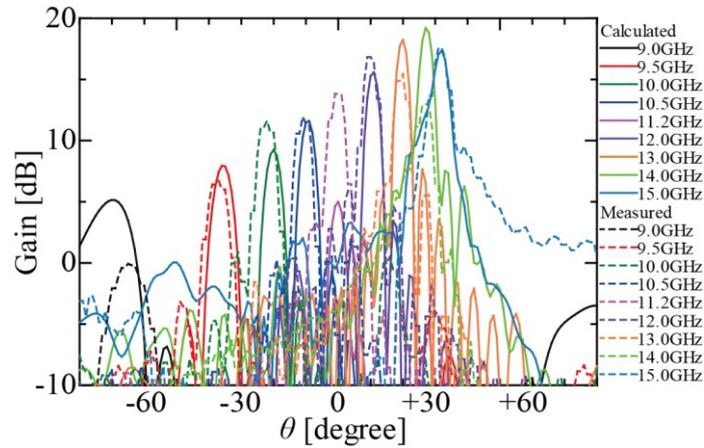


Fig. 4.16. Calculated and measured radiation patterns with 1 slot opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 8.4[\text{mm}]$, $l_e = 13.0[\text{mm}]$.

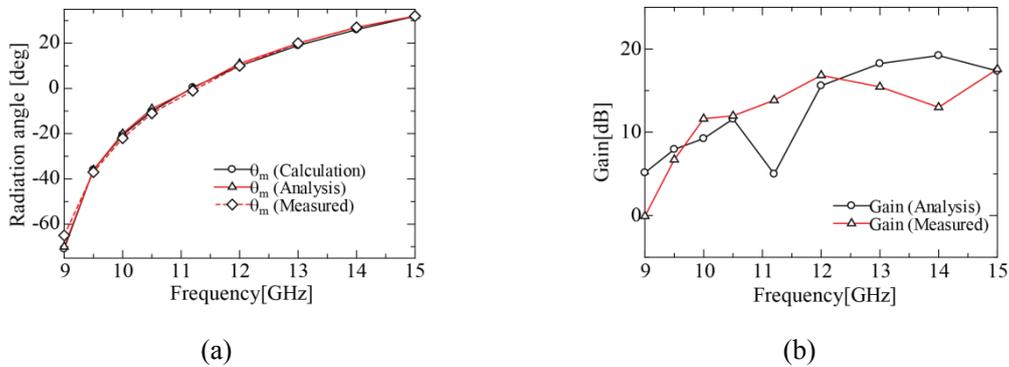


Fig. 4.17. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.5.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.5. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 1 slot opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 8.4[\text{mm}]$, $l_e = 13.0[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -70 deg. | 5.15 dB | -65 deg. | -0.07 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -36 deg. | 7.95 dB | -37 deg. | 6.72 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -20 deg. | 9.25 dB | -22 deg. | 11.63 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -9 deg. | 11.6 dB | -11 deg. | 11.97 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | 5.00 dB | -1 deg. | 13.84 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 11 deg. | 15.59 dB | 10 deg. | 16.83 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 20 deg. | 18.24 dB | 20 deg. | 15.45 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 27 deg. | 19.21 dB | 27 deg. | 13.00 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 32 deg. | 17.36 dB | 32 deg. | 17.58 dB |

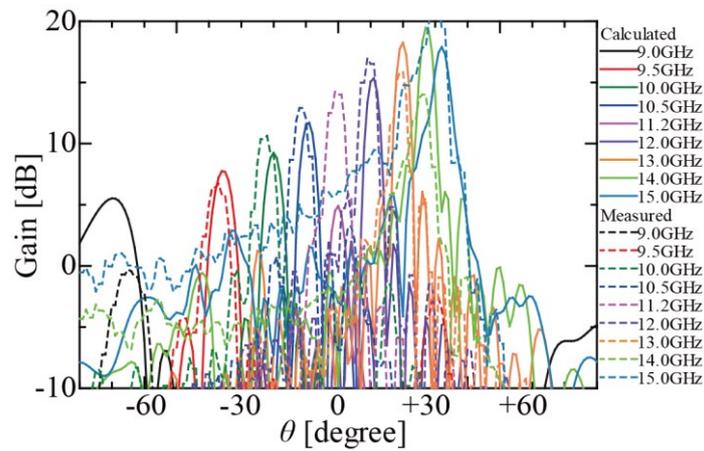


Fig. 4.18. Calculated and measured radiation patterns with 1 slot opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 10.6[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

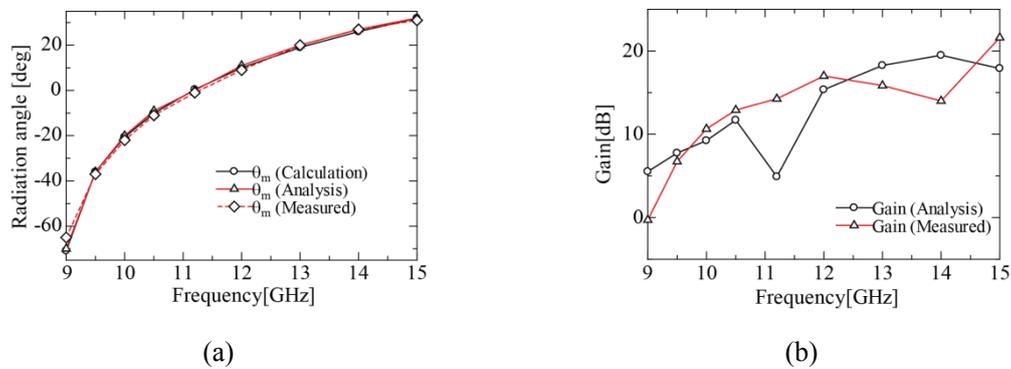


Fig. 4.19. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.6.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.6. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 1 slot opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 10.6[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -70 deg. | 5.52 dB | -65 deg. | -0.29 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -36 deg. | 7.75 dB | -37 deg. | 6.73 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -20 deg. | 9.24 dB | -22 deg. | 10.64 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -9 deg. | 11.70 dB | -11 deg. | 12.91 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | 4.91 dB | -1 deg. | 14.26 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 11 deg. | 15.35 dB | 9 deg. | 16.99 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 20 deg. | 18.26 dB | 20 deg. | 15.85 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 27 deg. | 19.48 dB | 27 deg. | 14.00 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 32 deg. | 17.90 dB | 31 deg. | 21.60 dB |

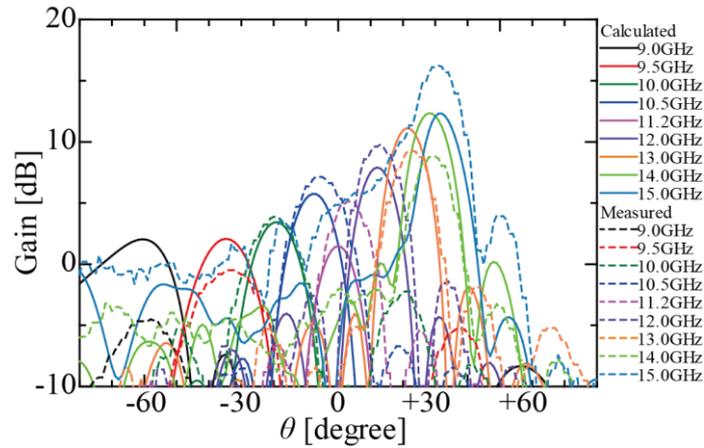


Fig. 4.20. Calculated and measured radiation patterns with 2 slots opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 8.2[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

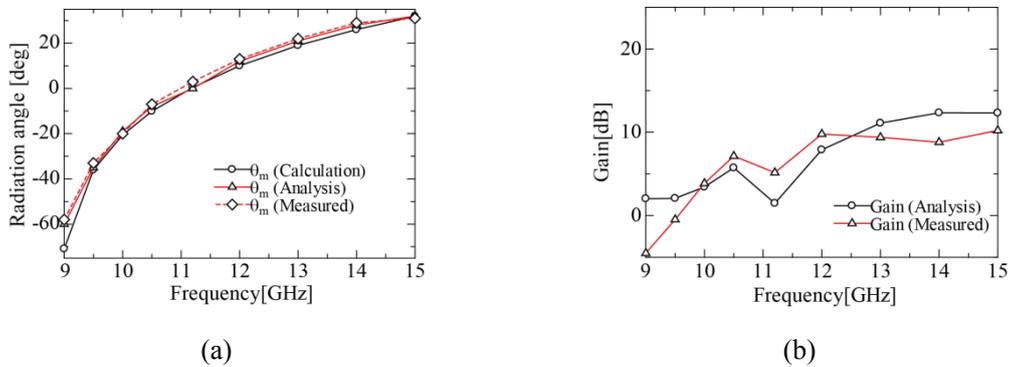


Fig. 4.21. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.7.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.7. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 2 slots opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 8.2[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -60 deg. | 2.03 dB | -58 deg. | -4.51 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -35 deg. | 2.07 dB | -33 deg. | -0.48 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -19 deg. | 3.44 dB | -20 deg. | 3.87 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -8 deg. | 5.74 dB | -7 deg. | 7.14 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | 1.48 dB | 3 deg. | 5.16 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 12 deg. | 7.90 dB | 13 deg. | 9.78 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 21 deg. | 11.10 dB | 22 deg. | 9.39 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 28 deg. | 12.34 dB | 29 deg. | 8.80 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 32 deg. | 12.32 dB | 31 deg. | 10.22 dB |

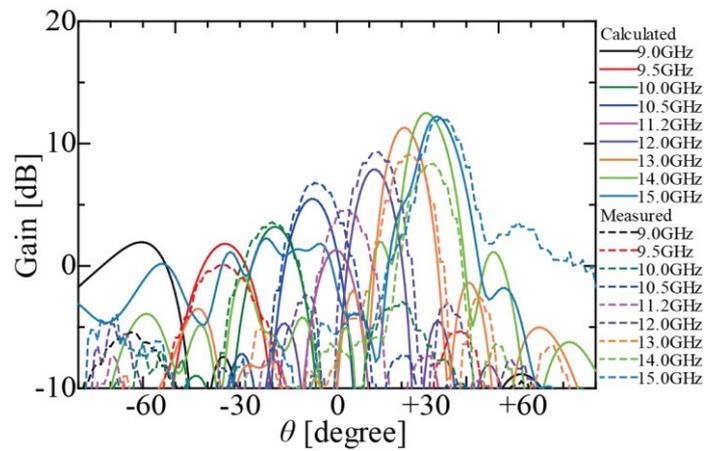


Fig. 4.22. Calculated and measured radiation patterns with 2 slots opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 8.4[\text{mm}]$, $l_e = 13.0[\text{mm}]$.

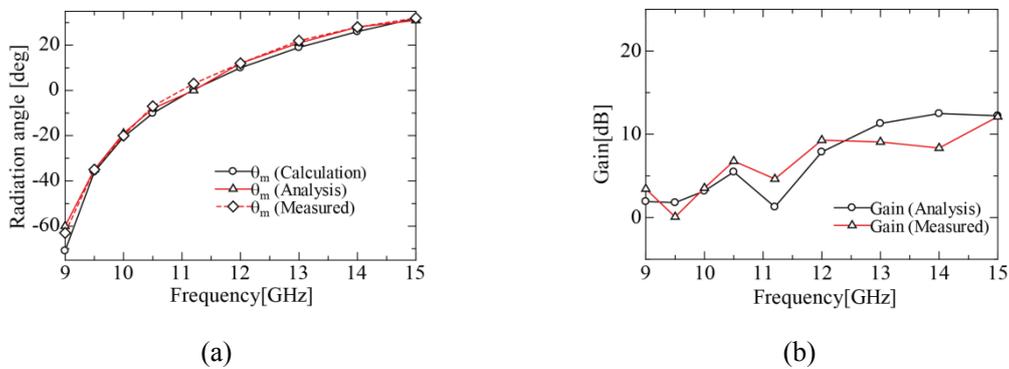


Fig. 4.23. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.8.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.8. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 2 slots opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 8.4[\text{mm}]$, $l_e = 13.0[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -60 deg. | 1.93 dB | -63 deg. | 3.44 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -35 deg. | 1.80 dB | -35 deg. | 0.083 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -19 deg. | 3.20 dB | -20 deg. | 3.55 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -8 deg. | 5.48 dB | -7 deg. | 6.78 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | 1.28 dB | 3 deg. | 4.64 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 12 deg. | 7.88 dB | 12 deg. | 9.29 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 21 deg. | 11.30 dB | 22 deg. | 9.08 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 28 deg. | 12.49 dB | 28 deg. | 8.35 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 31 deg. | 12.22 dB | 32 deg. | 12.11 dB |

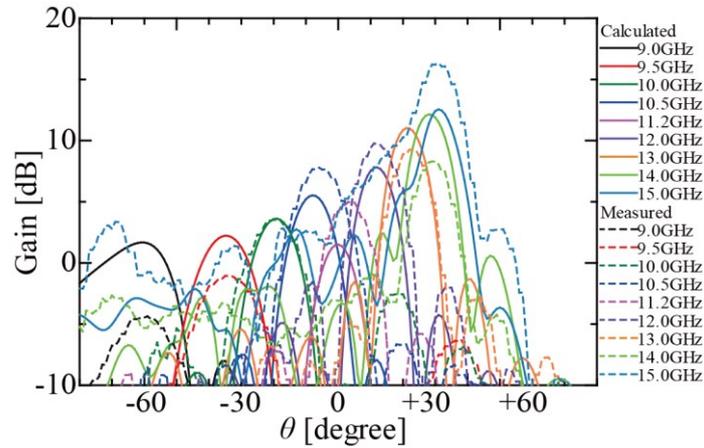


Fig. 4.24. Calculated and measured radiation patterns with 2 slots opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 10.6[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

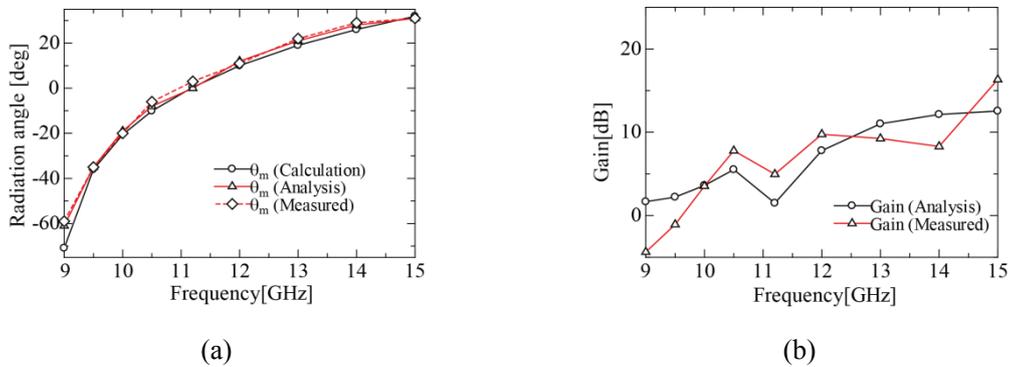


Fig. 4.25. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.9.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.9. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 2 slots opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 10.6[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -61 deg. | 1.67 dB | -59 deg. | -4.37 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -35 deg. | 2.22 dB | -35 deg. | -1.07 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -19 deg. | 3.62 dB | -20 deg. | 3.54 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -8 deg. | 5.52 dB | -6 deg. | 7.79 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | 1.50 dB | 3 deg. | 4.97 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 12 deg. | 7.80 dB | 11 deg. | 9.76 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 21 deg. | 11.02 dB | 22 deg. | 9.25 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 28 deg. | 12.14 dB | 29 deg. | 8.30 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 31 deg. | 12.55 dB | 31 deg. | 16.33 dB |

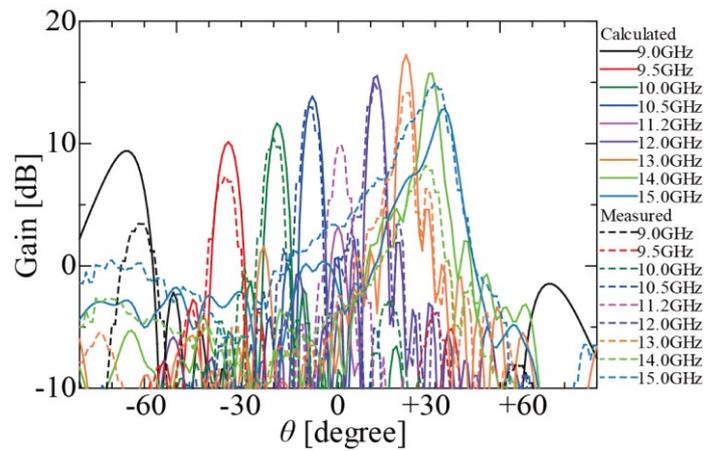


Fig. 4.26. Calculated and measured radiation patterns with 2 slots opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 8.2[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

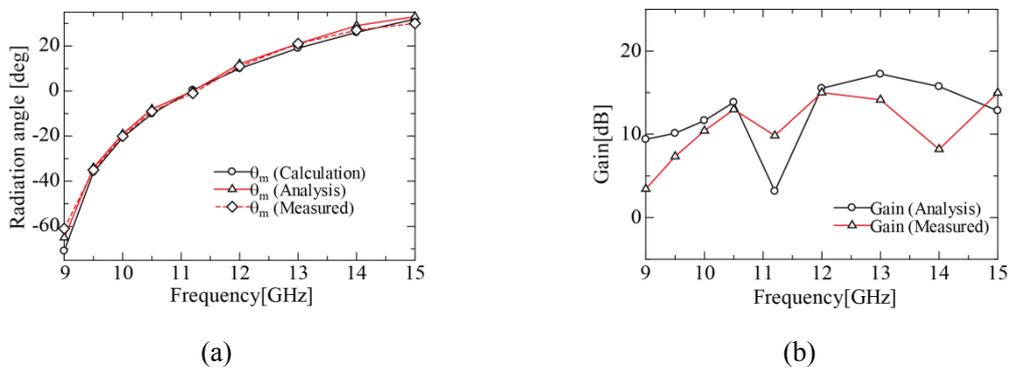


Fig. 4.27. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.10.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.10. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 2 slots opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 8.2[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -65 deg. | 9.39 dB | -61 deg. | 3.44 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -34 deg. | 10.12 dB | -35 deg. | 7.34 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -19 deg. | 11.64 dB | -20 deg. | 10.42 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -8 deg. | 13.84 dB | -9 deg. | 12.97 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | 3.17 dB | -1 deg. | 9.84 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 12 deg. | 15.52 dB | 11 deg. | 15.00 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 21 deg. | 17.23 dB | 21 deg. | 14.14 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 29 deg. | 15.73 dB | 27 deg. | 8.20 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 33 deg. | 12.83 dB | 30 deg. | 14.98 dB |

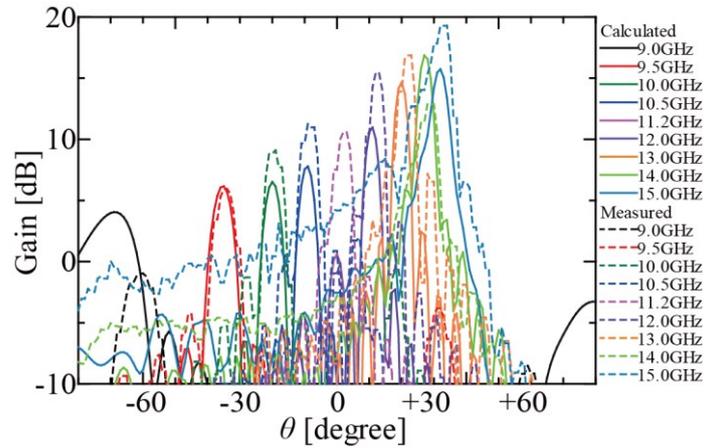


Fig. 4.28. Calculated and measured radiation patterns with 2 slots opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 8.4[\text{mm}]$, $l_e = 13.0[\text{mm}]$.

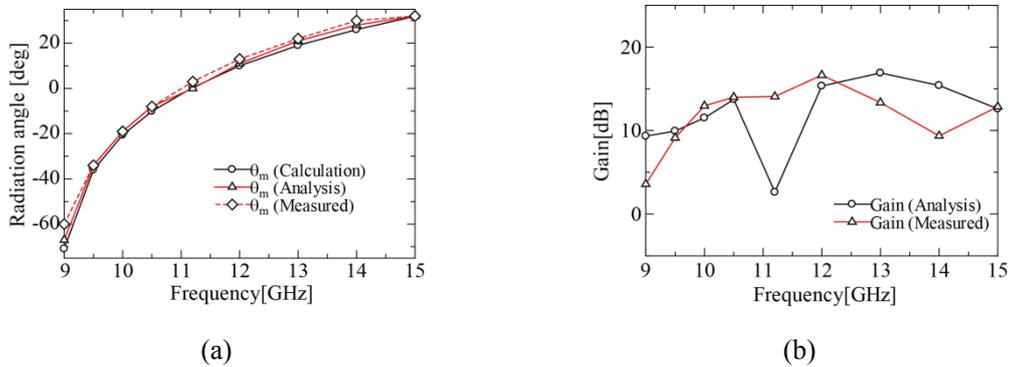


Fig. 4.29. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.11.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.11. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 2 slots opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 8.4[\text{mm}]$, $l_e = 13.0[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -67 deg. | 9.34 dB | -60 deg. | 3.59 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -34 deg. | 9.94 dB | -34 deg. | 9.13 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -19 deg. | 11.52 dB | -19 deg. | 12.96 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -8 deg. | 13.73 dB | -8 deg. | 14.00 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | 2.63 dB | 3 deg. | 14.08 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 11 deg. | 15.34 dB | 13 deg. | 16.64 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 21 deg. | 16.90 dB | 22 deg. | 13.35 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 28 deg. | 15.40 dB | 30 deg. | 9.37 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 32 deg. | 12.61 dB | 32 deg. | 12.86 dB |

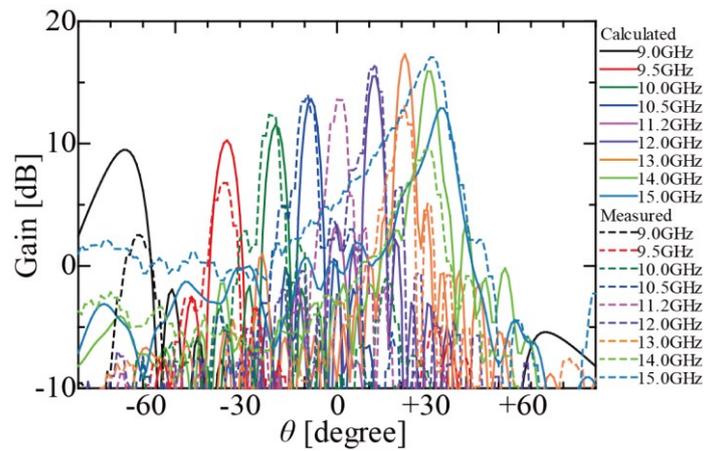


Fig. 4.30. Calculated and measured radiation patterns with 2 slots opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 10.6[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

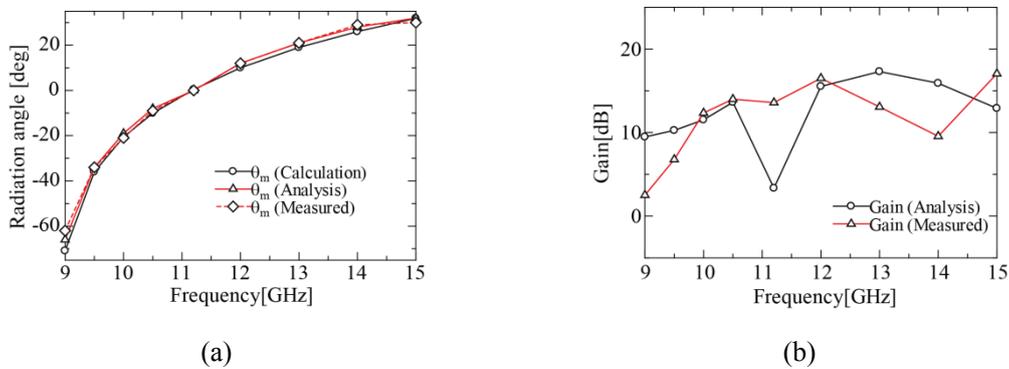


Fig. 4.31. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.12.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.12. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 2 slots opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 10.6[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -66 deg. | 9.48 dB | -62 deg. | 2.51 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -34 deg. | 10.26 dB | -34 deg. | 6.78 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -19 deg. | 11.53 dB | -21 deg. | 12.36 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -8 deg. | 13.63 dB | -9 deg. | 14.00 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | 3.35 dB | 0 deg. | 13.59 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 12 deg. | 15.53 dB | 12 deg. | 16.50 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 21 deg. | 17.30 dB | 21 deg. | 13.07 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 28 deg. | 15.91 dB | 29 deg. | 9.56 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 32 deg. | 12.90 dB | 30 deg. | 17.05 dB |

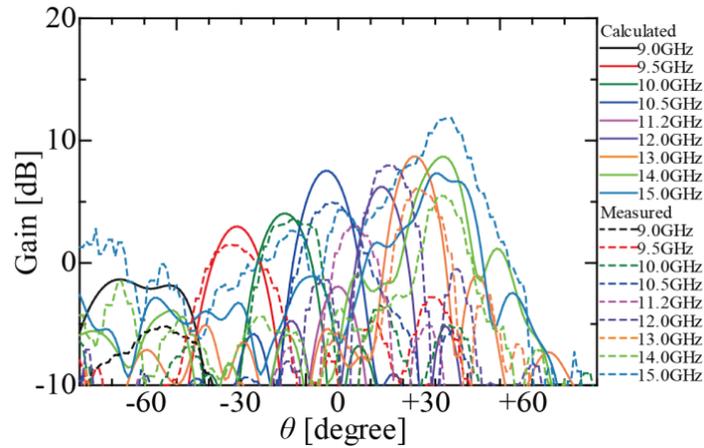


Fig. 4.32. Calculated and measured radiation patterns with 4 slots opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 8.2[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

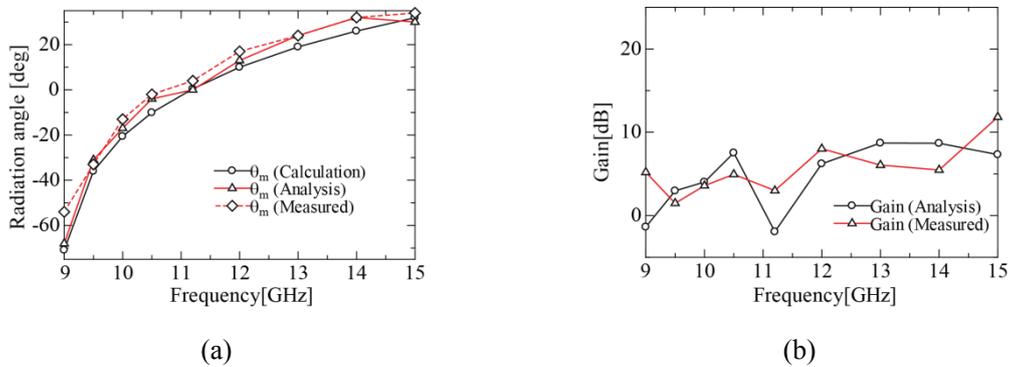


Fig. 4.33. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.13.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.13. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 4 slots opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 8.2[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -68 deg. | -1.36 dB | -54 deg. | 5.20 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -31 deg. | 2.97 dB | -33 deg. | 1.48 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -17 deg. | 4.03 dB | -13 deg. | 3.59 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -4 deg. | 7.53 dB | -2 deg. | 4.95 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | -1.93 dB | 4 deg. | 3.00 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 13 deg. | 6.22 dB | 17 deg. | 8.02 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 24 deg. | 8.71 dB | 24 deg. | 6.06 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 32 deg. | 8.68 dB | 32 deg. | 5.48 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 30 deg. | 7.32 dB | 34 deg. | 11.83 dB |

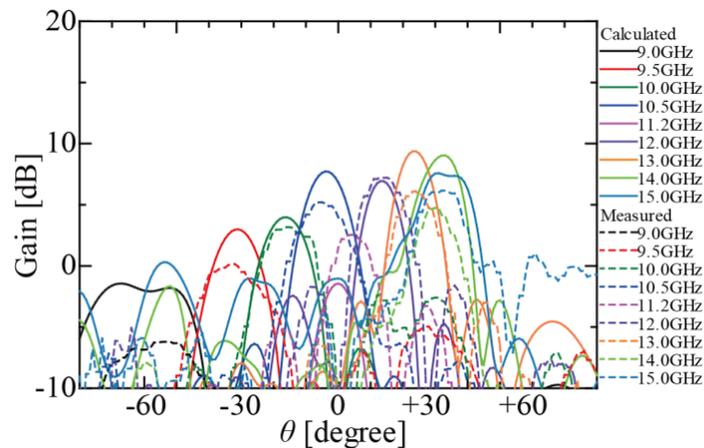


Fig. 4.34. Calculated and measured radiation patterns with 4 slots opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 8.4[\text{mm}]$, $l_e = 13.0[\text{mm}]$.

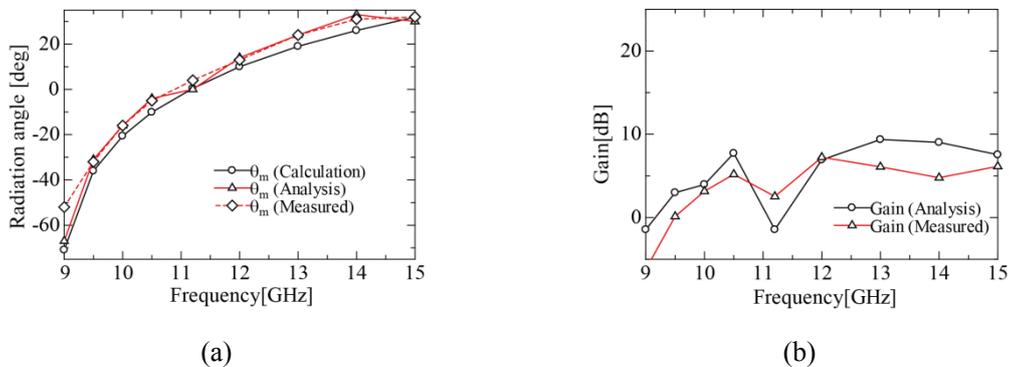


Fig. 4.35. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.14.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.14. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 4 slots opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 8.4[\text{mm}]$, $l_e = 13.0[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -67 deg. | -1.44 dB | -52 deg. | -6.20 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -31 deg. | 2.99 dB | -32 deg. | 0.14 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -16 deg. | 3.97 dB | -16 deg. | 3.16 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -4 deg. | 7.72 dB | -5 deg. | 5.20 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | -1.44 dB | 4 deg. | 2.54 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 14 deg. | 6.93 dB | 13 deg. | 7.24 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 24 deg. | 9.37 dB | 24 deg. | 6.09 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 33 deg. | 9.03 dB | 31 deg. | 4.79 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 30 deg. | 7.55 dB | 32 deg. | 6.15 dB |

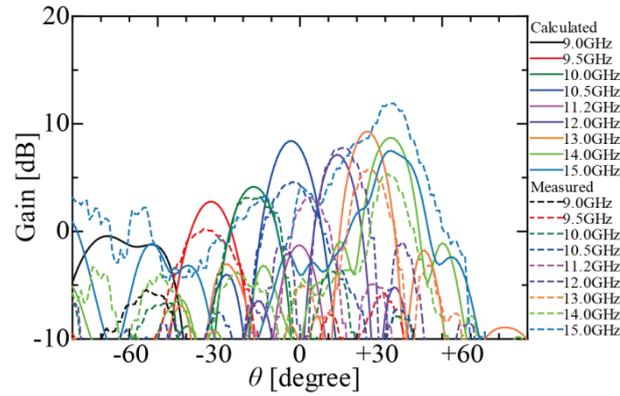


Fig. 4.36. Calculated and measured radiation patterns with 4 slots opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 10.6[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

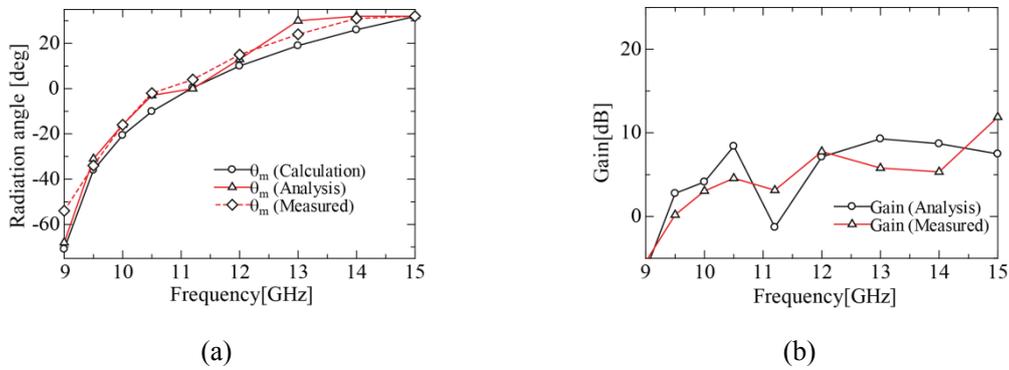


Fig. 4.37. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.15.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.15. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 4 slots opened for 12 unit cells and input exciter $t_e = 10.6[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -68 deg. | -6.44 dB | -54 deg. | -5.40 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -31 deg. | 2.76 dB | -34 deg. | 0.19 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -16 deg. | 4.13 dB | -16 deg. | 3.04 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -3 deg. | 8.4 dB | -2 deg. | 4.57 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | -1.29 dB | 4 deg. | 3.14 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 13 deg. | 7.12 dB | 15 deg. | 7.76 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 30 deg. | 9.28 dB | 24 deg. | 5.79 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 32 deg. | 8.7 dB | 31 deg. | 5.33 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 32 deg. | 7.48 dB | 32 deg. | 11.88 dB |

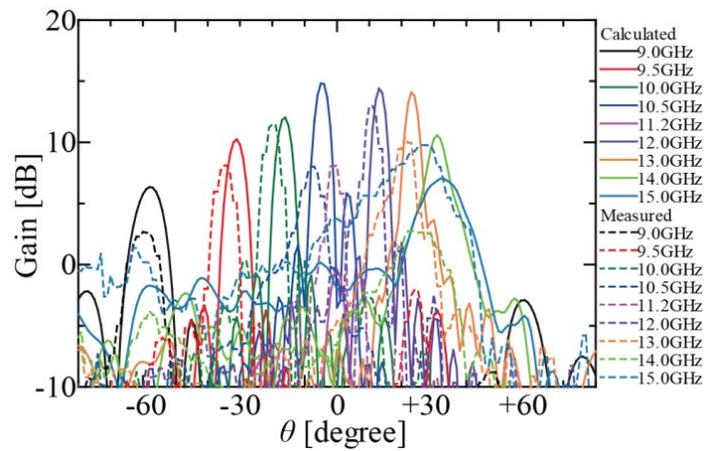


Fig. 4.38. Calculated and measured radiation patterns with 4 slots opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 8.2[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

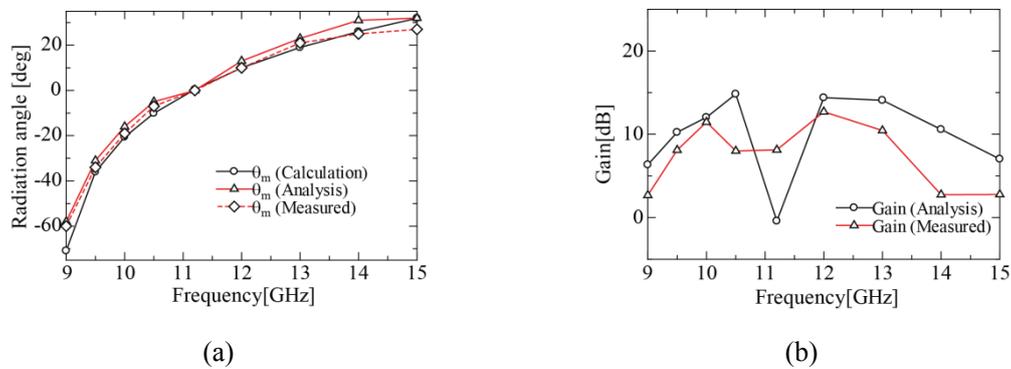


Fig. 4.39. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.16.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.16. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 4 slots opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 8.2[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -58 deg. | 6.34 dB | -60 deg. | 2.68 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -31 deg. | 10.24 dB | -34 deg. | 8.10 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -16 deg. | 12.03 dB | -19 deg. | 11.46 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -5 deg. | 14.82 dB | -7 deg. | 8.00 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | -0.41 dB | 0 deg. | 8.13 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 13 deg. | 14.39 dB | 10 deg. | 12.70 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 23 deg. | 14.08 dB | 21 deg. | 10.45 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 31 deg. | 10.58 dB | 25 deg. | 2.75 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 32 deg. | 7.03 dB | 27 deg. | 2.78 dB |

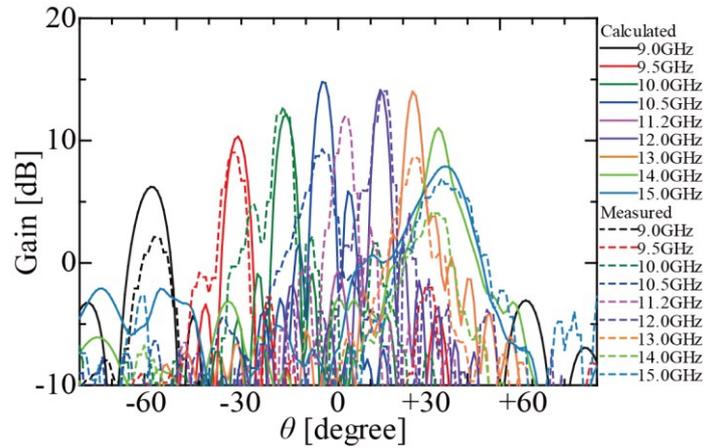


Fig. 4.40. Calculated and measured radiation patterns with 4 slots opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 8.4[\text{mm}]$, $l_e = 13.0[\text{mm}]$.

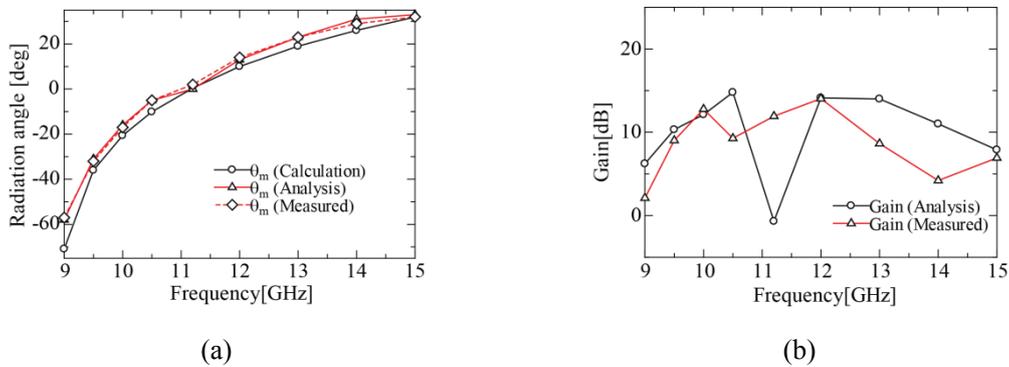


Fig. 4.41. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.17.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.17. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 4 slots opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 8.4[\text{mm}]$, $l_e = 13.0[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -58 deg. | 6.22 dB | -57 deg. | 2.11 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -31 deg. | 10.32 dB | -32 deg. | 9.02 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -16 deg. | 12.12 dB | -17 deg. | 12.78 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -5 deg. | 14.79 dB | -5 deg. | 9.28 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | -0.68 dB | 2 deg. | 11.93 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 13 deg. | 14.13 dB | 14 deg. | 14.04 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 23 deg. | 14.00 dB | 23 deg. | 8.64 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 31 deg. | 11.01 dB | 29 deg. | 4.21 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 33 deg. | 7.89 dB | 32 deg. | 6.92 dB |

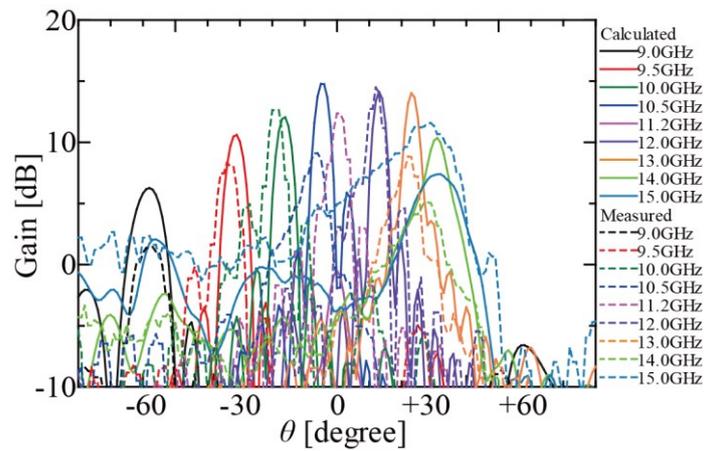


Fig. 4.42. Calculated and measured radiation patterns with 4 slots opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 10.6[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

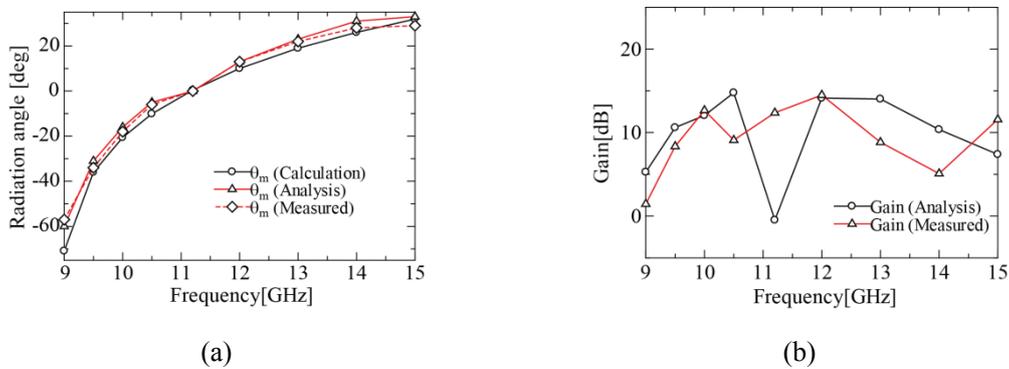


Fig. 4.43. Comparison between calculation and analysis and measured in Table 4.18.

(a) Radiation angle and (b) gain.

Table 4.18. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle with 4 slots opened for 30 unit cells and input exciter $t_e = 10.6[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

| Frequency | θ_m (Calculation) | θ_m (Analysis) | Gain(Analysis) | θ_m (measured) | Gain(measured) |
|-----------|--------------------------|-----------------------|----------------|-----------------------|----------------|
| 9.0 GHz | -70.9 deg. | -60 deg. | 5.27 dB | -57 deg. | 1.45 dB |
| 9.5 GHz | -36.0 deg. | -31 deg. | 10.60 dB | -34 deg. | 8.35 dB |
| 10.0 GHz | -20.6 deg. | -16 deg. | 12.05 dB | -18 deg. | 12.66 dB |
| 10.5 GHz | -10.1 deg. | -5 deg. | 14.77 dB | -6 deg. | 9.10 dB |
| 11.2 GHz | 0.4 deg. | 0 deg. | -0.48 dB | 0 deg. | 12.37 dB |
| 12.0 GHz | 10.0 deg. | 13 deg. | 14.13 dB | 13 deg. | 14.49 dB |
| 13.0 GHz | 19.0 deg. | 23 deg. | 14.02 dB | 22 deg. | 8.84 dB |
| 14.0 GHz | 26.0 deg. | 31 deg. | 10.36 dB | 28 deg. | 5.09 dB |
| 15.0 GHz | 31.9 deg. | 32 deg. | 7.39 dB | 29 deg. | 11.57 dB |

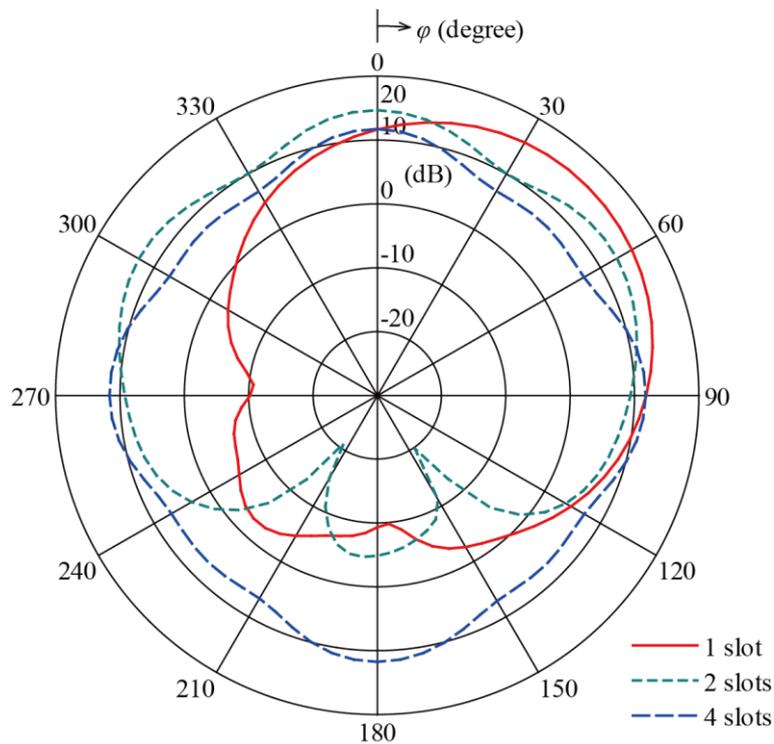


Fig. 4.44. Comparison between each slots at 11.2GHz
for 30 unit cells and input exciter $t_e = 8.2[\text{mm}]$, $l_e = 13.6[\text{mm}]$.

4.3 結論

右手/左手系複合円筒導波管型スロットアンテナを提案し、その放射特性について述べた。第 3 章で阻止帯域のないバランス型条件を満たし、周波数操作によるビーム走査に適した右手/左手系複合円筒導波管を用いて TM 導波管壁面にスロットを設けることにより漏洩波アンテナとして設計し、スロットからの放射角度や放射強度の数値解析ならびに分散特性の計算値からアンテナの特性を明らかにした。また、スロットアンテナを試作し、製作された円筒導波管型スロットアンテナが実験においても動作することを確認し、各周波数でのビーム走査により右手系領域から左手系領域において前方から後方への放射可能であることが確かめられた。数値解析と実験により、スロットによる漏洩現象を利用した右手/左手系複合円筒導波管型スロットアンテナの有用性を明らかにした。

参考文献

- (4-1) C. Caloz and T. Itoh, "Application of the Transmission Line Theory of Left-Handed (LH) Materials to the Realization of a Microstrip LH Transmission Line," *IEEE Int. Ant. Propagat.*, vol. 2, pp. 412-415, Jun. 2002.
- (4-2) A. A. Chaudhry, J. K. Arif, Z. Ahmed, M. A. Chaudhary and M. B. Ihsan, "Parameter extraction of composite right / left handed (CRLH) transmission line unit cell using off resonance method," *Int. Bhurban Conf. Appl. Sci. Tech.*, pp. 779-781, Jan. 2017.
- (4-3) A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Novel zeroth-order resonance in composite right/left-handed transmission line resonators," *Asia-Pacific Microw. Conf.*, pp. 1588-1592, Nov. 2003.
- (4-4) A. Sanada, M. Kimura, I. Awai, C. Caloz, and T. Itoh, "A planar zeroth-order resonator antenna using a left-handed transmission line," *Eur. Microw. Conf.*, vol. 3, pp. 1341-1344, Oct. 2004.
- (4-5) T. Ueda, N. Michishita, M. Akiyama, and T. Itoh, "Anisotropic 3-D composite right/left-handed metamaterial structures using dielectric resonators and conductive mesh plates," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 7, pp. 1766-1773, Jul. 2010.
- (4-6) C. Caloz and T. Itoh, "Application of the transmission line theory on left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip LH line," *IEEE Ant. Propagat. Soc. Int. Symp.*, vol. 2, pp. 412-415, Jun. 2002.
- (4-7) 真田篤志, 村上公一, 麻生修司, 久保洋, 栗井郁雄, "ビアを用いないマイクロストリップ型右手/左手系複合線路," *信学技報*, ED2003-195, vol. 103, no. 558, pp. 7-12, Jan. 2004.
- (4-8) R. Marques, J. Marte, F. Mesa and F. Menina, "Left-handed-media simulation and transmission of EM waves in subwavelength split-ring-resonator metallic waveguide," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 89, no.18, pp. 183901-1-183901-4, Oct. 2002.
- (4-9) I. A. Eshrah, A. A. Kishk, A. B. Yakovlev and A. W. Glisson, "Rectangular waveguide with dielectric-filled corrugations supporting backward waves," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 11, pp. 3298-3304, Nov. 2005.
- (4-10) T. Ikeda, K. Sakakibara and H. Hirayama, "Beam-scanning performance of leaky-wave slot-array antenna on variable stub-loaded left-handed waveguide," *IEEE Trans. Ant. Propagat.*, vol. 56, no. 12, pp. 3611-3618, Dec. 2008.

- (4-11) Q. Yang, X. Zhao, Y. Zhang and Y. Zhang, "High performance CRLH waveguide leaky-wave antenna with optimized sidelobe level," *IEEE Int. Symp. Ant. Propagat. U. S. N. Comitte. Int. Union Radio Sci. N. Radio. Sci. Mtg.*, pp. 1175-1176, Jul. 2017.
- (4-12) F. Siaka, J. J. Laurin and R. Deban, "New broad angle frequency scanning antenna with narrow bandwidth based on a CRLH structure," *IET Microw. Ant. Propagat.*, vol. 11, no. 11, pp. 1644-1650, Sep. 2017.
- (4-13) Q. Yang, X. Zhao and Y. Zhang, "Leaky-wave radiation analysis for CRLH waveguide with long slot on its broadwall," *Eur. Conf. Ant. Propagat.*, pp. 1-5, Apr. 2016.
- (4-14) Y. J. Cheng, W. Hong and K. Wu, "Millimeter-wave half mode substrate integrated waveguide frequency scanning antenna with quadri-polarization," *IEEE Trans. Ant. Propagat.*, vol. 58, no. 6, pp. 1848-1855, Jun. 2010.
- (4-15) Y. Geng, J. Wang, Y. Li, Z. Li, M. Chen and Z. Zhang, "Leaky-wave antenna array with a power-recycling feeding network for radiation efficiency improvement," *IEEE Trans. Ant. Propagat.*, vol. 65, no. 5, pp. 2689-2694, May 2017.
- (4-16) K. J. Nicholson, J. Clough and K. Ghorbani, "Electronically tunable coaxial right / left handed transmission line for carbon fibre reinforced polymer waveguides," *Eur. Microw. Conf.*, pp. 1104-1107, Sep. 2015.
- (4-17) M. Mujumdar, A. Alphones and Nasimuddin, "Compact leaky wave antenna with periodical slots on half mode substrate integrated waveguide," *IEEE Int. Symp. Ant. Propagat. U. S. N. Comitte. Int. Union Radio Sci. N. Radio. Sci. Mtg.*, pp. 1740-1741, Jul. 2015.
- (4-18) C. Ben-xiao, L. Xun-gen and D. Ling-xi, "SIW U shape dual-polarized slot antenna," *Int. Conf. Comp. Applic. Sys. Modeling*, pp. V9-407-V9-409, Oct. 2010.
- (4-19) D. K. Karmokar and K. P. Esselle, "Periodic U-slot-loaded dual-band half-width microstrip leaky-wave antennas for forward and backward beam scanning," *IEEE Trans. Ant. Propagat.*, vol. 63, no. 12, pp. 5372-5381, Dec. 2015.
- (4-20) K. J. Nicholson, W. S. T. Rowe, P. J. Callus and K. Ghorbani, "Electronically tunable composite right/left handed transmission line for the Slotted Waveguide Antenna Stiffened Structure," *Int. Cong. Adv. EM. Matls. Microw. Opt.*, pp. 109-111, Sep. 2013.
- (4-21) Nasimuddin, X. Qing and Z. N. Chen, "A tapered leaky-wave slot antenna with wideband boresight radiation," *Prog. In EM. Rsrch. Symp. Fall*, pp. 2936-2939, Nov. 2017.
- (4-22) C. Zhang, J. Wang, M. Chen and Z. Zhang, "A new kind of leaky circular waveguide with periodic slots and wire ridge," *Proc. Cross Strait Quad-Regional Radio Sci. Wirel. Tech. Conf.*, pp. 479-482, Jul. 2011.
- (4-23) C. Liu, Z. Li and J. Wang, "A new kind of circularly polarized leaky-wave antenna based on corrugated substrate integrated waveguide," *IEEE Int. Symp. Microw. Ant. Propagat. EMC Tech. Wirel. Communic.*, pp. 383-387, Oct. 2013.

- (4-24) W. Cao, Z. N. Chen, W. Hong, B. Zhang and A. Liu, "A beam scanning leaky-wave slot antenna with enhanced scanning angle range and flat gain characteristic using composite phase-shifting transmission line," *IEEE Trans. Ant. Propagat.*, vol. 62, no. 11, pp. 5871-5875, Nov. 2014.
- (4-25) M. H. Rahmani and D. Deslandes, "A novel periodic microstrip leaky-wave antenna with backward to forward scanning," *IEEE-APS Topical Conf. Ant. Propagat. Wirel. Communic.*, pp. 650-653, Sep. 2015.
- (4-26) A. J. Martinez-Ros, M. Bozzi and M. Pasian, "Double-sided SIW leaky-wave antenna with increased directivity in the E -plane," *IEEE Trans. Ant. Propagat.*, vol. 66, no. 6, pp. 3130-3135, Jun. 2018.
- (4-27) S. Nishimura, J. Nakajima, H. Deguchi and M. Tsuji, "Leaky-wave antennas using composite right/left-handed cylindrical waveguides," *Prog. In EM. Rsrch. M*, vol. 72, pp. 89-96, Aug. 2018.
- (4-28) J. Nakajima, S. Nishimura, H. Deguchi and M. Tsuji, "Leaky-wave antennas of CRLH waveguide using the cutoff TM_{01} mode and the sector-shaped cutoff TE mode," *Asia-Pacific Microw. Conf.*, Nov. 2018.
- (4-29) 仲嶋淳吾, 西村茂幸, 出口博之, 辻幹男, "リッジを周期配列した右手/左手系複合円形漏洩導波管の伝搬・放射特性の実験的検討," 信学総大, B-1-52, Mar. 2018.
- (4-30) A. Chittora, S. Singh, A. Sharma and J. Mukherjee, "Design of wideband coaxial-TEM to circular waveguide TM_{01} mode transducer," *Eur. Conf. Ant. Propagat.*, pp. 1-4, Apr. 2016.
- (4-31) S. Otto, A. Al-Bassam, A. Rennings, K. Solbach and C. Caloz, "Radiation efficiency of longitudinally symmetric and asymmetric periodic leaky-wave antennas," *IEEE Ant. Wirel. Propagat. Lett.*, vol. 11, pp. 612-615, Jun. 2012.
- (4-32) S. Otto, A. Al-Bassam, A. Rennings, K. Solbach and C. Caloz, "Transversal asymmetry in periodic leaky-wave antennas for bloch impedance and radiation efficiency equalization through broadside," *IEEE Trans. Ant. Propagat.*, vol. 62, no. 10, pp. 5037-5054, Jul. 2014.

第 5 章

複合方形導波管の伝搬特性

遮断周波数以下の TE・TM モードを用いた右手/左手系複合方形導波管の提案を行っている。第 3 章での左手系円筒導波管の構成法と同様の原理が方形導波管についても適用できる新たな形状を見出している。この形状の構成の場合にも、円筒導波管と同様に同軸線路の TEM モードを用いて高次モードの励振が可能なるものである。遮断 TE モードについては H 型導体隔壁を方形導波管に挿入することで得られる。小さい導波管を複数配置した形状のもとに TE_{10} モードを発生させており、その電磁界分布は遮断 TM モードのそれに近いモードが得られている。そして、その H 型導体隔壁を変形することにより阻止帯域のないバランス条件を満たした導波管が実現できることを示している。さらに、各導波管の軸長に対する分散特性との関係についても言及する。また、設計した方形導波管を試作し、実験においても設計した方形導波管が右手/左手系複合伝送線路として動作することを確認し、本設計法の有用性を検証している。

5.1 結論

本章では、方形導波管において TE モードを発生させるために文献⁽⁵⁻¹⁾のように TE 導波管を 2 段重ねるのではなく、H 型導体隔壁板を装荷することにする。その結果、4 つの TE_{10} モードが組み合わされ、 TM_{11} モードとの整合が取りやすい TE モードの発生が可能となる。よって、遮断周波数以下において TM モードが実効的に負の透磁率、TE モードが実効的に負の誘電率を示すことにより、この両者を交互に接続することで左手系媒質を実現する⁽⁵⁻²⁾⁻⁽⁵⁻⁴⁾。また、両モードの遮断周波数を一致させ阻止帯域のないバランス条件を満たす導波管が変形した H 型導体隔壁板を挿入することで、あるいは各モードの遮断導波管の区間の長さを調整することで実現できることを明らかにしている⁽⁵⁻⁵⁾。最後に、実際に CRLH 方形導波管を試作し解析結果と実験結果の比較を行うことで、CRLH 方形

導波管の構成法の有用性を明らかにした。なお、数値計算は有限要素法に基づく電磁界シミュレーションソフト HFSS15.0(ANSYS 社)を用いて行っている。

5.2 遮断 TE・TM モードによる左手系方形導波管の構成

5.2.1 遮断周波数以下での TE・TM モードの分布

本節では、方形導波管 TM モードと H 型導体隔壁板を装荷した TE モードの電磁界分布について述べる。長辺 $a = 30.0[\text{mm}]$ 、短辺 $b = 15.0[\text{mm}]$ の方形導波管において遮断周波数以下で実効的に負の透磁率を示す TM_{11} モードを発生させる。しかし通常、方形導波管を励振させると最低次モードである Fig. 5.1(a) の電磁界分布をもつ TE_{10} モードが励振されてしまう。そこで、方形導波管において主モードとして Fig. 5.1(b) に示す電磁界分布をもつ TM_{11} モードを発生させるために、電磁界分布が楕円となる TM_{11} モードに近い電磁界分布をもつ Fig. 5.1(c) に示す中心導体の半径 r_e の方形同軸線路（絶縁体部中空）の基本 TEM モードによる励振を用いることにする。これにより方形導波管の最低次モードである TE_{10} モードが抑制され、 TM_{11} モードを主として励振することができる。

次に、遮断周波数以下で実効的に負の誘電率を示す TE モードの発生について述べる。左手系伝送線路を実現するためには遮断 TM_{11} モード区間と隣接する遮断 TE_{10} モード区間の電磁界分布を極力同様にし、区間境界面で不整合を極力発生させないために反射を小さくする必要がある。そのため、遮断 TE モードの導波管にはそれと同じ寸法の方形導波管を直接用いることができず、方形導波管内に厚さ u の H 型の導体隔壁板を設けることで、Fig. 5.1(d) に示す 4 つの TE_{10} モードが組み合わせられたような電磁界分布を得ることができる。Fig. 5.1(b)(d) より、 TM_{11} および H 型導体隔壁板を用いた TE モードの電磁界分布において電界の方向が円中心から外へ向き、磁界が横断面で円を描くように分布しており、両モードの電磁界分布が近いことがわかる。また、Fig. 5.2 にそれぞれ分散特性を示す。ここで、4 つに区切って得た TE_{10} モード導波管はそれぞれの遮断周波数が等しくなるように $k = b$ としている。図より、4 分割した方形導波管の TE_{10} モードの遮断周波数が方形導波管の TM_{11} モードの遮断周波数に近づけることが可能なことがわかる。

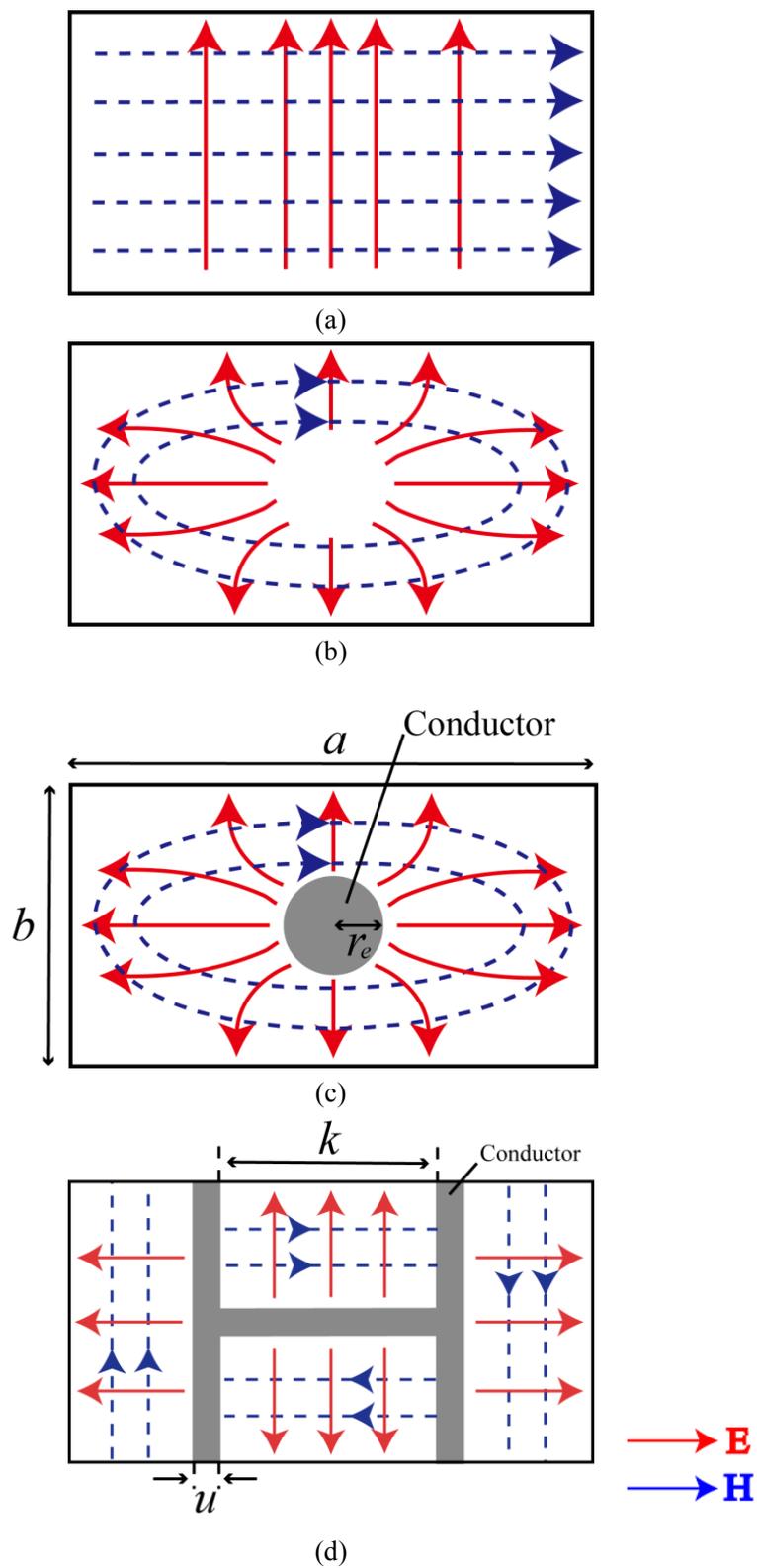


Fig. 5.1. Field distribution of the modes related to the proposed waveguide.

(a) TE_{10} mode, (b) TM_{11} mode, (c) TEM mode and (d) TE mode using H-shaped conductor partition.

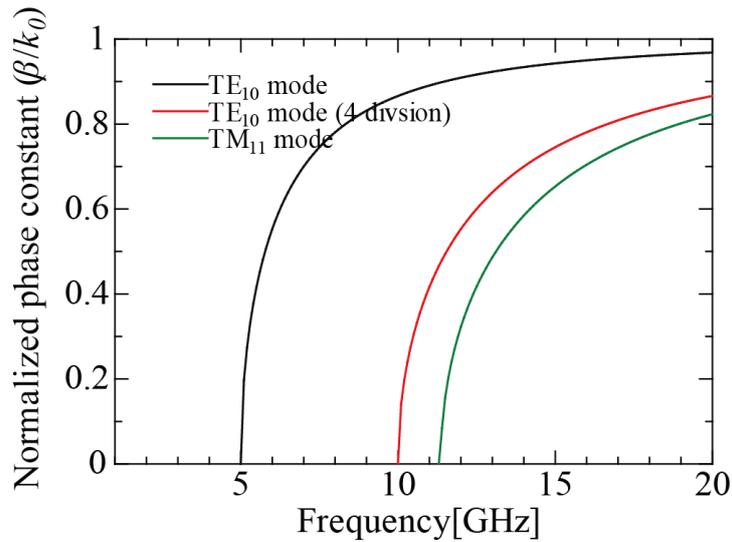


Fig. 5.2. Dispersion diagram of the modes shown in Fig. 5.1.

5.2.2 CRLH 方形導波管の構造

提案する右手/左手系方形導波管の単位セルの形状を Fig. 5.3 に示す. この形状は H 型導体隔壁板を装荷したことにより 4 分割した TE 導波管と中空の TM₁₁ モード方形導波管を交互に周期的に接続している. 中空導波管の長辺および短辺は同じ a と b を用い, H 型導体隔壁板の厚みは u とする. この時のそれぞれの TE 導波管と TM 導波管の軸方向の長さをそれぞれ l_1 , l_2 としている. H 型導体隔壁板の厚み $u = 1.0[\text{mm}]$, TE 導波管の軸方向の長さ $l_1 = 3.0[\text{mm}]$, TM 導波管の軸方向の長さ $l_2 = 10.0[\text{mm}]$ に設定し, 右手/左手系方形導波管の単位セルを構成した. また, 入出力部の励振に使用する同軸線路 (絶縁体部中空) は 50Ω と一致するように中心導体半径 $r_e = 4.15[\text{mm}]$ を用いた. 第 3 章の扱いと同様にして求めた S パラメータ解析と固有値解析による分散特性を Fig. 5.4(a) に示し, また 12 セルを周期配列した時の伝送特性を Fig. 5.4(b) に示す. 両者がよく一致していることも含め, 特性の説明を述べる. Fig. 5.4 に示すように, およそ 7.50GHz から 8.68GHz までの範囲で左手系媒質となり, 10.61GHz より高周波側で右手系媒質となることがわかる. また Fig. 5.4(a) の分散特性において, 右手系範囲内にある跳ね上がりが見られる. これは Fig. 5.5 に示す同軸線路により励振した通常導波管における分散特性が TM₁₁ モードのそれと一致していることから, H 型導体隔壁板が原因ではなく, 入出力同軸線路による影響であると考えられる.

ここで提案した方形導波管が右手/左手系複合伝送線路として動作していることを確認するために, 右手系領域で前進波, 左手系領域で後退波が発生してい

ることを位相推移より確認する. Fig. 5.6(a)-(f)に示すように, Fig. 5.4 で用いた形状で導波管内部での 8.5GHz のときの電界の位相推移を表しており, 位相差が 30deg ずつ移り変わっている様子が見て取れる. 下部の入力から上部の出力へと励振していて, 入出力線路は下から上へ電界が推移していることがわかるが, 提案したセル部では入出力線路とは逆方向の上から下へと電界が推移している. これは 8.5GHz が左手系領域において 12 セル周期配列している方形導波管が左手系伝送線路として後退波が発生していることが図より確認できる. また, 右手系領域である 12.5GHz においても同様の電界の位相推移を Fig. 5.7(a)-(f)で確認ができる. この場合では右手系領域の周波数であるため 12 セル周期配列した方形導波管は順方向へ進行波が発生していることがわかる.

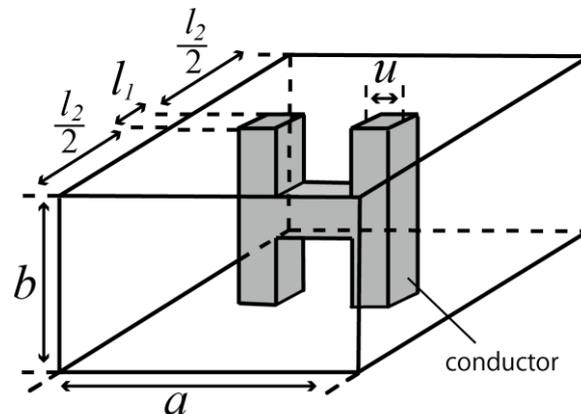
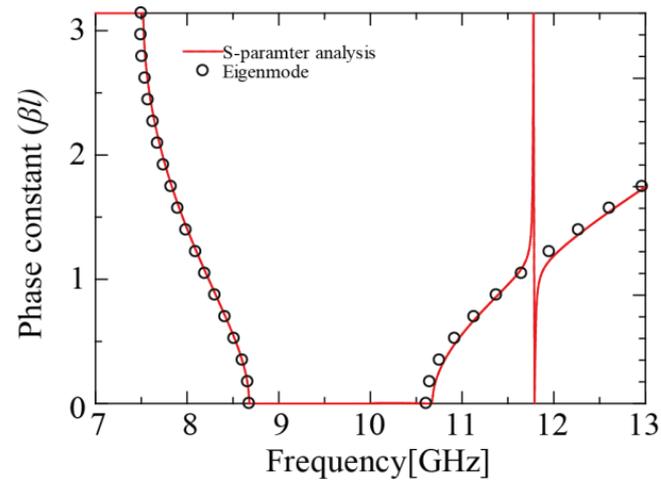
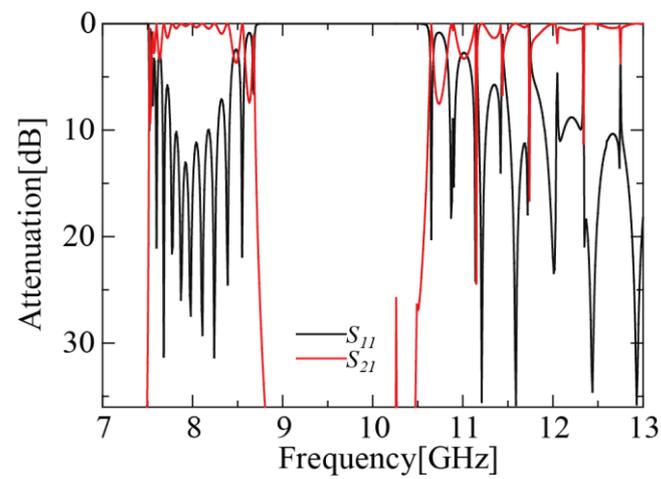


Fig. 5.3. Structure of the proposed CRLH rectangular waveguide unit cell.



(a)



(b)

Fig. 5.4. Characteristics for the proposed CRLH rectangular waveguide.
 (a) Dispersion diagram and (b) transmission characteristics for 12 unit cells.

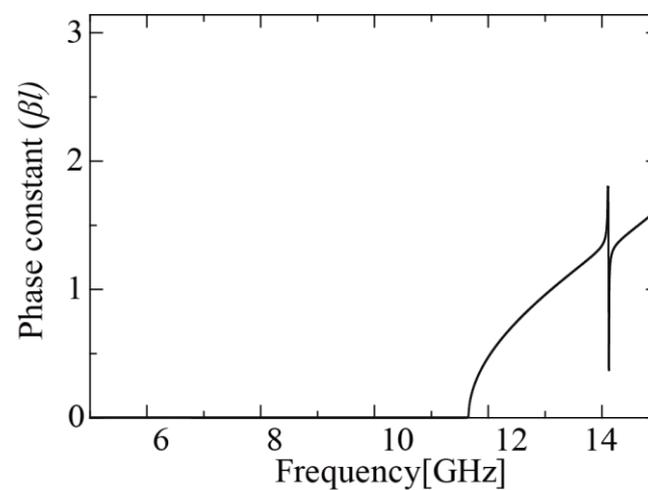


Fig. 5.5. Dispersion diagram of the TM_{11} mode calculated from the coaxial-line excitation.

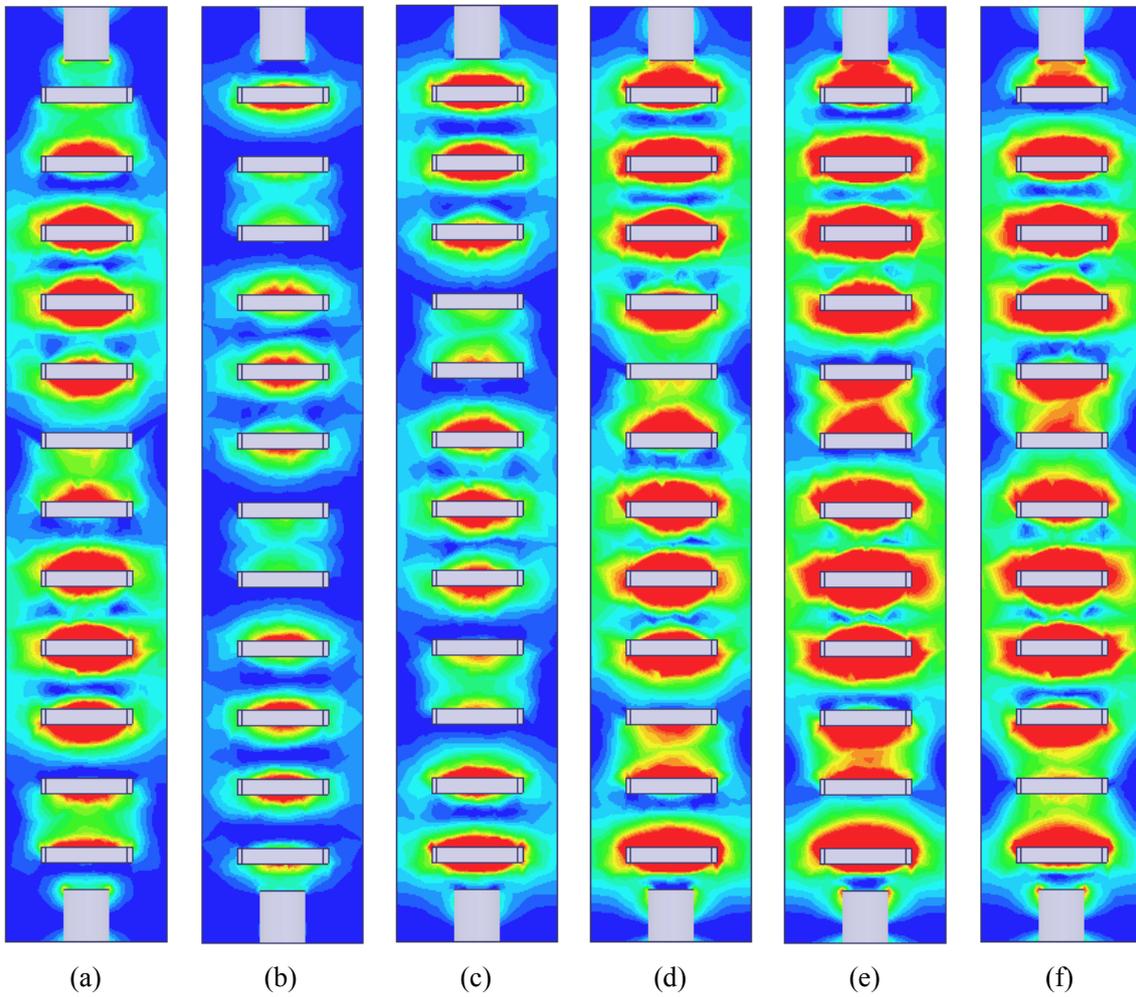
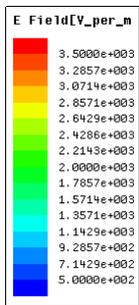


Fig. 5.6. Electric field distributions of the waveguide at 8.5GHz for phase with 30deg.

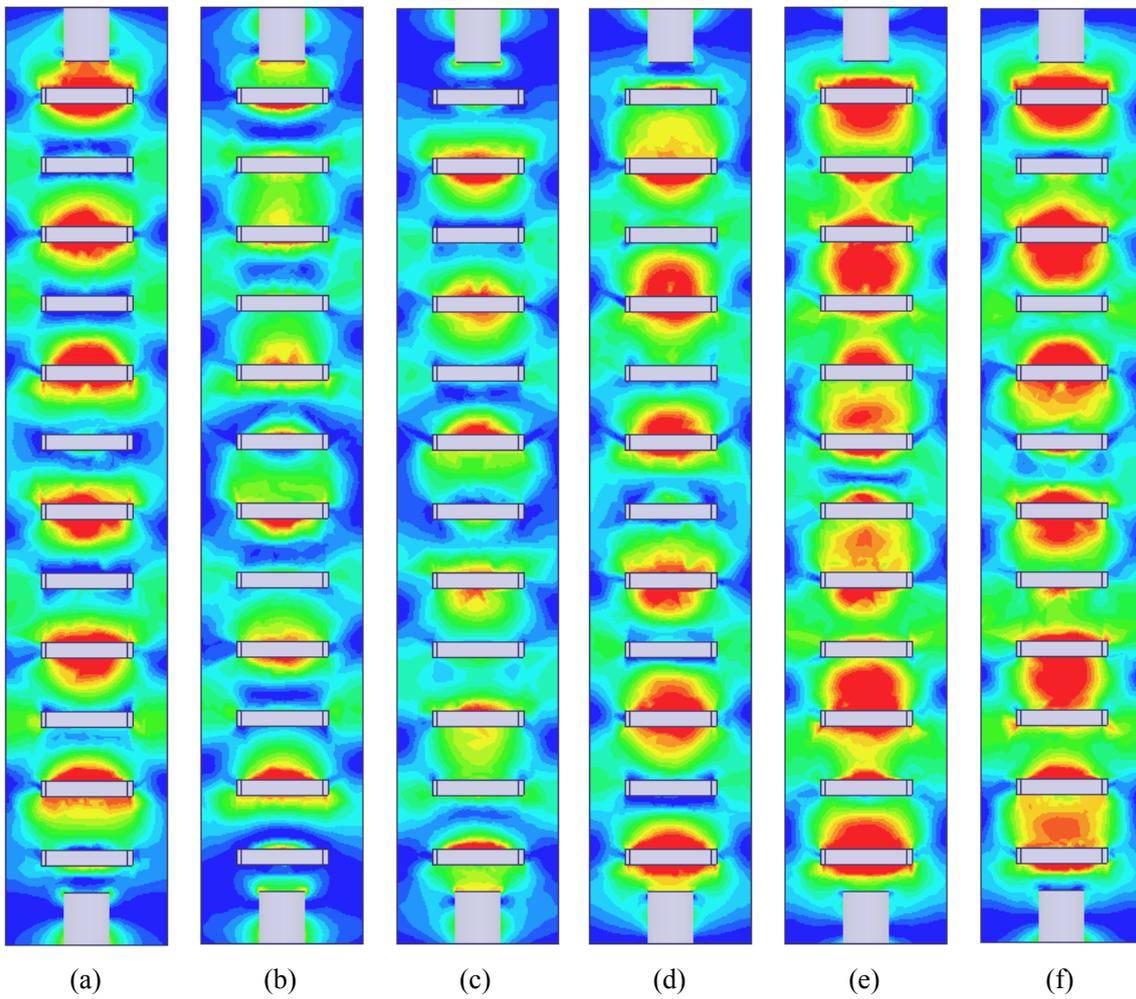
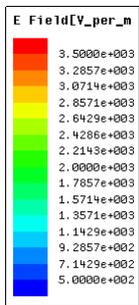


Fig. 5.7. Electric field distributions of the waveguide at 12.5GHz for phase with 30deg.

5.2.3 H型導体隔壁板の変形による遮断周波数の操作

Fig. 5.4(a)の分散特性が示すように、H型導体隔壁板を装荷することにより4分割して得た TE_{10} モードの遮断周波数は TM_{11} モードのそれより低周波側にある。漏洩波アンテナとして用いることを考慮した場合、阻止帯域をなくした周波数掃引によるビーム走査を可能にするため TE_{10} モードの遮断周波数を制御することが望ましい。そこで導体隔壁板を挿入した場合の TE_{10} モードの遮断周波数は導波管断面の長辺で制御できることから、 TE_{10} モードの遮断周波数を高くするために同横断面において導体を管内に挿入し、新たなパラメータとして k' を導入することで大きさを変えることで遮断周波数の制御を行う。導体を挿入した場合の電磁界分布をFig. 5.8に、単位セルをFig. 5.9に示す。前節と同様にTEおよびTM導波管の軸長はそれぞれ $l_1 = 3.0[\text{mm}]$ 、 $l_2 = 10.0[\text{mm}]$ として、 k' を変化させ周波数を操作する。Fig. 5.10は k' の変化させたときの分散特性を示しており、 $k' = 11.3[\text{mm}]$ で阻止帯域のないバランス条件を満たしていることがわかる。また $k' = 11.3[\text{mm}]$ より短くなっても、あるいはそれより長くなってもバンドギャップが広がっていることが各図よりわかる。第3章で説明したように、伝搬が生じるのは誘電率 ϵ と透磁率 μ が同時に正か負である場合で、それ以外の場合に遮断領域となる。Fig. 5.11より k' の変化に応じてTEモードの遮断周波数が変化することで k' の値に関係なく一定値をとる TM_{11} モードの遮断周波数との大小関係が変化することに起因している。次に $k' = 11.3[\text{mm}]$ の時の12セルを周期配列した構造による散乱パラメータの周波数特性をFig. 5.12に示す。これにより左手系の始端のおよそ9.0GHzから透過特性が得られており、阻止帯域もないことがわかり、導波管にスリットを設け、放射が生じる構造を用いれば周波数掃引による連続的なビーム操作が可能となる。

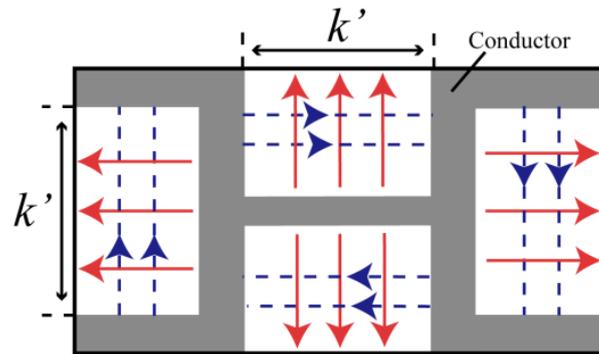


Fig. 5.8. Field distribution of TE mode using a transformed H-shaped conductor partition.

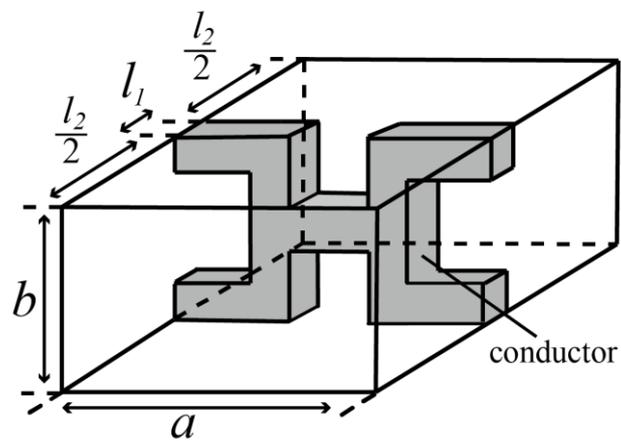


Fig. 5.9. Structure of the proposed CRLH rectangular waveguide unit cell using a transformed H-shaped conductor partition.

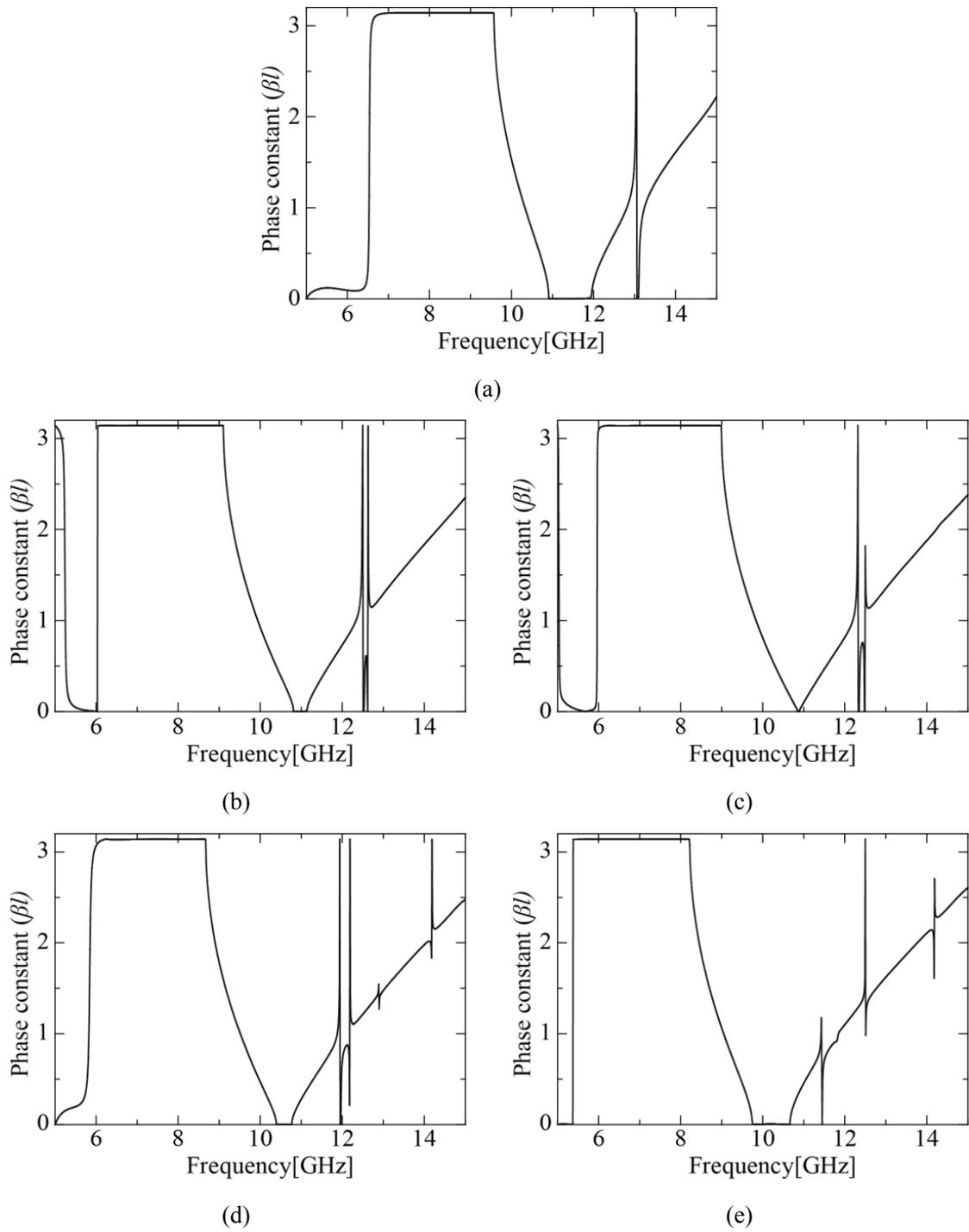


Fig. 5.10. Dispersion diagrams for various k' .

$k' =$ (a) 10.0[mm], (b) 11.0[mm], (c) 11.3[mm], (d) 12.0[mm] and (e) 13.0[mm].

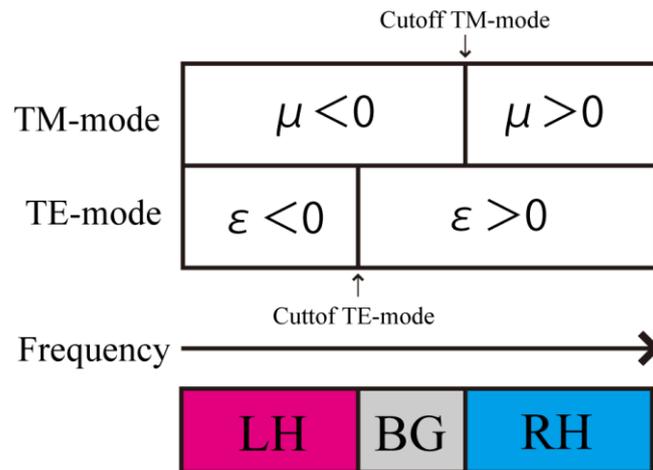


Fig. 5.11. Relationship of cutoff frequency and bandgap.

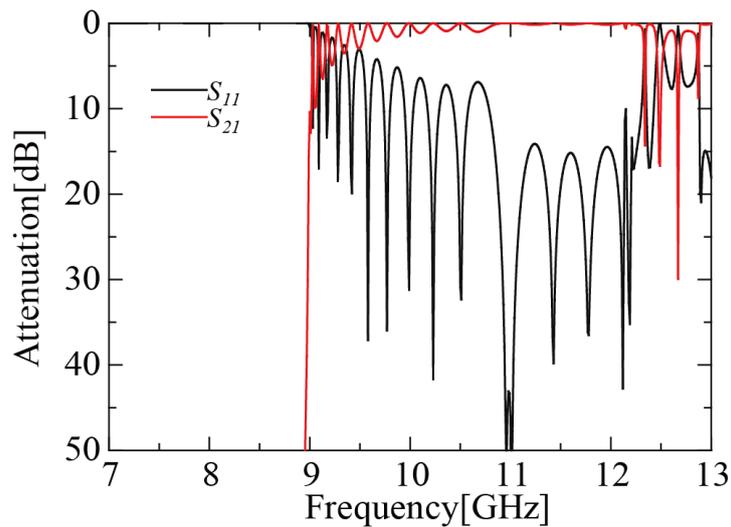


Fig. 5.12. Transmission characteristics for $k' = 11.3$ [mm].

5.2.4 遮断 TE・TM 導波管の軸長による特性への影響

本節では、各導波管の軸長 l_1 , l_2 の特性への影響を調べるために Fig. 5.3 に示した形状を用いて検討を行った。Fig. 5.13 は遮断 TM 導波管長 l_2 を 10.0mm に固定した条件で、遮断 TE 導波管長の l_1 を 8.0mm から 14.0mm まで変化させた場合の分散特性を示し、また Fig. 5.14 は遮断 TE 導波管長の l_1 を 10.0mm に固定した

条件で、遮断 TM 導波管長の l_2 を 6.0mm から 12.0mm まで変化させた場合の分散特性を示したものである。Fig. 5.13 より、遮断 TE 導波管長 l_1 の増加と共に左手系始端は高周波側へ、右手系終端は低周波側へと推移していることがわかる。次に Fig. 5.14 より、 l_1 を変化させた場合と同様に遮断 TM 導波管長 l_2 の増加と共に左手系始端は高周波側へ、右手系終端は低周波側へと推移し、各導波管の長さによりバンドギャップの制御が可能であることがわかる。更に、Fig. 5.3($k' = 15.0[\text{mm}]$)および H 型導体隔壁板を变形した Fig. 5.9 における形状での、バランス条件を満たす l_1 と l_2 の関係を Fig. 5.15 に示す。これよりバランス条件となる l_1 と l_2 は一定の比で変化していることがわかる。それぞれの比は $k' = 15.0[\text{mm}]$ で $l_1 : l_2 = 1 : 1$ 、 $k' = 13.5[\text{mm}]$ で $l_1 : l_2 = 3 : 4$ 、 $k' = 11.6[\text{mm}]$ で $l_1 : l_2 = 3 : 8$ となっている。TE 導波管部と TM 導波管部の境界における不連続面で生じる高次モードに影響を及ぼしていると推測される。また、提案形状の導波管の製作も考慮し、各導波管長は $l_1 = 4.0[\text{mm}]$ と $l_2 = 4.0[\text{mm}]$ 、導体隔壁板の厚み $u = 3.0[\text{mm}]$ でバランス条件を満たしたときの分散特性を Fig. 5.16(a)に、伝送特性を Fig. 5.16(b)に示す。これらより l_1 と l_2 を適切に調整することで 5.2.3 節のような H 型導体隔壁板を变形することなしにバランス型の実現が可能となり、帯域幅の操作も容易に行えることから、狭帯域で幅の広いビーム操作が必要となるレーダ用漏洩波アンテナとして有用であると考えられる。

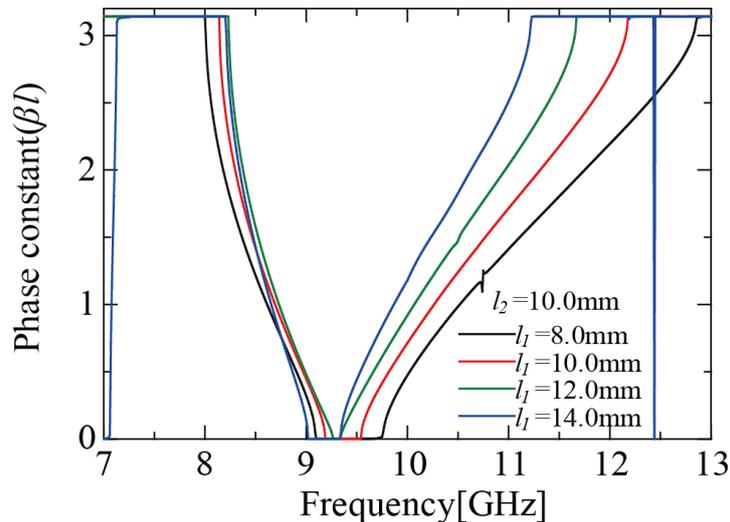


Fig. 5.13. Dispersion diagrams for various l_1 in case of $l_2 = 10.0[\text{mm}]$.

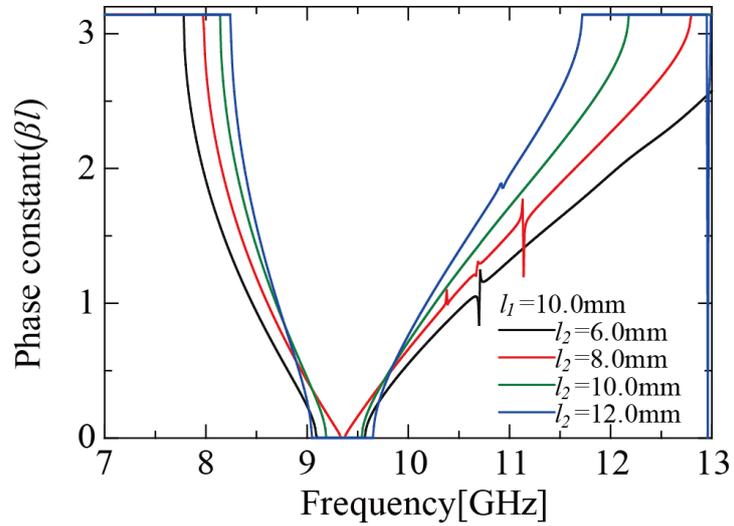


Fig. 5.14. Dispersion diagrams for various l_2 in case of $l_1 = 10.0$ [mm].

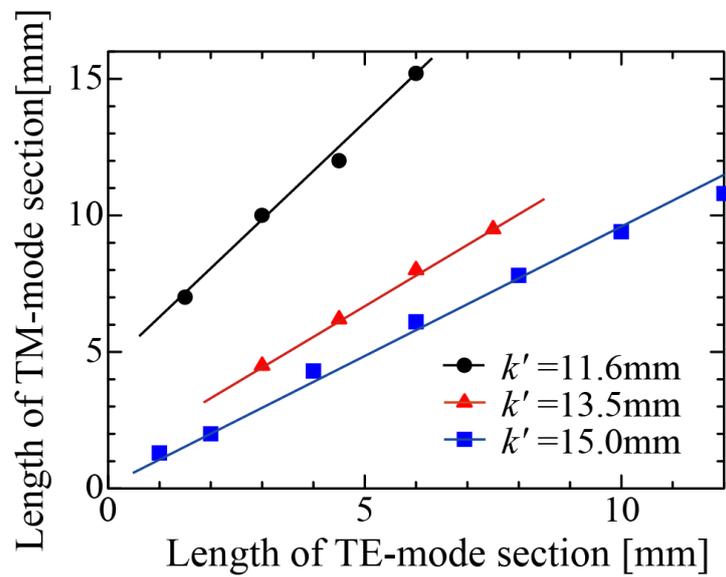
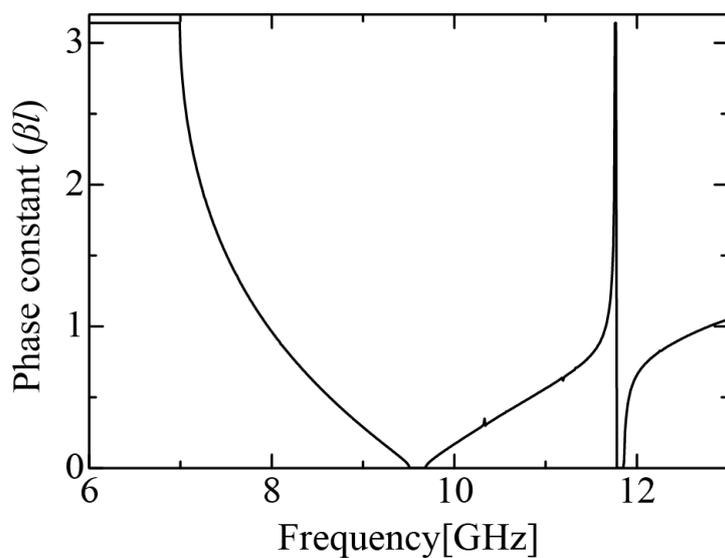
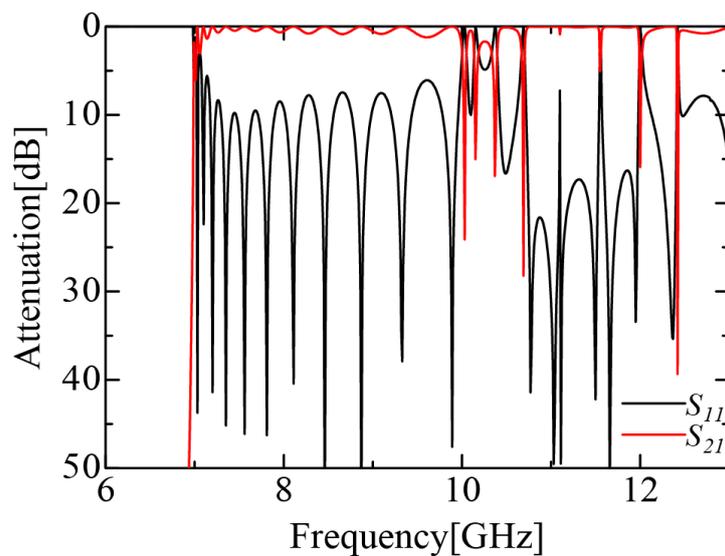


Fig. 5.15. Relations of l_1 and l_2 fulfilling the balanced condition for $k' = 11.0$ [mm], 13.5 [mm] and 15.0 [mm].



(a)



(b)

Fig. 5.16. Characteristics for $l_1 = 4.0[\text{mm}]$ and $l_2 = 4.0[\text{mm}]$.

(a) Dispersion diagram and (b) transmission characteristics for 12 unit cells.

5.3 実験的検討

5.2.4 節で述べた提案形状の設計に基づいた単位セルを周期的に配列した導波管を実際に製作し, CRLH 方形導波管の動作を実験において確かめる. 測定にはベクトルネットワークアナライザ (Agilent Technologies Company E8361C) を用

い, Fig. 5.17 に示すようにアナライザから同軸ケーブルを用いて導波管に接続している. なお, 校正には Full 2 port 校正法を用いている. Fig. 5.18 は実験系の写真である. Fig. 5.18 の全体形状は励振部を除く導波管はそれぞれ 5.2 節と同じパラメータの単位セルを 12 セル周期配列した形状を用いており, 励振部分は製作の容易さと良好な整合が得られることを考慮し Fig. 5.19 の形状を用いている. ここで励振部分のパラメータは $r_1 = 0.5[\text{mm}]$, $r_2 = 4.15[\text{mm}]$, $l_{31} = 10.0[\text{mm}]$, $l_{32} = 5.0[\text{mm}]$ としている. この時の伝送特性を測定し, 解析値と得られた実験値とを比較したものをそれぞれ Fig. 5.20 に示す. 左手系始端部の特性が両者間で一致していないことがわかる. これは Fig. 5.21 に示す製作の際に生じる H 型導体隔壁板上面の隙間の影響ではないかと考え, 隙間がない場合と隙間 $g = 0.1[\text{mm}]$ を考慮したシミュレーションにおける電界分布を Fig. 5.22 に, 伝送特性の解析値と実験値を比較したものを Fig. 5.23 に示す. Fig. 5.22 より, 導体隔壁板上面のわずかな隙間でも電界分布に大きな影響を及ぼすこと, さらに Fig. 5.23 より, 隙間 g を考慮した解析値と実験値が良く一致していることがわかり, 先の特性の不一致はこの隙間 g によるものであると推測される. そこで Fig. 5.24 に示すように, 導波管上面からネジを用いて導波管壁と H 型導体隔壁板を短絡させることで隙間をなくす工夫を行った. Fig. 5.25 および Fig. 5.26 は短絡ネジを用いた場合での電界分布および伝送特性の解析値と実験値を比較したものを示している. これらの結果より解析値と実験値が良く一致しており, Fig. 5.20 における両者の不一致が H 型導体隔壁板上面に生じた隙間の影響であったことを明らかとし, 提案形状の有用性を実験的に検証できた.

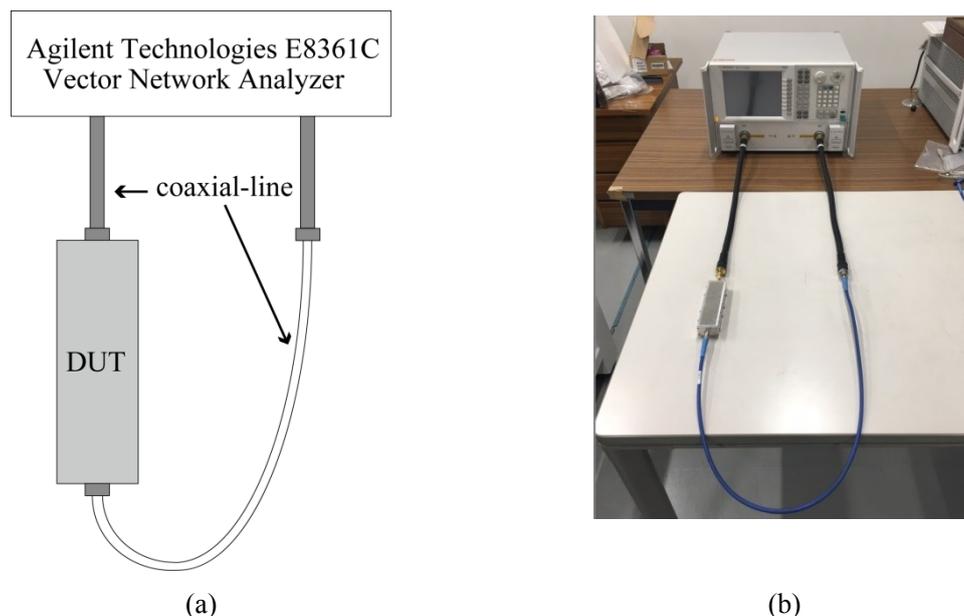


Fig. 5.17. (a) Measurement system for coaxial line and DUT and (b) its photograph.

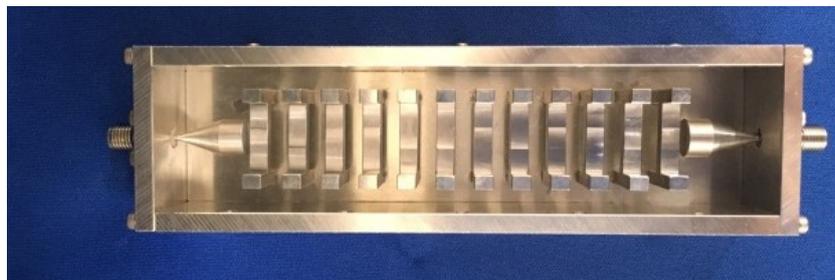


Fig. 5.18. Photograph of the 12 unit cells including coaxial line exciter.

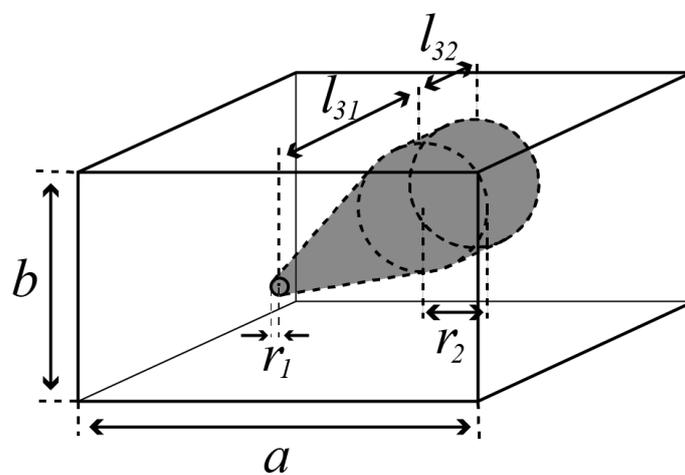
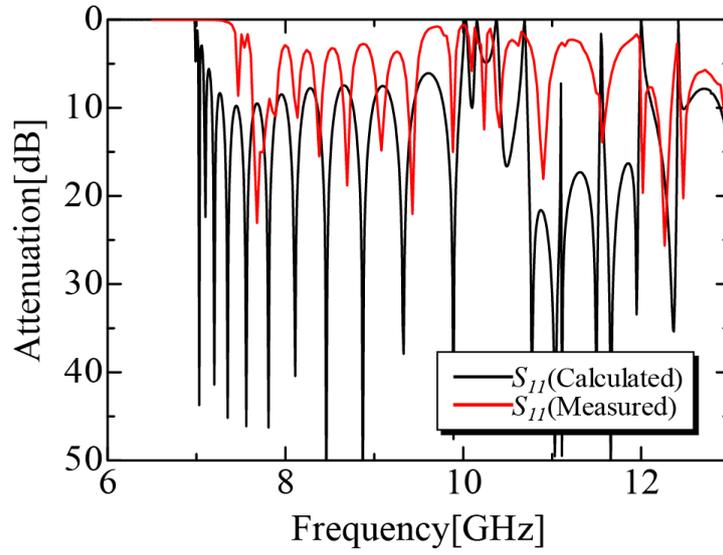
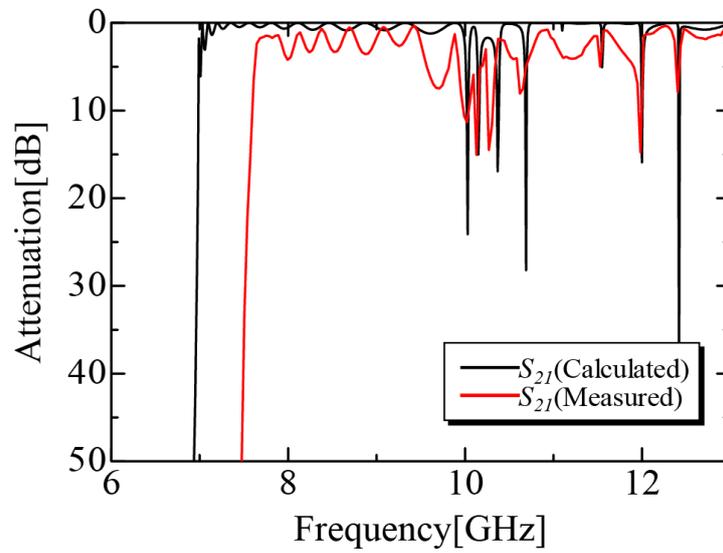


Fig. 5.19. Exciter for measurement.



(a)



(b)

Fig. 5.20. Calculated and measured transmission characteristics. (a) S_{11} and (b) S_{21} .

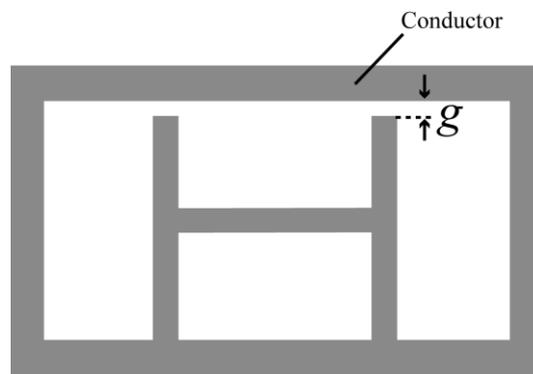


Fig. 5.21. H-shaped conductor partition with an air-gap.

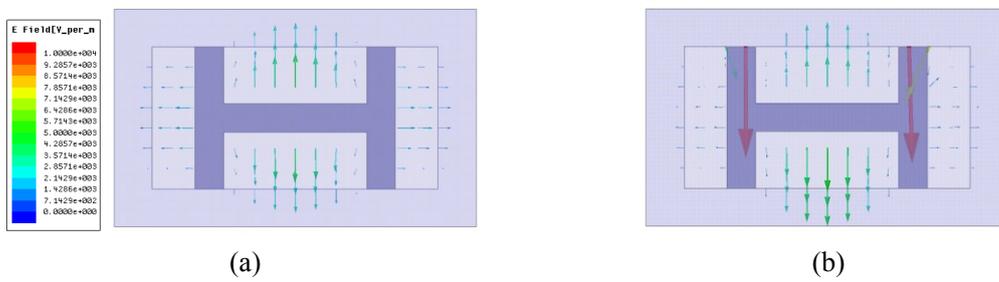
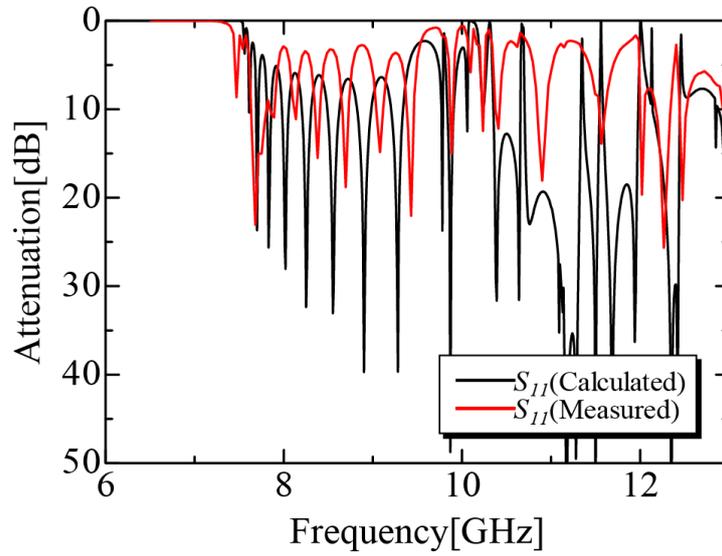
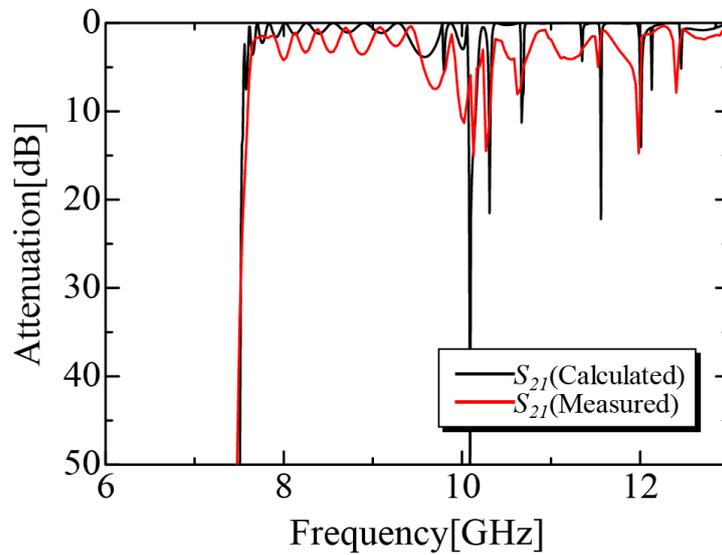


Fig. 5.22. Electric field distributions of (a) ideal model and (b) air-gap model.



(a)



(b)

Fig. 5.23. Calculated transmission characteristics considering a gap and measured ones.

(a) S_{11} and (b) S_{21} .

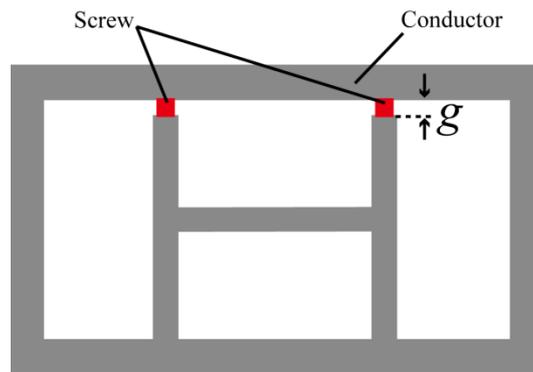


Fig. 5.24. Cross section of H-shaped conductor partition with the screws.

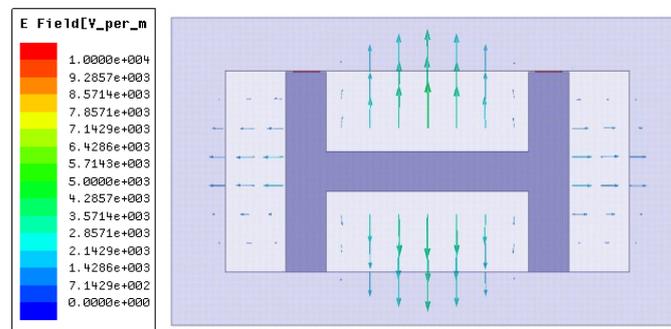
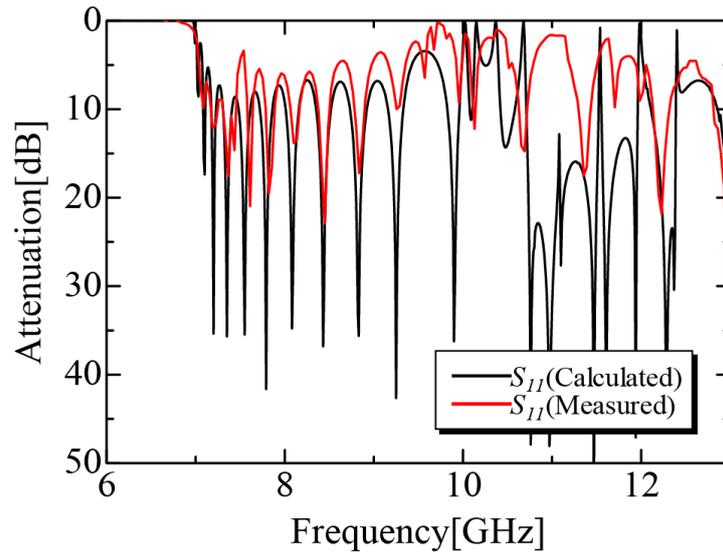
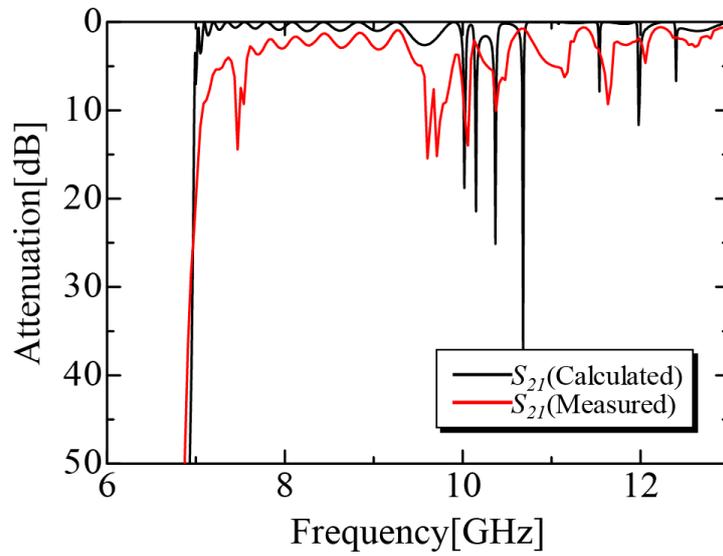


Fig. 5.25. Electric field distribution of model considering the screws.



(a)



(b)

Fig. 5.26. Calculated and measured transmission characteristics in the case of installing the screws. (a) S_{11} and (b) S_{21} .

5.4 結論

本章では、遮断周波数以下の TE・TM モードを用いた右手/左手系複合方形導波管を提案し、その伝送特性について述べた。方形導波管における遮断 TM_{11} モードと、方形導波管内に H 型導体隔壁板を周期的に装荷することで 4 つの TE_{10} モードが組み合わされた TE モードを発生させており、 TM_{11} モードとの整合が取りやすくなるように工夫した。また、H 型導体隔壁板の一部を変形させること、または各導波管の長さを調整することにより阻止帯域のないバランス条件を満たすことが可能であることを明らかにした。また、提案した方形導波管を試作し、実験においても設計した方形導波管が右手/左手系複合伝送線路として動作することを確認し、提案構成法の有用性が確かめられた。

本章で提案した方形導波管は、漏洩波アンテナとして応用でき、アンテナの放射特性は第 6 章に示す。

参考文献

- (5-1) 水谷夕貴, 岸原充佳, 太田勲, “遮断 TE・TM モードを利用した左手系方形導波管の設計,” 信学技報. MW2014-31, vol. 114, no. 45, pp. 43-47, May 2014.
- (5-2) 鵜山和哉, 西村茂幸, 出口博之, 辻幹男, “H 型仕切り板を用いた遮断 TE モード及び遮断 TM モードによる右手/左手系複合方形導波管,” 信学ソ大, C-2-21, Sep. 2015.
- (5-3) 鵜山和哉, 西村茂幸, 出口博之, 辻幹男, “遮断 TM モードと仕切り板装荷遮断 TE モードを用いた右手/左手系複合方形導波管の伝送特性,” 信学技報. MW2015-145, vol. 115, no. 372, pp. 69-74, Dec. 2015.
- (5-4) 鵜山和哉, 西村茂幸, 出口博之, 辻幹男, “遮断 TM モード及び H 型仕切り板装荷遮断 TE モードによるバランス型 CRLH 方形導波管の伝送特性,” 信学総大, C-2-31, Mar. 2016.
- (5-5) K. Uyama, S. Nishimura, H. Deguchi, and M. Tsuji, “Transmission characteristics of CRLH rectangular waveguides constructed by the cutoff modes of TM and TE waves,” *Int. Conf. EM. Adv. Applic.*, pp. 728-731, Sep. 2016.

第 6 章

複合方形導波管の放射特性

本章では，前章で設計した右手/左手系複合方形導波管の漏洩波アンテナへの応用について述べている．第 4 章での円筒導波管型漏洩波アンテナの設計を基に方形導波管型漏洩波アンテナの設計を行っている．そしてスリットからの放射角度や放射強度の数値解析ならびに分散特性による放射角度の計算値からアンテナ特性を明らかにしている．また，漏洩波アンテナを試作し，製作された方形導波管型漏洩波アンテナが実験においても動作することを確認するとともに，各周波数でのビーム走査により右手系の周波数帯域で進行波，左手系の周波数帯域で後退波が放射されていることを検証している．これらの解析と実験により，右手/左手系複合方形導波管型漏洩波アンテナの有用性を明らかにしている．

6.1 緒論

伝送線路としてだけでなく，漏洩波アンテナについて述べる．通常の伝送線路において進行波アンテナは反射波のない進行波を利用して放射するアンテナであり，その一つである漏洩波アンテナは進行波の導波部で連続的または波長に比べ短い間隔で電磁波を外部に漏洩して放射するアンテナである．方形導波管はレーダに利用されて，外導体に穴を空けた漏れ同軸ケーブルは地下鉄などのトンネルの通信用に利用されている⁽⁶⁻¹⁾．金属導体だけでなく平面回路で構成される線路からも漏洩現象が確認されており，媒質中の位相速度が空間のそれよりも大きくなる速波領域で波は空間に放射される．これを利用してビーム走査漏洩波アンテナが提案されている⁽⁶⁻²⁾⁻⁽⁶⁻⁷⁾．その他には直交偏波の放射以外にも平面回路や導波管，またはその両方の特性をもつ SIW などで円偏波を放射させたり，様々な技術により応用されている⁽⁶⁻⁸⁾⁻⁽⁶⁻¹¹⁾．漏洩現象を利用したアンテナは上記した通り，電磁メタマテリアルの応用により後退波をアンテナに利用することで後方から前方へのビーム走査や基地局アンテナとして使用するビーム

チルトが期待されている⁽⁶⁻¹²⁾⁻⁽⁶⁻¹³⁾。ビーム走査を考えた場合、右手系領域と左手系領域との間に阻止帯域がなく連続的に周波数操作ができることが望ましく、また広帯域で損失が少ないアンテナが期待されている。

本章では、遮断周波数以下の TE・TM モードを利用した右手/左手系複合方形導波管の漏洩波アンテナとして応用について述べる。前章で方形導波管に H 型導体隔壁版を装荷することにより右手/左手系領域間の阻止帯域であるバンドギャップをなくしたバランス条件を満たす伝送線路を実現した⁽⁶⁻¹⁴⁾⁻⁽⁶⁻¹⁷⁾。この提案した CRLH 方形導波管にスリットを設けることで導波管型漏洩波アンテナの放射特性について述べる。実際に CRLH 方形導波管を試作し解析結果と実験結果の比較を行うことで、右手/左手系複合方形導波管型漏洩波アンテナの有用性を明らかにしている。

6.2 方形導波管の漏洩波アンテナの数値解析

本節では、漏洩波アンテナとして動作させるために導波管外壁にスリットを設け、HFSS により求めた電磁波の放射特性を確認する。5.4 節で提案した $l_1 = 4.0[\text{mm}]$ と $l_2 = 4.0[\text{mm}]$ および $u = 3.0[\text{mm}]$ を選択し、導波管の肉厚は $t = 4.0[\text{mm}]$ としている。その他のパラメータは節で用いたものに設定し、Fig. 6.1 および Fig. 6.2 に示すように、導波管の外壁に z 軸方向に励振部除いた長さ 12 セル (= 96.0mm) としたスリットを設け、そこからの電磁波の放射を考える。ここで p はスリットのオフセット位置、 w はスリットの幅を表しており、初めにこれらのパラメータを変化させることにより放射特性にどのような影響が出るのかを確認する。まず、基準となるパラメータを $p_s = 3.0[\text{mm}]$ 、 $w_s = 3.0[\text{mm}]$ とし、この時の 8.0GHz における放射特性を Fig. 6.3 に示す。次に、各パラメータを変化させたときの 8.0GHz におけるピーク値での利得の変化を Fig. 6.4(a)(b) に示す。Fig. 6.4(a) よりオフセット位置が利得に大きな影響を及ぼしており、特に $p_s = 0[\text{mm}]$ 、つまりスリットが導波管壁の中心に位置する場合には放射がほぼ零であることもわかる。これはスリットによる漏洩が起きるには導体内の壁面に流れる電流を分断し、その隙間に電界が発生することで漏洩波として導体外へ放射される。また Fig. 6.4(b) より、スリット幅が広がるにつれ利得が高くなることもわかる。上記のことを加味し、下記ではスリットのパラメータである p_s と w_s は最も放射効率の良い 3.0mm と 8.0mm に設定している。

次に、漏洩波アンテナの放射角度 θ_m の理論値が周波数の関数として

$$\theta_m = \sin^{-1} \frac{\beta}{k_0} \quad (6.1)$$

より求められることから、解析値と理論値の比較を行う。ここで、 β は位相定数、 k_0 は自由空間での波数である。この式より放射角度 θ_m は位相定数 β に依存しており、提案形状の分散特性 (Fig. 5.14) より、境界周波数 9.6GHz を中心として、それより低い周波数、つまり左手系領域では後方へ、それよりも高い周波数つまり右手系領域では前方への放射が実現可能であると推測される。そこで、この形状において負の角度から正の角度まで連続したビーム走査ができるかを確認するために、左手系領域である 8.0GHz, 9.0GHz, そして、右手系領域である 10.0GHz, 11.0GHz での放射特性のシミュレーション結果を Fig. 6.5 に示す。この時の各周波数におけるピーク値の利得と放射角度, そして式(6.1)より算出した放射角度を Table 6.1 に示す。これより周波数変化により負の角度から正の角度まで連続したビーム走査ができるといえる。しかし、本形状ではスリット長が短く、入力された電力が電磁波として十分放射しきれずに透過してしまう。そこで、セル数を 12 セルから 30 セルに増やすことによりスリットの z 軸方向の長さを 240.0mm とした。また、9.0GHz と 10.0GHz において利得が低くなっているが、これは Fig. 5.14 の分散特性において若干生じている阻止帯域の付近であることから、反射が大きくなっている影響ではないかと考えられる。そこで、 l_2 を微調整することで完全なバランス条件を満たし、9.0GHz と 10.0GHz における利得低下の改善を試みる。Fig. 6.6 に完全なバランス型になるように $l_1 = 4.0[\text{mm}]$, $l_2 = 5.4[\text{mm}]$ とした時の分散特性, Fig. 6.7 に 30 セルにおける 8.0GHz, 9.0GHz, 10.0GHz, 11.0GHz での放射特性のシミュレーション結果を示す。また、Table 6.2 に各周波数におけるピーク値の利得と放射角度, 式(6.1)より算出した放射角度を示した。以上の結果から周波数操作により後方から前方までのビーム走査は可能にしつつ、全体の利得および、9.0GHz と 10.0GHz での利得改善ができたといえる。

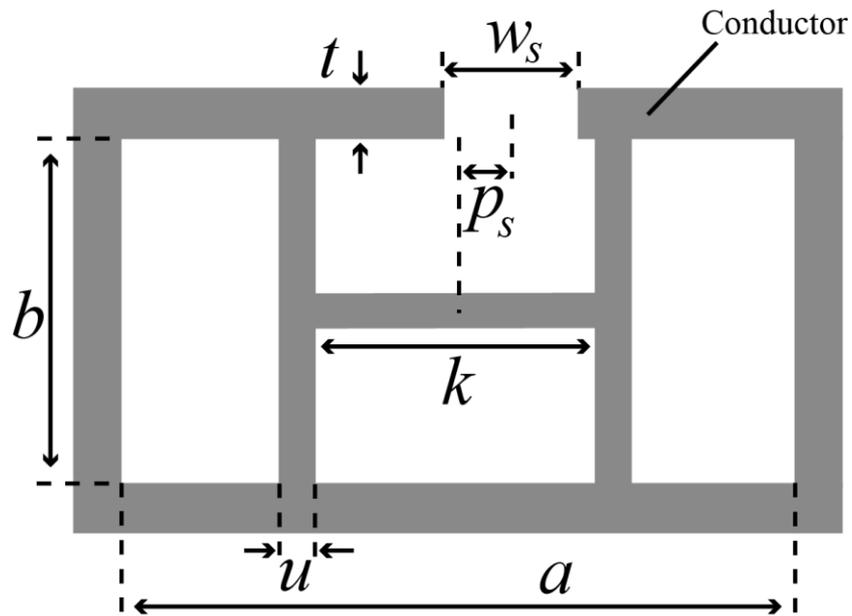


Fig. 6.1. Cross section of the proposed antenna.

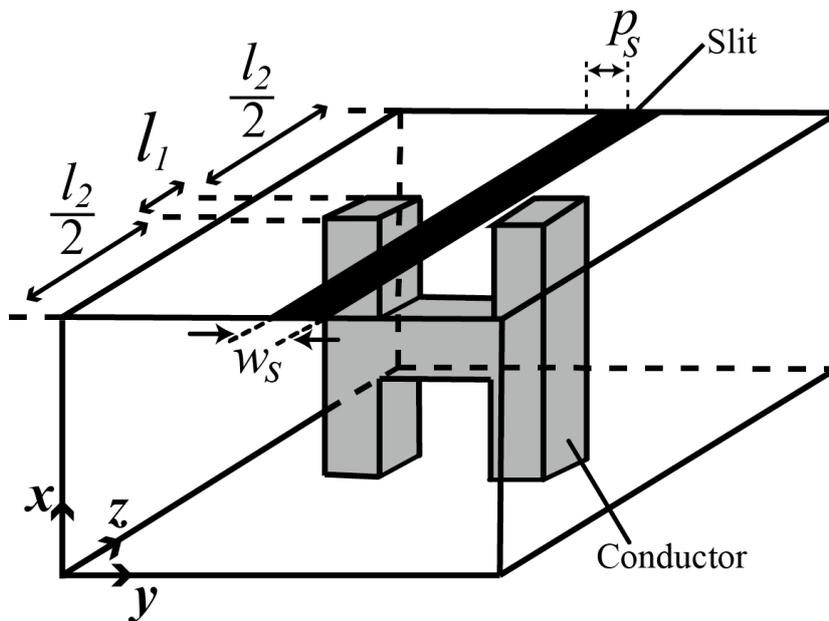


Fig. 6.2. Structure of the antenna constructed by the proposed CRLH waveguide.

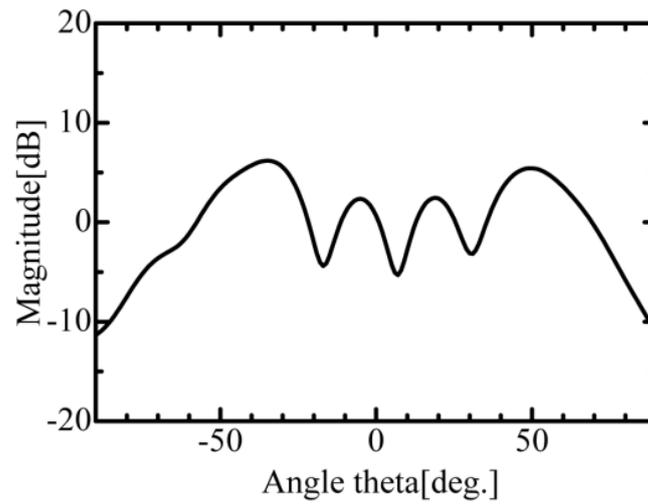


Fig. 6.3. Radiation pattern at 8.0GHz for $p_s = 3.0[\text{mm}]$ and $w_s = 3.0[\text{mm}]$.

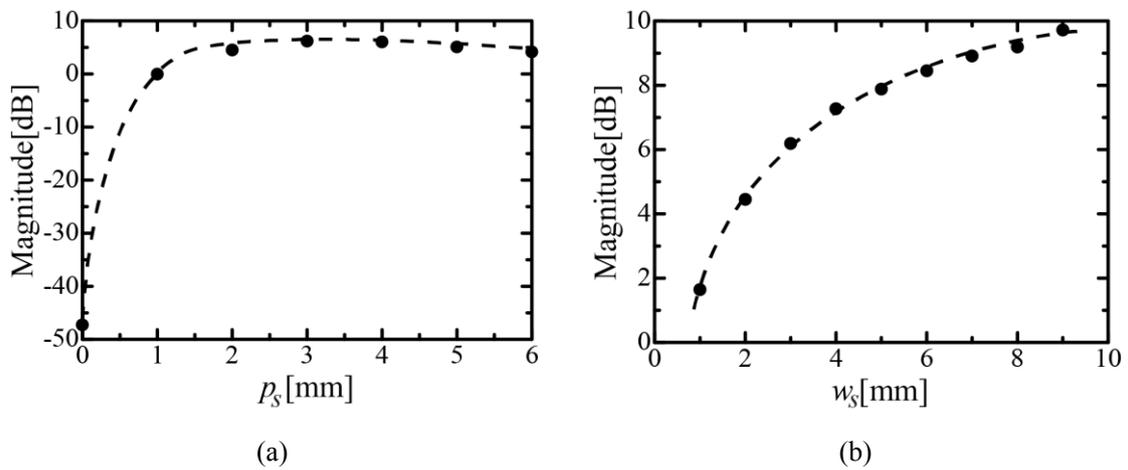


Fig. 6.4. Magnitude characteristics as a factor of (a) p_s and (b) w_s .

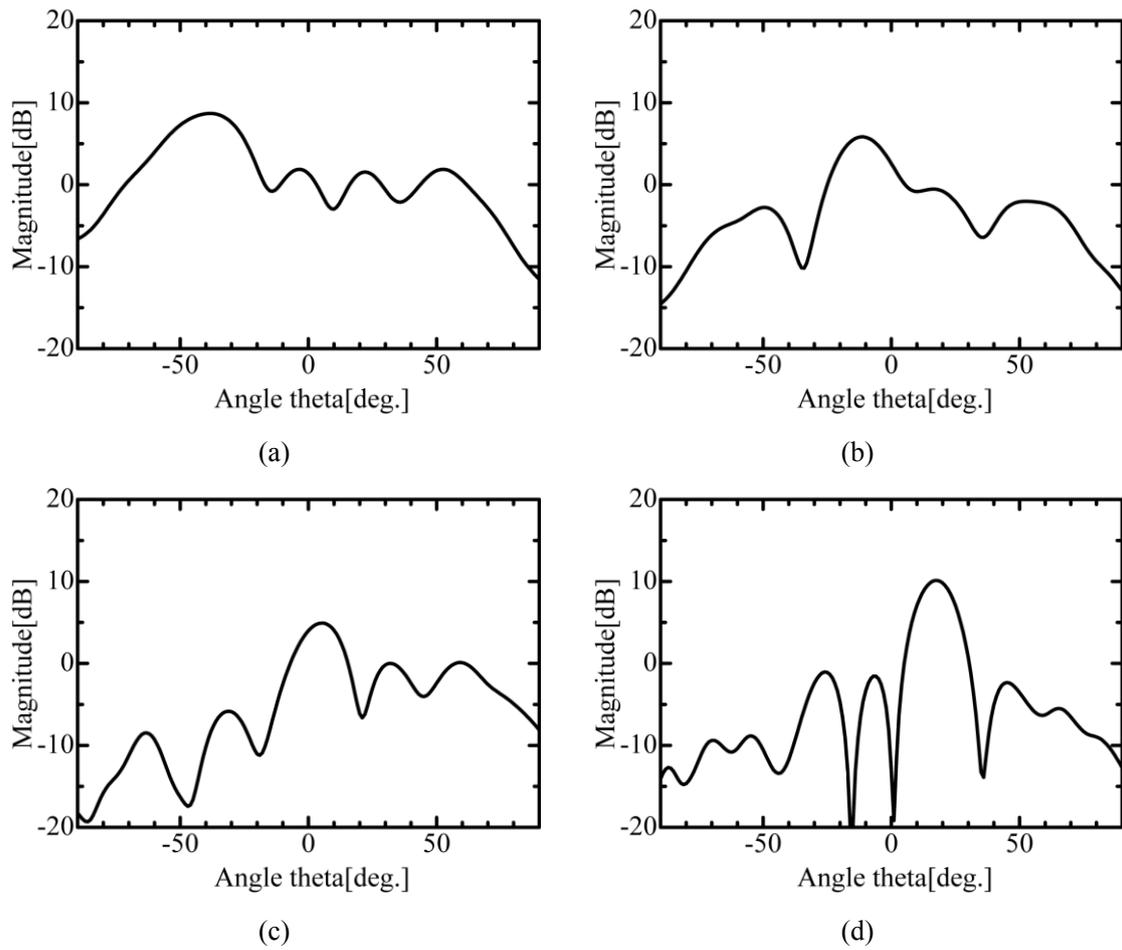


Fig. 6.5. Radiation patterns at 12 unit cells for
(a) 8.0GHz, (b) 9.0GHz, (c) 10.0GHz and (d) 11.0GHz.

Table 6.1. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle for 12 unit cells.

| Frequency | Gain | θ_m (Analysis) | θ_m (Calculation) |
|-----------|----------|-----------------------|--------------------------|
| 8.0 GHz | 8.69 dB | -45 deg. | -46.2 deg. |
| 9.0 GHz | 5.84 dB | -11 deg. | -11.2 deg. |
| 10.0 GHz | 4.92 dB | 5 deg. | 5.72 deg. |
| 11.0 GHz | 10.12 dB | 18 deg. | 17.7 deg. |

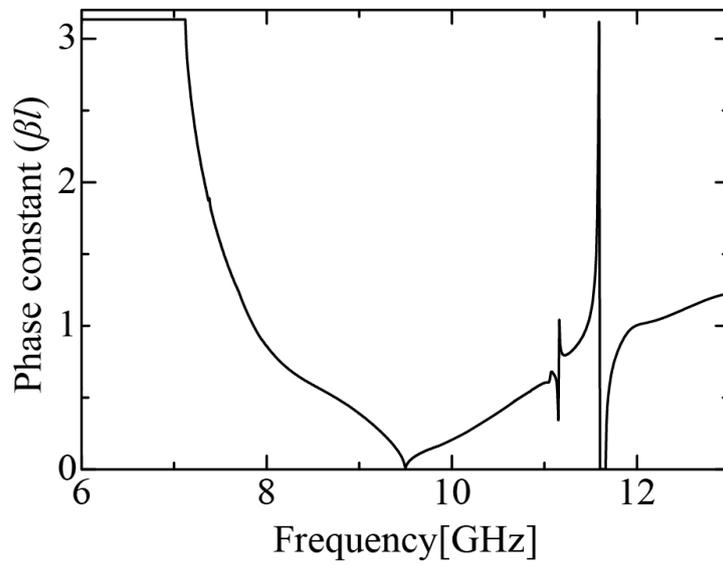


Fig. 6.6. Dispersion diagram for $l_1 = 4.0$ [mm] and $l_2 = 4.0$ [mm].

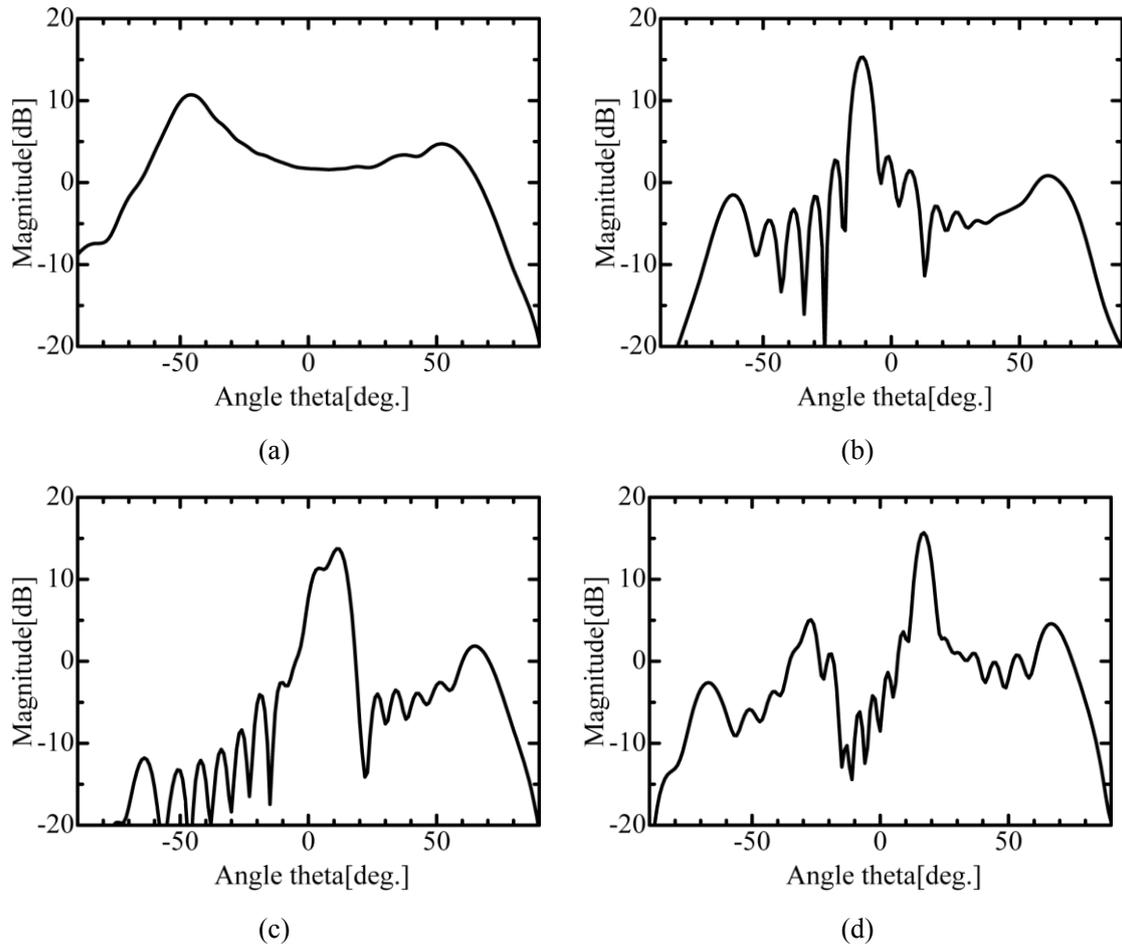


Fig. 6.7. Radiation patterns at 30 unit cells for
(a) 8.0GHz, (b) 9.0GHz, (c) 10.0GHz and (d) 11.0GHz.

Table 6.2. Frequency characteristics for peak gains and radiation angle for 30 unit cells.

| Frequency | Gain | θ_m (Analysis) | θ_m (Calculation) |
|-----------|----------|-----------------------|--------------------------|
| 8.0 GHz | 10.72 dB | -46 deg. | -45.3 deg. |
| 9.0 GHz | 15.29 dB | -11 deg. | -12.7 deg. |
| 10.0 GHz | 13.72 dB | 11 deg. | 5.5 deg. |
| 11.0 GHz | 15.69 dB | 17 deg. | 16.1 deg. |

6.3 実験的検証

6.2節で提案した12セルおよび30セルのCRLH導波管型漏洩波アンテナの動作を実験的に確かめる。測定はFig. 6.8に示す構成で行った。本測定系では供試アンテナ (Antenna Under Test: AUT) であるCRLH方形導波管型漏洩波アンテナの指向性を、計測室にあるポジションコントローラ (デバイス DT315HCVI/0) でアジマステーブル (デバイス DM3313CVI/0) を制御し、AUTの向きを水平面内で変化させることで測定する。また、送信源としてRF信号発生器 (Signal Generator: SG) Agilent E8257D(250kHz-50GHz)を使用し、計測室のネットワークアナライザ Agilent E8362C(10MHz-20GHz)により測定を行う。Fig. 6.9は電波暗室での測定の様子を示したもので、手前が測定用送信アンテナ、そして奥に見えるのがAUTであり、アジマステーブルの回転中心にアンテナ開口面が位置するように設置している。測定用アンテナとしてダブルリッジホーン (1GHz-18GHz, 開口寸法 $27.9 \times 5.9 \text{cm}^2$, ホーン軸長 24.4cm)を用いている。また利得測定では、あらかじめ供試アンテナの代わりに利得が既知の標準ゲインホーンアンテナを取り付けた状態で測定しておき、それからAUTを使った測定を行い、相対値を求めて供試アンテナの利得としている。Fig. 6.10に試作したアンテナにおける放射特性の解析結果と、先に示した実験系を用いて測定した結果を比較したものがFig. 6.11とFig. 6.12である。但し、測定周波数は左手系領域である8.0GHzと9.0GHz, そして右手系領域である10.0GHzと11.0GHzとしている。まず、Fig. 6.11より解析値と実測値が良く一致しており、周波数を変化させることで後方から前方までビーム走査できることが確認できる。更にFig. 6.12より、30セルにおいても解析値と実測値が良く一致しており、周波数を変化させることで後方から前方までビーム走査ができ、12セルに比べ利得が上がっていることが確認できる。しかし、特に9.0GHzと11.0GHzにおいて解析値に比べ実測値の利得が低く、これを考慮するために、ベクトルネットワークアナライザを用いてFig. 6.10(a)の形状の伝送特性を測定した。その結果をFig. 6.13に示す。Fig. 6.13(a)より、問題である9.0GHzと11.0GHzで解析値と実測値においてそれぞれ12dBと14dBの差があることが確認でき、放射利得が低い原因が製作誤差により生じた反射によるものではないかと考えられる。

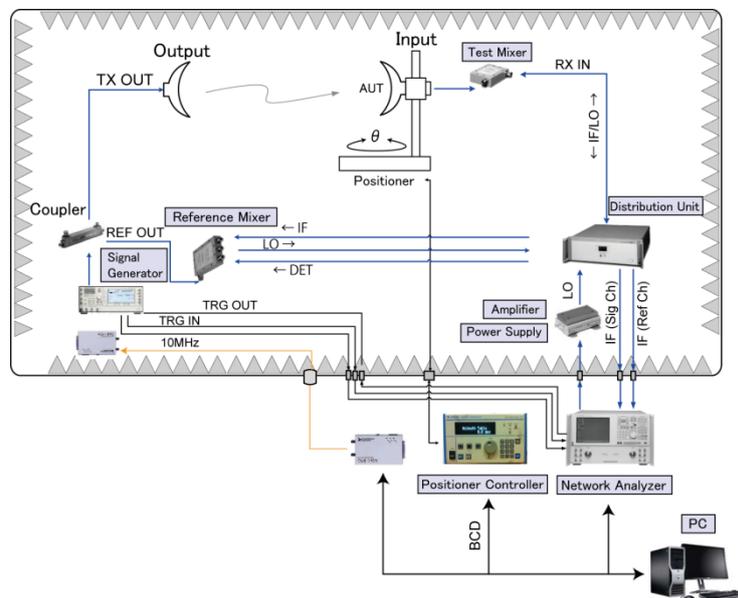


Fig. 6.8. Measurement system of AUT.

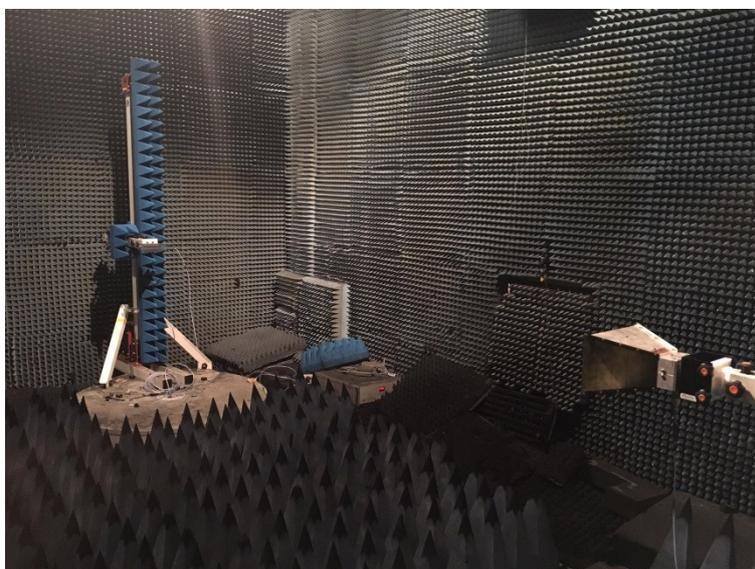
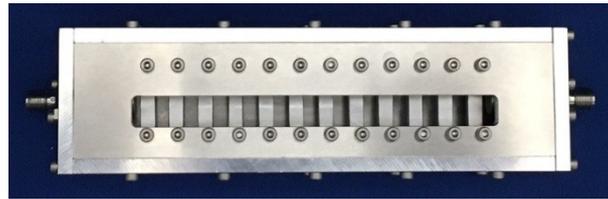
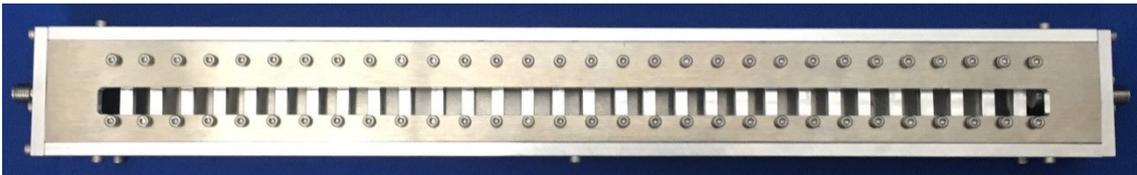


Fig. 6.9. Photograph of the measurement system.



(a)



(b)

Fig. 6.10. Photograph of the proposed antenna. (a) 12 unit cells and 30 unit cells.

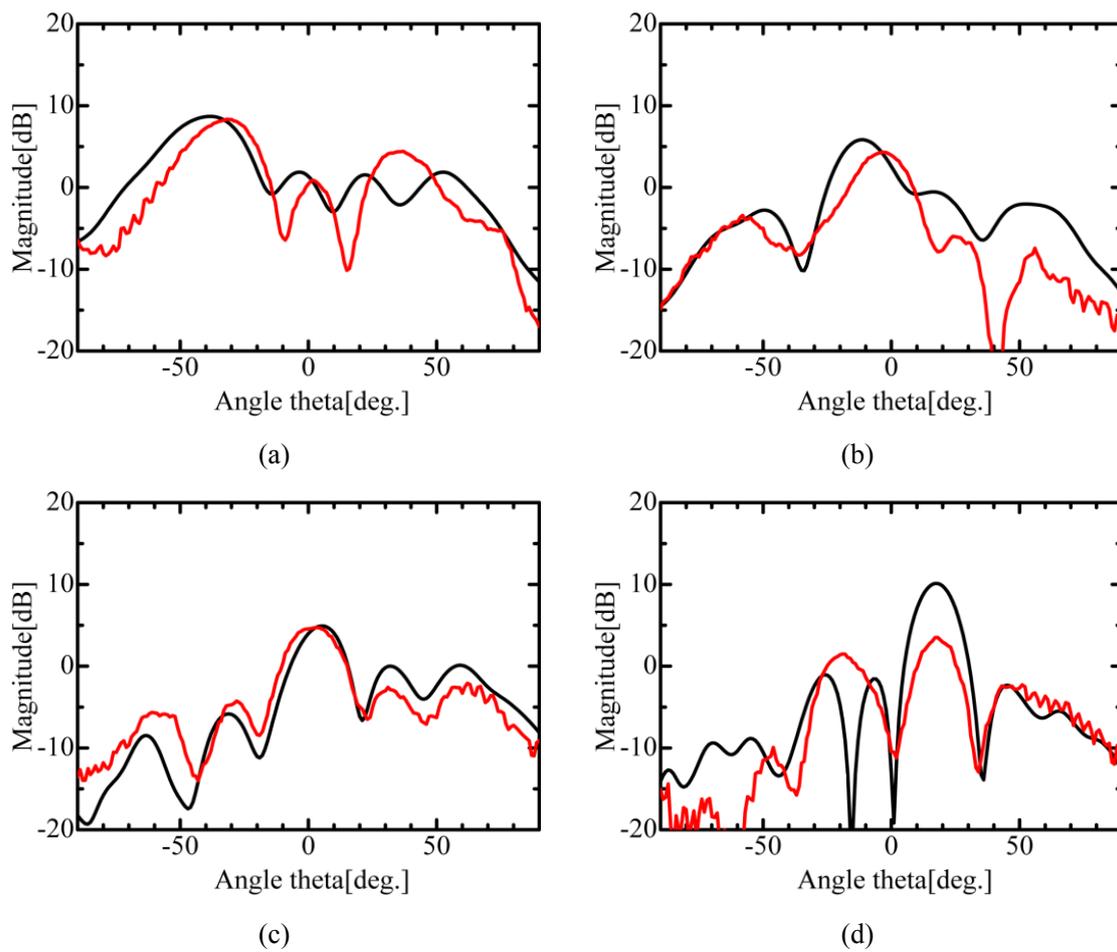


Fig. 6.11. Calculated and measured radiation patterns for 12 unit cells at (a) 8.0GHz, (b) 9.0GHz, (c) 10.0GHz and (d) 11.0GHz.

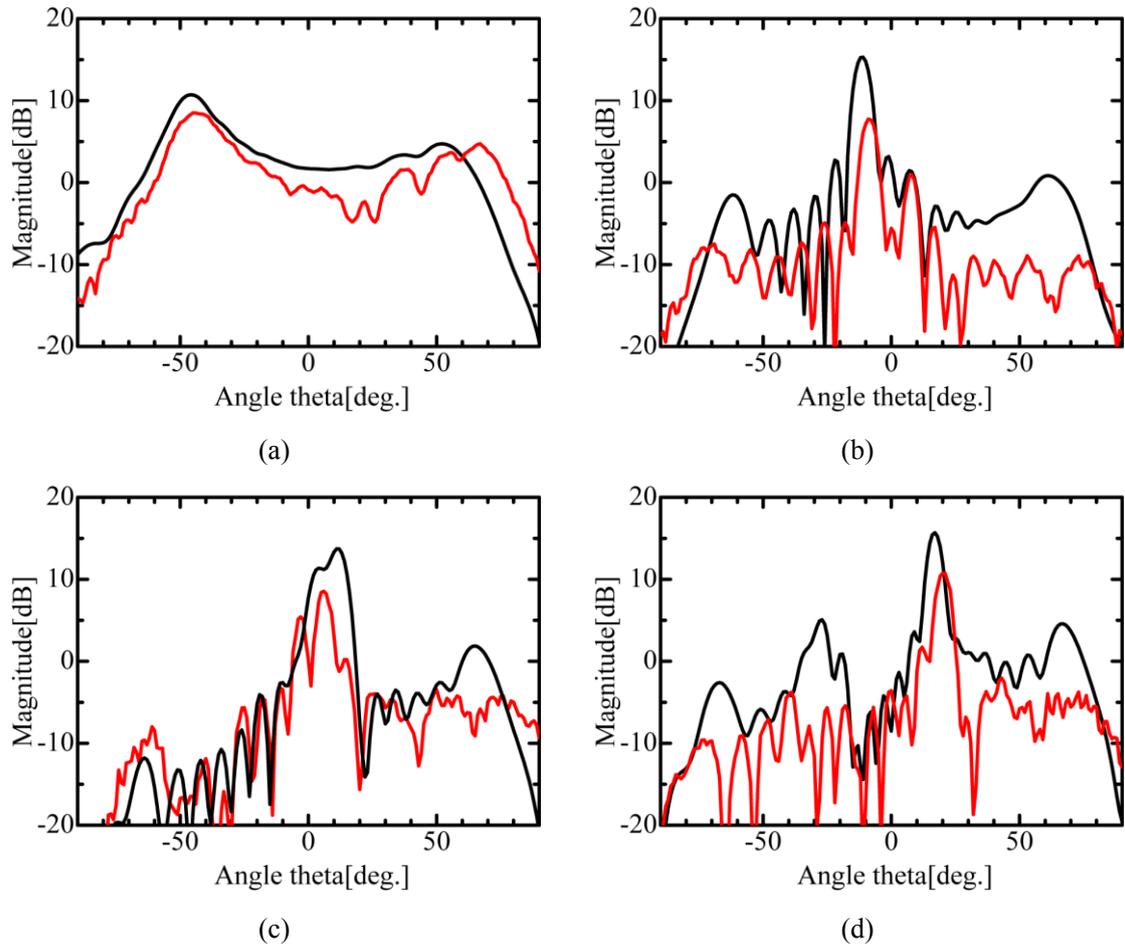


Fig. 6.12. Calculated and measured radiation patterns for 30 unit cells at (a) 8.0GHz, (b) 9.0GHz, (c) 10.0GHz and (d) 11.0GHz.

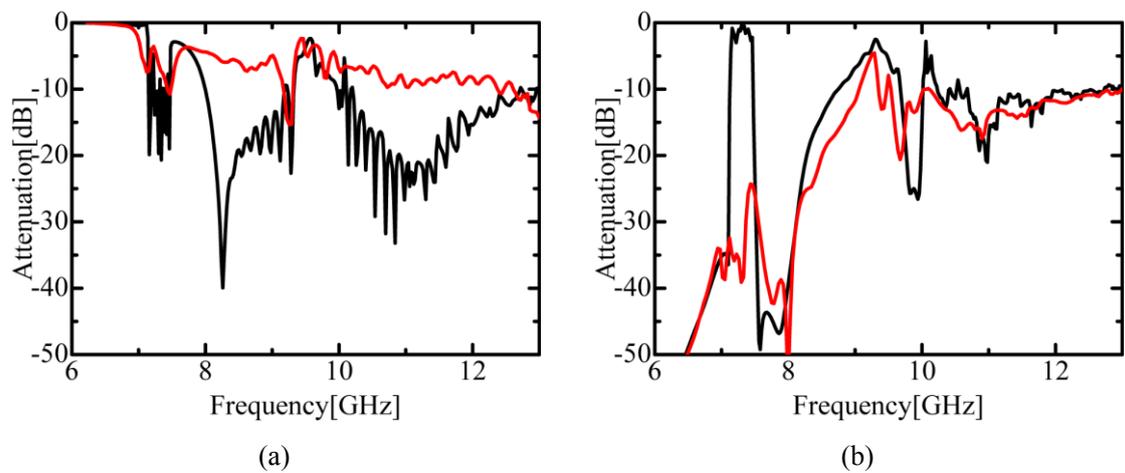


Fig. 6.13. Calculated and measured transmission characteristics of Fig. 6.10. (a) S_{11} and (b) S_{21} .

6.4 結論

右手/左手系複合方形導波管の漏洩波アンテナを提案し，その放射特性について述べた．第 5 章で阻止帯域のない周波数操作によるビーム走査に適した右手/左手系複合方形導波管を用いて方形導波管上面にスリットを設けることにより漏洩波アンテナとして設計し，スリットからの放射角度や放射強度の数値解析ならびに分散特性による放射角度の計算値からアンテナ特性を明らかにした．また，漏洩波アンテナを試作し，製作された方形導波管型漏洩波アンテナが実験においても動作することを確認し，各周波数でのビーム走査により右手系の周波数帯域で進行波，左手系の周波数帯域で後退波が放射されていることを確かめた．これらのことから右手/左手系複合方形導波管型漏洩波アンテナの有用性が明らかとなった．

参考文献

- (6-1) Z. Siddiqui, A. Radwan, M. Sonkki, M. Tuhkala and S. Myllymäki, "Leaky coaxial cable antenna based on sinusoidally-modulated reactance surface," *Prog. In EM. Rsrch. Symp.*, pp. 3887-3890, May 2017.
- (6-2) S. Lim, C. Caloz and T. Itoh, "Metamaterial-based electronically controlled transmission-line structure as a novel leaky-wave antenna with tunable radiation angle and beamwidth," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 161-173, Jan. 2005.
- (6-3) S. Paulotto, P. Baccarelli, F. Frezza and D. R. Jackson, "Full-wave modal dispersion analysis and broadside optimization for a class of microstrip CRLH leaky-wave antennas," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 12, pp. 2826-2837, Dec. 2008.
- (6-4) A. Lai, K. M. k. h. Leong and T. Itoh, "Leaky-wave steering in a two-dimensional metamaterial structure using wave interaction excitation," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, pp. 1643-1646, Jun. 2006.
- (6-5) T. Ueda, K. Ninomiya, K. Yoshida and T. Itoh, "Design of dispersion-free phase-shifting non-reciprocity in composite right/left handed metamaterials," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, pp. 1-4, May 2016.
- (6-6) A. J. Martinez-Ros, M. Bozzi and M. Pasian, "Double-sided SIW leaky-wave antenna with increased directivity in the E -plane," *IEEE Trans. Ant. Propagat.*, vol. 66, no. 6, pp. 3130-3135, Jun. 2018.
- (6-7) C. Ben-xiao, L. Zun-gen and D. Ling-xi, "SIW U shape dual-polarized slot antenna," *Int. Conf. Comp. Applic. Sys. Modeling*, pp. V9-407-V9-409, Jul. 2010.
- (6-8) K. Ninomiya, T. Ueda and T. Itoh, "Circularly-polarized antenna using an L-shaped pseudo-traveling wave resonator," *IEEE Int. Symp. Ant. Propagat. U. S. N. Comitte. Int. Union Radio Sci. N. Radio. Sci. Mtg.*, pp. 1738-1739, Jul. 2015.
- (6-9) C. Zhang, J. Wang, M. Chen and Z. Zhang, "A new kind of leaky circular waveguide with periodic slots and wire ridge," *Proc. Cross Strait Quad-Regional Radio Sci. Wirel. Tech. Conf.*, pp. 479-482, Jul. 2011.
- (6-10) C. Liu, Z. Li and J. Wang, "A new kind of circularly polarized leaky-wave antenna based on corrugated substrate integrated waveguide," *IEEE Int. Symp. Microw. Ant. Propagat. EMC*

- Tech. Wirel. Communic.*, pp. 383-387, Oct. 2013.
- (6-11) S. Otto, Z. Chen, A. Al-Bassam, A. Rennings, K. Solbach and C. Caloz, "Circular polarization of periodic leaky-wave antennas with axial asymmetry: theoretical proof and experimental demonstration," *IEEE Trans. Ant. Propagat.*, vol. 62, no. 4, pp. 1817-1829, Apr. 2014.
- (6-12) A. Sakamoto, K. Cho, N. Michishita, T. Seki and I. Oshima, "Transmission characteristic comparison between right and left handed leaky wave antennas composed of CRLH coplanar strip line," *Int. Symp. Ant. Propagat.*, pp. 828-829, Oct. 2016.
- (6-13) I. Oshima, T. Seki, N. Michishita and K. Cho, "Omnidirectional composite right/left-handed leaky-wave antenna with downtilted beam," *IEEE Int. Symp. Ant. Propagat. U. S. N. Comittee. Int. Union Radio Sci. N. Radio. Sci. Mtg.*, pp. 2439-2440, Jul. 2015.
- (6-14) 鶴山和哉, 西村茂幸, 出口博之, 辻幹男, "H型仕切り板を用いた遮断TEモード及び遮断TMモードによる右手/左手系複合方形導波管," 信学ソ大, C-2-21, Sep. 2015.
- (6-15) 鶴山和哉, 西村茂幸, 出口博之, 辻幹男, "遮断TMモードと仕切り板装荷遮断TEモードを用いた右手/左手系複合方形導波管の伝送特性," 信学技報. MW2015-145, vol. 115, no. 372, pp. 69-74, Dec. 2015.
- (6-16) 鶴山和哉, 西村茂幸, 出口博之, 辻幹男, "遮断TMモード及びH型仕切り板装荷遮断TEモードによるバランス型CRLH方形導波管の伝送特性," 信学総大, C-2-31, Mar. 2016.
- (6-17) K. Uyama, S. Nishimura, H. Deguchi, and M. Tsuji, "Transmission characteristics of CRLH rectangular waveguides constructed by the cutoff modes of TM and TE waves," *Int. Conf. EM. Adv. Applic.*, pp. 728-731, Sep. 2016.

第7章

結言および謝辞

本章ではこれまでの述べてきた各章の結論の要点と成果をまとめ、特に本論文が従来の研究にみられなかった新規な研究であることを明確にするため、多くの正かを箇条書きにして明確にしている。また、本論文をまとめるに当たり御指導ないし御協力を頂いた方々に対する謝辞を述べた。

7.1 結言

これまでの各章では、右手/左手系複合円筒および方形導波管の構成法ならびにスロットアンテナおよび漏洩波アンテナの設計を行い、伝送特性と放射特性に関する事柄を述べてきた。本論文は、遮断周波数以下の TE および TM モードを利用した右手/左手系複合円筒導波管および方形導波管を提案し、その構成法、伝搬特性、放射特性を明らかにした。その結果、従来よりも高性能で製作が容易な右手/左手系複合導波管を実現した。本研究で得られた成果は次のとおりである。

- (1) 遮断周波数以下の TE・TM モードを用いた右手/左手系複合円筒導波管を提案し、その伝送特性について述べた。遮断周波数以下で TE・TM モードを発生させるために各モードでの円筒導波管横断面の電磁界分布を考え、入出力に同軸線路を用いることにより TEM モードを発生させ、中空円筒導波管部で TM_{01} モードを、扇型導波管を配置するように導体隔壁を設けることで支配的 TE モードを励振させて、両モードが周期的に交互に配列されるよう構成した。さらに、TE モード導波管にリッジを導入することにより阻止帯域をなくしたバランス条件を満たし、TE 導波管の各パラメータを調整可能であることを示し、各導波管の軸長における関係性についても比例関係を確認した。また、提案した円筒導波管を試作し、実験においても設計した円筒導波管が右手/左手系複合伝送線路として動作することを確認し、提案構成法の有用性が確かめられた。
- (2) 右手/左手系複合円筒導波管型スロットアンテナを提案し、その放射特性について述べた。阻止帯域のないバランス型条件を満たし、周波数操作

によるビーム走査に適した右手/左手系複合円筒導波管を用いて TM 導波管壁面にスロットを設けることにより漏洩波アンテナとして設計し、スロットからの放射角度や放射強度の数値解析ならびに分散特性の計算値からアンテナの特性を明らかにした。また、スロットアンテナを試作し、製作された円筒導波管型スロットアンテナが実験においても動作することを確認し、各周波数でのビーム走査により右手系領域から左手系領域において前方から後方への放射可能であることが確かめられた。数値解析と実験により、スロットによる漏洩現象を利用した右手/左手系複合円筒導波管型スロットアンテナの有用性を明らかにした。

- (3) 遮断周波数以下の TE・TM モードを用いた右手/左手系複合方形導波管を提案し、その伝送特性について述べた。方形導波管における遮断 TM_{11} モードと、方形導波管内に H 型導体隔壁板を周期的に装荷することで 4 つの TE_{10} モードが組み合わされた TE モードを発生させており、 TM_{11} モードとの整合が取りやすくなるように工夫した。また、H 型導体隔壁板の一部を変形させること、または各導波管の長さを調整することにより阻止帯域のないバランス条件を満たすことが可能であることを明らかにした。また、提案した方形導波管を試作し、実験においても設計した方形導波管が右手/左手系複合伝送線路として動作することを確認し、提案構成法の有用性が確かめられた。
- (4) 右手/左手系複合方形導波管の漏洩波アンテナを提案し、その放射特性について述べた。阻止帯域のない周波数操作によるビーム走査に適した右手/左手系複合方形導波管を用いて方形導波管上面にスリットを設けることにより漏洩波アンテナとして設計し、スリットからの放射角度や放射強度の数値解析ならびに分散特性による放射角度の計算値からアンテナ特性を明らかにした。また、漏洩波アンテナを試作し、製作された方形導波管型漏洩波アンテナが実験においても動作することを確認し、各周波数でのビーム走査により右手系の周波数帯域で進行波、左手系の周波数帯域で後退波が放射されていることを確かめた。これらのことから右手/左手系複合方形導波管型漏洩波アンテナの有用性が明らかとなった。

本論文では、右手/左手系複合円筒および方形導波管を新たに開発し、それらの導波管設計法を示すとともに、伝搬特性と放射特性の理論的、実験的検討の研究成果をあげることができた。このような研究結果は、今後大きく発展することが期待されているメタマテリアル技術とマイクロ波工学での分野において

提案した左手系導波管の構成法を基にさらに新たな伝送線路が開発，設計ができることができ，また，アンテナやレーダへの応用可能であり，将来の新たな機能を持つ導波管としても発展が期待できる。

7.2 謝辞

本研究は辻幹男教授御指導の下に行ったものであり，終始適切なる御指導ならびに御鞭撻を賜りました同教授に感謝の意を表します。

また，本研究を進めるにあたり，暖かい御指導ならびに御助言を頂きました出口博之教授に深く感謝致します。

製作及び実験に御協力頂いた本学大学院生 鶴山和哉氏，仲嶋淳吾氏に感謝します。さらに，有益な御討論，御助言を板いただいた本学超高周波工学研究室の卒業生の方々に感謝します。

日々支援して頂いた両親，兄弟に深く感謝します。本研究は，以上の方々の他にも数多くの方々の御指導，御協力のもとに達成されたものであり，ここに慎んで御礼申し上げます。

付録 A

等価回路を用いた CRLH-TL の解析

Fig. A.1(a) に示す四端子回路網について、周期境界条件を適用すると

$$V_2 = V_1 e^{-j\beta\alpha} \quad (\text{A.1})$$

$$I_2 = I_1 e^{-j\beta\alpha} \quad (\text{A.2})$$

またFig. A.1(b) に示す回路の縦列接続行列は

$$\begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+ZY & Z \\ Y & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

と表されるので

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} e^{-j\beta\alpha} = \begin{bmatrix} 1+ZY & Z \\ Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

$$\begin{bmatrix} 1-e^{-j\beta\alpha} + ZY & Z \\ Y & 1-e^{-j\beta\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

上式が成立する条件 $dF/dF = 0$ より

$$(1-e^{-j\beta\alpha})^2 + ZY(1-e^{-j\beta\alpha}) - ZY = 0 \quad (\text{A.6})$$

$$\frac{e^{-j\beta\alpha} + e^{j\beta\alpha}}{2} = \cos(\beta\alpha) = 1 + \frac{1}{2} ZY \quad (\text{A.7})$$

ここでCRLH の場合

$$Z = j \left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \right), Y = j \left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \right) \quad (\text{A.8})$$

を代入すると

$$\cos(\beta a) = 1 - \frac{1}{2} \left\{ \omega^2 L_R C_R + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L} \right) \right\} \quad (\text{A.9})$$

となり分散関係が得られる.

また遮断周波数 f_2, f_3 については $\beta a = 0, f_1, f_4$ については $\beta a = \pi$ なる条件において ω に関する4次方程式を解けば以下の遮断周波数が得られる

$$f_2, f_3 = \begin{cases} \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_L}} \\ \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L C_R}} \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

$$f_1, f_4 = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L} + 4 \pm \sqrt{\left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L} + 4 \right)^2 - 4 \frac{L_R L_L}{C_R C_L}}}{2L_R C_R} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{A.11})$$

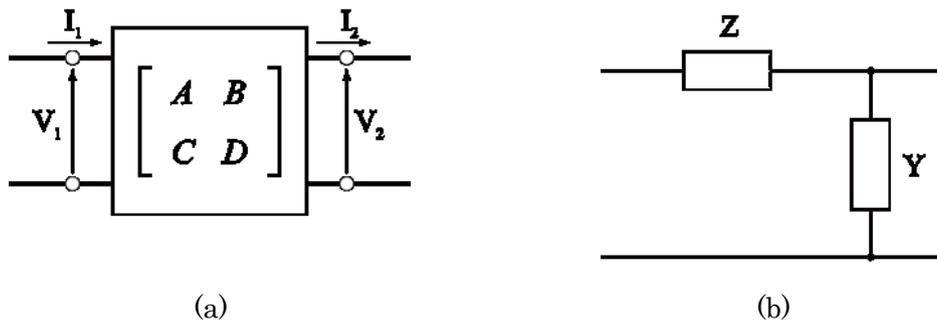


Fig. A.1. (a) 4-port circuit model, and (b) series and shunt components.

付録 B

TRL 校正法

TRL(Thru-Reflect-Line)校正法のモデルをFig. B.1(a)に示す. この校正の被測定回路及び誤差回路の S パラメータをFig. B.1(b)のようにとる. TRL校正法では回路パラメータを T パラメータで計算するため, 下記の式で表す.

$$[T_M] = [T_X][T_A][T_Y] \quad (\text{B.1})$$

ここで $[T_M]$ は最初に測定される(誤差を含む) S パラメータに対する T マトリックス, $[T_X]$, $[T_Y]$ は誤差回路の S パラメータに対応マトリックス, $[T_A]$ は被測定回路の S パラメータに対応する T マトリックスである. これらを各種パラメータで表すと,

$$T_M \equiv \begin{bmatrix} T_{11M} & T_{12M} \\ T_{21M} & T_{22M} \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21M}} \begin{bmatrix} S_{21M}S_{12M} - S_{11M}S_{22M} & S_{11M} \\ -S_{22M} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

$$T_A \equiv \begin{bmatrix} T_{11A} & T_{12A} \\ T_{21A} & T_{22A} \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21A}} \begin{bmatrix} S_{21A}S_{12A} - S_{11A}S_{22A} & S_{11A} \\ -S_{22A} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

$$T_X \equiv \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{21} & X_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{10}} \begin{bmatrix} e_{10}e_{01} - e_{00}e_{11} & e_{00} \\ -e_{11} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

$$T_Y \equiv \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{32}} \begin{bmatrix} e_{32}e_{23} - e_{22}e_{33} & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

ここで, 誤差回路 $[T_X]$ と $[T_Y]$ のパラメータまたは $e_{ij}(i, j=0\sim3)$ を求めることができれば $[T_A]$ は以下のようにして計算できる.

$$[T_A] = [T_X]^{-1}[T_M][T_Y]^{-1} \quad (\text{B.6})$$

被測定回路の S パラメータは T パラメータから計算できる. まず, 開口1と2を直接接続する. 直接接続の T パラメータ $[T_T]$ は

$$[T_T] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

なので、この時の S パラメータを T パラメータに変換した T マトリックスを $[T_{MT}]$ とすれば

$$[T_{MT}] = [T_X][T_T][T_Y] = [T_X][T_Y] \quad (\text{B.8})$$

となる。次に、一定の長さの伝送線路を開口1と2の間に接続する。この伝送線路の T マトリックス $[T_L]$ は

$$[T_L] = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma l} \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$

となる。ここで γ は伝送線路の損失も含む複素伝搬定数、 l は伝送線路の長さである。この伝送線路を接続したとき測定される S パラメータを T パラメータに変換した T マトリックスを $[T_{ML}]$ とすれば

$$[T_{ML}] = [T_X][T_L][T_Y] \quad (\text{B.10})$$

となる。ここで、TRL校正法では $-\gamma l$ が未知数であっても計算することができる。

$$[T_Y] = [T_X]^{-1}[T_{MT}] \quad (\text{B.11})$$

であるから、

$$[M][T_X] = [T_X][T_L] \quad (\text{B.12})$$

となる。ここで

$$[M] = [T_{ML}][T_{MT}]^{-1} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{B.13})$$

である。従って、

$$\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{21} & X_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{21} & X_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma l} \end{bmatrix} \quad (\text{B.14})$$

となるから、これを展開して

$$m_{11}X_{11} + m_{12}X_{21} = X_{11}e^{-\gamma l} \quad (\text{B.15})$$

$$m_{21}X_{11} + m_{22}X_{21} = X_{21}e^{-\gamma l} \quad (\text{B.16})$$

$$m_{11}X_{12} + m_{12}X_{22} = X_{12}e^{-\gamma l} \quad (\text{B.17})$$

$$m_{21}X_{12} + m_{22}X_{22} = X_{22}e^{-\gamma l} \quad (\text{B.18})$$

となる。この4つの式から $e^{-\gamma l}$ を消去して、

$$m_{21}(X_{11}/X_{21})^2 + (m_{22} - m_{11})(X_{11}/X_{21}) - m_{12} = 0 \quad (\text{B.19})$$

$$m_{21}(X_{12}/X_{22})^2 + (m_{22} - m_{11})(X_{12}/X_{22}) - m_{12} = 0 \quad (\text{B.20})$$

が表れる。この2式は同じであり、2個の解が得られる。その解は X_{11}/X_{21} と X_{12}/X_{22} であるが、 $[T_X]$ の式(B.4)から

$$a \equiv X_{11}/X_{21} = e_{00} - (e_{10}e_{01}/e_{11}) \quad (\text{B.21})$$

$$b \equiv X_{12}/X_{22} = e_{00} \quad (\text{B.22})$$

となる。ここで、方向性結合器の特性から $|a| \gg |b|$ となるので、

$$e_{00} = b \quad (\text{B.23})$$

$$e_{10}e_{01}/e_{11} = b - a \quad (\text{B.24})$$

と決まる。 $[T_Y]$ についても同様にして、

$$c \equiv Y_{11}/Y_{12} = (e_{23}e_{32}/e_{22}) - e_{33} \quad (\text{B.25})$$

$$d \equiv Y_{21}/Y_{22} = -e_{33} \quad (\text{B.26})$$

とすると、

$$e_{33} = -d \quad (\text{B.27})$$

$$e_{23}e_{32}/e_{22} = c - d \quad (\text{B.28})$$

ここで、残るパラメータ e_{11} , e_{22} を求めるため、開口1と2に反射係数 Γ_A を持つ負荷を接続する。このとき、Fig. B.1(a)のスイッチの位置に応じて開口1, 2側ともリフレクトメータとして動作する。開口1側のリフレクトメータが測定する反射係数を Γ_{MX} とすれば、

$$\Gamma_{MX} = e_{00} + \frac{e_{10}e_{01}\Gamma_A}{1 - e_{11}\Gamma_A} \quad (\text{B.29})$$

となる。ここで、 Γ について解くと、

$$\Gamma_A = \frac{1}{e_{11}} \cdot \frac{b - \Gamma_{MX}}{a - \Gamma_{MX}} \quad (\text{B.30})$$

となる。開口2についても同様に反射係数を Γ_{MX} とすれば

$$\Gamma_{MX} = e_{33} + \frac{e_{23}e_{32}\Gamma_A}{1 - e_{22}\Gamma_A} \quad (\text{B.31})$$

であるから、

$$\Gamma_A = \frac{1}{e_{22}} \cdot \frac{d - \Gamma_{MX}}{c - \Gamma_{MX}} \quad (\text{B.32})$$

となる。TRL校正法においては Γ_A も未知数であるとして式(B.30)及び(B.32)から消去すると、

$$\frac{1}{e_{22}} = \frac{1}{e_{11}} \cdot \frac{b - \Gamma_{MX}}{a - \Gamma_{MX}} \cdot \frac{d + \Gamma_{MX}}{c + \Gamma_{MX}} \quad (\text{B.33})$$

が得られる。

ここで、Fig. B.1(a)におけるスイッチ部分の反射が非常に小さいとすると、 a_0 及び a_3 の値は微小となる。従って、測定されるSパラメータである S_{11MT} , S_{21MT} , S_{12MT} は次のように近似される。

$$S_{11MT} \cong e_{00} + \frac{(e_{10}e_{01})e_{22}}{1 - e_{11}e_{22}} \quad (\text{B.34})$$

$$S_{21MT} \cong \frac{e_{10}e_{32}}{1 - e_{11}e_{22}} \quad (\text{B.35})$$

$$S_{12MT} \cong \frac{e_{23}e_{01}}{1 - e_{11}e_{22}} \quad (\text{B.36})$$

これより, e_{11} と e_{22} は以下のように求まる.

$$e_{11}^2 = \frac{b - \Gamma_{MX}}{a - \Gamma_{MX}} \cdot \frac{d + \Gamma_{MY}}{c + \Gamma_{MY}} \cdot \frac{b - S_{11MT}}{a - S_{11MT}} \quad (\text{B.37})$$

$$e_{22} = \frac{1}{e_{11}} \cdot \frac{b - S_{11MT}}{a - S_{11MT}} \quad (\text{B.38})$$

e_{11} と e_{22} が求まれば, $e_{10}e_{01}$ と $e_{23}e_{32}$, $e_{10}e_{32}$ と $e_{23}e_{01}$ はそれぞれ

$$e_{10}e_{01} = (b - a)e_{11} \quad (\text{B.39})$$

$$e_{23}e_{32} = (c - d)e_{22} \quad (\text{B.40})$$

$$e_{10}e_{32} = S_{21MT}(1 - e_{11}e_{22}) \quad (\text{B.41})$$

$$e_{23}e_{01} = S_{12MT}(1 - e_{11}e_{22}) \quad (\text{B.42})$$

となる. 以上より, 誤差回路の8つのシステム定数である e_{00} , e_{11} , $e_{10}e_{01}$, e_{22} , e_{33} , $e_{23}e_{32}$, $e_{10}e_{32}$, $e_{23}e_{01}$ が求められた. これにより, 式(B.6)によって被測定回路の S パラメータ及び T パラメータを算出することが出来る.

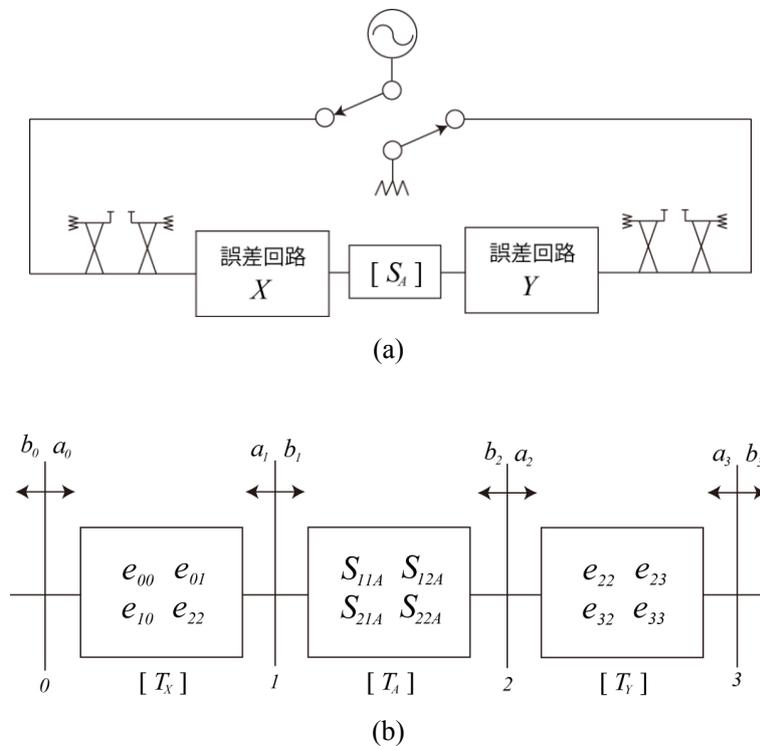


Fig. B.1. Model of TRL proofreading method.