

ワッフルアイアンリッジ導波路とそれを用いたアレーアンテナに関する研究

2018年3月
(平成30年3月)

桐野 秀樹

A study on the waffle-iron ridge
waveguide and its application to array
antennas

March 2018

Hideki Kirino

目 次

第1章 序論	1
1.1 本研究の背景と目的	1
1.2 本研究の概要	7
第2章 導波路とアレーアンテナ	9
2.1 導波路	9
2.1.1 導波路研究の歴史と各種導波路	9
2.1.2 マイクロストリップ線路	12
2.1.3 金属導波管	14
2.2 アレーアンテナ	16
2.2.1 アレーアンテナの原理	16
2.2.2 金属導波管を用いた従来のアレーアンテナ	21
第3章 ワッフルアイアンリッジ導波路	29
3.1 導波路が有する各種の電磁氣的境界	29
3.1.1 電氣的特徴を有する境界	29
3.1.2 磁氣的特徴を有する境界	31
3.2 ワッフルアイアン構造と伝送帯域	32
3.2.1 ワッフルアイアンロッド先端面の電磁氣的特性	34
3.2.2 分散特性から見た伝送帯域	38
3.2.3 遮断特性から見た伝送帯域	41

3.3	ワッフルアイアンリッジ導波路	48
3.3.1	導波路の構造	48
3.3.2	電磁界シミュレーションポートと計算例	51
3.3.3	伝搬電磁界の観察	54
3.3.4	伝搬モードと波長特性の解析	59
3.3.5	分散特性と損失特性	66
第4章 一次元アレーアンテナへの応用		68
4.1	導波路波長間隔アレーアンテナ	68
4.1.1	定在波励振	68
4.1.2	ビーム集束兼レドーム用誘電体ロッド装加アンテナ	71
4.2	短縮間隔アレーアンテナ	76
4.2.1	速波遅波混成ワッフルアイアンリッジ導波路	76
4.2.2	サイドローブ低減アレーアンテナの設計	80
第5章 二次元アレーアンテナへの応用		92
5.1	アンテナ構造	94
5.1.1	多層構造と各層の機能	94
5.1.2	給電路設計とサイドローブ低減方法	97
5.2	試作結果	102
5.2.1	放射特性	102
5.2.2	入力特性	104
5.3	二次元アレーアンテナの評価と本研究の達成度の検証	106
第6章 可変ビームアンテナへの応用		110
6.1	トロンボーン型移相器を用いた可変ビームアンテナ	110

6.1.1	移相器の構造と特性	110
6.1.2	アンテナ構造と移相器配置	115
6.1.3	試作結果	119
6.2	ストレート線路型移相器を用いた可変ビームアンテナ	122
6.2.1	移相器の構造と特性	122
6.2.2	アンテナ構造と移相器配置	126
6.2.3	設計結果	128
第7章 まとめ		130
第8章 今後の研究		132
謝辞		133
参考文献		134
学位申請論文		149
本研究に関する発表論文		150

第1章 序 論

1.1 本研究の背景と目的

近年、車載レーダ[1]、超高速無線 LAN (Local Area Network) [2]、5G (5th Generation : 第5世代) 通信[3-7]の分野で 30~300 GHz 帯の周波数 (5G 通信機器では 28 GHz も使用) を使用するミリ波機器とビームフォーミングができるアンテナ [8-15]の研究開発が加速している。ここで、ミリ波とは波長がミリメートルオーダーの周波数を示し、ビームフォーミングとは送信機と受信機の間 (車載レーダでは送信機とターゲット車両との間) の伝送損失を補うために、アンテナ指向性の合成と制御をおこなう技術のことを言う。

ミリ波機器の周波数として、車載レーダでは 76 GHz 帯と 79 GHz 帯の2つの帯域が使用され[1]、超高速無線 LAN では 60 GHz 帯が使用され[2]、5G 通信では 24.25~31.0 GHz, 31.8~33.4 GHz, 37.0~43.5 GHz, 45.3~50.2 GHz, 50.4~52.6 GHz, 64.0~76.0 GHz, 81.0~86.0 GHz の帯域の使用が検討されている[4]。

ミリ波帯で研究開発が加速している状況は特許の分野からも見ることができる。特許庁では、市場創出が期待され国の政策として推進すべき技術分野を中心にテーマを選定し、特許出願技術動向調査を実施して「特許出願技術動向調査報告書 (概要)」という資料名で公開している。そして平成 25 年度と平成 27 年度には、車載レーダに関するものが報告されている[16,17]。ここで文献[17]には、自動運転や安全技術に関するセンサごとの出願数が記載されており、図 1.1 に示すように、ミリ波を使用する車載レーダは他のセンサを抜いて出願数がトップとなっており、業界での関心の高さと研究開発が盛んなことを裏付けるものとなっている。

上記の応用分野とは別に、ミリ波レーダとミリ波通信装置は、

- ・ 機器間をインターネット接続する IoT (Internet of Things) 技術

- ・コンピュータで人工知能を実現する AI (Artificial Intelligence) 技術
- ・ロボット技術

の3つが融合して生み出される分野にも大きな貢献をすることが期待されている。これらの分野でミリ波レーダは、ロボットが周囲の障害物だけでなく、移動時に転倒しないように床や地面の起伏の検知をおこなうのに必須のセンサとなる。また、ミリ波通信は、ロボットを遠隔操作するために必須の超低遅延通信インターフェースとなる。

超高齢社会を迎える日本において、ロボットは、自動生産機械や農業機械といった高齢化に伴う労働人口の減少を補うだけでなく、パーソナルモビリティや歩行支援装置や電動車椅子と称される低速移動体ロボットへの利用が期待されている。低速移動体ロボットは運転免許を返納した高齢者が日常の移動手段となり、現在の自動車に替わる装置となり得る。さらに、高齢者が使用する低速移動体ロボットには多様な機能と使用方法が考えられる。例えば、スーパーに買い物に行く負担を軽減するために自動運転機能が付くとともに、高齢者の急な体調の悪化を検知するバイタルセンサと超高速通信機能が備えられる。これにより、緊急時には救急車の要請が自動発信され、また救急ドクターや病院には、体調が悪化した高齢者の様子を映すリアルタイム映像が自動送信され救急受入れの準備をする、などの機能が装備される。これらの機能が装備されたパーソナルモビリティの実現が、超高齢社会の問題を解決する手段の一つとして社会が要望すれば、これまで行政分野で独立していた通信、交通、医療の相互協力が促進することが期待される。さらに高齢者に限らず、生活スタイルを変える新たな装置として若い世代も認知すれば、装置の製品化と普及に向けて、製造産業の活性化とそれによる雇用の創出にもつながることが期待される。

一般に、無線機器では周波数が高くなるにつれて大きくなる伝送損失を補うため、アンテナ技術が大変重要となる[1,2,4]。ミリ波帯で使用されるアンテナに第一に要求されることは、MMIC (Millimeterwave Monolistic Integrated Circuit) から出力されるミリ波エネルギーを低損失で空間に放射することと、到来したミリ波の電磁界をMMIC まで低損失で伝送することである。ここで、MMIC とアンテナを接続する線路と、アレーアンテナの各放射素子に信号を分配する線路を、個別の部品と考えるならば、それぞれの線路に低損失が要求されることと等価となる。また、アンテナに第二に要求されることは、上述したビームフォーミング (アンテナ指向性の合成と制御)

をおこなうことである。つまり、ミリ波機器のアンテナには低損失性と、任意なビームフォーミングを実現できる技術が要求されている。

車載ミリ波レーダが関係する自動車業界では、EuroNCAP (European New Car Assessment Program) [18]やJNCAP (Japan New Car Assessment Program) [19]と呼ばれる、自動車メーカーが新車種を販売するために順守しなければならない規格が設けられている。この規格では衝突安全の面から、未然に前方障害物を発見し、衝突しないよう停止することが求められている。前方障害物としては、同一車線上を走行する車と、横から飛び出す歩行者や自転車などの、2種類の対象物が規定されている。ここで、車載ミリ波レーダへの性能として、同一車線上を走行する車に対しては高利得なアンテナが要求され、横からの飛び出し対象物に対して広い指向性のアンテナが要求されている。

同一車線上を走行する車を検出することを想定した EuroNCAP と JNCAP の試験方法は「最大 60 km で走行している車が前方に停止している障害物に衝突しないように安全に停止する」こととなっている。この試験方法をもとに、自動車のブレーキ性能や車載ミリ波レーダの検出性能を考慮した上で、最終的に自動車メーカーと車載ミリ波レーダメーカーが、車載ミリ波レーダの検出感度とアンテナの仕様を決定する。自動車メーカーによると、高速道路上を走行する車に EuroNCAP と JNCAP の試験方法を適用した場合、150 m 以上手前から先行車両を検出する必要があると言われている。先行車両を検出する性能は車載ミリ波レーダでは検出感度に相当し、これを決める主な要素（これ以外に変復調方式と信号処理方式も感度に関係する）は、MMIC の出力電力と最小受信感度、送信と受信を合わせたアンテナ絶対利得、空間伝搬損失である。車載ミリ波レーダメーカーによると、150 m の検出距離を実現するために必要なアンテナ仕様としては、送信アンテナもしくは受信アンテナの絶対利得が 22 dBi 以上必要だと言われている。一方、高いアンテナ利得を実現するには大きなアンテナ面積が必要となるので、車載ミリ波レーダ自体が大きくなり自動車のデザインの自由度が低下する可能性がある。よって車載ミリ波レーダにおいては小さな面積で高利得なアンテナを実現する要求があり、アンテナの効率を高めることが必要となる。また先行車両を検出する際に誤検出があると、頻繁に余計な自動ブレーキが作動してしまう。主な誤検出の原因は、アンテナのサイドローブレベルが十分に抑圧されていないために、ガ

ードレールや道路標識等からの反射信号に、先行車からの反射信号が埋もれてしまうことにある。よって、先行車両を検出用のアンテナには、低いサイドローブレベルへの要求も強い。車載ミリ波レーダメーカーによると、主ビームに対するサイドローブレベルは送信アンテナ受信アンテナともに、水平方向で-20 dB 以下で、垂直方向で-15 dB 以下が必要だと言われている。

一方、横から飛び出す歩行者や自転車などを検出することを想定した EuroNCAP と JNCAP の試験方法は「±45 度方向からの飛び出しを検出できること」こととなっている。現在、この要求に対して車載ミリ波レーダメーカーでは、広い指向性の放射エレメントを用いたアレーアンテナと電子的にビームフォーミングをおこなう技術を組み合わせたレーダの開発をおこなっている。電子的なビームフォーミングに限らず、合成されるビームの方向を大きく変えると、グレーティングローブと呼ばれる不要な指向性がレーダの検出領域内で上昇し、横から飛び出す歩行者や自転車などを誤検出するという問題が発生する。この問題を避けるためには、放射エレメントの間隔を $\lambda/2$ 波長 (λ は自由空間の波長) 以下にすることが必要となる。よって、横から飛び出す歩行者や自転車を検出するアンテナには、放射エレメントをできるだけ狭い間隔で配置できる構造への要求も強い。

以上のように、ミリ波レーダ用のアレーアンテナについては、

- ・普及させるためにコストを縮小する

という、民生機器に必要な基本的要求に加え、

- ・低損失で高利得
- ・低いサイドローブレベル
- ・狭い放射エレメント間隔

というレーダ特有の要求がある。

さらに近年、CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) 技術で MMIC を実現できるようになったことから、アレーアンテナについても CMOS-MMIC 特有の対応が要求されている。CMOS-MMIC は CMOS の微細化が進んで遮断周波数が上昇しミリ波領域で使用できるようになったが、微細化にともなう動作電圧の低下から、従来の GaAs (Gallium Arsenide) や Bi-CMOS (Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor) の MMIC と比べて出力電力が小さいというデメリットがあ

る。一方、低コスト化のためには既存の豊富な CMOS 設備を使えるメリットと、さらに微細化により小さいチップ面積に複数のミリ波回路を作りこめるメリットを活用させる要求が強い。よって、1つの CMOS-MMIC の中に、先行車の検出用ミリ波回路と横からの飛び出し物の検出用ミリ波回路を集約し、さらに、デジタルビームフォーミング技術も活用できるよう、複数のミリ波送受信回路を備えた大規模な回路化が進んでいる。このことは、MMIC の多数の入出力端子とアレーアンテナの各アレーを低損失で接続することを必要とする。これを実現するためには、複数の機能を有するアンテナを一体に構成し、MMIC の入出力端子に近い位置に各アレーの入力部をくまなく、低損失でミリ波信号を引き回す線路もアンテナと一体に構成する必要がある。

しかし、第2章で述べるように、従来のミリ波アレーアンテナでは、上記の要求すべてに対応できるものがなかった。これに対して、本研究の目的は、上記の要求すべてに対応するミリ波アレーアンテナを実現することにある。具体的には、CMOS-MMIC の低電力性と低コスト性を十分に活かすために、アンテナ給電線路として、従来のマイクロストリップ線路と同等の配線自由度を有しながら、従来の導波管と同等の低損失性を有する導波路を新規に提案する。そして、アンテナ給電線路を含むアレーアンテナ全体を金型成形でも可能な形状で実現することにより、コスト面でもマイクロストリップ線路を用いた従来のアレーアンテナと同等以下を実現する。

上述したように、現在、ミリ波機器の中で、利得やサイドローブレベルの要求値が具体的に示され、かつ大量生産できるアレーアンテナへの要求が高いものが車載ミリ波レーダである。よって本研究は、車載ミリ波レーダ用のアレーアンテナを想定したものである。

自動車予防安全に関する技術区別特許出願状況

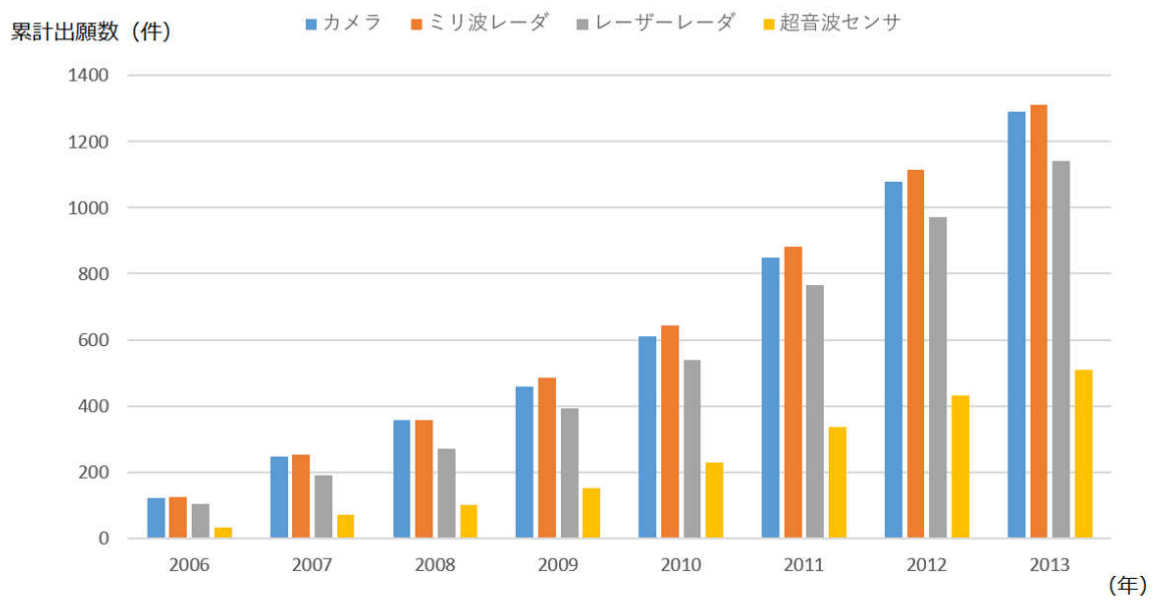


図 1.1 技術区別日米欧中韓独への出願件数推移 (2006~2013 年) [17]

1.2 本研究の概要

本論は、1.1 で述べた背景に基づき、特に車載ミリ波レーダの周波数である 76 GHz 帯を中心にした導波路とアレーアンテナに関する研究成果を報告するものである。

従来のミリ波導波路としてマイクロストリップ線路と導波管が多く用いられている。しかし、マイクロストリップ線路は基板の誘電損失や線路からの放射がありアレーアンテナの効率を低下させることがハードルとなって、民生機器への普及が進んでいない。また、導波管を用いたアレーアンテナでは、1.1 に述べたミリ波アレーアンテナへのすべての要求に対応するものが実現されていない。よって本論ではワッフルアイアンとリッジ構造による電磁界エネルギーの閉じ込め機能を利用することで従来の導波路の課題を解決した新たなミリ波導波路を提案し、その特性を解析するとともに、新たに提案した導波路を用いた複数のミリ波アレーアンテナについて、設計試作した結果を示す。

本論は以下の内容で構成される。本章において本研究の背景と目的、ならびに概要について述べた後、第2章では導波路とアレーアンテナの概要と従来技術について述べる。従来のアレーアンテナとして、金属導波管およびそれを改良した導波路を用いた複数の例を用いて説明し、本研究がこれら従来のアレーアンテナと同等の性能を実現しながら、従来のアレーアンテナが有する課題を解決することを目的としていることを説明する。

第3章では、新規に提案するワッフルアイアンリッジ導波路 (Waffle-iron Ridge Guide : 以降、WRG とする) を説明する準備として電磁氣的境界の概念を説明し、さらにワッフルアイアン構造の電気的特性を求める。さらに WRG の構造を説明するとともに、WRG の伝搬の物理的理解を得るアプローチとして等価回路と横共振法による解析もおこなう。また導波路では伝送帯域の評価が大変重要になる。よって第3章では、ワッフルアイアン構造の伝送帯域について、分散特性から見た場合と遮断帯域から見た場合の、2つの観点で説明する。なお、分散特性から見た伝送帯域については、WRG と同一構造について研究発表している他の研究グループの解析方法を引用した。これによりミリ波導波路の分野で研究途上である WRG について、現時点で研究されている範囲での、伝送帯域の解析方法について示せるものと考えられる。

第4章では、WRGを用いた2種類の一次元アレーアンテナを説明する。1つ目は導波路波長の間隔に放射エレメントを配置したタイプであり、2つ目は導波路上に遅波構造を付加することにより、放射エレメントの配置間隔を短縮したタイプである。なお、第4章の一次元アレーアンテナは、第5章の二次元アレーアンテナを実現するための事前検討として位置づけられる。

第5章では、WRGを用いた二次元アレーアンテナを説明する。なお、ここで説明する二次元アレーアンテナは、第1章1.1に述べた車載ミリ波レーダに用いられる小型高利得高効率なアンテナを想定したものであり、車載ミリ波レーダの要求に合致するよう、二次元の方向でサイドローブレベルを低減したものとなっている。ここで、本論では、第5章で説明する二次元アレーアンテナが、第2章で説明する従来のミリ波アレーアンテナと比較する対象として位置づけて、本研究の達成度を検証する。

第1章1.1で述べたように、ミリ波機器では可変ビームアンテナが要求されている。よって第6章では、WRGを用いた2種類の可変ビームアンテナを説明する。なお、ここで説明する可変ビームアンテナは電子的に指向性を制御するものではなく、機械的に指向性を制御するアンテナを目的としている。そのためにWRGの上下の導体板を動かすことで移相器を構成している。なお、第6章で説明する可変ビームアンテナは、実用的なアンテナを実現するまでには、今後のさらなる研究を要するものとなっている。また、2種類の可変ビームアンテナのうち、1種類目は導波路長を変化させる移相器を使用したタイプであり、2種類目は導波路波長を変化させる移相器を使用したタイプとなっている。

第7章では、第1章から第6章を総括し、本研究の目的と達成度について述べる。最後に、第8章で今後の研究について述べる。

本研究の成果により、ミリ波帯を使用する機器において、従来のアレーアンテナと同等の性能を有しながら、従来のアレーアンテナの課題を解決できる。これにより、ミリ波機器の普及に大きく貢献できることが期待される。

なお、WRGは他の研究グループでもGap Ridge Waveguideと呼んで研究がされており[20-29]、第3章の伝送帯域の評価で引用している。

第2章 導波路とアレーアンテナ

2.1 導波路

2.1.1 導波路研究の歴史と各種導波路

ミリ波回路内でミリ波を伝送するには、ミリ波専用の導波路を用いる必要がある。第1章 1.1 に述べたように、ミリ波とは波長がミリメートルオーダーの周波数帯域であり、マイクロ波と呼ばれる波長がセンチメートルオーダーの周波数を使う機器が普及した後に本格的に開発が始められた。よって一般的にミリ波帯では、マイクロ波用に開発された導波路を、波長の比率に従って、寸法を縮小したものが使用されることが多い。このことから、マイクロ波帯の導波路の歴史を知ることが、ミリ波帯の導波路を理解する助けとなる。文献[30]にはマイクロ波帯の導波路研究の歴史が的確にまとめられている。文献[30]では導波路の研究を以下の4つのフェーズに分けて解説している。

(1) 1930年以前：電磁界理論の始まりと導波管（管状導波路）の出現

1865年に、James Clerk Maxwell により電磁界に関する論文[31]が発表された。現在、この論文は電磁界理論の始まりとして、アンテナ・電波伝搬を含む電気電子工学のすべての分野の基礎となっている。その後、1897年には後に導波管と呼ばれる中空金属管の中を電磁波が伝搬することを報告する論文[32]が発表されている。

(2) 1930年代：矩形（方形）導波管の詳細解析と円形導波管の低損失モード TE₀₁ の発見

文献[30]によれば、論文[31,32]が発表されてから40年近く各種の導波管の研究がなされ、それらをまとめた文献として[33]が発表されている。文献[33]によれば1960年には、既に矩形導波管の伝送モードが解かれた上、周波数が上がるにつれて伝送損

失が低下する円形導波管の TE01 モードが発見されている。

(3) 第二次世界大戦中：航空機検知用レーダの開発に伴う導波管不連続部の解析

第二次世界大戦に伴う重要技術とされた航空機検知用レーダの開発を目的として、世界のマイクロ波研究者がマサチューセッツ工科大学に集結し、レーダの必須部品である導波管の不連続部の解析が集中的になされた。ここで最も成果を出した解析手法は、導波管不連続部の形状を複素関数空間の変換（等角写像変換）を2度に分けて適用するもので、文献[34]の Appendix III で詳細に解説されている。また、マサチューセッツ工科大学でなされた成果は、第二次世界大戦終了後に書籍[35]として出版されている。

(4) 第二次世界大戦後：新しい導波路の出現

第二次世界大戦後にレーダの開発はさらに進展し、新たな導波路としてリッジ導波管[36]、同軸線路、ストリップ線路、マイクロストリップ線路[37]、誘電体スラブ線路、NRD ガイド[38]、SIW (Substrate Integrated Waveguide) もしくは PWW (Post Wall Waveguide) 等の多くの導波路について研究報告がされた。(以降「SIW もしくは PWW」を「SIW/PWW」とする)

さらに、文献[30]に記載されたものを含めて、円柱状誘電体線路（光ファイバにも応用）、コプレーナ線路、スロット線路、サスペンデッド線路、インバーテッドサスペンデッド線路等、現在多くの導波路の研究と利用がされている。図 2.1 はそれらの導波路の構造を示している。

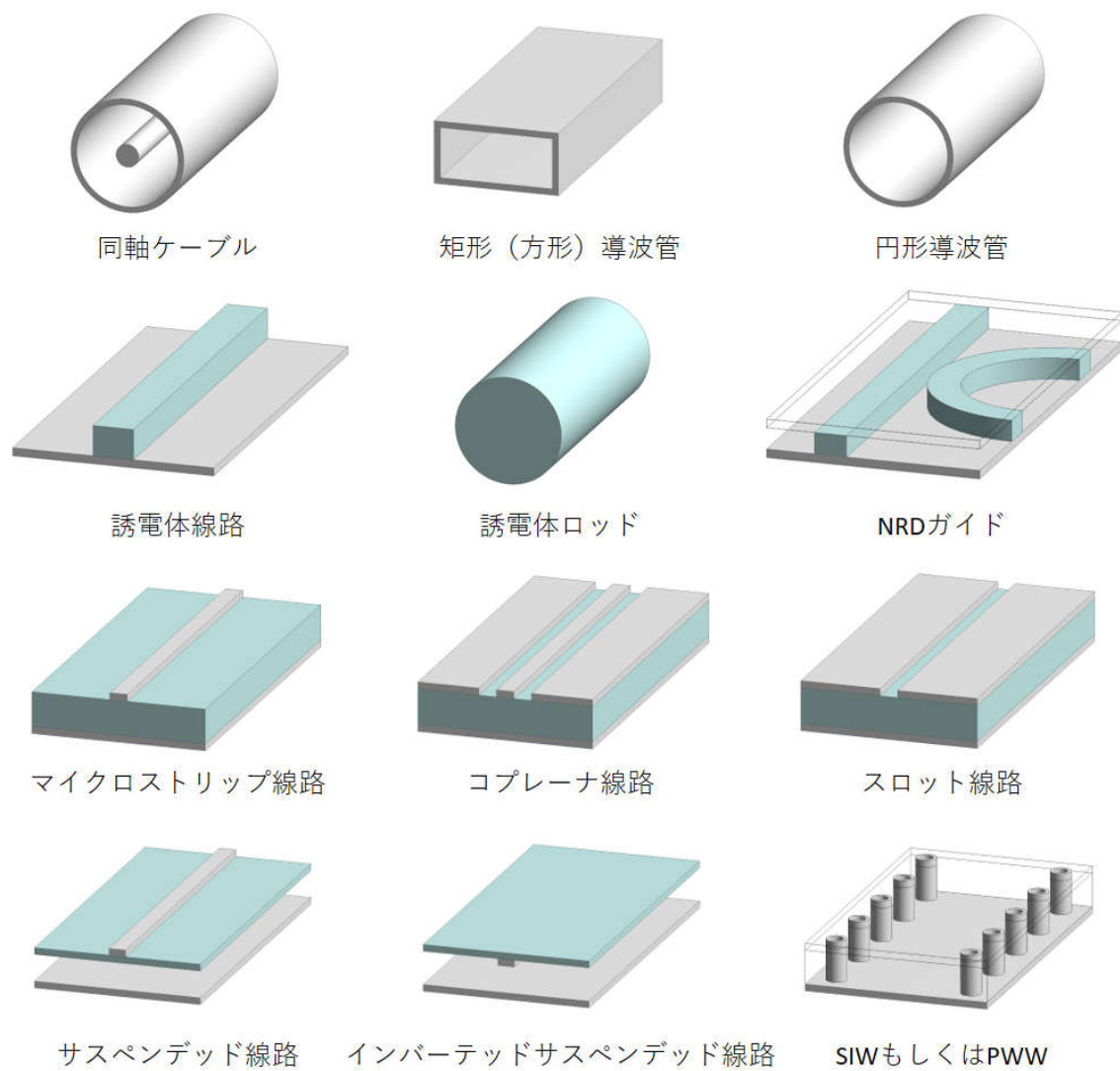


図 2.1 各種の導波路

2.1.2 マイクロストリップ線路

前節で述べた各導波路の中で、現在、マイクロ波帯とミリ波帯で最も多く使われている導波路であるマイクロストリップ線路 (Micro Strip Line : 以降、MSL とする) について説明する。図 2.2 は MSL を用いた分岐線路を示している。図 2.1 にも示したように、MSL は両面に導体箔を貼り付けた誘電体基板を使用し、下側の導体箔を地板導体とし、上側の導体箔で伝送路となるストリップ導体を構成した導波路である。MSL 上を伝搬する電磁波は伝搬方向にわずかな電界成分と磁界成分しか有しない準 TEM 波 (Quasi Transverse Electric and Magnetic wave) と呼ばれる形態で伝搬する。このとき MSL を伝搬する電磁波の波長は、ストリップ導体を保持する誘電体の存在により自由空間中の波長より短くなる。MSL の特徴として、MMIC (Microwave and Millimeter wave Integrated Circuit) や MMIC 電源回路等の表面実装部品を実装し易いというメリットがある。しかしその反面、MSL 特有の損失が存在する。それらはストリップ導体を保持する誘電体による誘電体損失、電磁波の一部が誘電体表面に添って周囲へ散逸することによる損失 (以降「表面波損失」とする)、さらに電磁波の一部がストリップ導体の屈曲点や分岐点の不連続部から空間へ放射することによる損失 (以降「放射損失」とする) であり、図 2.2 には、これらの損失のイメージを示している。MSL にはこれらの損失が存在することから、ミリ波機器のアンテナ回路に MSL を用いた場合、放射効率や受信感度の低下を招くことが避けられない。

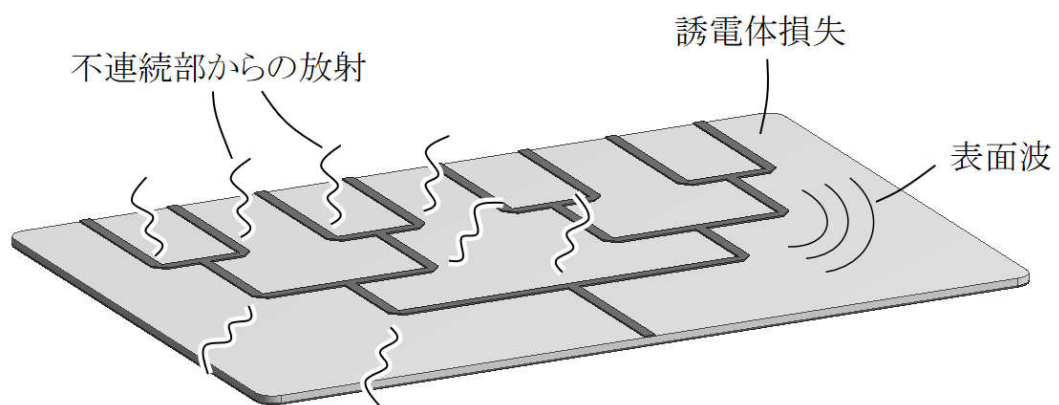


図 2.2 MSL で構成した分岐線路の例

2.1.3 金属導波管

MSL が誘電体損失、表面波損失、放射損失があるという問題を有していることから、特に低損失な回路を構成する場合には金属導波管が多く用いられる。図 2.3 は金属導波管を用いた分岐線路を示している。図 2.1 にも示したように、金属導波管は内部が空気で満たされた中空金属管による導波路であり、特に断面が長方形をしているものは矩形導波管もしくは方形導波管と呼ばれる。金属導波管内を伝搬するミリ波は導波管の断面寸法で決まるモード (mode) と呼ばれる形態をしており、矩形導波管の基本モードは伝搬方向に電界成分を有しない TE 波 (Transverse Electric wave) となる。また金属導波管は内部に空気しかなく、かつすべての電磁波エネルギーが導波管内に閉じ込められて伝搬し外部への放射がないため、損失は導波管の内壁上を流れる電流によるわずかな導体損失のみとなり、低損失で伝送できる特長がある。

図 2.3 に示したように、金属導波管で分岐線路を構成するには上下 2 枚の導体板を用意し、下側の導体板上に分岐や結合回路を構成するための導波路溝を作製し、上側の導体板をかぶせた上で導波路部分の上下導体板間の導通を確実に確保することが必要となる。そして上下導体間を確実に導通させる方法として、多くの場合は図 2.3 に示すように多数の固定ネジで締結する方法が採用される。しかしこの方法は、外部振動が加わってもネジが緩まない対策と、導体板表面がガスや経年劣化で酸化して導電率が下がらないようにする対策が別途必要となる。その一般的な方法としては、ネジの緩み防止には特殊ネジを使い、導体板表面の酸化防止には金メッキ処理などが施されるが、これらの対策はミリ波回路の部品数と製作工数を増加させ、さらに金属材料を使うことによるコストも増加し、民生機器で普及するためのハードルを高くしている。

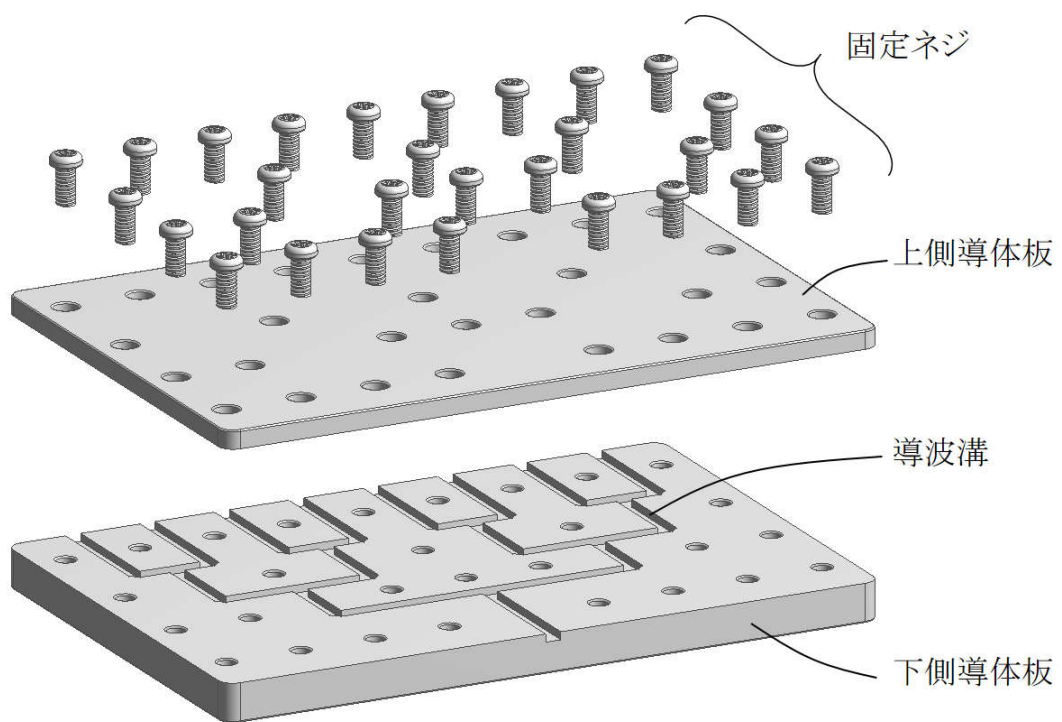


図 2.3 金属導波管で構成した分岐線路の例

2.2 アレーアンテナ

2.2.1 アレーアンテナの原理

アレーアンテナは複数の放射エレメントから構成される集合形アンテナである。一般的にアレーアンテナは開口アンテナに分類される。開口アンテナとは開口面を有し、開口面に配置される等価励振源の振幅と位相が指向性を決定し、アレーアンテナの場合には各放射エレメントが等価励振源に相当する。つまり、アレーアンテナの各放射エレメントの振幅と位相を変化させることにより指向性を制御できることから、第1章 1.1 で述べたビームフォーミングが可能となり、伝搬損失を低くする必要のあるミリ波帯で大変有効なアンテナ技術に位置付けられている。図 2.4 はアレーアンテナの各放射エレメントの振幅と位相を変化させる代表的な構成を示している。図 2.4(a)において、発振器から出力されたミリ波信号は分岐線路で分岐され、分岐された信号ごとに振幅と位相を付与する回路で所望の指向性を実現する振幅と位相とした上で放射エレメントに供給される。また図 2.4 の(a)と(b)に示すように、アレーアンテナは1次元と2次元に配置するタイプがある。

一方、図 2.5 に示すように、アレーアンテナにおいて、隣接する放射エレメント間に一定の位相差を付与することにより空間に放射された電磁波が等位相で合成される方向を変化させることができる。等位相で合成されることで最も強い電磁波エネルギーが放射される立体角の範囲は主ビームもしくは主ローブと呼ばれる。図 2.5 に示すように、すべての放射エレメントの間隔を d 、隣接するすべての放射エレメント間の位相差が ϕ になるように給電回路を設定した場合に、空間に放射された波長が λ の電磁波が等位相で合成される方向 θ は以下の式で表される。

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{\phi \lambda}{2\pi d}\right) \quad (2.1)$$

またアレーアンテナにおいて、すべての放射エレメントを等位相で励振した上で、振幅を制御することで特殊な指向性を実現することができる。図 2.6 は1次元アレー

アンテナで実現できる指向性の例を示している。図 2.6(a)は放射エレメントの間隔を一定として励振源を等振幅等位相としたときの指向性を、同図(b)はチェビシェフの多項式の係数を振幅として等位相としたときのチェビシェフ指向性をそれぞれ示している。また同図(c)はアレーアンテナの特殊な場合であり、放射エレメントの数を無限大、つまり放射エレメントの間隔を無限小とした上で、主ビームから離れるにつれてサイドローブレベルが下がるように振幅分布を付与したものであり、実現された指向性はテイラー指向性と呼ばれている。

アレーアンテナの利得が最大となるのは、すべての放射エレメントを等振幅等位相で励振したときであり、図 2.6(a)に示した指向性となる。このとき、主ビームに対するサイドローブのレベルは約 -13 dB になる。これに対し、等振幅等位相で励振しないチェビシェフ指向性やテイラー指向性では、サイドローブレベルは下がるがアレーアンテナの利得も低下する。利得が低下すれば効率も低下する。以上のことから、アレーアンテナの利得と効率を評価する場合は、サイドローブの低減度も合わせて評価しなければならない。

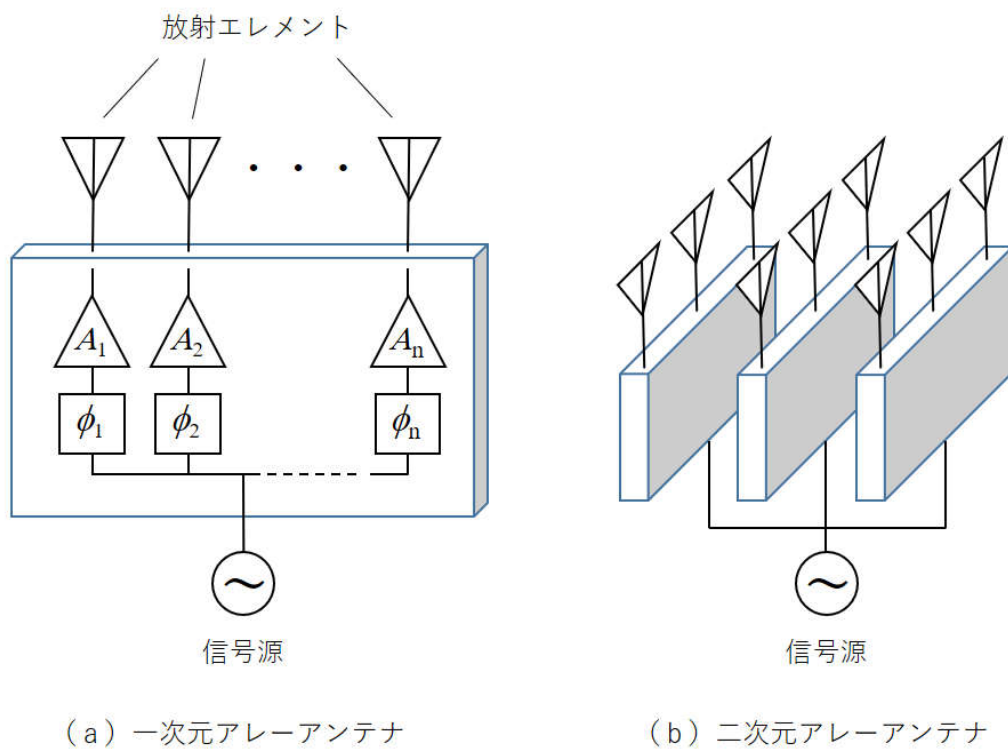


図 2.4 アレーアンテナの原理

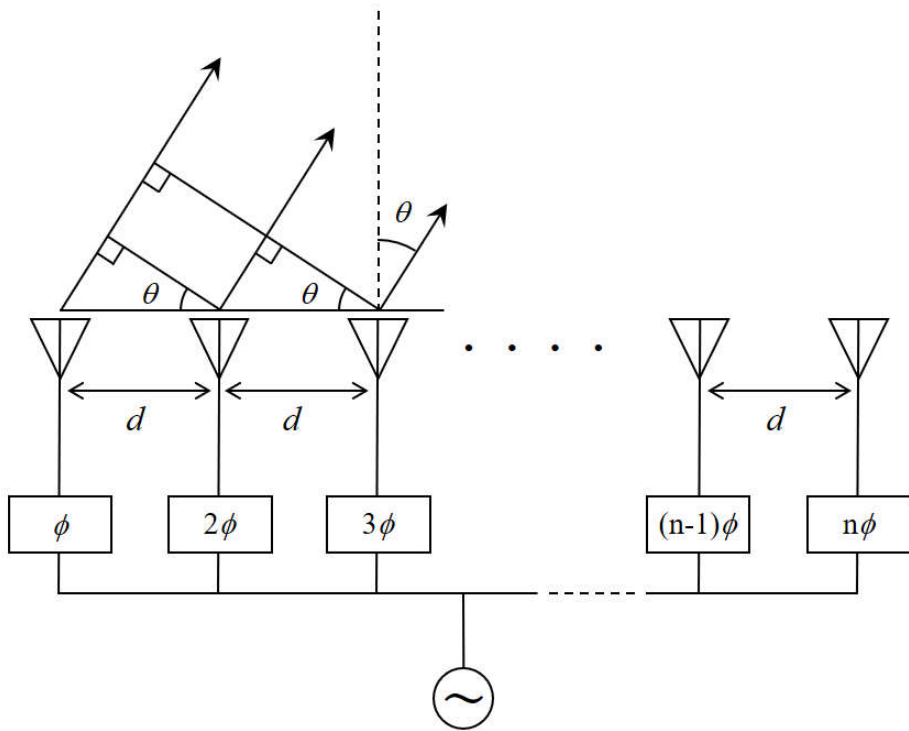
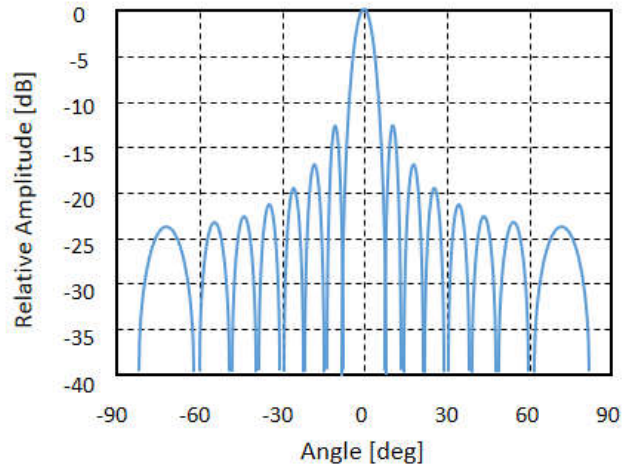
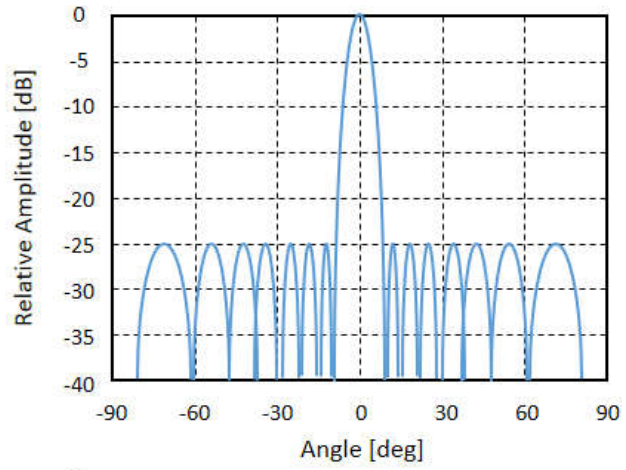


図 2.5 同相で合成される方向を変化させる方法

(a) 等振幅指向性



(b) チェビシエフ指向性



(c) テイラー指向性

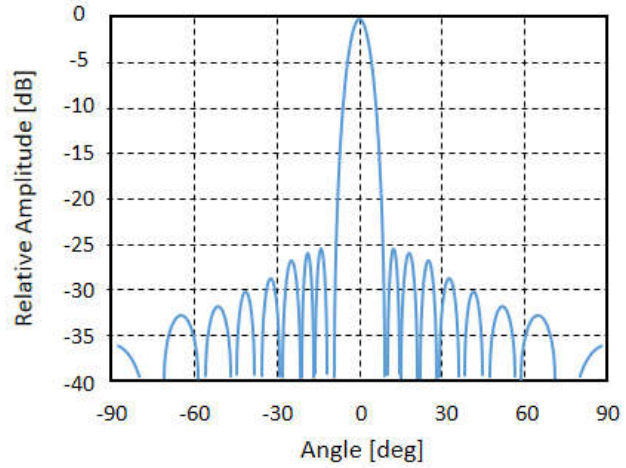


図 2.6 各種の励振分布による指向性

2.2.2 金属導波管を用いた従来のアレーアンテナ

2.1.2 に述べたように、MSL は MMIC との接続性が良いため、MSL を給電線として同一基板上にパッチ状の放射素子を設けてアレーアンテナとする研究が多くなされている[39-45]。しかし 2.1.2 に述べたように、MSL は誘電体損失、表面波損失、放射損失があることから、特にミリ波帯のアレーアンテナの給電線路に用いるとアンテナ放射効率が低下し、また線路からの放射が放射エレメントからの放射に重なり指向性を乱してしまうという問題が発生する。この問題を避けるために、金属導波管およびそれを改良した導波路を給電線路に用いた多くのアレーアンテナが研究されている[46-99]。図 2.7～図 2.10 はそれらの研究で解説されているアレーアンテナの原理を示している。

図 2.7 と図 2.8 は、金属導波管を給電線路に用いたアレーアンテナ[46-68]の原理である。2.1.3 で述べたように、金属導波管を給電線路に用いる場合には導波管を構成する上下の導体板を確実に安定に電氣的に接続する必要がある。図 2.7 に示す方式では、接続位置に流れる電流をできるだけ低減することにより、電氣的接続が十分に確保できない、もしくは劣化した場合にもアンテナの特性の劣化を最小限にするよう工夫されている。ここで接続位置に流れる電流を低減する方法の一つとして、同図に示すように、隣接する一次元アレーアンテナ間に流れる電流を反転させた上で、放射エレメントであるスロットを対称に配置する方法が採用されている。これに対して図 2.8 は、導波管広壁の中心を導波管軸に直交する方向に流れる電流が存在しないことを利用して、導波管広壁の中心に上下導体の分割面を配置する方法[69]となっている。この場合、放射エレメントであるスロットは導波管狭壁に配置される。このように、従来の金属導波管を給電線路に用いたアレーアンテナでは、図 2.3 に示したような、多くのネジで上下導体を締結するという作業を不要もしくは簡単にする工夫がなされている。しかし、図 2.7 に示した方式では、放射エレメントを導波管の広壁に配置する必要があることから、導波管の幅と壁の厚さを加えたよりアレー間隔を狭くすることができない。導波管の幅はカットオフ周波数の関係から $\lambda/2$ の 1.5 倍程度に大きくしなければならないため、結果としてアレー間隔は $3\lambda/4$ 程度までしか狭められないこととなる。よって、第 1 章 1.1 に述べた「ミリ波アレーアンテナには、ビームフ

オーミングしたときの不要ローブの上昇を避けるために、できるだけ狭く放射エレメントを配置できること（理想は $\lambda/2$ 以下）」という要求を十分満足できる構造ではなかった。また、図 2.8 に示した方式では、放射エレメントを導波管の狭壁に配置することにより放射エレメントの配置間隔を狭くできるが、導波管の狭壁に放射エレメントを配置することにより、導波管の広壁中央の電流の対称性がわずかながら崩れるという問題があった[69]。

図 2.9 は、一枚の厚さが 0.1 mm ほどの薄い金属板を多数枚重ね、高い圧力と温度をかけて各金属板の接触面通しを熱拡散により接合させる方法（以下「熱拡散接合法」とする）を用いることで、複雑な金属導波管による給電線路を作製したアレーアンテナの原理である[70-90]。熱拡散接合法を用いることで、複雑な多層構造を有する金属導波管による給電線路を精密に製作することが可能となり、120 GHz 帯で 43 dBi のアンテナ利得を実現している[71]。しかしながら熱拡散接合法は、まず各金属板を高い平面度で作製する必要に加え、限られた数量のアンテナを窯に入れて製造するバッチ処理が必要なため、簡単な製造と組立により大量生産が要求される民生機器への採用のハードルを高くしている。

図 2.10 は、金属導波管を改良した SIW/PWW と呼ばれる導波路を給電線路に用いたアレーアンテナ[91-99]の原理である。SIW/PWW は、誘電体基板の両面銅箔を金属導波管の広壁として利用し、導波路に添って誘電体基板に連続的に設けたスルーホールを導波管の狭壁として利用した導波路で、金属導波管を改良したものとなっている。誘電体基板を使うメリットは、金属導波管を使うよりも安価になるのと、基板誘電体の存在により導波路内の波長が短縮されることでアレーアンテナの放射エレメントを狭い間隔で配置できることにある。しかし一方で、基板誘電体の存在は金属導波管には無かった誘電体損失が発生し、さらにミリ波電流が流れるスルーホール内面にドリルの切削痕に伴う表面粗さのために導体損失が増大することから、基板誘電体の誘電体損失が増大するミリ波機器への採用のハードルを高くしている。

ここで、第 1 章に述べたように、本研究は、

- ・低損失で高利得が実現できる
- ・サイドローブレベルの低い設計ができる
- ・放射エレメントを狭い間隔で配置できる

- ・民生製品分野で普及するために必要なコストの縮小が可能である

という、ミリ波アレーアンテナに対するすべての要求に対応することを目的としている。さらに、第1章に述べたように本研究は、車載ミリ波レーダをメインターゲットとしている。第1章1.1に述べたように、車載ミリ波レーダでは、同一車線上を走行する先行車を検出する高利得アレーアンテナにおいて、主ビームに対するサイドローブ特性は -20 dB以下であることが要求されている。これに対して2.2.1で述べたように、利得が最大となる等振幅等位相で励振するアレーアンテナのサイドローブは原理的に約 -13 dBとなる。言い換えると、車載ミリ波レーダの先行車を検出する高利得アレーアンテナでは、少し利得が低下するのを許容して、サイドローブレベルを下げた設計をする必要がある。ここで、給電回路を含むアレーアンテナの入力が整合していて給電回路が無損失であれば、利得の増減と効率の増減の関係は一致する。つまりサイドローブを下げながら高い利得を保持するには、アンテナの効率を高めることが必要となる。

表2.1は、文献[46-99]に報告されている、従来の金属導波管を用いたアレーアンテナ、熱拡散接合法による金属導波管を用いたアレーアンテナ、SIW/PWWを用いたアレーアンテナの中で、低いサイドローブレベルを実現する設計をしながら、最も利得と効率が高いもの[48,56,99]の特性を示している。本研究の目的は、上述のミリ波アレーアンテナへの要求すべてに対応するアレーアンテナを実現することであるが、一方で、性能面では表2.1に示した、従来の導波管を用いたアレーアンテナと同等の利得と効率、およびサイドローブレベルを実現することを目的としている。なお、表2.1の第一サイドローブレベルにおいて、E面とは直線偏波を放射する場合に電界成分を含む面のことを示し、H面とは直線偏波を放射する場合に磁界成分を含む面のことを、それぞれ示している。表2.1は、第5章で説明する本研究で得られたアレーアンテナの特性を評価するために、第5章で再掲する。

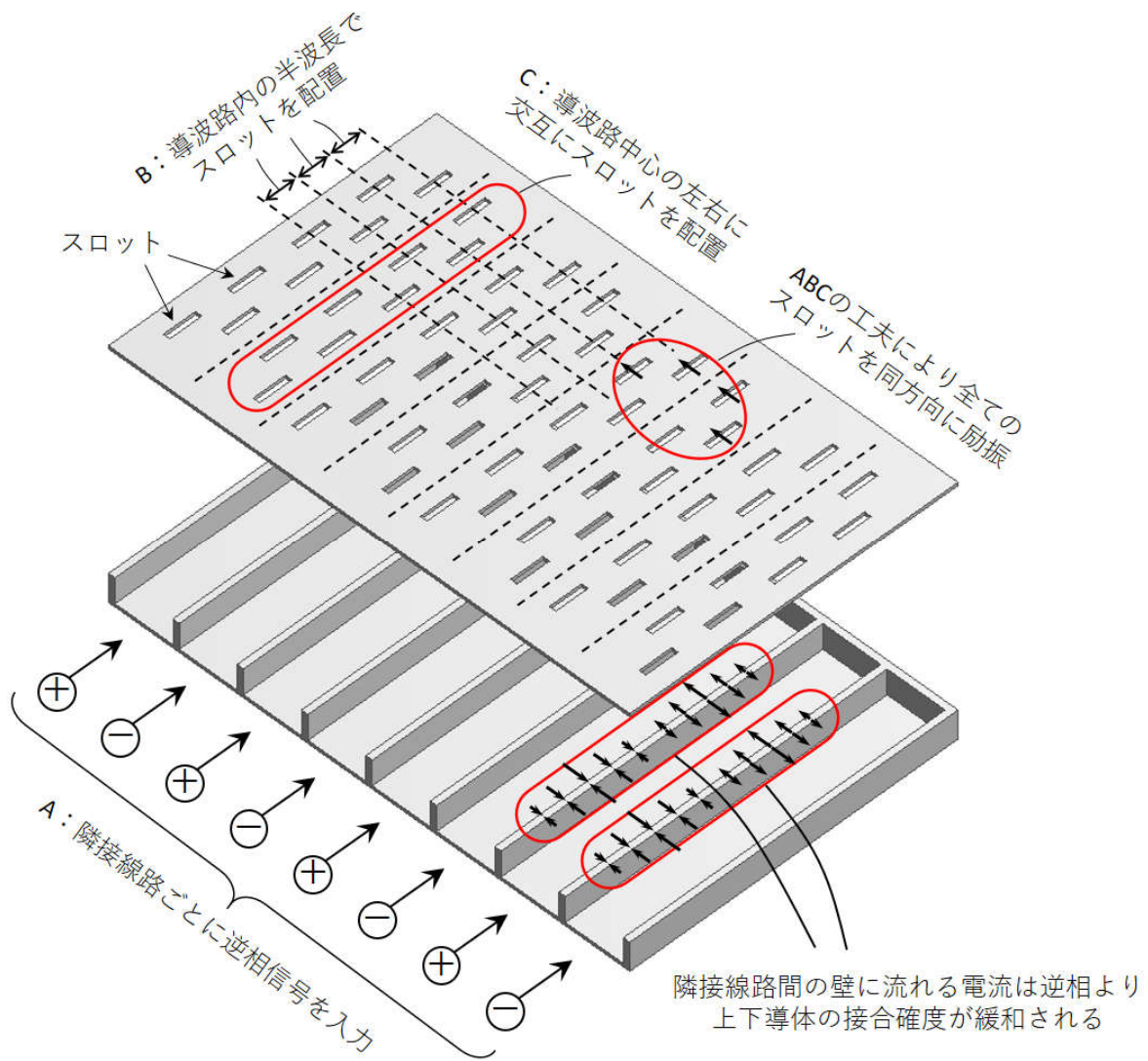


図 2.7 逆位相信号入力とスロット対称配置とすることで上下導体の接合部の電流を減らした金属導波管を用いたアレーアンテナの原理モデル

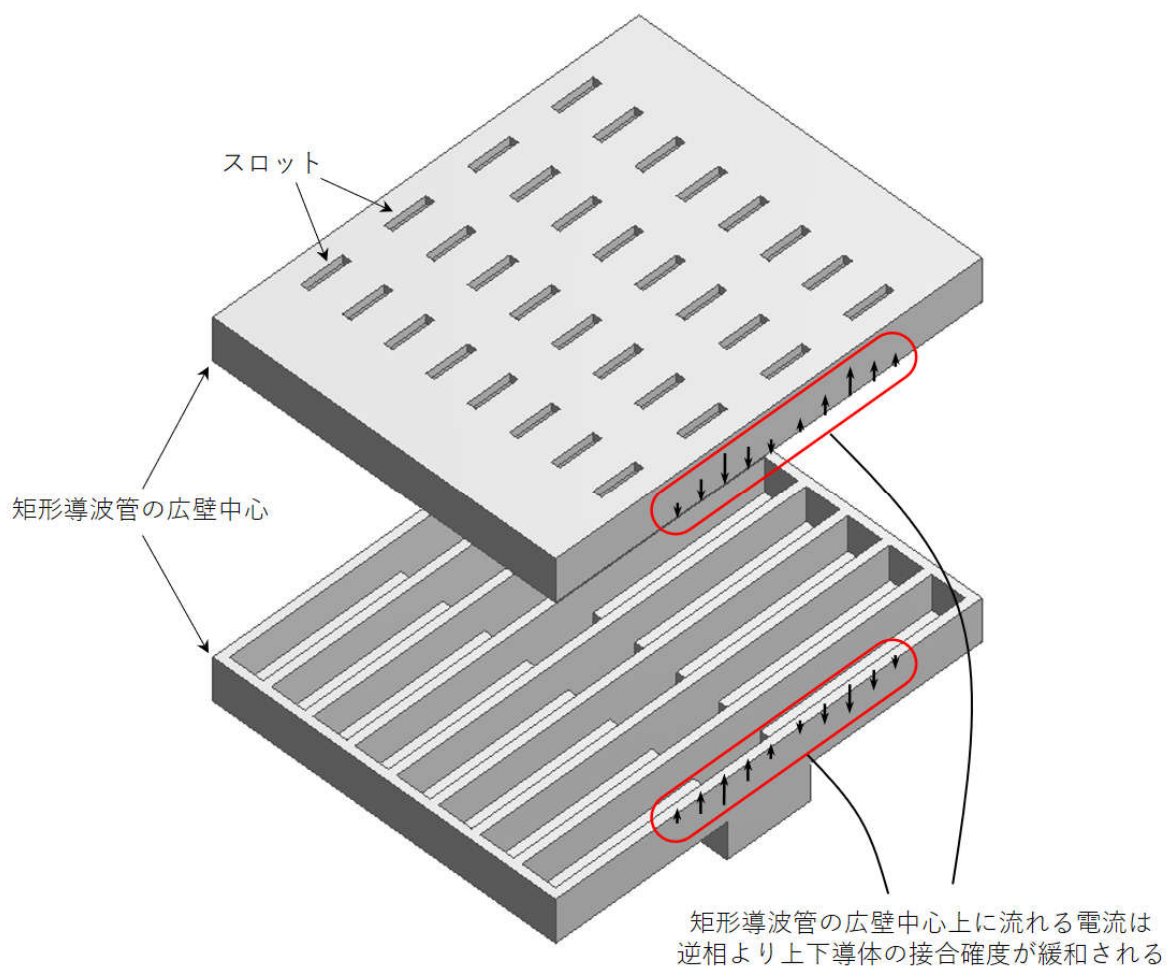


図 2.8 導波管の広壁中心で分割することで上下導体の接合部の電流を減らした金属導波管を用いたアレーアンテナの原理モデル

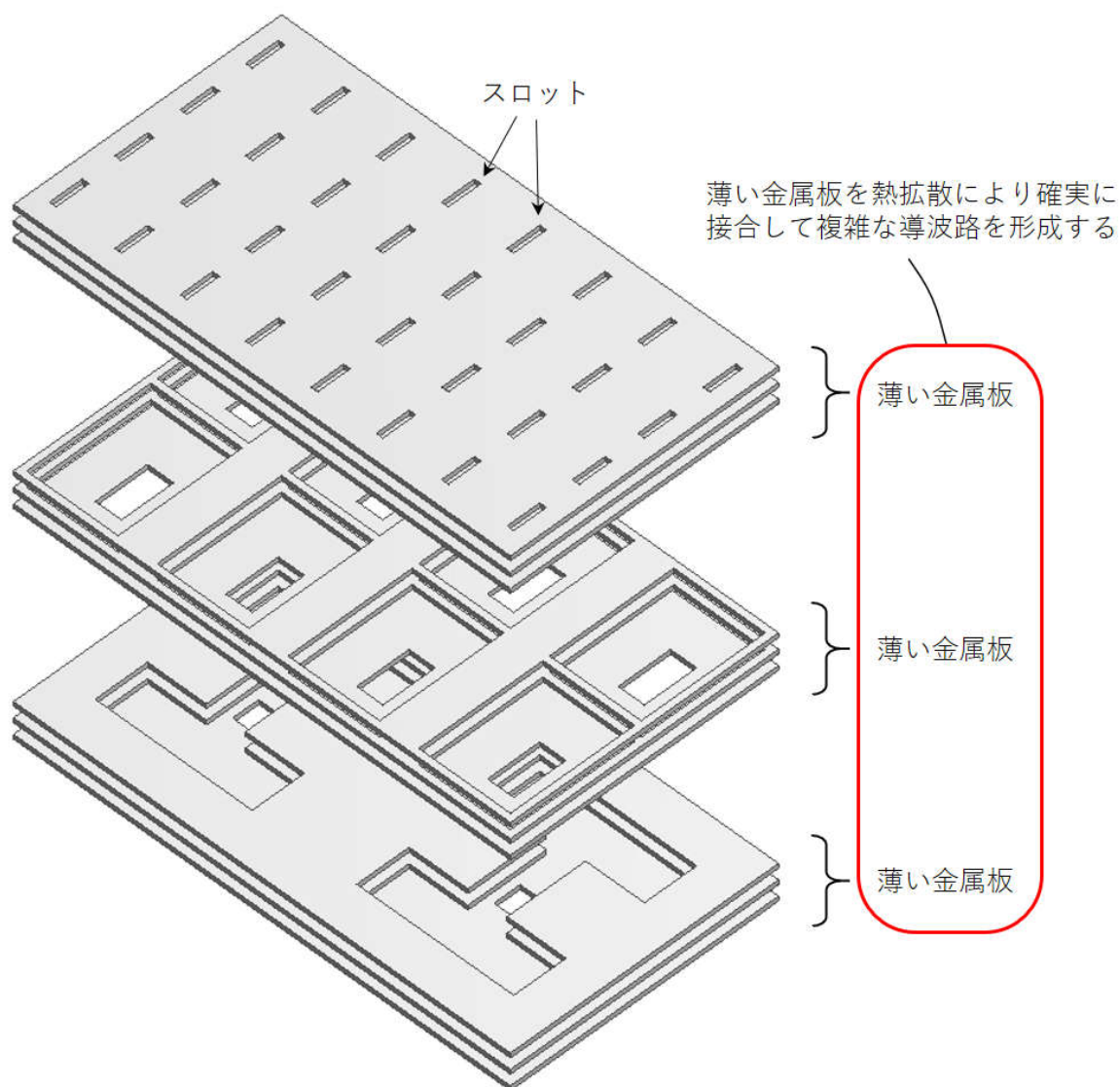


図 2.9 熱拡散接合法を用いた金属導波管を用いたアレーアンテナの原理モデル

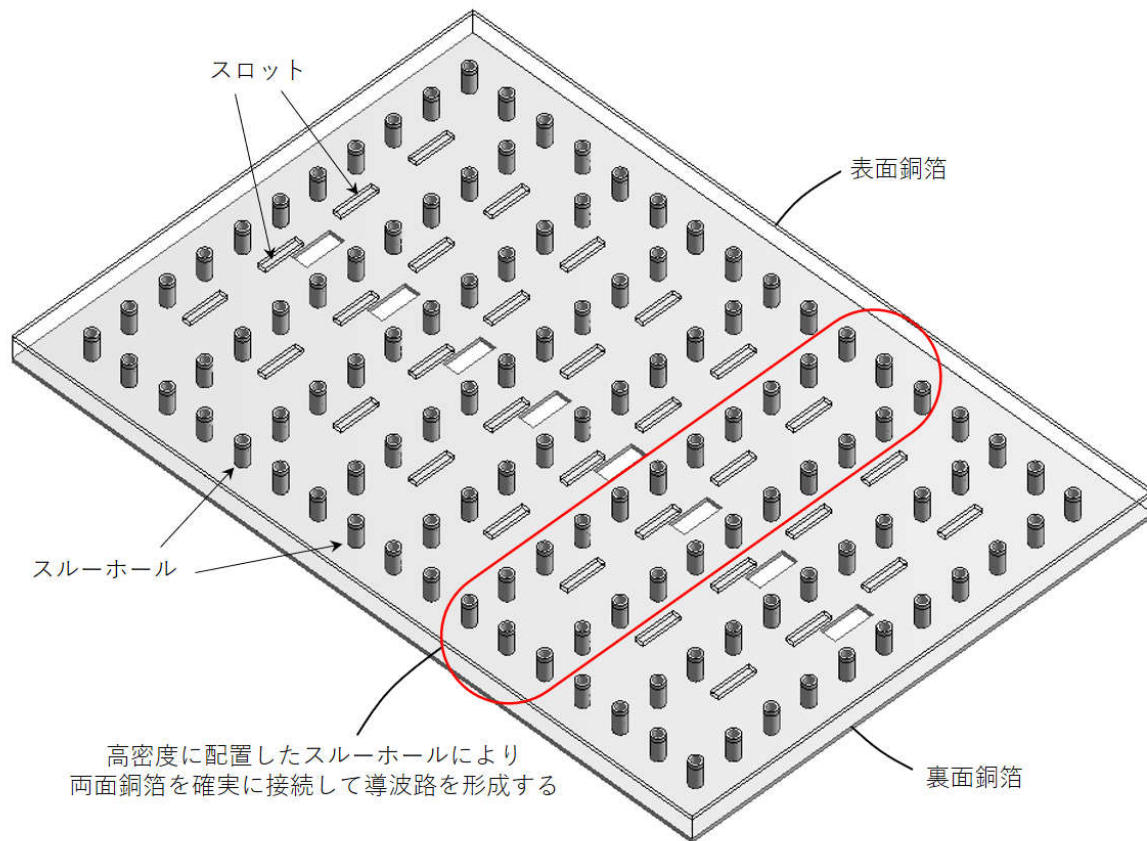


図 2.10 SIW/PWW を用いたアレーアンテナの原理モデル

表 2.1 サイドローブの低減設計を入れた従来の金属導波管を用いたアレーアンテナ[56]、熱拡散接合法による金属導波管を用いたアレーアンテナ[48]、SIW/PWW を用いたアレーアンテナ[99]で実現されている特性

	中心 周波数 [GHz]	アンテナ 寸法 [mm]	利得 [dBi]	効率 [%]	第一サイドローブレベル [dB]	
					E 面	H 面
金属導波管	76.0	80×84	34.8	57.0	-23.0	-20.0
熱拡散接合法	78.5	60×61 (周辺含む)	32.9	86.6	-27.1	-13~-14 (等振幅励振)
SIW/PWW	42.0	27×27	18.3	10.7	-24.1	-20.4

第3章 ワッフルアイアンリッジ導波路

第2章 2.2.2 に示した従来の導波路を用いたアレーアンテナの課題を解決するため、本研究では新たな導波路を提案し、それを用いたアレーアンテナを実現する。第3章では、新たに提案した導波路について説明する。

3.1 導波路が有する各種の電磁氣的境界

新たな導波路の提案に至る過程において、各種の電磁氣的特徴を有する境界の概念を利用したことから、本節ではそれらの境界について解説する。

3.1.1 電氣的特徴を有する境界

特徴的な電氣的形態を有する境界として電氣境界 (EB : Electric Boundary) もしくは電氣壁 (EW : Electric Wall) と呼ばれる境界がある。代表的な EB もしくは EW (以降 EB/EW とする) として導電率の大きい (抵抗率の小さい) 導体材料が誘電率と透磁率の小さな絶縁体 (空気等) と接する境界がある。つまり空間中に置かれた金 (Au) や銅 (Cu) やアルミニウム (Al) 等の導体材料の表面は EB/EW となる。また仮想的な材料を想定するなら誘電率の差が極端に大きな2つの絶縁体の境界であって、かつ透磁率の差が小さい場合に、それら2つの材料の境界も EB/EW となる。EB/EW では、ほとんどの電界が表面に垂直な方向にしか存在しないので、その境界条件は、

$$E_t \approx 0 \text{ and } H_n \approx 0 \quad (3.1)$$

ただし、 E_t : 境界に接する方向の電界

H_n : 境界に垂直な方向の磁界

であると定義される。ここで **EB**/**EW** の中で、

$$E_t = 0 \text{ and } H_n = 0 \quad (3.2)$$

となる場合は完全電気境界 (**PEB**: Perfect Electric Boundary) と呼ばれる。ただし、**PEB** は具体的な材料間の境界を表すより、むしろ特定の電磁界分布の中での式(3.2)を満足する仮想的な境界を表すものとして用いられる。さらに **PEB** が定量的、かつ厳密に式(3.2)を満足する境界を表すのに対して、**PEB** ほどの定量的厳密性を要しない場合に、**EB**/**EW** の特性を示す仮想境界を表すのに等価電気境界 (**EEB**: Equivalent Electric Boundary) もしくは等価電気壁 (**EEW**: Equivalent Electric Wall) が用いられる。

3.1.2 磁気的特徴を有する境界

電気的特徴を有する境界 EB、EW、PEB、EEB、EEW があるのに対して、特徴的な磁気的形態を有する磁気境界 (MB : Magnetic Boundary) や磁気壁 (MW : Magnetic Wall) と呼ばれる境界がある。現実的に存在する電気的特徴を有する代表的な境界が導電材料と空気の境界であったのに対して、磁気的特徴を有する境界は現実的な材料で作ることが難しい。その理由は導体中を抵抗なく移動する自由電子のような単独の磁荷が存在せず、また極端に大きな透磁率差を有する材料も存在しないからである。MB もしくは MW (以降 MB/MW とする) はほとんどの磁界が表面に垂直な方向にしか存在しないため境界条件として、

$$H_t \approx 0 \text{ and } E_n \approx 0 \quad (3.3)$$

ただし、 H_t : 境界に接する方向の磁界

E_n : 境界に垂直な方向の電界

であると定義される。ここで MB/MW の中で、

$$H_t = 0 \text{ and } E_n = 0 \quad (3.4)$$

となる場合は完全磁気境界 (PMB : Perfect Magnetic Boundary) と呼ばれる。PMB は特定の電磁界分布の中での式(3.4)を満足する仮想的な境界を表すものとして用いられる。さらに PMB が定量的、かつ厳密に式(3.4)を満足する境界を表すのに対して、PMB ほどの定量的厳密性を要しない場合に、MB/MW の特性を示す仮想境界を表すのに等価磁気境界 (EMB : Equivalent Magnetic Boundary) もしくは等価磁気壁 (EMW : Equivalent Magnetic Wall) が用いられる。

3.2 ワッフルアイアン構造と伝送帯域

1960 年前後からワッフルアイアン構造を用いた導波管フィルタが知られている [100,101]。ワッフルアイアン構造とは図 3.1 の形状を示す用語であり、図 3.1 に示す下側導体板がベルギー菓子として知られているワッフルを焼く金型に似た形状であることから名付けられ、IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) の正式キーワードとしても登録されている。図 3.1 に示すワッフルアイアン構造においてロッドの高さを $\lambda/4$ (λ は自由空間波長) とする。このときロッドの先端をつなぐ面に属し、かつロッド間の空間に対応する面状領域は、その表面に接する方向内にほとんど磁界を有しない等価磁気壁 (これを「ロッド先端等価磁気壁」と呼ぶこととする) となることが知られている [102,103]。ここで表面に接する方向に磁界を有しないということは表面上を流れる電流が存在しないということと同等である。よって平行平板導波路 (互いに平行に配置された 2 枚の導体板の表面に電流が流れることで電磁界エネルギーが伝搬する導波路) において、一方の導体板上にワッフルアイアン構造を配置すれば電磁波の伝搬が阻止され、よって電磁界エネルギーを閉じ込める機能を持たせることができる。文献 [100,101] のワッフルアイアン構造を用いた導波管フィルタはこの電磁界エネルギーの閉じ込め機能を矩形導波管に応用したものであり、特定の周波数について電磁界の通過を阻止している。

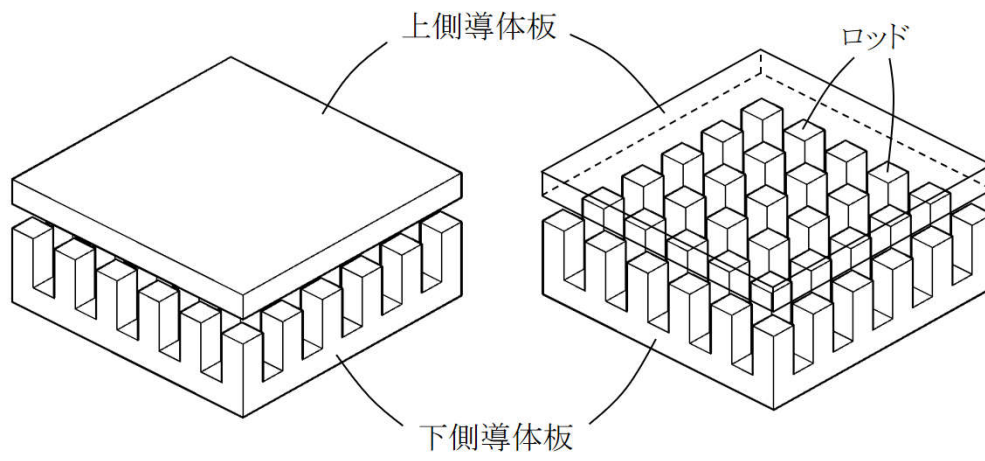


図 3.1 ワッフルアイアン構造

3.2.1 ワッフルアイアンロッド先端面の電磁気的特性

本論の研究は、上述の「ワッフルアイアン構造が有する電磁界エネルギー閉じ込め機能」に注目し、「空気と金属だけで構成し、かつ電磁界エネルギーを外部へ漏らさないで伝搬する」という従来の金属導波管と同等のメリットを有しながら、「上下導体板間を確実に導通する必要がある」という従来の金属導波管のデメリットを有しない新しい導波路を提案することを目的としたものである。つまり、上下導体板の導通を不要とすることにより、従来のアレーアンテナに使われている導波路の課題である「精密な加工と組立」を不要とすることを目的としている。

本節では、ワッフルアイアン構造のロッド先端等価磁気壁の特性を確認した。ワッフルアイアン構造のロッド先端等価磁気壁の特性は図 3.1 に示すロッド断面とロッド間の寸法により変化するものと予想される。図 3.2 はワッフルアイアン構造のロッド先端等価磁気壁に垂直に電磁波を入射したときの特性を求める電磁界シミュレーションモデルを示している。また図 3.2 の右側はロッド先端等価磁気壁に垂直に電磁波を入射した場合の電界を模式的に示している。同図に示すように、ワッフルアイアンロッドの中心線とワッフルアイアンロッド間の中心線を含む y - z 面では接線方向の電界がゼロより PEB となるのに対し、ワッフルアイアンロッドの中心線とワッフルアイアンロッド間の中心線を含む z - x 面では接線方向にしか電界がないので PMB となる。ここで対称形状が無限に繰り返す形状において対称面が PMB と PEB である場合の電磁界シミュレーションは、最小領域だけのモデルを計算すれば良い。よってワッフルアイアン構造のロッド先端等価磁気壁を解析するには、図 3.2 の右側に示す PEB と PMB で挟まれた最小領域だけをモデル化して電磁界シミュレーションすれば良い。

また図 3.2 の左側は電磁界シミュレーションの基準ポート位置を示している。図に示すようにロッド先端面 A-A の周辺にはロッド先端の角から伸びて電気力線が弧を描く電界成分がロッド先端等価磁気壁の外に漏れて存在するとともに、その漏れ量はロッド断面とロッド間の寸法によって変化することが予想される。つまりロッド先端面 A-A の位置に基準ポートを設定するとロッド先端等価磁気壁の特性を正確に評価できないことが予想される。このことから図 3.2 の左側に示すように電磁界シミュレ

ーションではロッド先端面 A-A から λ だけ離れた位置を基準位置として反射位相を求めた後、ロッド先端面 A-A の位置に変換した値 (A-A 面と基準位置の距離が λ なので変換した値は同じとなる) をロッド先端等価磁気壁での特性とする。

図 3.3 と図 3.4 は電磁界シミュレーションにて得られた結果である。電磁界シミュレータは MW-Studio[104]を用いた。ここで、電磁界シミュレーションにおいてワッフルアイアン構造の導体は完全導体 (つまり反射損失ゼロの完全反射となる) とした。図 3.3 と図 3.4 から、ワッフルアイアン構造のロッド先端等価磁気壁での反射位相は b/a と a/λ の比に従って大きく変化することが示される。ここでもし「 -15 度 < 反射位相 < 0 度」となる範囲をほぼ PMC であるとするなら「 $b/a \leq 0.2$ 」もしくは「 $b/a \leq 0.5$ かつ $a/\lambda \leq 0.2$ 」の範囲が PMC であると言える。またロッド高さの基本寸法が $0.25\lambda = \lambda/4$ と設定されることから、機器設計においても波長 λ を基本として各寸法を設定しておくことで周波数を変えたときの応用が容易になる。よってロッド高さの 2 倍、1 倍、 $1/2$ 倍、 $1/4$ 倍、つまり $\lambda/2$, $\lambda/4$, $\lambda/8$, $\lambda/16$ を基準寸法とするのが良く、上記 PMC の範囲に近い値として「 $a = \lambda/4$ かつ $b = \lambda/8$ 」も、機器設計における選択の範囲に入れられることとなる。なお、そのときの反射位相は図 3.3 から約 -20 度であることが示される。

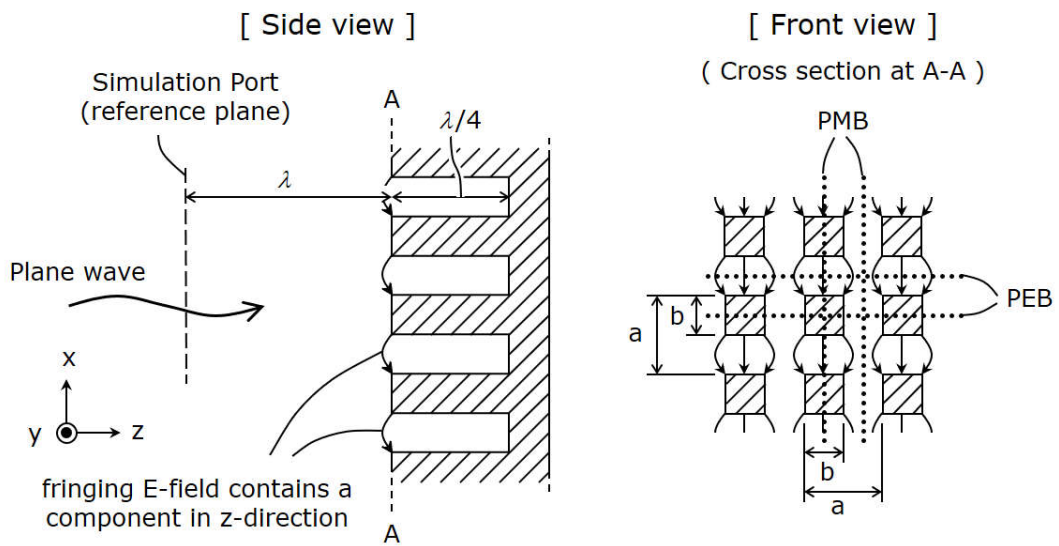


図 3.2 ロッド先端等価磁気壁の特性を求める電磁界シミュレーションモデル

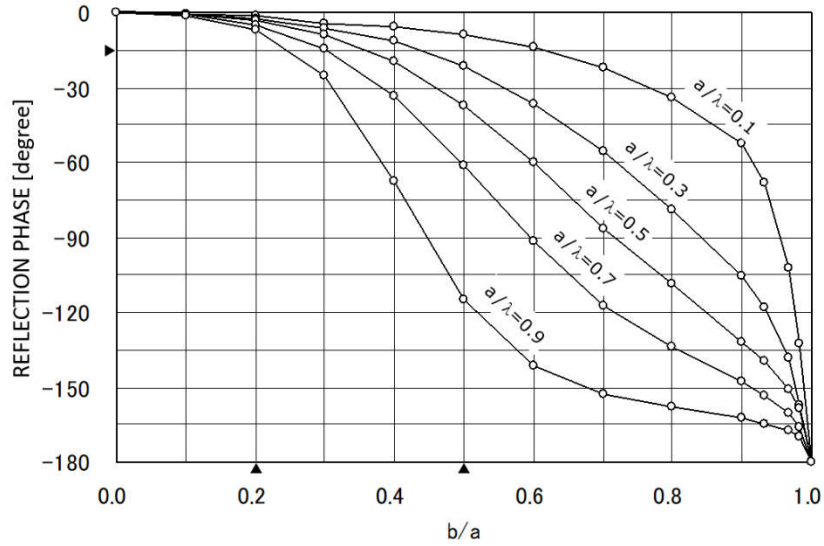


図 3.3 図 3.2 において b/a を変えたときのロッド先端等価磁気壁の反射位相特性

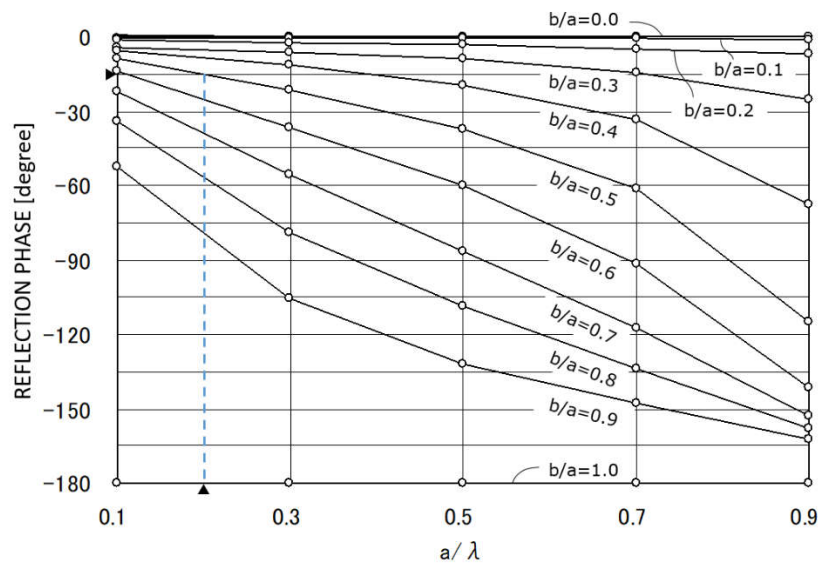


図 3.4 図 3.2 において a/λ を変えたときのロッド先端等価磁気壁の反射位相特性

3.2.2 分散特性から見た伝送帯域

ワッフルアイアン構造の閉じ込め特性は、ワッフルアイアン構造を平行平板導波路の中に高さが $\lambda/4$ (λ は自由空間波長)の柱状導体を設けたものと見て、平行平板導波路の分散特性として評価することができる。第1章1.2に述べたように、スウェーデンのChalmers大学のKildal教授らの研究グループも本研究と同一構造の導波路の研究を行い、その中でワッフルアイアン構造を平行平板導波路と見た場合の分散特性を報告している。図3.5と図3.6はKildal教授らが発表している、分散特性を求める電磁界シミュレーションモデルと分散特性を示している[25]。なお、Kildalらの論文によると、図3.6に示す分散特性を求めるために電磁界シミュレータMW-Studio[104]の固有モードソルバ機能を用いている。

高さ $\lambda/4$ の柱状導体を設けた平行平板導波路内を伝搬する電界は、すべての柱状導体の中心線を含む面と、すべての柱状導体の間の中心線を含む面に対して対称に分布することが容易に理解できる。よって図3.5に示したように、分散特性を求める電磁界シミュレーションモデルは、柱状導体の中心線を含む2つの面と柱状導体の間の中心線を含む2つの面の合計4つの面で囲まれた範囲のみとし、4つの面を表面に平行な電界しか存在しない境界PMB(完全磁気境界)もしくはEMB(等価磁気境界)に設定している。

図3.6に示すように、高さ $\lambda/4$ の柱状導体を設けた平行平板導波路の分散特性は、柱状導体の高さが $\lambda/4$ となる周波数の領域で平行平板モードの伝搬が遮断される帯域(Stop Band)が存在する。つまり、図3.6のStop Bandがワッフルアイアンリッジ導波路の伝送帯域と考えられる。また図3.6から、Stop Bandの幅は柱状導体の高さが $\lambda/4$ となる周波数を ω_0 とすると $0.75\omega_0 \sim 1.35\omega_0$ の範囲にあり、さらに ω_0 はStop Bandの中心よりわずかだけ高い方へずれていることが示される。ここで、図3.6において、Stop Bandより周波数が高い領域に分散曲線が2本存在しているのは、ワッフルアイアン列に平行に向かう伝搬と斜めに向かう伝搬の2つの伝搬が表れているものと考えられる。

なお、図3.5に示すように、本解析手法はワッフルアイアンロッド2次元方向に無限に配置されている場合についての特性である。よって、次節で説明するワッフルア

イアンリッジ導波路のように、リッジ間に配置される柱状導体の数が有限である場合には、図 3.6 に示した遮断特性がそのまま実現されるとは限らない。よって、3.2.3 では、ワッフルアイアンロッド列が有限の場合の遮断特性について解析している。

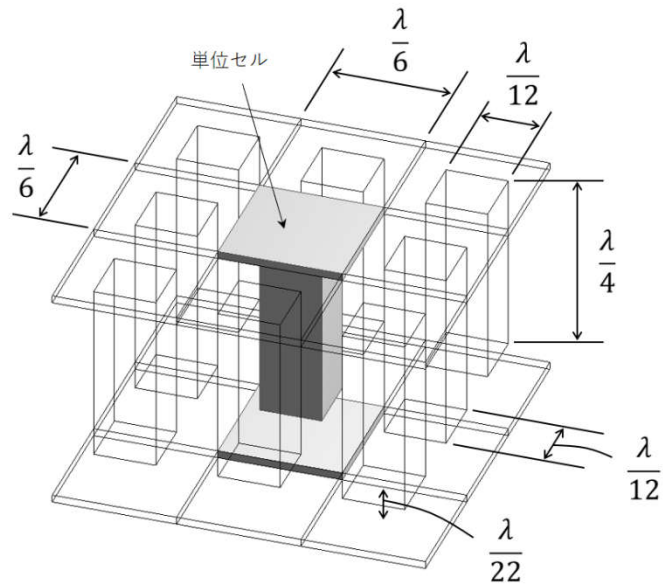


図 3.5 ワッフルアイアン構造を平行平板導波路内に高さが $\lambda/4$ の柱状導体を設けたと見たときの分散特性を求める電磁界シミュレーションモデル[25]

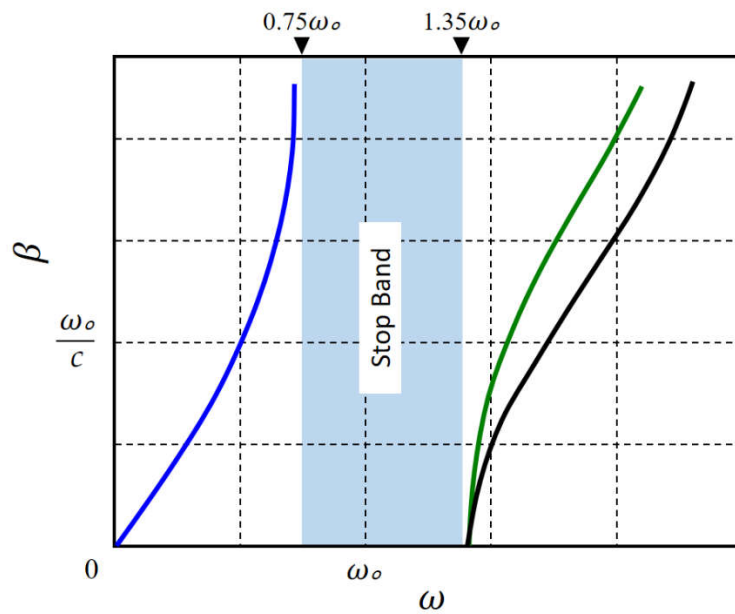


図 3.6 図 3.5 のモデルについて電磁界シミュレータの固有モード解析機能を用いて求められた分散特性[25]

3.2.3 遮断特性から見た伝送帯域

3.2.2 では、他の研究者らが用いている電磁界シミュレータの固有モード解析機能が求めた結果を引用した。しかし、3.2.2 に記したように、電磁界シミュレータの固有モード解析機能を使用した場合は、ワッフルアイアンロッドが二次元方向に無限に配置されている場合であり、次節で説明するワッフルアイアンリッジ導波路を実際のミリ波回路の中で使用する場合には、ワッフルアイアンロッドが有限の場合の特性について確認しておく必要がある。ここでは、実際のミリ波回路の中で頻出すると思われる、ワッフルアイアンリッジ導波路を2本平行に配置した場合の漏れ量を想定したモデルを使って、ワッフルアイアン構造の電磁波の閉じ込め性能を電磁界シミュレータで確認し、これにより伝送帯域を評価する。

ワッフルアイアン構造において、ワッフルアイアンロッドの列数 N による電磁波の閉じ込め性能を2つの視点から評価した。1つ目の評価方法は、ワッフルアイアン構造の寸法を変えた場合であり、3.2.1 で述べた「 -15 度 $<$ PMC の反射位相 $<$ 0 度」を満たす範囲である「 $b/a \leq 0.5$ かつ $a/\lambda \leq 0.2$ 」について、 a/λ , t/λ , N を変えて確認したものである。2つ目の評価方法は、3.21 で述べた「機器設計に基本寸法の概念を取り入れた場合」に相当する「 $a = \lambda/4$ かつ $b = \lambda/8$ 」について、 N を変えて確認したものである。

図 3.7～図 3.10 は1つ目の評価方法について示したもので、電磁界シミュレータは MW-Studio[104]を用いた。また、図 3.11 は2つ目の評価方法について示したもので、電磁界シミュレータは Femtet[105]を用いた。

まず、1つ目の評価結果について説明する。図 3.7 の右側は、図 3.7 の左側における B-B 断面図を示している。図において上側導体板とワッフルアイアン構造は y 方向に無限につながっている。図 3.7 は x 方向に電界を有する TEM モードの電磁界が Port1 から Port2 へ通過する状態を示している。図 3.7 の右側に示すように、電磁波が伝搬するとき、電界はワッフルアイアンロッド先端面と上側導体板の間に分布している。電界は PMB に対して対称分布することから、電磁界シミュレーションは図 3.7 に示した等価境界で囲まれた範囲だけについて行えば良い。解析において、ロッド先端と上側導体板との距離 t の範囲は以下の検討で決定される。

ワッフルアイアン構造の表面が PMC であると仮定すれば、 $t > \lambda/4$ の条件下において、図 3.7 に示すように y 方向に電界を有する TE モードはロッド先端面と上側導体板の間を伝搬することができる。この TE モードの波長は以下の式で計算できる。

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/4t)^2}} \quad (3.5)$$

従って、この TE モードを抑圧するために電磁界シミュレーションは $t < \lambda/4$ の範囲に限定する。

図 3.8～図 3.10 は、図 3.7 のモデルを使いワッフルアイアン構造の形状と寸法およびロッド列数を変えたときに一定のアイソレーションが得られる周波数帯域を示したものである。つまり図 3.8～図 3.10 は、上述の $t < \lambda/4$ の範囲で、かつ主条件を $b/a = 0.5$ 、 $a/\lambda = 0.2$ 、 $N = 3$ としたものであり、同図中には、 -40 dB のアイソレーションが得られる周波数範囲を太線で示している。ここで、アイソレーションのレベルを -40 dB としたのは、マイクロ波ミリ波部品の測定に使用するネットワークアナライザにおいて、良質なキャリブレーションが取れているとされる整合度が -40 dB であり、言い換えると -40 dB 以下は一般的に測るのが困難なレベルと考えられるからである。図 3.8～図 3.10 において、 F_0 はワッフルアイアン構造のロッド高さが $\lambda/4$ となる場合の周波数である。なお、本計算においてワッフルアイアン構造は完全導体としている。図 3.8～図 3.10 から、 -40 dB のアイソレーションが得られる周波数範囲は、 a/λ 、 t/λ 、 N によって大きく変化することが示される。図 3.6～図 3.8 から、もしパラメータとして $a/\lambda = 0.2$ 、 $t/\lambda = 0.05$ 、 $N = 3$ を選択すれば、周波数範囲 $F_0 \pm 15\%$ が得られる。 N を一定とすると a/λ を小さくすればワッフルアイアン領域は小さくなるが、図 3.8 に示すように、 a/λ が小さくなると -40 dB アイソレーションの帯域も小さくなってしまふ。一方、 t/λ がワッフルアイアン領域に与える影響はない上に、図 3.9 に示すように、 t/λ を小さくすると -40 dB アイソレーション帯域は大きくなる。これらの考察から、アイソレーションを維持しながらワッフルアイアン領域を小さくするには、 t/λ を小さくすれば良いことが示される。図 3.8～図 3.10 に示した 1 つ目の解析

結果から、ワッフルアイアンロッドの列数が有限である場合のワッフルアイアン構造の遮断特性は、ワッフルアイアンロッドが二次元方向に無限に配置されているとした図 3.6 の遮断特性 (Stop Band) とは大きく異なることが示される。遮断特性を評価することは、次節で述べるワッフルアイアンリッジ導波路の伝送帯域を評価することにより相当するので、実際のワッフルアイアンリッジ導波路を使用する場合には、図 3.8～図 3.10 に示した 1 つ目の解析結果が有用になる。

図 3.11 は 2 つ目の評価について説明したものである。図 3.11(b) の左側のグラフは、図 3.7 と同じモデルにおいて $a = \lambda/4$, $b = \lambda/8$, $t = \lambda/8$ と一定にし、ワッフルアイアンロッドの列数 N を変えたときの閉じ込め特性を、横軸を正規化角周波数とし、縦軸を閉じ込め特性に相当する透過量として示したものである。図 3.11(b) の右側と図 3.11(a) は、透過量を求めるために用いた電磁界シミュレーションモデルを示している。図 3.11(b) の右側に示すように、列数 N のワッフルアイアンロッドの一方から入射波を入力したときに、他方から出力される入射波に対する透過波の量を評価している。ここで、入射波と透過波はワッフルアイアンロッド列に対して直角に入出力するため、ワッフルアイアンロッドの中心を繋ぐ面と、ワッフルアイアンロッド間の中心を繋ぐ面では、接線方向の電界しか存在しない PMB となる。よって、透過量を計算する電磁界シミュレーションモデルは、図 3.11(a) に示すように、ワッフルアイアンロッドの中心を繋ぐ面と、ワッフルアイアンロッド間の中心を繋ぐ面に挟まれた領域のみとし、2 つの面を PMB に設定している。そして、入射波は図 3.11(a) に示した Port 1 から入射波が入力され、Port 2 から透過波が出力される。

図 3.11(b) の左側のグラフにおいて、 ω_0 はロッド高さが $\lambda/4$ となる周波数であり、透過量が最も小さくなる周波数は ω_0 よりわずかに低いことが示される。これは、3.2.2 の図 3.6 に示した電磁界シミュレータの固有モード解析機能を用いて求めた Stop Band の中心が、ロッド高さが $\lambda/4$ となる周波数 ω_0 よりわずかに高いことに比べて逆側にシフトしている。この理由は、解析方法の違いによるものと考えられる。また図 3.11 において、透過量が最も小さくなる周波数を遮断帯域の中心として、その上下の周波数で同じ透過量となる周波数範囲を見ると $\omega/\omega_0 = 0.83 \sim 1.15$ となる。よって、この周波数範囲に注目すると、 $N = 1, 2, 3$ のそれぞれに対して約 -15 dB, -25 dB, -35

dB, -45 dB の透過量が得られる。これらの得られた値は、ワッフルアイアンリッジ導波路を用いた回路の設計において、必要なアイソレーションを設けたい場合にワッフルアイアンロッドの列数を定める指針となる。また、ワッフルアイアンリッジ導波路の伝送帯域が、ワッフルアイアン構造が電磁波を閉じ込める帯域と考えるならば、ワッフルアイアンリッジ導波路の伝送帯域は、ワッフルアイアンロッドの列数により得られる遮断量により異なることとなる。

以上、3.2.2 と 3.2.3 で得られた結果が、ワッフルアイアンリッジ導波路の伝送帯域に関して、現時点で得られる評価となる。なお、ワッフルアイアンリッジ導波路の研究は始まったばかりと言えるので、今後さらに、伝送帯域についての研究も進むことが期待される。

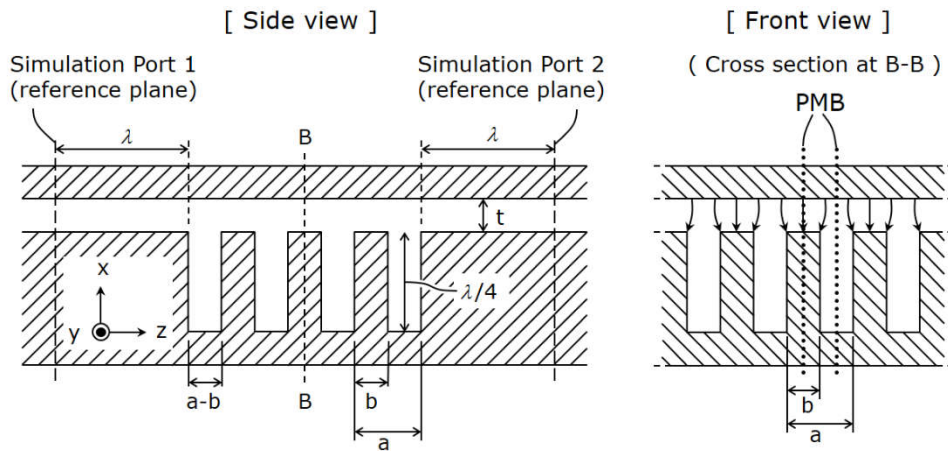


図 3.7 中間にワッフルアイアン領域を有する2つの平行平板導波路間のアイソレーション特性をワッフルアイアンロッドの幅と間隔を変えて求めるための電磁界シミュレーションモデル

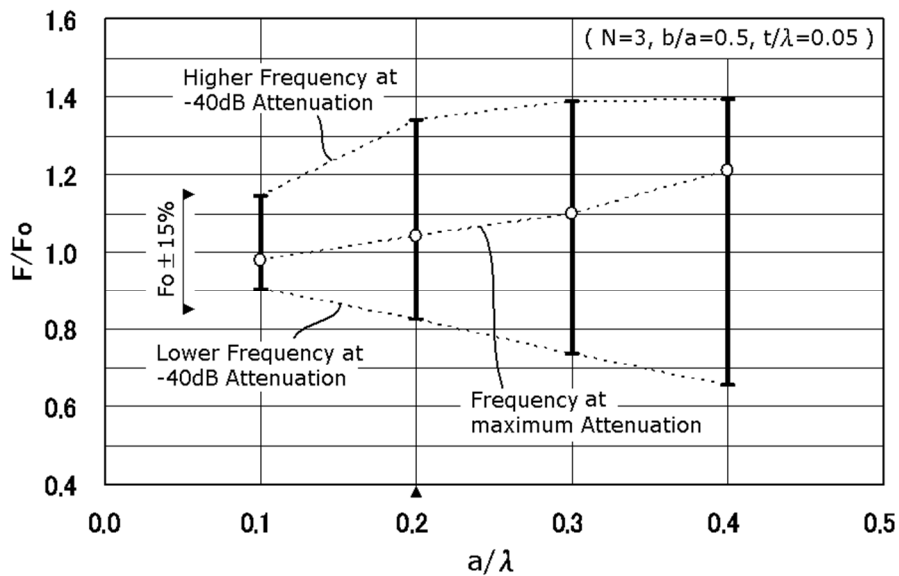


図 3.8 図 3.7 で a/λ を変えたときの -40dB のアイソレーションを有する帯域の変化

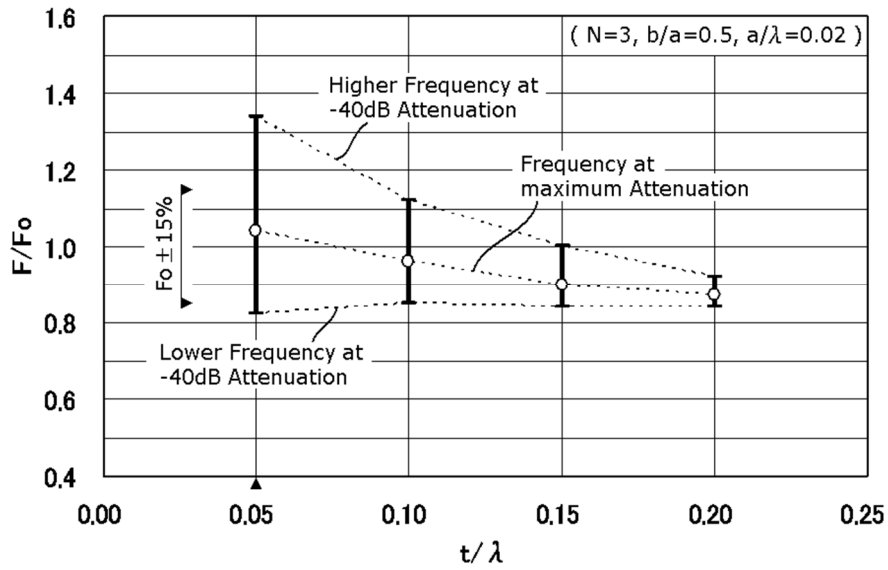


図 3.9 図 3.7 で t/λ を変えたときの -40dB のアイソレーションを有する帯域の変化

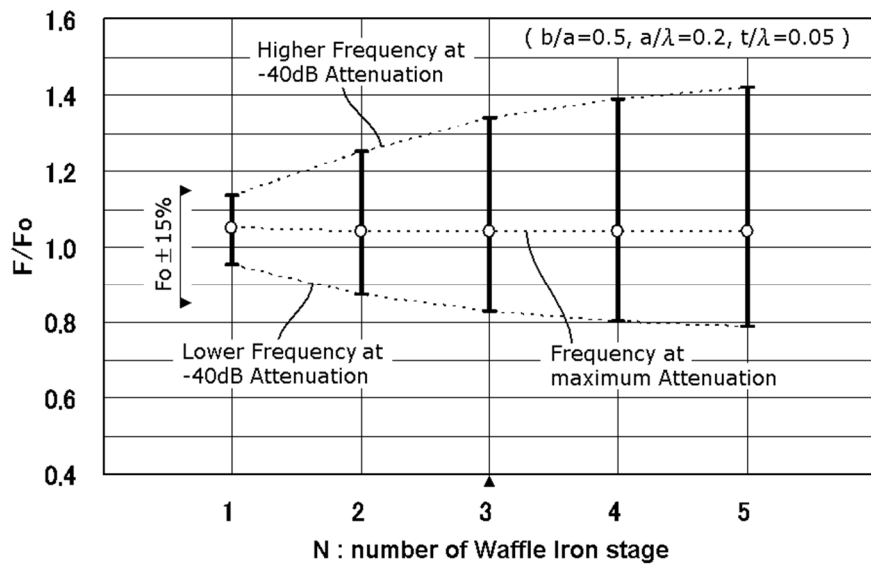
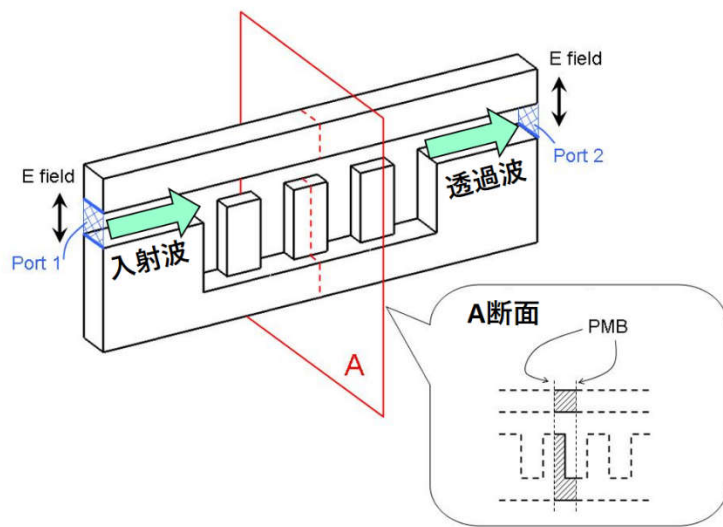
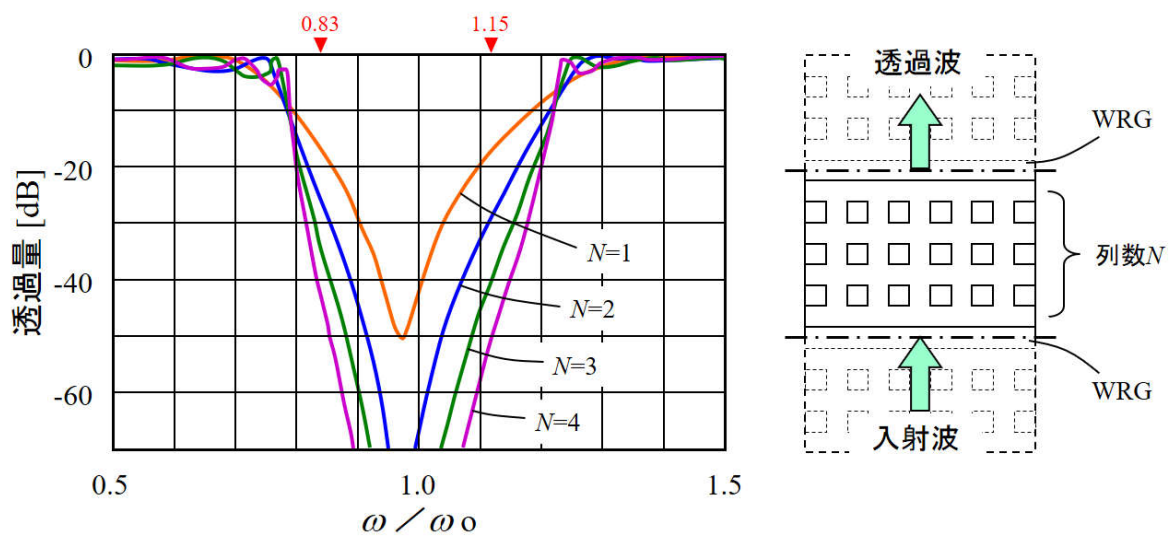


図 3.10 図 3.7 で N を変えたときの -40dB のアイソレーションを有する帯域の変化



(a) 計算モデル



(b) (a)のモデルを使って計算した透過量

図 3.11 中間にワッフルアイアン領域を有する2つの平行平板導波路間のアイソレーション特性を求めるための電磁界シミュレーションモデルと計算結果

3.3 ワッフルアイアンリッジ導波路

3.3.1 導波路の構造

前節では、ワッフルアイアン構造の特性と伝送帯域について解析した。本節では、本研究で新たに提案する導波路の構造を説明する。

図 3.12 は、本研究で提案する WRG (WRG : Waffle-iron Ridge Guide) の基本構造を示している。WRG は、前節で示したワッフルアイアン構造の中に、電磁波を伝搬させたい経路に添ってリッジを配置した構造をしている。1.2 と 3.2.2 で述べたように、この構造は本論の研究者グループとは別に海外の研究者らも同時に提案している[20-29]。前節で説明したように、ワッフルアイアン構造のロッド先端等価磁気壁は電流が流ることができないことから電磁波が閉じ込められるのに対して、リッジの上面は連続した導体面が続いており、これによりリッジに添ってリッジ上を電流が流ることができる。リッジ上を流れる電流は上側導体板のリッジに対向する領域に流れるリターン電流と対になって存在できることから、リッジに添った領域だけは平行平板導波路が構成されることとなり、高周波エネルギーを伝搬することが可能となり、導波路として利用することができる。つまり“空気と金属だけで構成し、かつ電磁界エネルギーを外部へ漏らさないで伝搬する”という従来の金属導波管と同等のメリットを有しながら、“上下導体板間を確実に導通する必要がある”という従来の金属導波管のデメリットを有しない新しい導波路を実現できる。

ここで図 3.12 は、実用性を前提として、前節で解析に用いた導波路寸法のうち、 $a=\lambda/4$ かつ $b=\lambda/8$ とした場合を示している。さらに本節以降は、現在ミリ波の最も有望な用途である車載ミリ波レーダで、特に 76.5 GHz を用いる方式について解説する。よって図 3.12 の各寸法は、76.5 GHz の波長が約 4 mm であることから、この波長を基準として示している。つまり、ワッフルアイアンロッドの断面の一辺とワッフルアイアンロッド間の距離である w が 0.5 mm で、ワッフルアイアンロッドの高さ l が 1.0 mm で、ワッフルアイアンロッドの先端と上側導体板との距離 h が 0.5 mm となっている。

図 3.12 に示した WRG は、従来の導波管では実現できない顕著な特徴がある。図

3.12 は、WRG の基本構造を示すために、1 本のリッジとその両側に 3 列のワッフルアイアンロッドを配置した場合を示しているが、実際の WRG を用いたミリ波回路では、並行に複数のリッジを配置し、リッジ間には 1 列以上のワッフルアイアンロッド列が置かれた構造が実現できる。このとき、リッジ間に置かれるワッフルアイアンロッドの列数とリッジ間のアイソレーションは、前節の図 3.11 で評価することができる。つまり、リッジ間に置かれるワッフルアイアンロッド列数 N は、使用する周波数帯域と必要なアイソレーションをもとに設計者が選択することができる。例えば、76.5 GHz を使う車載ミリ波レーダの場合、専有周波数幅は 0.5 GHz であるので、図 3.11 を使えば、 $N=1$ としても -40 dB 以上のアイソレーションが得られることとなる。このことは、WRG では使用する周波数帯域が狭い場合には、複数の線路を近い距離に配置できることとなる。図 3.12 の A-A は、WRG の導波路軸と直交方向の断面位置を示しており、図 3.12 の右側は A-A 断面図を示している。図 3.12 の右側に示すように、ワッフルアイアンロッドが 1 列の場合には、リッジ間の距離は $\lambda/2$ まで狭めることができる。つまり、専有周波数幅が 0.5 GHz の 76.5 GHz 帯車載ミリ波レーダでは、 $\lambda/2$ の間隔で線路を配置できることとなる。このことは、WRG をアレーアンテナの給電線路に用いた場合に、アレーを $\lambda/2$ の間隔で配置できることとなる。よって、従来のアレーアンテナが解決できていない課題の一つを解決できることとなる。

また、WRG の特長として、上下の導体板を電氣的に接触させる必要がないことから、組立の容易さがあげられる。つまり、従来のアレーアンテナの課題の一つであった“精密な組立”を不要とする。さらに、WRG は容易にダイカスト工法で作製でき、また WRG 上を伝搬する電磁界は空気の領域にしか存在せず、電流は表面にしか流れないことから、樹脂に導体メッキをする工法でも容易に作製できる。よって、低コストが要求される民生機器への適合性が良い。これらの特長は、WRG を給電線路に用いたミリ波アレーアンテナが、ミリ波民生機器において、2.2.2 に述べた従来のミリ波アレーアンテナと比べて、同等かそれ以上のメリットを有することが期待される。

図 3.13 は、図 3.12 の形状について電磁界シミュレーションしたときのリッジ上を導波路軸の方向流れる電流の強度を示している。図 3.13 から WRG 上の波長は自由空間波長より長くなることが示される。導波路波長が自由空間波長より長くなる理由は後節以降で解析することとする。

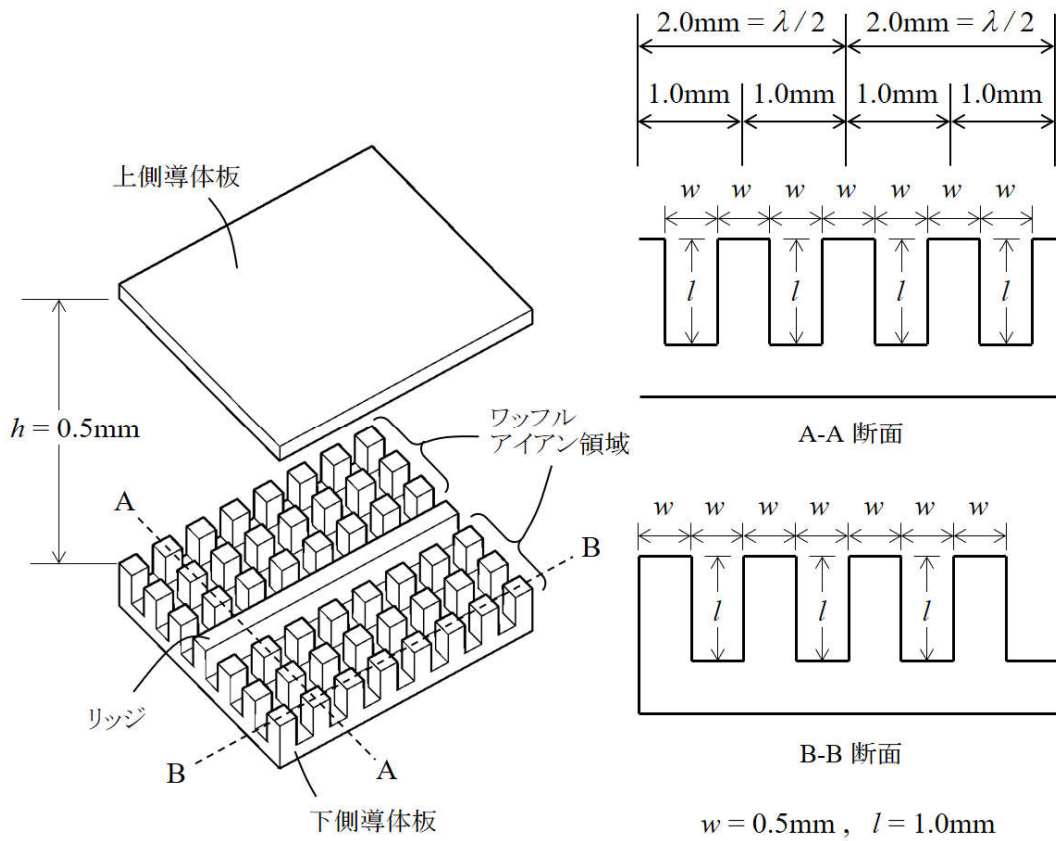
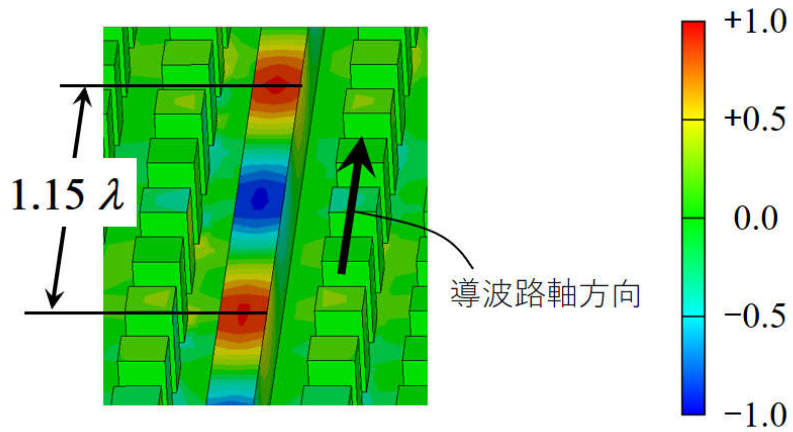


図 3.12 WRG の構造



(+は導波路前方へ流れる電流、-は導波路後方へ流れる電流)

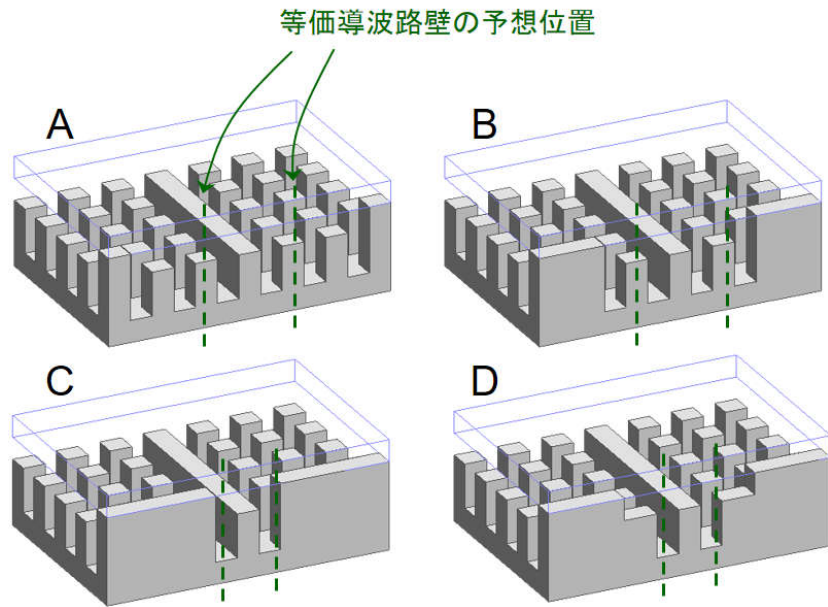
図 3.13 WRG 上を導波路軸方向に流れる電流強度

3.3.2 電磁界シミュレーションポートと計算例

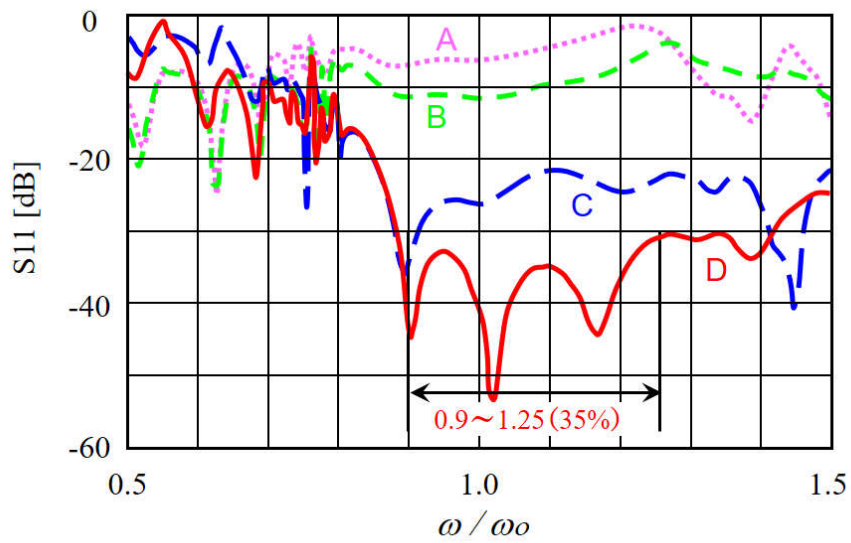
複雑な形状を有する WRG を用いたミリ波回路の特性を正確に設計には、電磁界シミュレータが必要になる。しかし WRG は電磁界的に閉じ込め構造でありながら形状的には開放されているという特殊な構造を有することから、電磁界シミュレーションにおけるポート形状の選定が重要になる。図 3.14 は、最初に WRG の設計を始めるために必要な、電磁界シミュレーションポートの 4 つの候補形状と、電磁界シミュレーションで求めた、それら 4 つの候補形状の入力整合特性を示している。電磁界シミュレーションにおいては、電磁界シミュレータの導波管ポート機能を利用して、図 3.14(a) に示した 4 つのポートを設定している。電磁界シミュレータの導波管ポート機能とは、電磁界シミュレータが各ポートを導波管断面としてポート上の電磁界を求め、求めた電磁界を各ポートの入出力とする機能である。

電磁界シミュレーションにより求めた各ポートの整合度を図 3.14(b) に示す。整合特性が -30 dB 以下となる範囲をポートの整合帯域と定義すると、図 3.14(b) に示すように、ポート形状 D のみが 30 % 以上の整合帯域を有している。

電磁界シミュレーションのポート形状が決まると、WRG の種々の伝送特性を計算できるようになる。図 3.15 は、図 3.14(a) の D のポート形状を用いて、入力ポートから長さ l の位置に短絡板を置いたときの WRG の反射位相特性を求めた結果を示している。図 3.15 に示すように、短絡板の位置を変えたときの反射位相はほぼ直線的に変化しており、WRG 上のどの位置においても導波路波長が安定していることが示されている。



(a) 評価した4つのポート候補形状



(b) 評価した4つのポート候補形状の整合特性

図 3.14 設計に使用する電磁界シミュレーションポートの評価

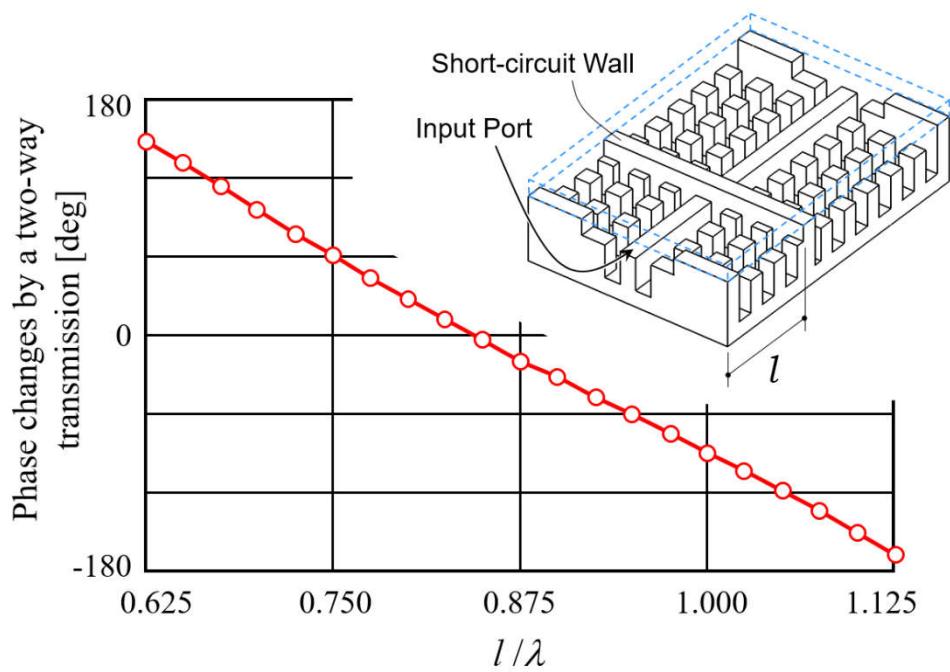


図 3.15 入力ポートから長さ l の位置を短絡したときの反射位相の電磁界シミュレーション結果

3.3.3 伝搬電磁界の観察

WRG を使用する上で最も重要なことの一つに WRG の伝搬形態を観察することができる。矩形導波管などの伝搬モードは、両端を整合終端した導波管の中央側壁から信号を入力（側壁から入力する理由は高次モードも観察できるから）したときの、導波管内部を伝搬する電磁界を電磁界シミュレータで計算することにより観察することができる。前節で形状決定された WRG の電磁界シミュレーションポートが整合終端として利用できることから、本節では、WRG について矩形導波管と同様の方法を用いて、伝搬電磁界を観察することとする。

伝搬電磁界は以下の3つについて行い、それらを比較する方法で考察した。

- (i) 両側壁が PMB（完全磁気境界）の平行ストリップ線路
- (ii) 矩形導波管
- (iii) WRG

図 3.16 は両側が PMB で挟まれた平行ストリップ線路を、図 3.17 は矩形導波管を、図 3.18 は WRG を、伝搬する電磁波の強度を、導波路の上側導体板を流れる電流の最大値と最小値を示したものである。

図 3.16 に示すように、両側壁が PMB で挟まれた平行ストリップ線路上を伝搬する電磁波は、導波路の幅「WG 幅」が $8\lambda/32$ から $15\lambda/32$ と広がっても、導波路上を伝搬する電磁波の波長 λ_g は変化せず、自由空間波長 λ と同じになっていることが観察された。つまり導波路の幅に関わらず、

$$\lambda_g = \lambda \tag{3.6}$$

の関係が保たれている。そして電磁界の強度が導波路の伝搬方向に直角な方向内で一様であることが示される。

これに対し、図 3.17 に示すように矩形導波管上を伝搬する電磁波の波長は、導波路の幅「WG 幅」が $17\lambda/32$ 、 $24\lambda/32$ 、 $31\lambda/32$ と広がると、導波路上を伝搬する電磁波の波長 λ_g が短くなっていることが観察された。ここで WG 幅 a と導波路波長 λ_g との関係は自由空間波長を λ とすると、

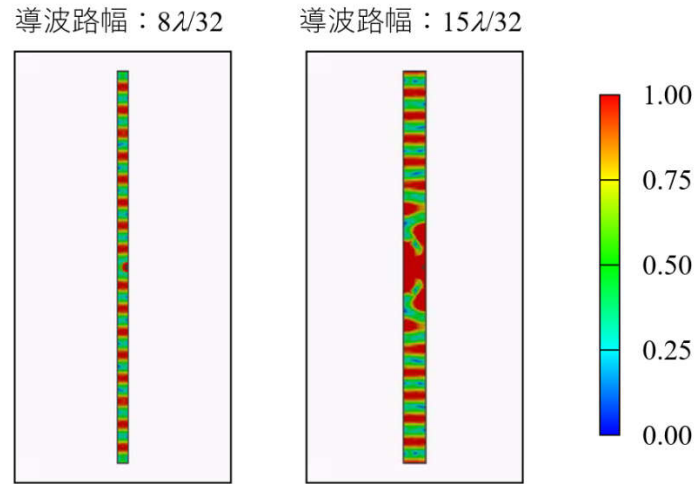
$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} \quad (3.7)$$

の関係にあることが広く知られている。また両側壁が **PMB** で挟まれたストリップ線路とは異なり、電磁界の強度が導波路の伝搬方向に直角な方向内で変化していることが示される。これは矩形導波管では両側壁が短絡端の境界条件となっていることによるもので、両側壁が短絡端となる境界条件で拘束された電磁波の基本モードが **TE₁₀** モードとなることも広く知られている。

次に図 3.16 と図 3.17 で観察された導波路上波長の変化を踏まえた上で、図 3.18 に示す **WRG** を伝搬する電磁波の波長に注目してみる。そうすると図 3.18 に示すように、リッジ幅が $4\lambda/32$ 、 $8\lambda/32$ 、 $10\lambda/32$ 、 $11\lambda/32$ と広がると、導波路上を伝搬する電磁波の波長 λ_g は自由空間波長 λ に近い値を保った上で、わずかであるが短くなっていることが示される。さらに **WRG** 上を伝搬する電磁波の強度は、矩形導波管と同様に導波路の伝搬方向に直角な方向で変化していることが示される。つまり前章では「リッジの両側にある高さが $\lambda/4$ のワッフルアイアンロッドの隙間の先端に作られる **PMB** が **WRG** の伝搬形態を決定する」と考えたが、伝搬形態の観察からは、**WRG** の伝搬形態は両側壁が **PMB** で挟まれた線路でなく、むしろ両側が短絡端で挟まれた矩形導波管の伝搬形態に近いことが示される。この現象は、**WRG** の構造を考えると「ワッフルアイアンロッドの隙間の先端は **PMB** となっているが、その **PMB** を作り出しているのは実はワッフルアイアンロッドの根本の短絡端であり、この短絡端が矩形導波管の両側壁の短絡端と同様に、真の導波路の側壁であり、この短絡端の境界条件に拘束されて **WRG** 内の電磁波の伝搬形態が決まる」と考えるのが妥当である。そして、**WRG** ではリッジと上側導体に挟まれた領域に電磁界が集中しており、リッジと上側導体の表面が **PEB**（完全電気壁）であることから電界はリッジと上側導体に垂直な方向の成分しか有しないことを考慮すると、**WRG** の伝搬形態は矩形導波管と同様に **TE** モードであると考えられる。

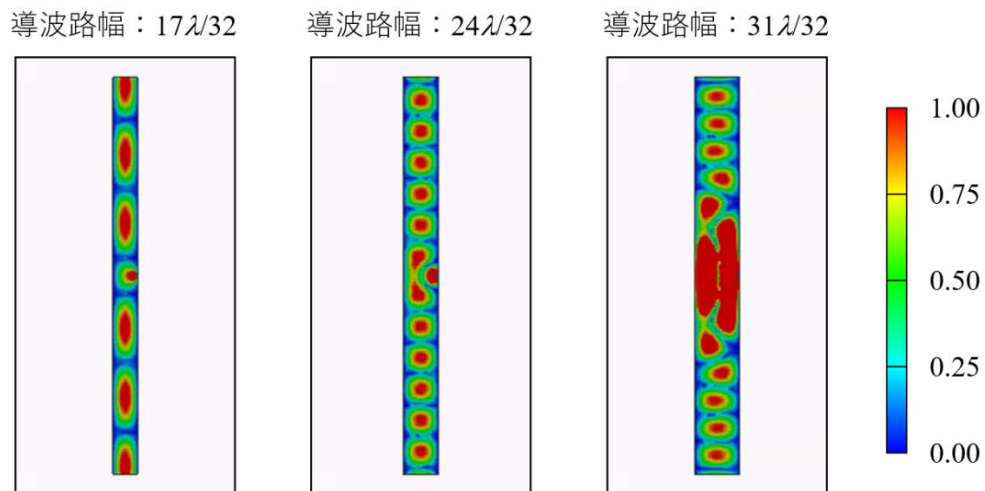
以上のことをまとめると「**WRG** の伝搬形態は、伝搬モードは **TE** モードで、波長

領域は準 TEM 波で動作する」という他に類似のない導波路と言える。図 3.19 は矩形導波管と WRG の波長領域の関係を示している。図 3.19 に示すように、矩形導波管では高次モードが発生するために導波路波長を自由空間波長に近い領域で使用できる領域に限界があるのに対して、WRG では導波路波長を矩形導波管よりも自由空間波長に近い領域で使用できる。これは矩形導波管に対して WRG が有する利点の一つとなっている。



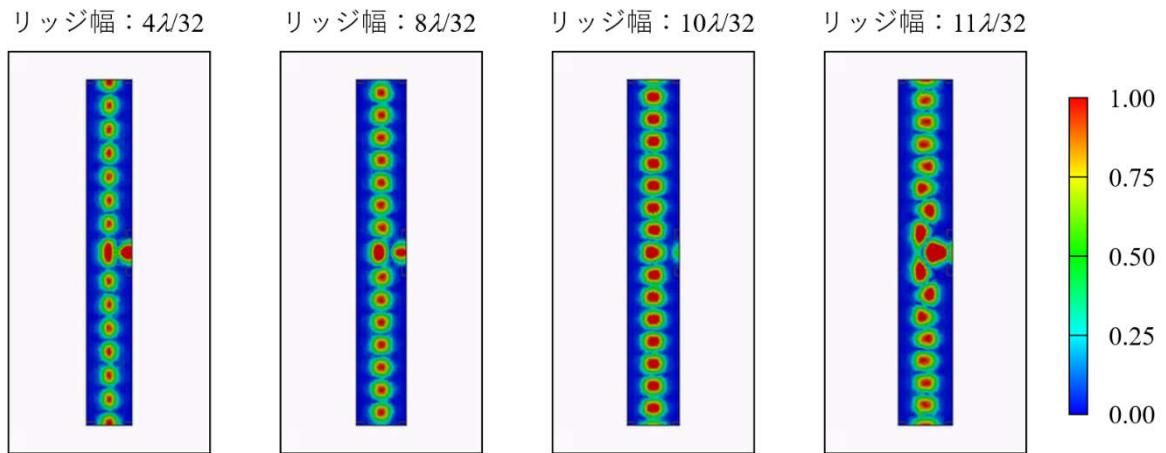
(上側導体板の電流強度の最大値 [1.00] と最小値 [0.00] で表示)

図 3.16 両側壁が PMB の平行ストリップ線路上の伝搬形態



(上側導体板の電流強度の最大値 [1.00] と最小値 [0.00] で表示)

図 3.17 矩形導波管内の伝搬形態



(上側導体板の電流強度の最大値 [1.00] と最小値 [0.00] で表示)

図 3.18 WRG 上の伝搬形態

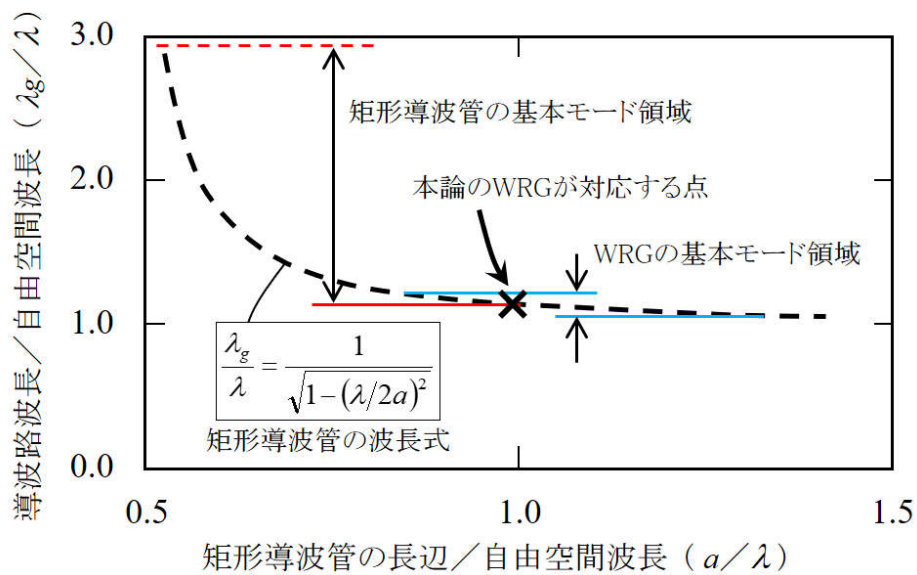


図 3.19 矩形導波管と WRG の波長領域の比較

3.3.4 伝搬モードと波長特性の解析

前節では、電磁界シミュレーションを用いて WRG 内を伝搬する電磁波の伝搬形態を観察した結果、矩形導波管の TE モードに似た伝搬形態であることを確認した。本節では、WRG の伝搬形態を TE モードと呼べるかどうかをさらに議論するために、矩形導波管の解析に用いられる横共振法を WRG の解析に適用し、WRG の導波路形状の変化に対する導波路波長の変化を評価することとする[106,107]。

図 3.20 は、本節で解析する WRG の形状を示している。速波が伝搬する導波路上の波長を求める方法として、古くから横共振法が知られている[108]。横共振法とは、導波路内を TEM 波が導波路壁の境界条件を満足しながら伝搬する際の TEM 波の伝搬角度を求めることにより、間接的に導波路波長を求める方法である。図 3.21 は、導波路内での TEM 波の伝搬角度と導波路波長の関係を示している。図 3.21 に示したような、TEM 波が導波路の伝搬軸からある角度を持って伝搬している場合には、伝搬軸方向への位相速度は TEM 波の速度より速くなる。よって、導波路波長は自由空間波長より長くなり、この伝搬様態は速波と呼ばれる。図 3.21 の波長関係は次式で表される。

$$\frac{1}{\lambda^2} = \frac{1}{(2w)^2} + \frac{1}{\lambda_f^2} \quad (3.8)$$

λ : 自由空間波長

λ_f : 速波の導波路波長

w : 導波路両側の等価磁気壁間の電氣的距離

ここで、式(3.8)の w は、次のように TEM 波の波長 λ を用いて表すことができる。図 3.21 において、 ϕ は横共振方向へ波長 λ の TEM 波を入射したときの反射位相であり、WRG では導波路壁が磁気壁で反射係数が 1 であることを考慮すると、

$$\phi = \pi - 2\beta \frac{w}{2} = \pi - 2\pi \frac{w}{\lambda} \quad (3.9)$$

となる。よって式(3.8)と式(3.9)から、導波路波長は以下のように反射位相 ϕ を用いて表せる。

$$\frac{\lambda_f}{\lambda} = \sqrt{\frac{1}{1 - \left(\frac{\pi}{\pi - \phi}\right)^2}} \quad (3.10)$$

つまり、何らかの方法により ϕ を求めれば、速波の導波路波長 λ_f を求めることができる。

ここでは、WRG 内の電磁界分布にいくつかの近似をおこなうことにより ϕ を求める方法を示す。図 3.21 に示すように、リッジ中心から横共振方向へ入射した TEM 波に対するインピーダンス Z_t を用いると、反射位相 ϕ は次式で表される。

$$\phi = \text{Ang}(\Gamma) \quad (3.11)$$

$$\Gamma = \frac{Z_t/Z_o - 1}{Z_t/Z_o + 1} \quad (3.12)$$

ここで、 Z_o は横共振方向を導波路として見た場合の特性インピーダンスに相当し、図 3.20 に示した寸法においては、高さがリッジ上面と上側導体板との距離に相当する $\lambda/8$ で、幅が無限の並行平板導波路の特性インピーダンスと等価となる。

一方、導体表面では電界が垂直であること、および図 3.20 においてリッジ及びワッフルアイアンロッドの高さが $\lambda/4$ であることを考えると、リッジ中心から横共振方向へ TEM 波を入射したときの電磁界は、図 3.22(a) の導波路断面図に示したような分布になると考えられる。 Z_t を求めるためには、図 3.22(a) の各電界成分を知る必要が

あるが、それは容易でないことから、本論では次の近似をおこなう。図 3.22(a)の領域 S にはほとんど電界が存在しないことから、リッジ中心から横共振方向に入射した TEM 波に対するインピーダンスは、領域 S を導体で埋めた図 3.22(b)の構造のインピーダンスに近いと考えられる。なお、この近似は図 3.22(a)と図 3.22(b)を比較して電界分布が似ていることから妥当であると考えられる。このように近似することにより、リッジ中心から横共振方向を見た等価回路は図 3.23 のように表すことができる。ここで、図 3.23 における各伝送線路の特性インピーダンスは、図 3.20 に示したリッジと上導体板との距離、リッジと導体柱間の距離、各導体柱の距離がすべて $\lambda/8$ であることから、すべて Z_0 としている。

以上のように、図 3.22(a)と図 3.22(b)の領域 S の電界分布に相似性があることから、上述の近似をおこなった。しかし、図 3.23 の伝送路の分岐部の電界については、文献[35]において、無視できない寄生リアクタンスが付くことが記されている。よって、後述するように、本解でも文献[35]に記された寄生リアクタンスを考慮することとする。

図 3.23 の等価回路において、 Z_m は $\lambda/8$ 線路、先端短絡 $\lambda/4$ 線路、 $\lambda/8$ 線路が繰り返す回路になっている。しかし先端短絡 $\lambda/4$ 線路のインピーダンスが無限大であることから、結局 Z_m は先端開放 $\lambda/8$ 線路のインピーダンスに等しいと置ける。さらに、 Z_t は Z_m と長さ D の先端短絡線路の直列インピーダンスが先端に付いた長さ $\lambda/16$ の線路のインピーダンスであるから、結果的に Z_t/Z_0 は以下の式で表される。

$$Z_t/Z_0 = \left(Z + jZ_0 \tan \frac{\pi}{8} \right) / \left(Z_0 + jZ \tan \frac{\pi}{8} \right) \quad (3.13)$$

$$Z = jZ_0 \left(-\cot \frac{\pi}{4} + \tan 2\pi \frac{D}{\lambda} \right) \quad (3.14)$$

よって、 D/λ が与えられれば、式(3.10)～式(3.14)により自由空間波長に対する速波波長の比 λ_f/λ の近似値を求めることができる。なお、実際の計算においては表 3.1

の寄生リアクタンスを考慮に入れ、さらに、図 3.21 に示した等価磁気壁の反射位相がゼロであることから、 $\lambda/2 < a/2 < \lambda$ つまり $-720^\circ < \phi < -360^\circ$ の範囲で取るものとする。

図 3.20 の導波路形状でリッジ両側の溝深さ D を変化させたときの速波の波長の変化率 λ_f/λ_{f_0} について、本論の解析方法と電磁界シミュレータの両方で求めた結果を、図 3.24 の左側縦軸に対応する曲線にて示す。なお、前述したように本論の解析結果は、式(3.10)～式(3.14)で求めた Z_f に、表 3.1 の寄生リアクタンスを考慮した値となっており、また λ_{f_0} は $D=4\lambda/16$ のときの速波の波長である。図 3.24 に示したように、リッジ両側の溝深さ D を深くした場合に速波波長が短縮する傾向は、本解析法と電磁界シミュレーションとで良く一致している。

以上のように、WRG の導波路波長について、横共振法を適用して求めた結果と電磁界シミュレーションで求めた結果を比べるアプローチをおこなった。その結果、WRG の形状変化に対する導波路波長の変化の傾向が良く一致するという結果を得た。一方、横共振法理は TE モードで伝搬する矩形導波管の導波路波長を厳密に求める解析方法である。このことは、3.3.3 で述べた「WRG の伝搬形態は矩形導波管と同様に TE モードであると考えられる」ことを裏付けるものであると考えられる。

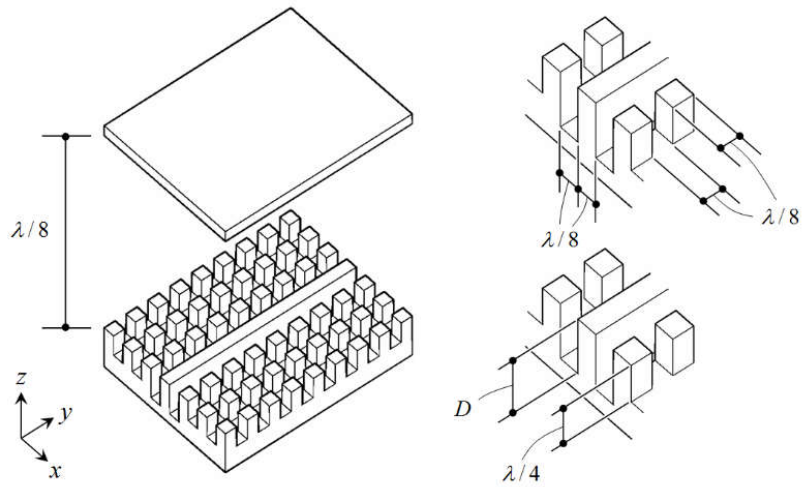


図 3.20 横共振法を適用するための WRG の寸法定義

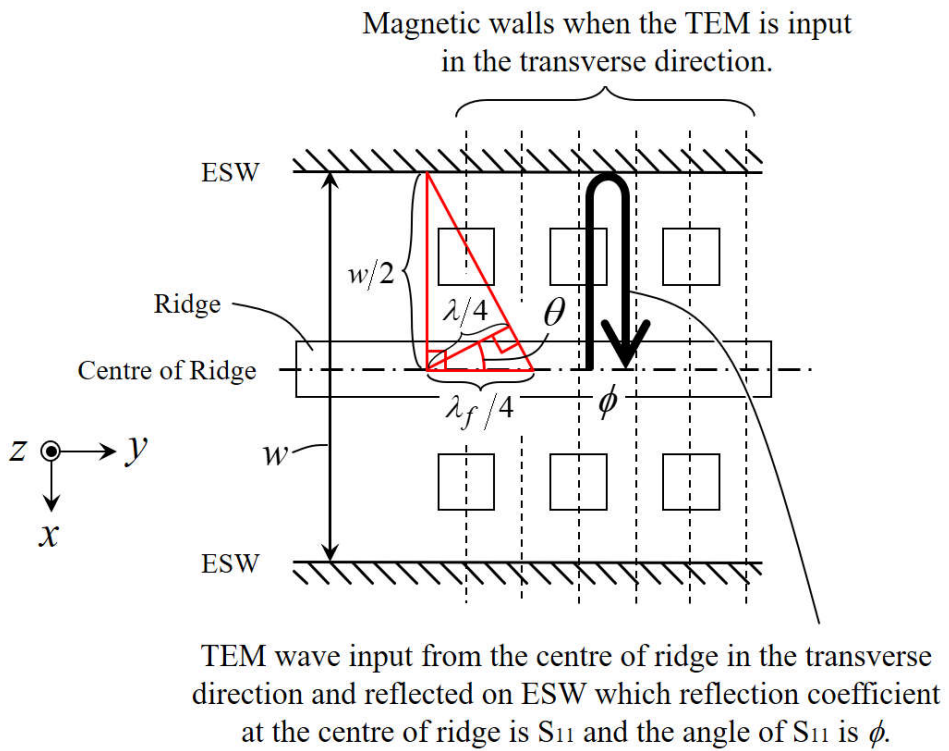


図 3.21 ESW の位置と横共振時の波長との関係

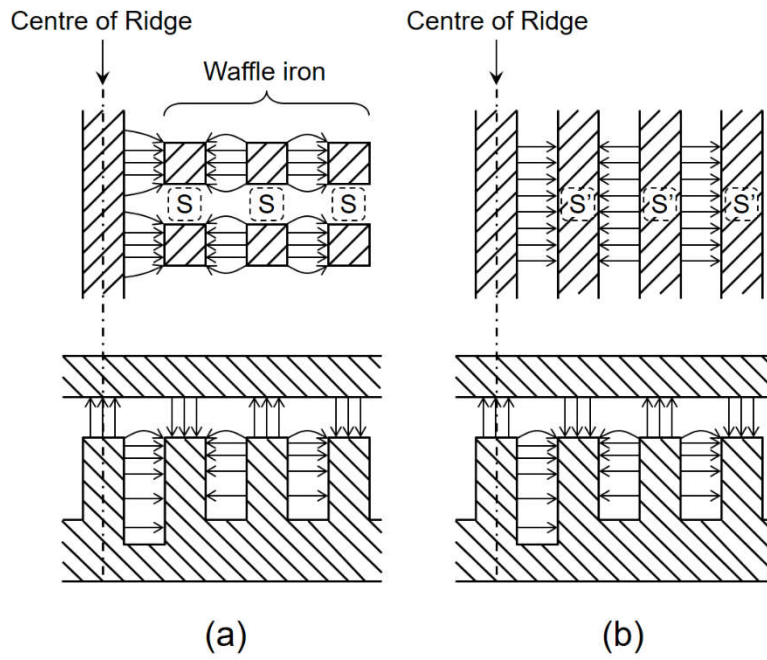


図 3.22 WRG 内の電界分布近似

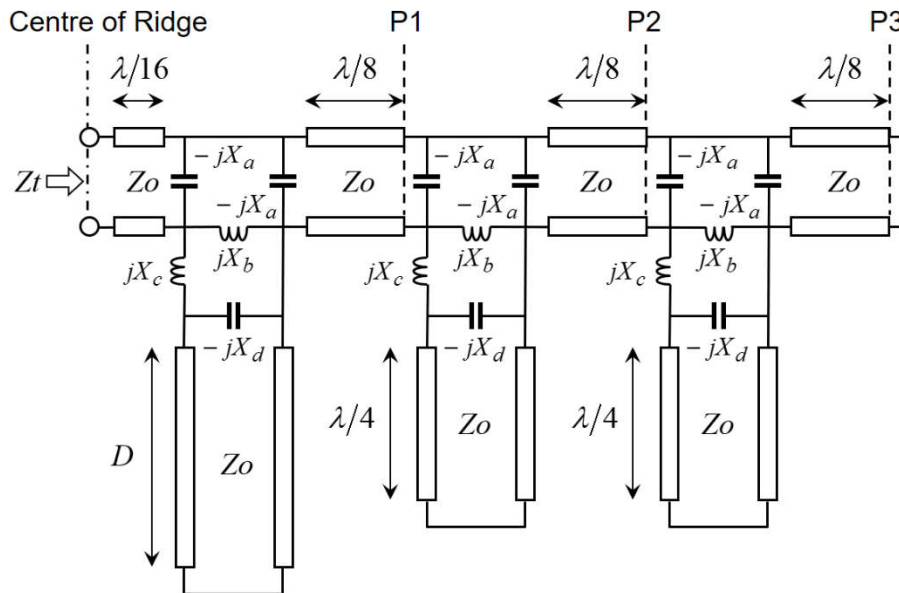


図 3.23 横共振方向の近似等価回路

表 3.1 図 3.23 に示した寄生リアクタンスの値

寄生リアクタンス	X_a	X_b	X_c	X_d
値	$3.0 Z_o$	$9.2 Z_o$	$0.8 Z_o$	$5.1 Z_o$

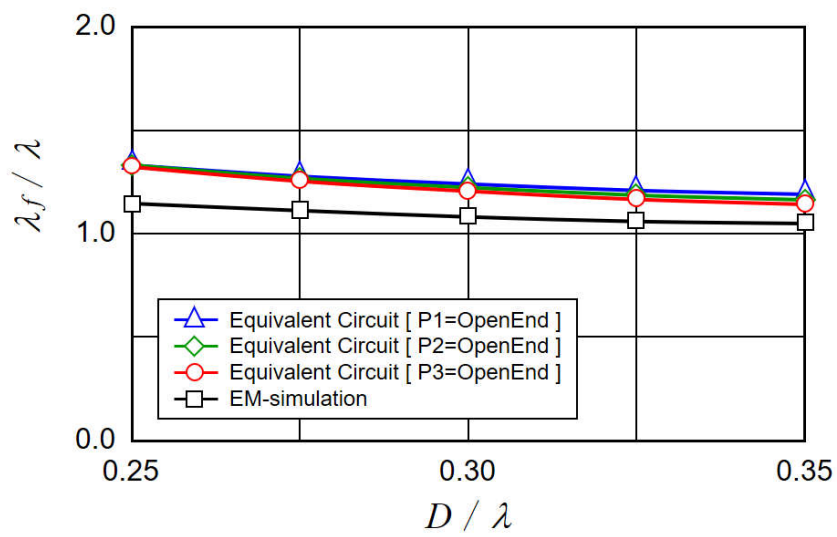


図 3.24 近似等価回路から求めた WRG の導波路波長

3.3.5 分散特性と損失特性

WRG の分散特性と損失特性については、電磁界シミュレータを使って求めた。なお、分散特性については異なる長さの WRG を通過する波の位相変化から、損失特性については 10 波長以上の長さを有する WRG を通過する波の振幅変化から、それぞれ換算して求めた。WRG の分散特性の計算値を図 3.25 に、76.5 GHz で計算した WRG の損失特性を図 3.26 に、それぞれ示している。また、分散特性は図 3.25 において $L2 = \lambda/4$ (他の寸法は、図 3.20 と同じ) としたときであり、比較のために近い形状のリッジ導波管を図 3.25 の右側に、その分散特性を図 3.25 に示している。図 3.25 に示したように、 $L2 = \lambda/4$ としたときの WRG の導波路波長は自由空間波長よりも少し長い領域にあり、その分散特性は従来のリッジ導波管に近い値であることが示されている。

図 3.26 に示した損失特性は、図 3.12 の寸法を有する WRG について求めたものである。また、図 3.26 に縦点線で示した値 3.8×10^7 S/m はアルミニウムの導電率に対応しており、横点線で示した値はアルミニウムの導電率が 1 桁下がった場合の伝送損失を示している。図 3.26 から、アルミニウムの導電率が 1 桁下がった場合においても伝送損失は -0.02 dB/mm よりも少ないことが示される。

以上のことから、WRG は、分散が少ないと言われている従来のリッジ導波管と同様な分散特性を有し、アルミニウム材を使用した場合に切削やダイキャスト等により導電率が悪化しても、 -0.02 dB/mm 以下という低損失な導波路を実現できることが示される。

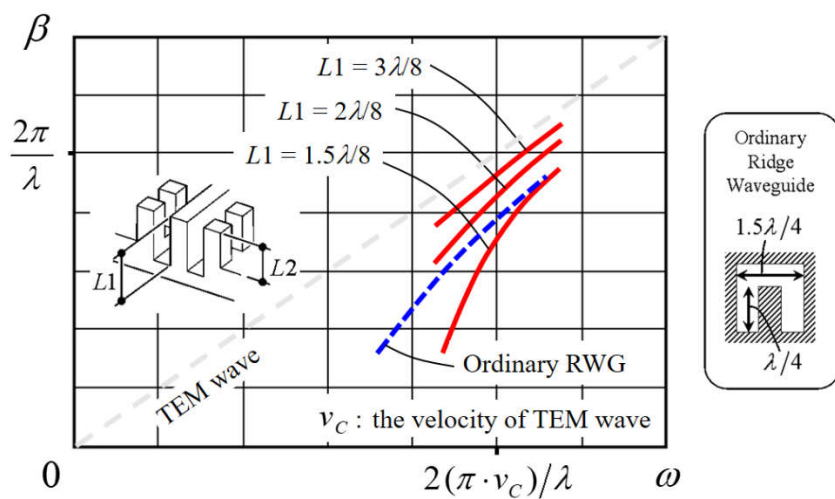


図 3.25 $L2 = \lambda/4$ のときの WRG の分散特性

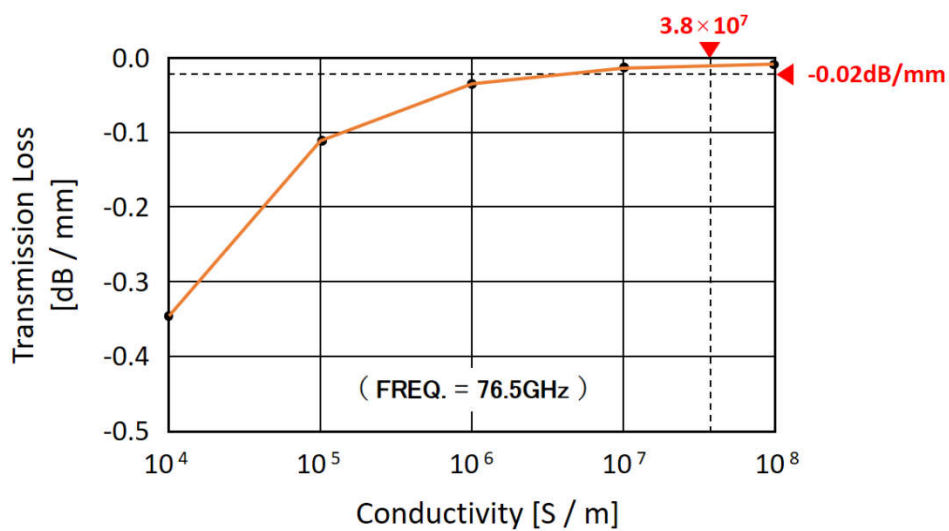


図 3.26 76.5GHz で計算した WRG の伝送損失特性

第4章 一次元アレーアンテナへの応用

これまで、マイクロ波ミリ波帯の民生機器用には、構成が簡単なマイクロストリップパッチアンテナが多く用いられてきた[39-45]。第4章からは、WRGを用いてミリ波アレーアンテナを実現する方法を示す。

4.1 導波路波長間隔アレーアンテナ

4.1.1 定在波励振

本章では、WRGを給電線路に使用した一次元アレーアンテナを実現する方法を示す[109]。本章で説明する一次元アレーアンテナは、WRGの下側導体板の裏面中央部から給電する構造としている。さらに、共振する両端開放線路を給電線路とし、導波路波長の距離だけ離れた共振電流の最大の位置に放射素子を設けた、いわゆる、定在波励振線路の構造を採用している。定在波励振は、設計が簡単なことから、最初にアレーアンテナを設計するときに良く用いられる手法となっている。

図4.1に、定在波励振と進行波励振の違いを示している。図4.1に示すように、定在波励振では、共振する給電線路の線路波長だけ離れた間隔で、

- ・電流が最大の位置に、給電線路に直列に放射素子を挿入する
- ・電圧が最大の位置に、給電線路に並列に放射素子を挿入する

のいずれかの構成とすることにより、すべての放射素子を等振幅等位相で励振する給電方法である。つまり、設計理論が極めて簡単な給電方式であると言える。これに対して進行波励振は、各放射素子の位置で線路上の反射波が発生しないように整合と取りながら、かつ規定の励振条件（一般的に等振幅等位相）となるように、各放射素子のインピーダンスと放射素子間の線路インピーダンスを調整することが必要となる。

以上のように、定在波励振は簡単な設計手法となっている。しかし、4.2 で説明するように、実際の設計においては放射素子のインピーダンスが給電線路の特性インピーダンスに比べて大変小さいか、もしくは大変大きい場合にのみ理論どおりの設計がおこなえる。言い換えると、放射素子のインピーダンスが給電線路の特性インピーダンスに近い場合には、アンテナ設計は必然的に進行波励振の設計に近くなり、よって、各放射素子の位置ごとにインピーダンスを調整することが必要となる。このことから、定在波励振の理論を実際のアレーアンテナに適用する場合には、最初に定在波励振が実現できると仮定して導波路波長を基に放射素子を配置し、その後、各放射素子での励振振幅と励振位相を調整することが必要となる。

また、WRG のように、導波路波長が自由空間波長より長い導波路を給電線路に用いて定在波励振の設計をおこなうと、グレーティングロブが発生する。よって、次節 4.1.2 で説明するように、定在波励振の設計には、グレーティングロブを低減する対策も必要となる。

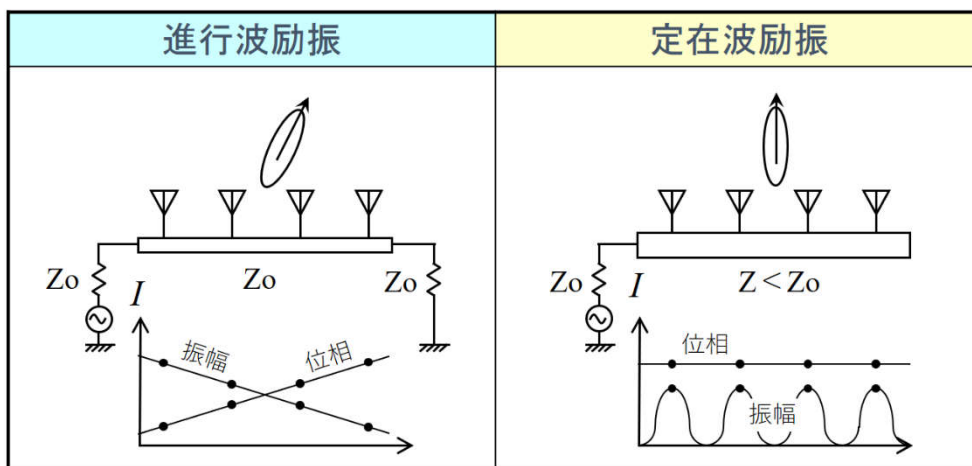


図 4.1 アレーアンテナの励振方法

4.1.2 ビーム集束兼レドーム用誘電体ロッド装加アンテナ

本章では、WRG を給電線路に使用し、かつグレーティングローブを低減するために放射スロット上に誘電体ロッド (Dielectric Rod : 以下、DR) を装荷した一次元アレーアンテナを実現する方法を示す。図 4.2 に 76.5 GHz で設計した WRG の DR 装荷一次元 WRG アレーアンテナの構造を、図 4.3 に試作した 76.5 GHz 用アレーアンテナの写真を示す。図 4.2 に示すように、本章で説明する一次元アレーアンテナの給電線路は、WRG の下側導体板の裏面中央部から給電する 10 波長の両端開放共振構造とし、共振する給電線路の電流最大の位置に、WRG の上側導体板 (ワッフルアイアンとリッジが設けられていない側の導体板) に放射スロットを設けた、いわゆる、定在波励振線路の構造を採用している。

放射素子 (スロット) 上に装荷した DR は、グレーティングローブを抑圧するために使用している[110-117]。そして DR は、DR 内で 76.5 GHz の波長が 1 波長となる厚さのレドームと、一体になっている。なお今回は、偏波が 45° 傾いた 76.5 GHz 車載レーダを想定したので、放射スロットも 45° 傾けた配置としている。

図 4.2 に示すように、本アンテナは電気的な接合部を有しないことから、組立てが容易で熱や振動による接触部の劣化がなく、特に車載用に好適な構造である。

図 4.4 は、DR の最適形状を探るために DR の寸法と配置に対する放射素子一つの利得を計算した結果である。図 4.4 に示すように、DR の高さを高くするほど利得が上昇するが、実用的なアンテナ寸法として本論では DR の高さを 4.0mm とした。図 4.5 は DR の寸法とレドーム付きの一次元アレーアンテナの利得の関係の計算値を 76.5 GHz で計算した結果を示している。なお、計算には電磁界シミュレータ MW-Studio[104]を用い、導電率は 10^6 S/m とした。

図 4.3 に示した試作アンテナについて 76.5 GHz で測定値した放射特性を図 4.6 から図 4.8 に示す。図 4.6 に示すように、スロット長 2.0mm, DR 断面 2.0mm×2.0mm, DR 高さ 4.0mm のとき、指向性利得は 14.2 dBi (DR 無) と 22.8 dBi (DR 有) , グレーティングローブレベルは -3.1 dB (DR 無) と -19.4 dB (DR 有) と DR 装荷の効果が顕著となった。なお、1st サイドローブレベルは DR 装荷のとき -14.3 dB となった。また図 4.7 に示すようにアレーと直角方向の指向性は DR 有、DR 無ともアレーファ

クタが係らないブロードな特性となっている。図 4.8 は交差偏波特性の測定値を示しており、図 4.6 との差から主ローブの交差偏波識別度は 20.5 dB となっている。またインピーダンス特性は 1/4 波長インピーダンス変換線路と組合せることで 2.5 GHz 帯域で-15 dB 以下の特性を得た。

以上のように、WRG を給電線路に用い、放射素子をスロットとし、さらにスロットに DR を装荷した 76.5 GHz 車載用に好適なアレーアンテナを提案し、試作をおこなって放射特性とインピーダンス特性を確認した。

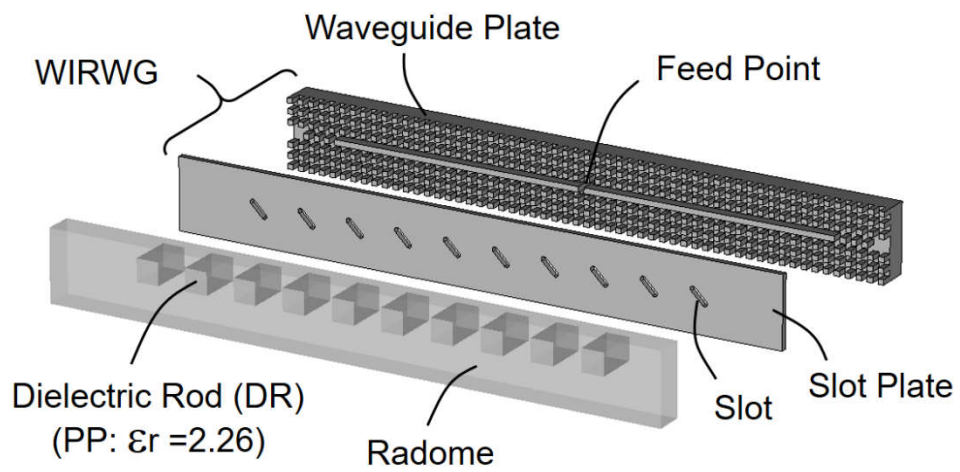


図 4.2 アンテナ構造

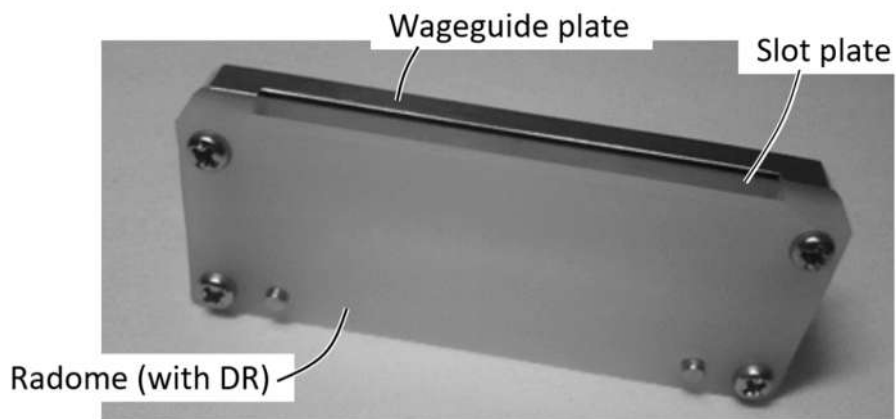


図 4.3 試作したアンテナの概観

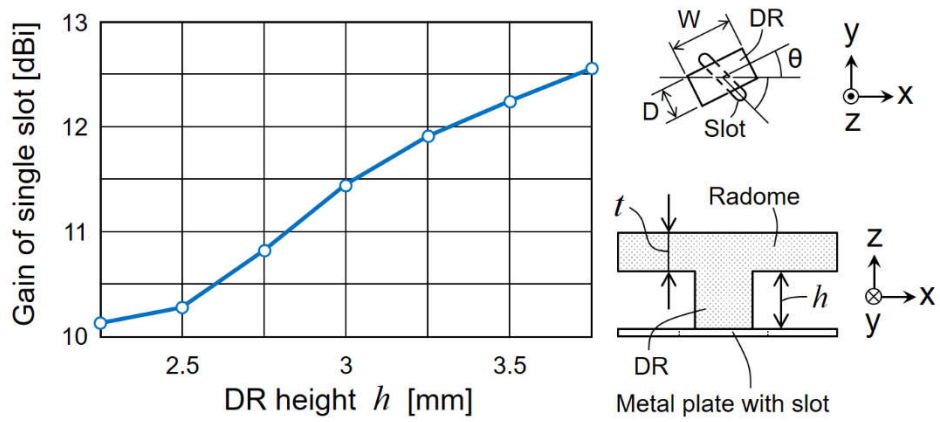
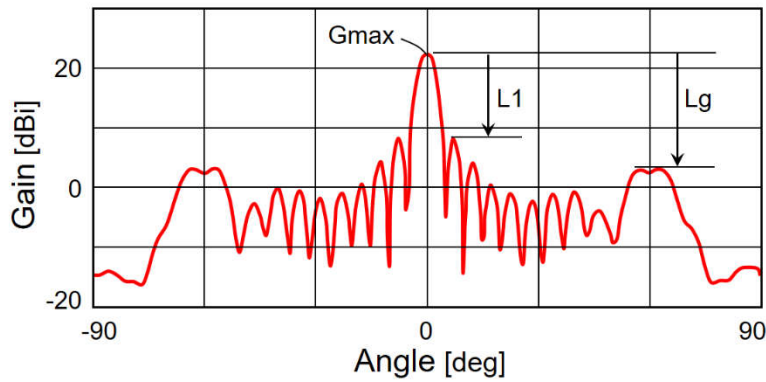


図 4.4 エレメント単体での誘電体ロッドの寸法と利得の関係



W [mm]		1.2	1.8	2.4	2.0	2.4	
D [mm]		2.4	2.4	2.4	2.0	2.4	
θ [deg]	0	Gmax [dBi] →				22.8	22.8
		L1 [dB] →				-14.8	-14.3
		Lg [dB] →				-19.4	-19.4
	45	22.6	22.8	23.0	← Gmax [dBi]		
		-14.3	-11.7	-15.2	← L1 [dB]		
		-15.6	-18.3	-20.2	← Lg [dB]		

図 4.5 アレーアンテナでの誘電体ロッドの寸法と利得の関係

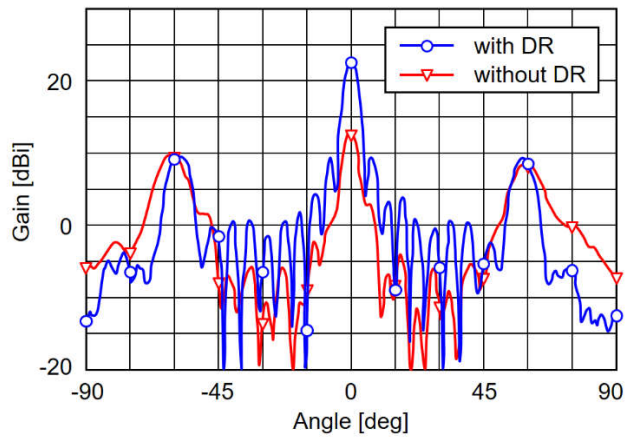


図 4.6 アレー方向の指向性の測定値

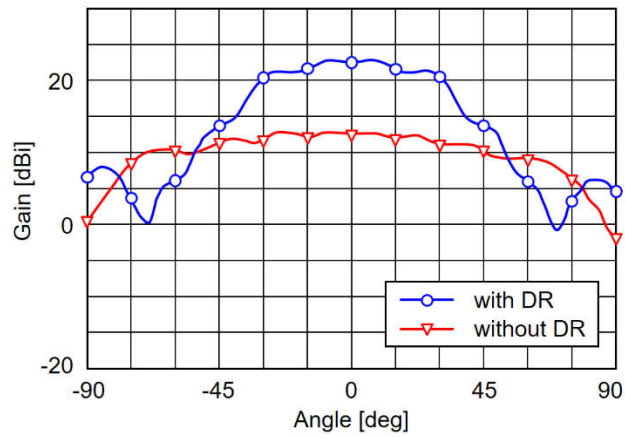


図 4.7 アレーに直角方向の指向性の測定値

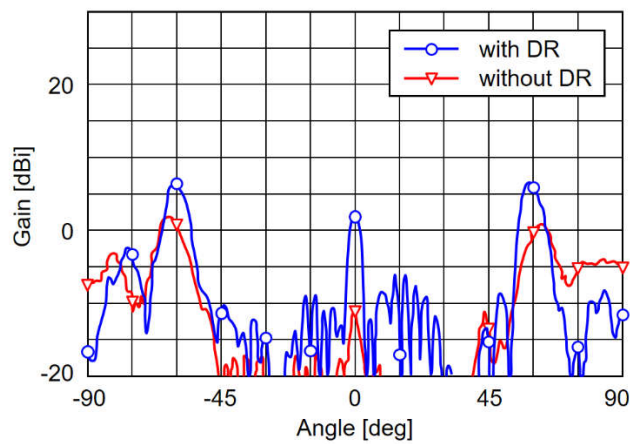


図 4.8 アレー方向での交差偏波特性の測定値

4.2 短縮間隔アレーアンテナ

4.2.1 速波遅波混成ワッフルアイアンリッジ導波路

前節では、定在波励振による一次元アレーアンテナの設計試作例を示した。一方で、導波路波長が自由空間波長より長い WRG では、グレーティングローブが派生するデメリットがあることも説明した。本節では、WRG の導波路波長を自由空間波長より短くし、さらに導波路インピーダンスをある範囲で制御することにより、定在波励振によるアレーアンテナの、グレーティングローブとサイドローブを抑圧するアプローチについて述べる[118-121]。

定在波励振は直列給電方式の一種である。定在波励振を含めて、直列給電方式に用いる給電線路の導波路波長を自由空間波長より短く、かつ導波路のインピーダンスを制御できると以下のメリットが得られる。

- ・グレーティングローブを抑圧できる
- ・励振振幅を調整してサイドローブを抑圧できる

上記の2番目のメリットが得られる理由は 2.2.1 に述べたとおりである。ここで、励振振幅を調整するためには、定在波が立っている給電線路の各共振領域において、導波路インピーダンスを独立に設定する必要がある。WRG において、導波路インピーダンスはリッジ表面と上側導体板の間の距離を変えることで容易に調整することができる。その理由は導波路上を伝搬する電磁界の電圧と電流は導波路インピーダンスによって変化するからである。しかし、WRG においてリッジ表面と上側導体板間の距離を変えると、導波路波長も同時に変化してしまうという問題がある。この問題を解決するために、本節では「速波遅波混成 WRG」と呼ぶ新たな導波路構造を導入して、導波路波長を独立して調整する方法を説明する。

図 4.9 は、速波遅波混成 WRG (Fast and Slow wave WRG : 以下、FS-WRG とする) の構造と寸法定義を示している。さらに図 4.10 は、FS-WRG の寸法を変数として取り扱うための、各寸法の関係を示している。また、図 4.11 は FS-WRG 上を伝搬する、速波と遅波のイメージを示している。図 4.11 に示すように、WRG の基本的な伝搬形態は速波と呼ばれる「導波路波長が自由空間波長より長い」形態である。これ

に対し、FS-WRG ではリッジ上に周期構造である凹凸を設けることにより、等価的な導波路長を増加させ、よって伝搬速度を低下させて遅波効果を追加したものである。つまり、もともと速波効果のある WRG に遅波効果を追加することにより、FS-WRG を実現している。

図 4.12 は、図 4.9 と図 4.10 において $RH = \lambda/4$ としたときの FS-WRG の分散特性を示している。図 4.12 から、 D を小さくしたときには伝搬定数 β が小さくなり、よって導波路波長が長くなることが示される。これに対し、周期凹凸の深さ d を大きくしたときには伝搬定数 β が大きくなり、よって導波路波長が短くなることが示される。つまり、FS-WRG の導波路波長を、自由空間波長をまたがる範囲で調整することが可能であることが示される。

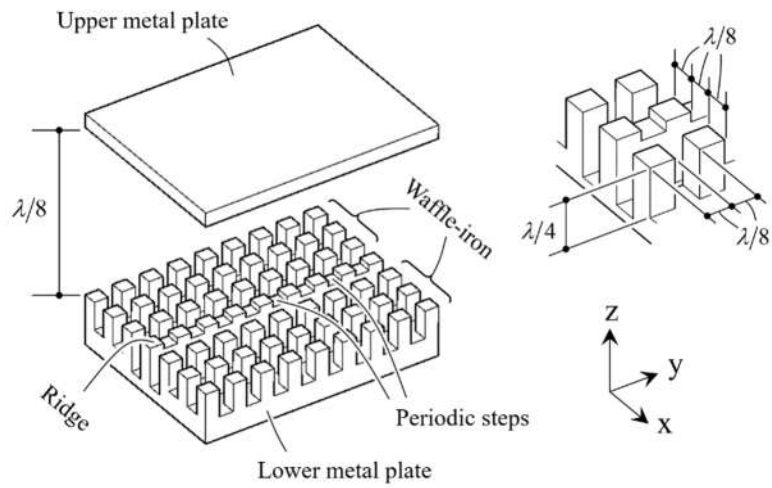


図 4.9 FS-WRG の構造と寸法定義

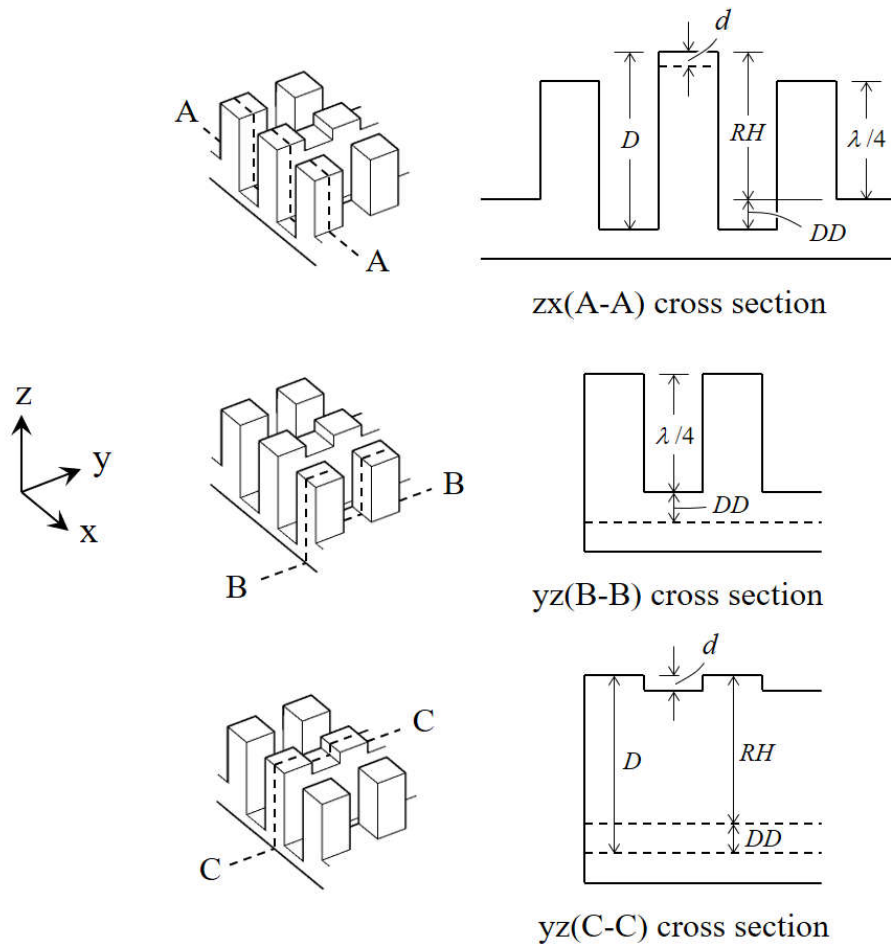


図 4.10 FS-WRG の寸法変数

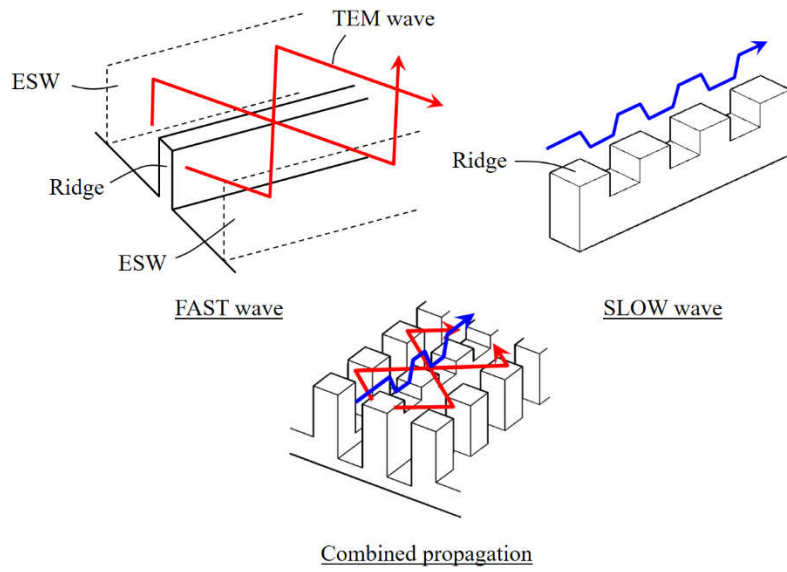


図 4.11 FS-WRG の伝搬イメージ

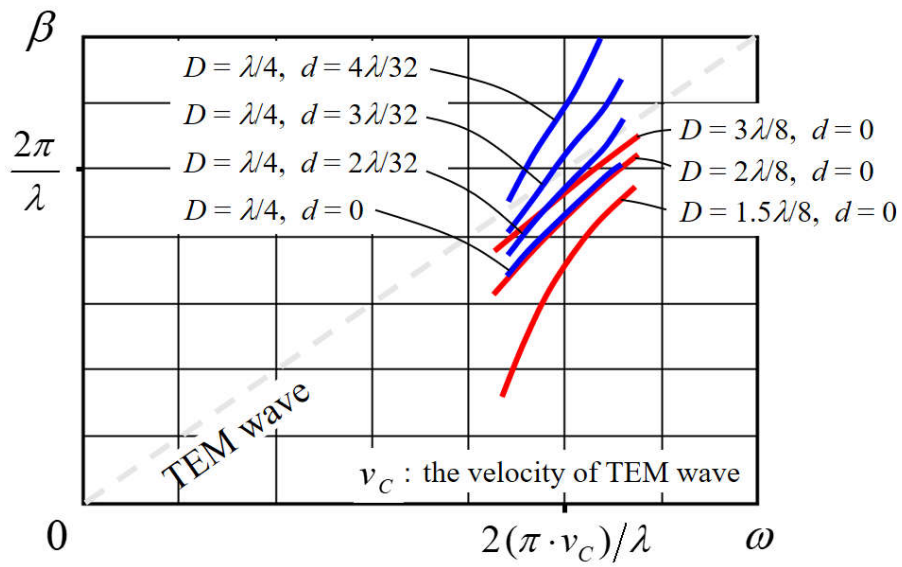


図 4.12 FS-WRG の分散特性

4.2.2 サイドローブ低減アレーアンテナの設計

4.2.1 では、FS-WRG の導波路波長を制御できることを示した。4.2.2 では、FS-WRG を用いて、実施にサイドローブを低減したアレーアンテナを設計する方法について説明する。

ここで、あらためて導波路インピーダンスを調整する方法について説明する。導波路インピーダンスを小さくするには、導波路の単位長さ当りの分布容量を小さくすればよく、そのためには、リッジ表面と上側導体板間の距離を小さくすればよい。導波路の単位長さ当りの分布容量と分布インダクタンスをそれぞれ C と L とすると、導波路インピーダンス Z は以下の式で表される。

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.1)$$

Z : 導波路インピーダンス

C : 導波路の単位長さ当りの分布容量

L : 導波路の単位長さ当りの分布インダクタンス

FS-WRG の導波路インピーダンスと導波路波長は、電磁界シミュレータを用いて計算する。図 4.13 は、図 4.10 で $DD=0$ としたときの FS-WRG の正規化インピーダンス特性を示している。図 4.14 は、図 4.10 で $DD=0$ とし d を変化させたときの FS-WRG を、図 4.15 は図 4.10 で $DD=0$ とし d と RH を変化させたときの FS-WRG の波長特性を、それぞれ示している。なお、図 4.13 の正規化インピーダンスは、 $RH=\lambda/4$ の導波路に対する反射係数を S_{11} として求め、

$$\frac{Z}{Z_0} = \frac{(1 - |S_{11}|)}{(1 + |S_{11}|)} \quad (4.2)$$

から算出している。また図 4.13 の横軸 RH/λ 、図 4.14 の横軸 d/λ と縦軸 λ_g/λ 、図

4.15 の横軸 RH/λ と縦軸 d/λ は、すべて自由空間波長 λ で正規化している。図 4.13 に示すように、リッジ高さ RH を高くするほどリッジ表面と上側導体板間の距離が短くなるので、導波路インピーダンスは小さくなる。また、図 4.14 に示すように、異なるリッジ高さの導波路ごとに周期凹凸の深さ d を変えることにより、導波路波長を制御できる。これは、導波路波長と独立して導波路インピーダンスを制御できることを意味する。また図 4.15 から、リッジ高さ RH と周期凹凸深さ d を組合せることにより、導波路波長を一定に保ったままリッジ高さ RH を任意に選択できることが示される。以上から、FS-WRG を使うことにより、導波路波長を変えずに導波路インピーダンスを制御することができることが示される。

次に、FS-WRG を使ってアレーアンテナを設計する方法について説明する。まず FS-WRG を使ったアレーアンテナの構造と等価回路について説明する。前述したように、FS-WRG を導入した目的は、定在波励振による直列給電アレーアンテナにおいて、導波路波長と導波路インピーダンスを独立して制御することである。よって、定在波励振を用いた場合の、アレーアンテナの構造と等価回路について説明する。

設計手順として、まずサイドローブを低減するためのアレーアンテナの励振振幅を決定し、その後、給電線路上の導波路波長を調整することとする。図 4.16 は定在波励振によるアレーアンテナの等価回路を、図 4.17 は定在波励振によるアレーアンテナの構造を、それぞれ示している。なお、図 4.17 の構造について電磁界シミュレーションをおこなう場合には、上側導体板のエッジ効果による指向特性の影響を除くため、上側導体板は図 4.17 よりも十分広いモデルを使うこととする。図 4.17 に示したように、入力ポートはアレーアンテナの中央に、下側導体板の背面から RF 信号を入力するように配置されている。図 4.16 と図 4.17 において、放射エレメントとして上側導体板に設けたスロットを使用しており、それらは S_n (n は整数) で示されている。図 4.16 に示すように、全エレメントの放射抵抗 R は等しく、それらは給電線路の電流最大の位置に、給電線路に直列に挿入されている。また放射エレメントの間隔は、給電線路の導波路波長 λ_g と同じとなっている。さらに図 4.17 に示すように、アレーアンテナの構造は、入力ポートに対し二次元方向に対称な形状であり、放射エレメントの数は 10 となっている。ここで、アンテナ構造が入力ポートに対して対称である

ことから、図 4.16 での放射エレメントの番号 S_n の n は、1 から 5 の範囲としている。

給電線路上の波長を λ_g とすると、給電線路に定在波が立っている場合には $\lambda_g/2$ ごとに高インピーダンスの位置が存在する。放射エレメントの放射抵抗 R は、エレメントであるスロットの長さや幅によって大きく変化する。ここでは、図 4.18 の左側に示す寸法のスロットを採用することとする。この寸法とすることにより、図 4.18 の右側に示すように、放射抵抗 R は導波路インピーダンスに比べて十分小さいと近似できる。この近似により、図 4.16 の等価回路において、高い導波路インピーダンスの位置での定在波電圧 V_R 、および放射抵抗 R が挿入された位置での定在波電流 I_n を、以下の関係で表わすことができる。なお、 Z_n は給電線路上の各領域の導波路インピーダンスである。

$$I_n = \frac{V_R}{Z_n} \quad (4.3)$$

式(4.3)を使い、さらに I_1 と Z_1 を基準とすることにより、異なる導波路インピーダンス Z_n を有する給電線路上の各領域の電流 I_n を、以下の式で表わすことができる。

$$I_n = I_1 \frac{Z_1}{Z_n} \quad (4.4)$$

さらに、 Z_5 に対する I_5 と Z_5 を基準とすることにより、 Z_n は以下の式で表せる。

$$Z_n = Z_5 \frac{I_5}{I_n} = Z_o \frac{I_5/I_1}{I_n/I_1} \quad (4.5)$$

以上の設計手順を検証するために、図 4.16 の等価回路と図 4.17 の構造のアレーアンテナに、 $RH=\lambda/4$ 、 $d=0$ の条件を適用したモデルを作成し、電磁界シミュレーションにより計算したアレーの励振特性を表 4.1 に示す。なお、電磁界シミュレーショ

ンにおいて、アンテナを構成する導体はすべて完全導体とした。表 4.1 に示すように、各放射エレメントの励振特性は、設計理論値である等振幅等位相に大変近い値となった。なお、設計理論との差は、ゼロと近似した放射抵抗 R が実際にはゼロではないことによるものと考えられる。この結果から、図 4.16 の等価回路を使ったアレーアンテナの設計手法は、放射抵抗 R が小さい範囲において、振幅と位相の両方において有効であることが示された。

以上の検討から、放射抵抗 R が小さい場合の定在波励振のアレーアンテナの設計手法が確認できた。よって、次にグレーティングローブとサイドローブの両方を低減した定在波励振アレーアンテナの設計例を示す。WRG を給電線路に用いた定在波励振アレーアンテナでは、導波路波長と導波路インピーダンスを独立に制御していない場合には、導波路波長が自由空間波長よりも長いことからグレーティングローブが発生することを既に述べた。言い換えると、導波路波長と導波路インピーダンスを独自に制御できる FS-WRG を用いることにより、定在波励振アレーアンテナのグレーティングローブを低下させることが可能となる。また、2.2.1 に述べたように、アレーの中心部に対して端部の励振振幅を小さくすることによりサイドローブを低下させることができる。よってここでは、グレーティングローブとサイドローブの両方を同時に低減した定在波励振アレーアンテナの設計方法について説明する。設計の手順は、まずグレーティングローブを低減するために給電線路の導波路波長を自由空間波長よりも短くし、その後、導波路波長を保ったまま導波路インピーダンスを調整することにより励振振幅を調整する。以下に詳細な設計手順を示す。

最初に、実現可能な I_n と Z_n の範囲について以下のように求める。

- 実現可能な励振振幅を確認する。図 4.13 から実現可能な正規化された導波路インピーダンスの範囲が 0.2 から 1.0 であることが示される。放射抵抗 R をゼロと近似すれば、励振振幅は定在波励振の各共振線路の電流 I_n と等しい。また、各共振線路の電流 I_n は各共振線路の導波路インピーダンス Z_n に反比例の関係がある。よって、実現可能な励振振幅の範囲は 1.0 から 0.2 の範囲となる。
- 次に、実現可能な導波路波長を確認する。図 4.14 から、実現可能な正規化された導波路波長は 0.85 から 1.0 であることが示される。その範囲の導波路波

長を得るための、正規化されたリッジ高さ $RH = \lambda/4$ の範囲は 0.25 から 0.36 であり、正規化された周期凹凸の深さ d/λ の範囲は 0 から 0.125 となる。つまり、グレーティングローブはエレメント間隔が狭いほど低減できることを考慮すると、最もグレーティングローブを低減できるのは正規化された導波路波長が 0.85 のときとなる。

- 最後に、最もグレーティングローブを低減できる、正規化された導波路波長 $\lambda_g/\lambda = 0.85$ を実現するリッジ高さ RH と周期凹凸の深さ d の組合せを選択する。

次に、 I_n , Z_n , λ_g を決定する。表 4.2 は、図 4.16 と図 4.17 の構造の定在波励振アレーアンテナにおいて、放射エレメントの数を $n = 10$ として選定した I_n , Z_n , λ_g の値を示している。表 4.2 において、 Z_5 は図 4.17 のアレー両端部の導波路インピーダンスであり、 Z_1 は図 4.17 の入力ポートの隣接部の導波路インピーダンスである。表 4.2 に示したように、本設計では励振振幅として中心から両端のエレメントに向かって比例的に減少する励振振幅を付与しており、よって Z_1 を 0.2 に、 Z_5 を 1.0 に設定している。図 4.19 は、図 4.16, 図 4.17, 表 4.2 にしたがって作成した定在波励振アレーアンテナの、給電線路中心における断面図を示している。表 4.3 と図 4.20 は、図 4.19 の給電線路の断面形状を有するアレーアンテナモデルについて、電磁界シミュレータを用いて計算した励振特性と指向性を、それぞれ示している。なお、アレーアンテナモデルの導体はすべて完全導体としている。また図 4.20 には、

- **Uniform :**

図 4.17 の放射エレメントが設けられた上側導体板のみのモデルを使い、放射エレメントの間隔を自由空間波長の 0.85 とし、等振幅等位相励振の場合の指向性

- **Design target :**

図 4.17 の放射エレメントが設けられた上側導体板のみのモデルを使い、表 4.2 の I_n/I_1 欄に示した励振振幅の場合の指向性

- **Obtained :**

本設計で得られた指向性

の3つの指向性を重ねてプロットしている。図 4.20 の **Uniform** 指向性と **Obtained** 指向性を比較することにより、**FS-WRG** を用いて給電線路の導波路波長を短縮することにより、グレーティングローブが抑圧されたアレーアンテナを実現できていることが示される。さらに、図 4.20 の **Design target** 指向性と **Obtained** 指向性を比較することにより、設計目標のとおりサイドローブを低減できることが示される。この結果から、導波路波長を制御できる **FS-WRG** と図 4.16 の等価回路による設計手法を採用することにより、サイドローブを低減したアレーアンテナを効率よく設計できることが示された。

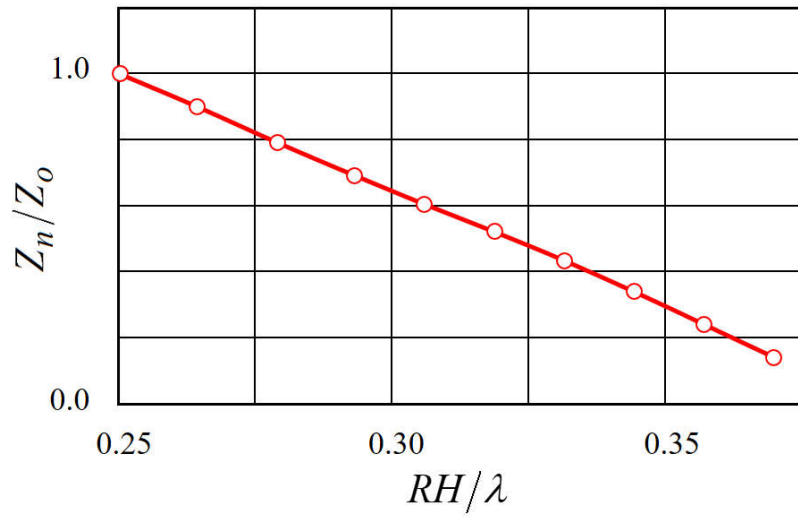


図 4.13 図 4.10 で $DD=0$ としたときの FS-WRG の正規化インピーダンス特性

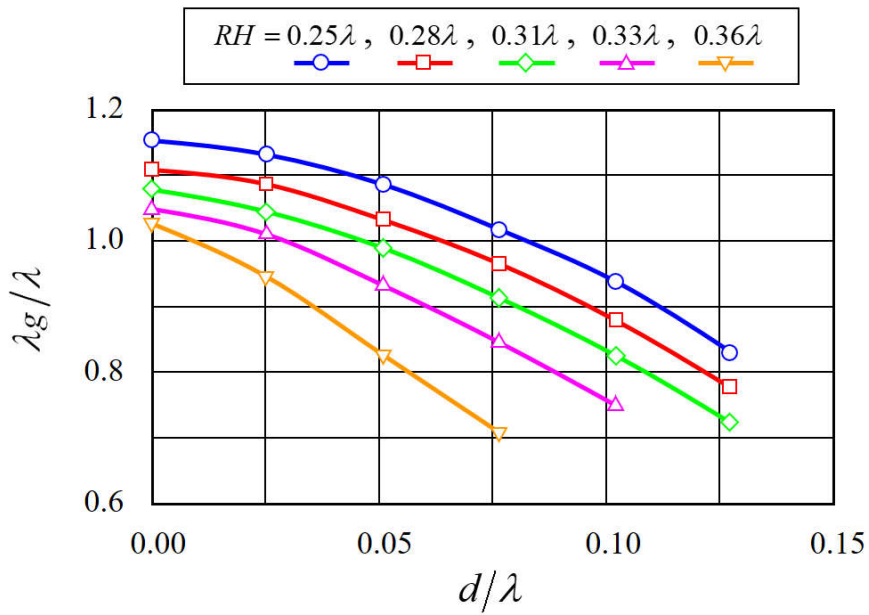


図 4.14 図 4.10 で $DD=0$ とし d を変化させたときの FS-WRG の波長特性

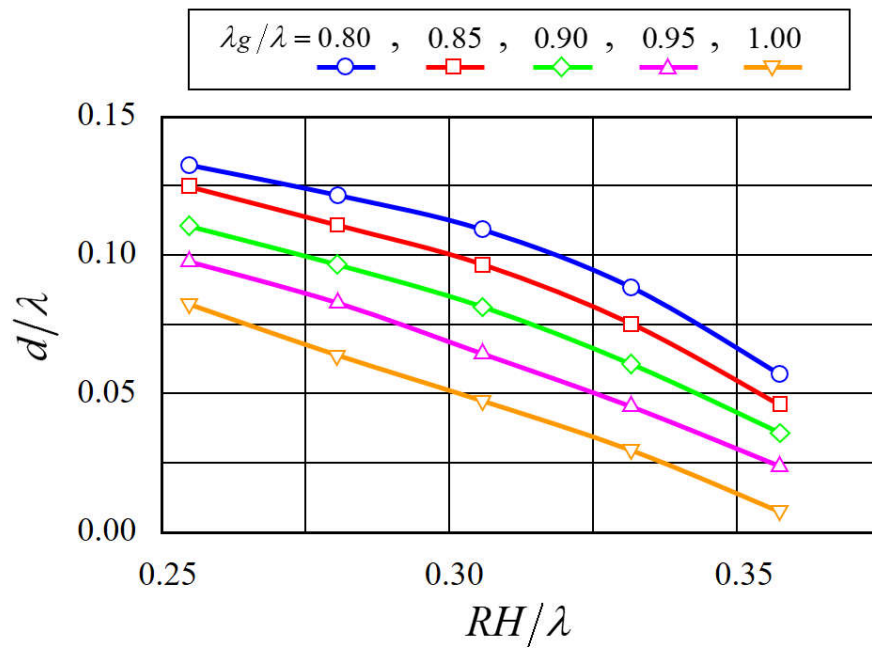


図 4.15 図 4.10 で $DD=0$ とし d と RH を変化させたときの FS-WRG の波長特性

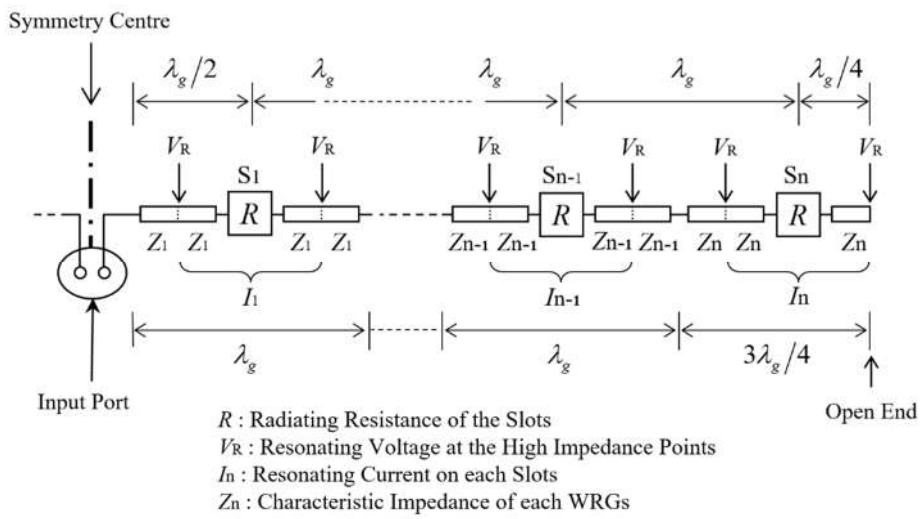


図 4.16 定在波励振したときのアレーアンテナの等価回路

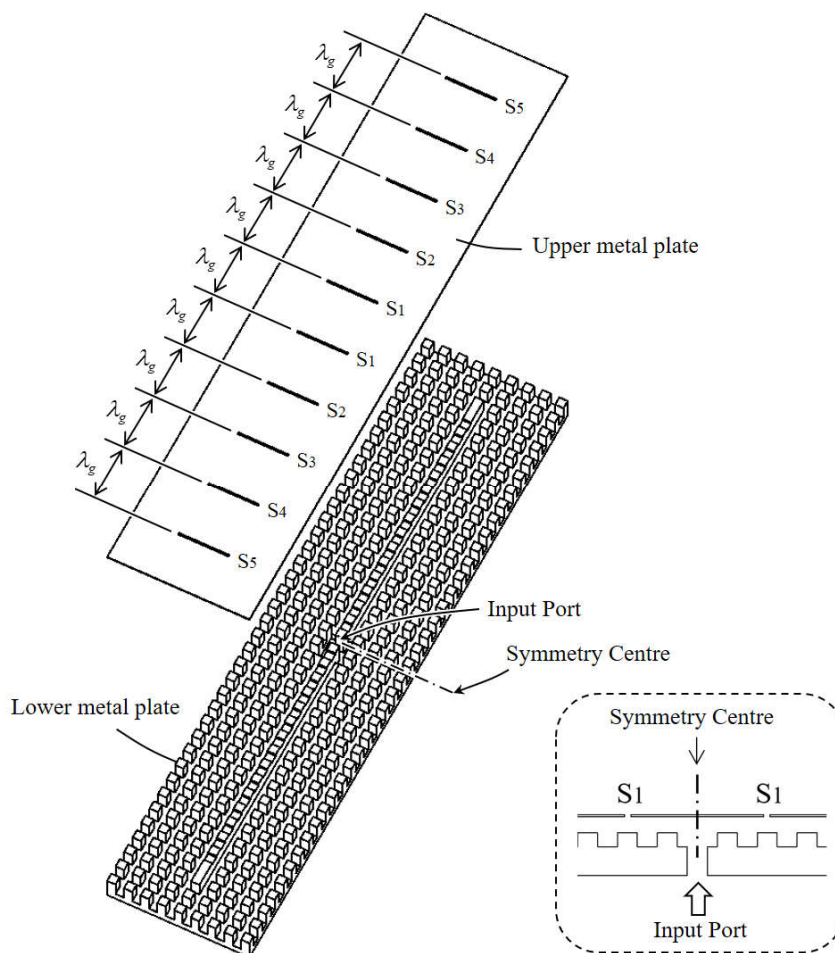


図 4.17 定在波励振によるアレーアンテナの構造

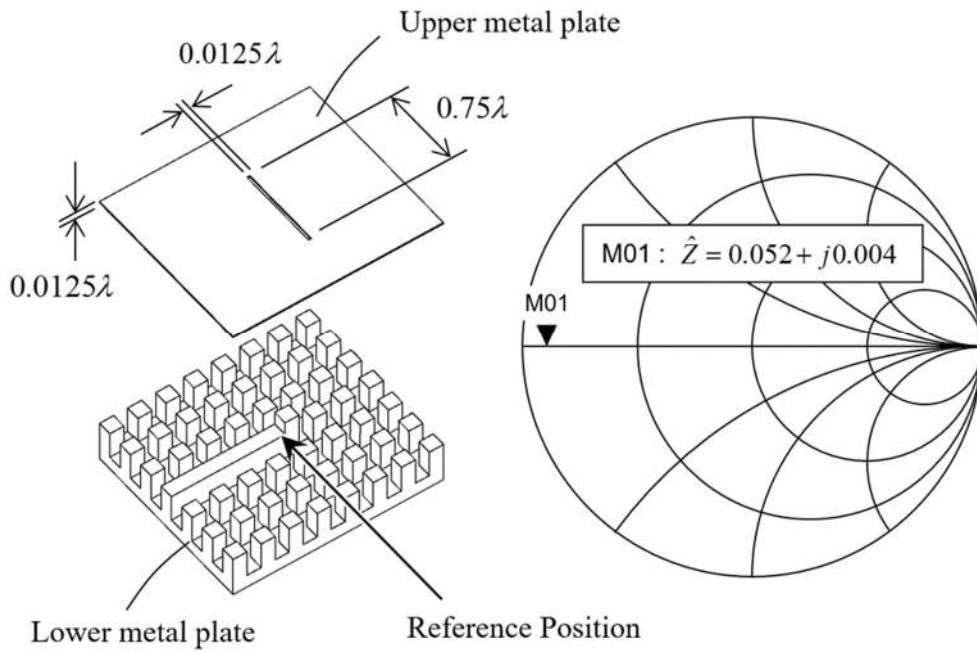


図 4.18 非常に小さな放射抵抗を有するスロット寸法

表 4.1 図 4.17 において $RH = \lambda/4$, $d = 0$ のときの励振特性

	S1	S2	S3	S4	S5
MAG [dB]	0.00	-0.19	-0.28	-0.49	-0.79
ANG [deg]	0.0	-0.6	-2.2	-4.5	-7.5

表 4.2 図 4.16～図 4.17 のアレーアンテナの導波路パラメータ

$\lambda_g = 0.85\lambda$, $Z_o = Z_5$				
n	I_n/I_1	Z_n/Z_o	RH/λ	d/λ
1	1.00	0.20	0.36	0.04
2	0.80	0.25	0.36	0.05
3	0.60	0.33	0.35	0.06
4	0.40	0.50	0.32	0.09
5	0.20	1.00	0.25	0.13

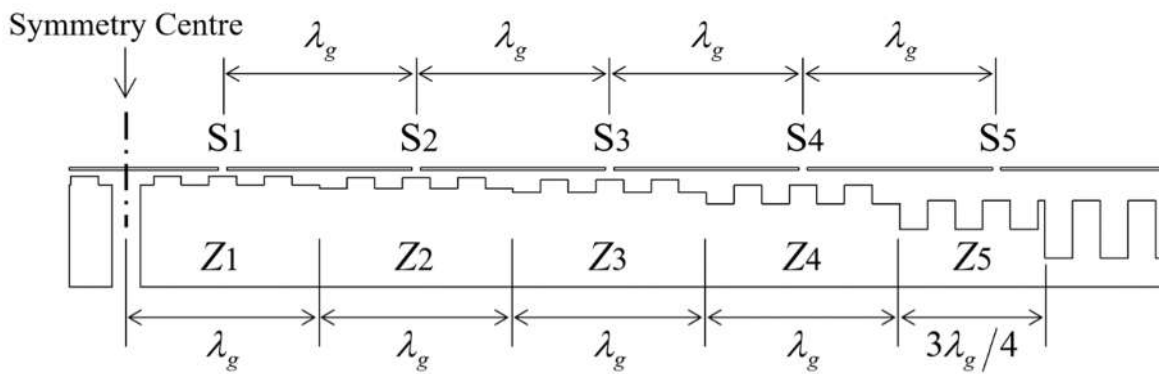


図 4.19 表 4.2 のパラメータを有するアレーアンテナの断面図

表 4.3 図 4.19 の構造について電磁界シミュレーションで得られた励振特性

	MAG [lin]	ANG [deg]
S ₁	1.00	0.0
S ₂	0.94	2.8
S ₃	0.73	4.1
S ₄	0.45	3.1
S ₅	0.36	5.5

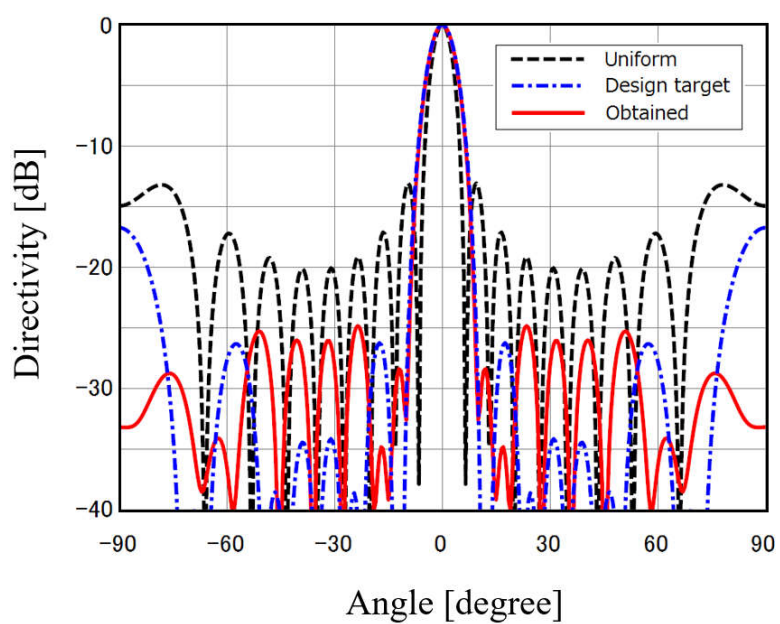


図 4.20 図 4.16～図 4.17 の寸法のアンテナの電磁界シミュレーション結果

第5章 二次元アレーアンテナへの応用

第4章では、まず WRG を定在波励振の給電線路に用いた一次元アレーアンテナの原理を確認し、それをステップとして、WRG を定在波励振の給電線路に用いた一次元アレーアンテナにおいて、サイドローブを低減できることを示した。第5章では、第4章で得られた成果をステップとして、本研究のメインターゲットである、車載ミリ波レーダ用の二次元アレーアンテナを設計試作する。

第1章でも述べたように、車載ミリ波レーダメーカーによると、車載ミリ波レーダ用のアレーアンテナでは、同一車線上を走行する車を検出するアレーアンテナと、横からの飛び出す人や自転車を検出するアレーアンテナの2つがあり、それぞれ、

【同一車線上を走行する車を検出するアレーアンテナ】

- ・低損失であること
- ・22 dBi 以上の絶対利得を有すること[69]
- ・サイドローブレベルが-20dB 以下であること

(ただし、エレベーション方向は-15dB 以下でよい[69])

【横からの飛び出す人や自転車を検出するアレーアンテナ】

- ・低損失であること
- ・広い指向性を有すること
- ・狭い間隔で放射エレメントを狭い間隔で配置できること

(理想的には、 $1/2$ 波長以下の間隔で配置できるのがよい)

ということが要求されている。さらに、第1章で述べたように、上記2つのレーダ機能は1つ MMIC で信号処理されることから、ミリ波を MMIC とアレーアンテナ間を低損失で接続するためには、上記2つのアレーアンテナを一体に構成する必要がある。つまり、上記2つのアレーアンテナは同じ導波路による給電線路で作製できることが

必要となる。

以上のことから第5章は、本研究において「WRG を給電線路に用いたアレーアンテナが、上記の車載ミリ波レーダ用のアレーアンテナに対するすべての要求を満たす可能性を持っているかについて、二次元アレーアンテナを設計試作することにより検証する」と位置づけたものになっている。

5.1 アンテナ構造

5.1.1 多層構造と各層の機能

最初に、76.5 GHz 帯向けに設計試作した二次元アレーアンテナ[122]の構造について説明する。図 5.1 は、76.5 GHz ミリ波レーダへの応用を目的に開発した、アレーアンテナの多層構造を示す図である。基本的な二次元アレーアンテナは、Layer1～Layer3 で構成され、Layer1 に放射部が設けられ、Layer1 と Layer2 との間（以後、Layer12 間とする）に x 方向の分岐線路が設けられ、Layer2 と Layer3 との間（以後、Layer23 間とする）に y 方向の分岐線路が、それぞれ設けられている。また、Layer3 と Layer4 の間（以後、Layer34 間とする）には、外部回路とのポート位置を合わせるために、信号の引回し線路が設けられている。また、外部回路を接続しないでアンテナだけの特性を測定するために、Layer4 の下部には、導波管接続治具を介してフランジ付き WR10 導波管が取り付けられるよう構成されている。なお、今回開発した平面アレーアンテナは、複雑な多層構造を有していることと、以後の説明でアンテナ各部を抽出した図を多用することから、図 5.1 を含めたすべての図に、同一の座標軸 (x - y - z 軸) を付与して示している。

図 5.2 は、放射素子がアレー状に設けられた Layer1 の形状を示している。図 5.2 に示すように、Layer1 には放射部が設けられ、開口部の外周寸法は $27.25 \text{ mm} \times 22.00 \text{ mm} = 599.5 \text{ mm}^2$ (約 600 mm^2) となっている。また、放射部はスロットとホーンを組合せた構成となっており、 y 方向が電界方向で、 x 方向が磁界方向の直線偏波を発生する形状となっている。さらに、 x 方向については両端を除く放射素子間に導体壁のない連結ホーン形状となっており、これにより開口面積が広くなり、開口効率を向上させる効果を得ている。また、図中の y - z 断面に示したように、各ホーンは開口表面に近い領域がボックス形状となっており、これにより開口表面での位相をより同位相に近く揃えられるので、開口効率を向上させる効果を得ている。このように構成した上で、さらに開口面全体を効率的にかつグレーティングローブレベルを最小限に抑えるために、スロット間の距離は x 方向が 3.25 mm 、 y 方向が 3.75 mm と、それぞれ 76.5 GHz の自由空間波長 3.92 mm よりも短く設定している。この結果、放射部全体で、ホ

ーンについては x 方向が 1 つで y 方向が 6 つ、スロットについては x 方向が 8 つで y 方向が 6 つの配置となっている。

Layer1 の各スロットを励振する信号は、Layer12 間と Layer23 間の 2 つの分配給電層で作成しており、Layer12 間が y 方向への分配給電を、Layer23 間が x 方向の分配給電を、それぞれ分担するよう構成されている。

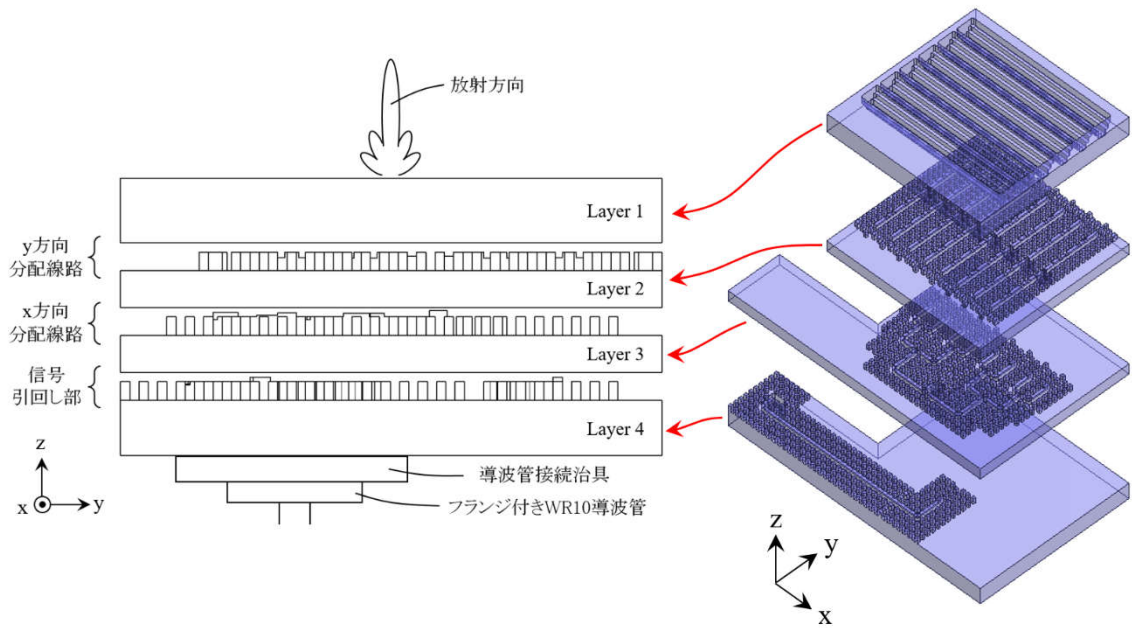


図 5.1 アンテナの層構造

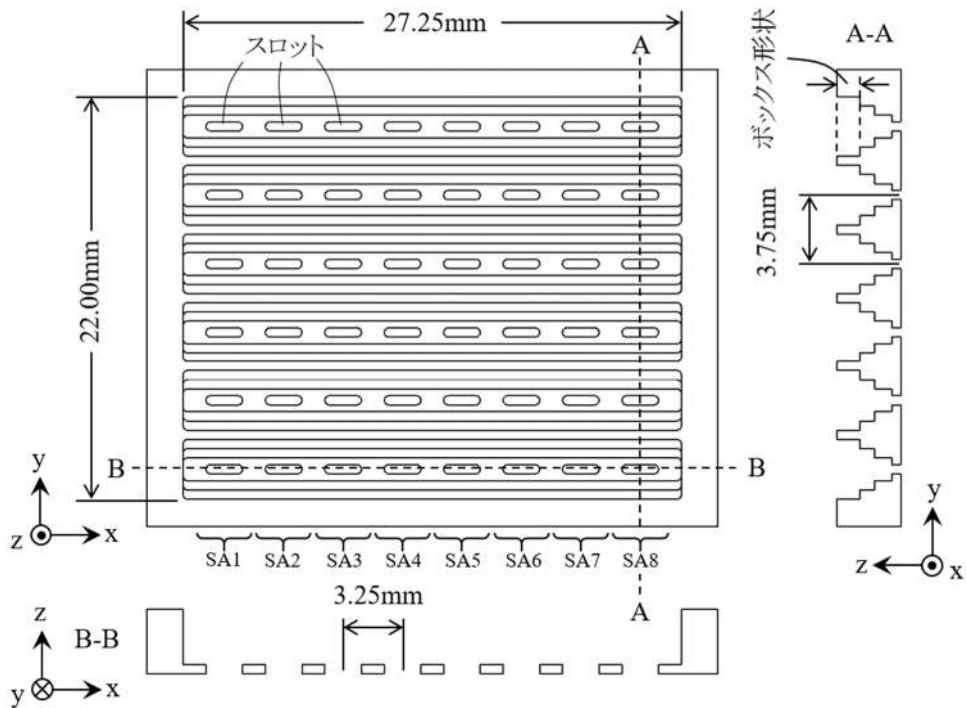


図 5.2 Layer1 の形状

5.1.2 給電設計とサイドローブ低減方法

図 5.3 は、Layer12 間に構成された y 方向に分配給電する線路を、 x - y 断面と y - z 断面で示しており、図 5.2 に示した、 y 方向のサブアレー SA1~SA8 のすべてに共通する形状となっている。図 5.3 に示すように、 y 方向への分配給電は直列方式を採用している。また、図 5.3 に示すように、 y 方向に並んだ Layer1 のスロット（点線で図示）S1~S6 に分配給電するために、終端を開放した WRG を使用し、WRG の中央に配置した Layer12 間入力ポートから信号を入力する形状となっている。ここで、Layer1 スロット S1~S6 への分配給電特性は、WRG 上に設けた凹凸形状による振幅分布付与部で調整しており、図 5.4 は、アルミニウムを材料とした場合の、各スロットの励振振幅と励振位相の設計値を示している。なお、図 5.4 は、図 5.2 のサブアレー SA4（もしくは SA5）の部分について Layer1 のホーンのインピーダンスを含んだ特性であり、電磁界シミュレーションでは各スロットに 50 k Ω の高インピーダンスの微小ポートを設けて計算している。図 5.4 に示すように、今回の設計では 76.5 GHz において、 y 方向のアレー中心部から外側に順番に並ぶ Layer1 スロットに約 -2.5 dB ずつの励振振幅が付くとともに、隣接するスロット間の励振位相差は 10 度以下になっている。

図 5.5 は Layer23 間に構成された x 方向に分配給電する線路を x - y 断面と y - z 断面で示したものである。なお、Layer23 間の線路は x 方向に対称形状であることから、図 5.5 は対称中心 A-A から片側だけを示している。図 5.5 に示すように x 方向への分配給電は並列方式を採用しており、さらに Layer23 間入力ポートから x 方向に並んだ Layer12 間入力ポート（点線で図示）にトーナメント形状に配置した WRG を介して信号を分配する形状となっている。ここでトーナメント線路により 4 つに分岐した経路を B, C, D, E で示し、各線路の中心線 B-B, C-C, D-D, E-E における断面形状を図 5.5 の右側に示している。各線路の断面形状に示されたように、トーナメントの各屈曲部と各ポート部の WRG 上には整合のための凹凸形状を設けるとともに、各 Layer12 間入力ポートへの分配給電特性はトーナメント屈曲部の凹凸を振幅分布付与部（図中に「振幅分布付与部」と記載）として利用して調整している。図 5.6 は、アルミニウムを材料とした場合の、 x 方向の分配特性の設計値を示している。なお、

図 5.6 は、電磁界シミュレーションにおいて、Layer12 間入力ポートと Layer23 間入力ポートを各ポート形状に対する整合終端として計算した値である。図 5.6 に示すように、今回の設計では 76.5 GHz において、 x 方向のアレー中心部から外側に順番（図中では B, C, D, E の順）に並ぶ分岐路に相対振幅で約、0 dB, -3 dB, -4 dB の励振振幅が付与されているとともに隣接ポート間の励振位相差は 10 度以下になっている。

図 5.7 は、Layer34 間に構成された信号引回し線路を、 x - y 断面と y - z 断面で示している。図 5.7 に示すように、信号引回し線路は WRG で構成され、両端が Layer23 間入力ポートと Layer34 間入力ポートに接続され、さらに、各屈曲部とポート部には、整合のための凹凸形状が設けられている。Layer34 間入力ポートは、接続する外部回路と整合性の観点から、WR10 導波管形状となっている。図 5.8 は、今回開発した信号引回し線路のアルミニウム材での設計値を、整合特性 S_{11} と通過特性 S_{21} で示している。なお、図 5.8 は、電磁界シミュレーションにおいて、Layer23 間入力ポートと Layer34 間入力ポートを、各ポート形状に対する整合終端に設定した計算した値である。図 5.8 に示すように、今回の設計では、76 GHz~77 GHz の範囲において、 $S_{11} < -20$ dB の整合特性と、 $S_{21} > -0.04$ dB の通過特性を得ている。

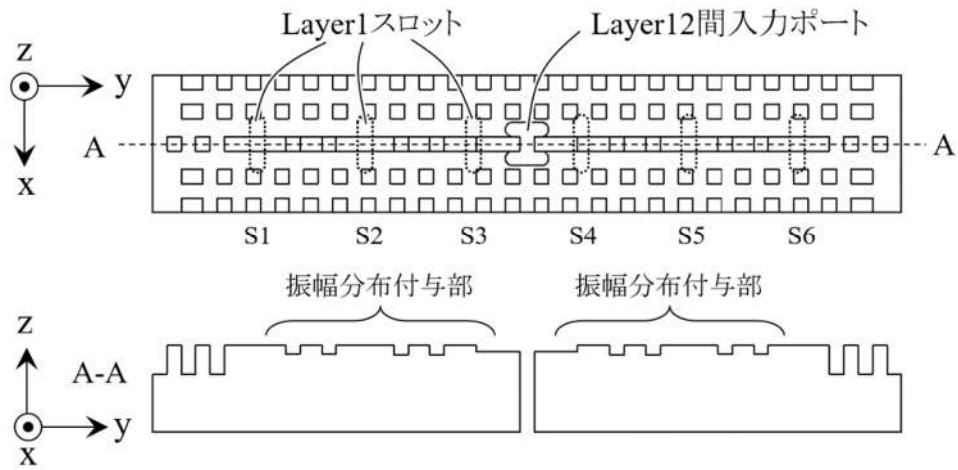


図 5.3 Layer1~Layer2 間の形状

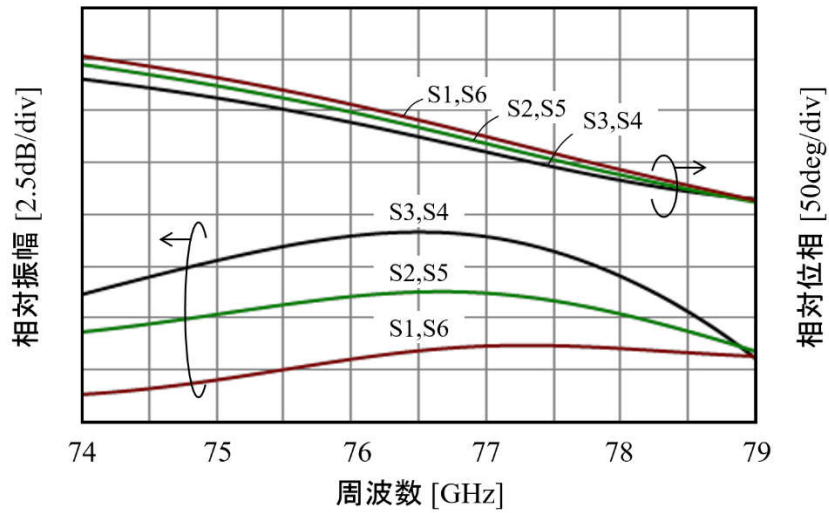


図 5.4 y 方向分配線路の特性 (設計値)

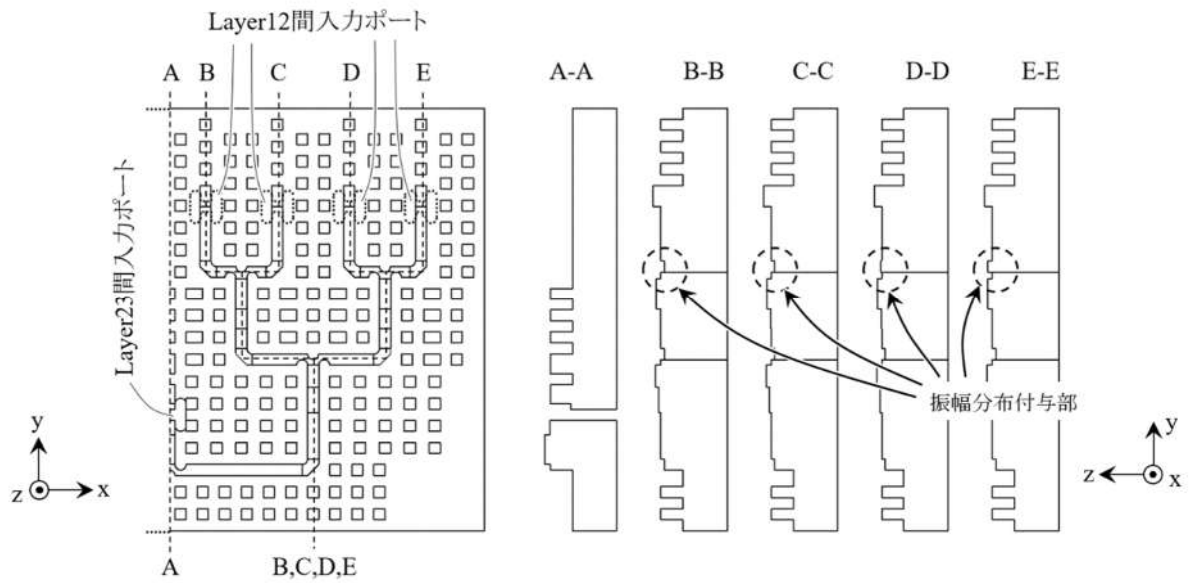


図 5.5 Layer2~Layer3 間の形状

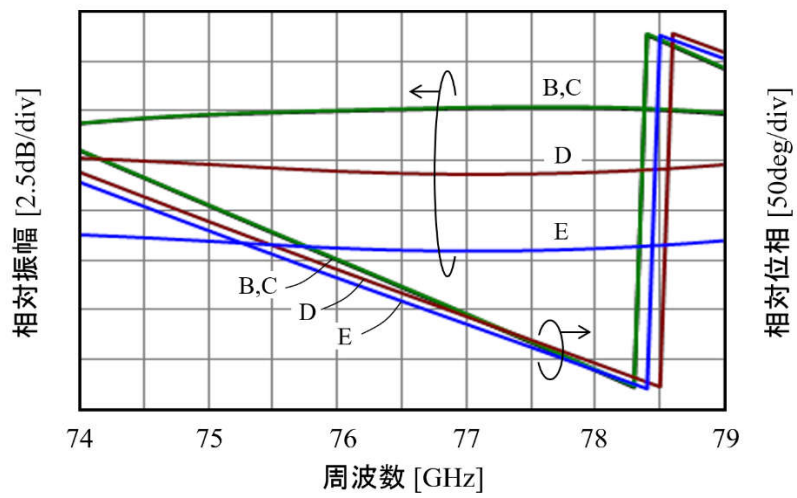


図 5.6 x 方向分配線路の特性 (設計値)

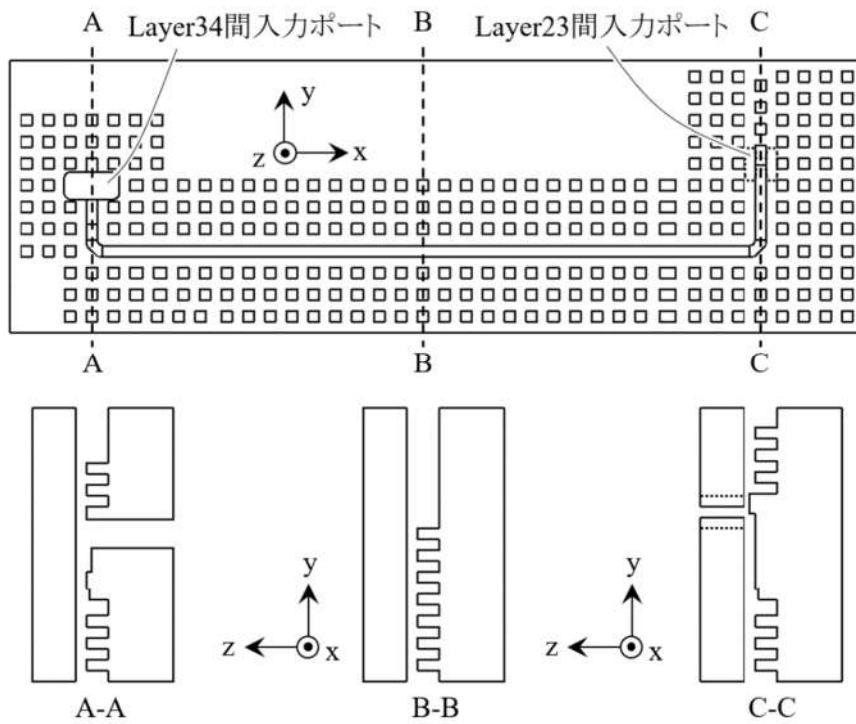


図 5.7 Layer3~Layer4 間の形状

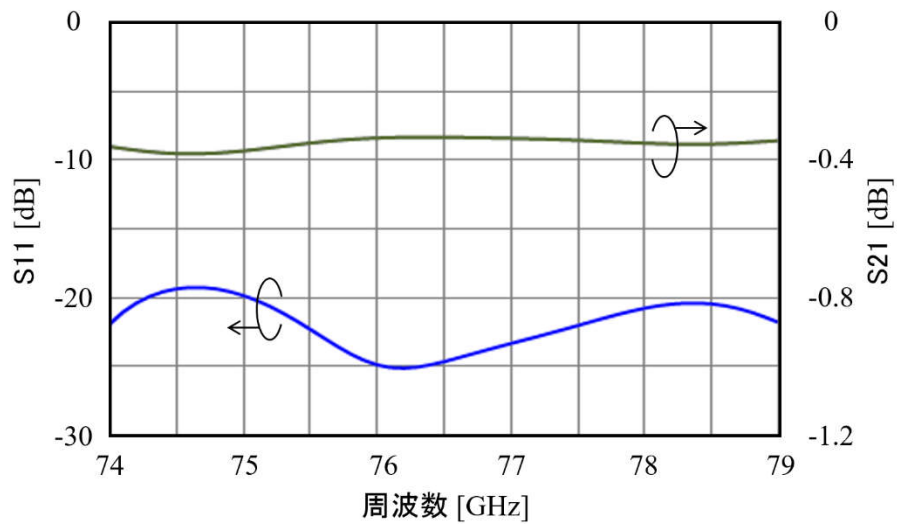


図 5.8 信号引回し部の特性 (設計値)

5.2 試作結果

5.2.1 放射特性

図 5.9 は、本章で説明した二次元アレーアンテナを含み、今回アルミニウム材を使用して試作したアンテナ全体の概観を示している。また図 5.10 と図 5.11 は、図 5.9 のアンテナ全体うち、本章で説明した二次元アレーアンテナの指向特性の設計値と測定値をそれぞれ示している。つまり、図 5.9 に示した二次元アレーアンテナは、本章で説明した以外の他のアンテナ部も含んだものとなっている。図 5.10 と図 5.11 に示したように、二次元アレーアンテナの設計値と測定値は、良い一致をしている。

二次元アレーアンテナの設計で得られた値は、正面利得が 24.9 dBi、電界面と磁界面の両方向におけるサイドローブレベルが約-20 dB 以下であった。なお、正面利得は図 5.1 に示した Layer1~Layer4 を含み、さらに Layer34 間ポートでの不整合損失も含めた値となっている。得られた設計値を用いれば、ホーン開口部の外周寸法（約 600 mm²）から求めた中心周波数での開口効率は 63.0 %（利得計算式 $G=4\pi S\eta/\lambda^2$ から求めた η 値）となる。

また、試作した二次元アレーアンテナについて、標準ピラミダルホーンとの置換法で測定した正面利得は 25.0 dBi であった。よって、ホーン開口部の外周寸法から求めた中心周波数での開口効率は 64.5 %となる。なお、正面利得の測定値が設計値より 0.1 dB 大きくなったことは、切削により表面粗度が大きくなりよって導体損失が上がることを考慮すると、誤差の要因は、測定誤差もしくは電磁界シミュレーションにおける解析寸法とメッシュサイズが影響したものと考えられる。また、電界面と磁界面の両方向におけるサイドローブレベルの測定値は-20 dB 以下であった。



図 5.9 試作したアンテナの概観

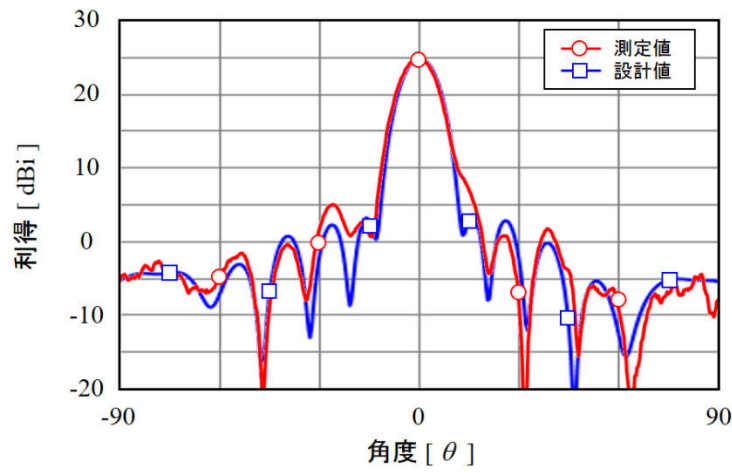


図 5.10 電界面内 (y 方向) 指向特性

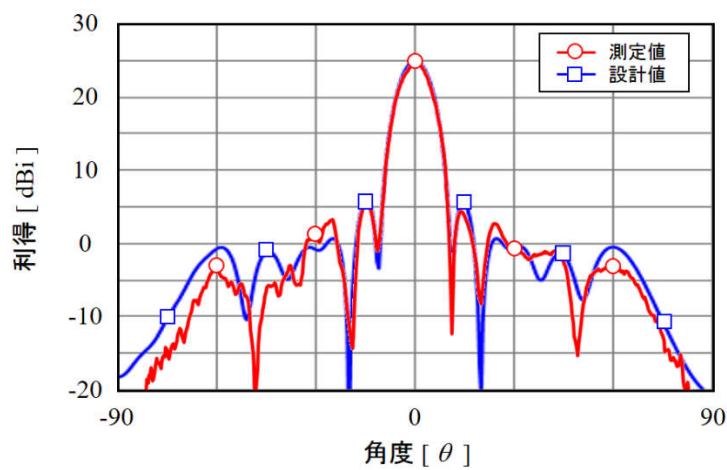


図 5.11 磁界面内 (x 方向) 指向特性

5.2.2 入力特性

図 5.12 は、図 5.7 のアンテナ全体うち、本章で説明した二次元アレーアンテナの入力特性の設計値と測定値を示している。なお、設計値と測定値の両方とも Layer1～Layer4 までを含んでの特性である。図 5.12 に示すように、実用的な車載ミリ波レーダ用アンテナの入力整合値を -10 dB としたとき、設計値では $76\sim 77$ GHz の帯域が、測定値では設計値より広い $75.75\sim 77.5$ GHz の帯域が得られた。なお、測定値が設計値よりも広帯域となった原因としては、まず NC 切削加工機で最も再現性を得難いと言われる z 方向の寸法誤差 (± 0.05 mm 程度を考慮する必要あり) とアルミニウム材の内部応力により切削品にわずかな反りが出たことが疑われる。さらに今回の試作では各 Layer 間の距離はスペーサを挿入して決める方法を採用したが、各 Layer 間の距離を初期寸法した場合に設計値と異なる特性となったことから、スペーサの厚さを ± 0.05 mm 程度調整する中で図 5.12 の結果が得られた。よって入力整合度が設計値よりも広がったのは、これら寸法に起因する複数の要因が互いに補償し合った結果と考えられる。

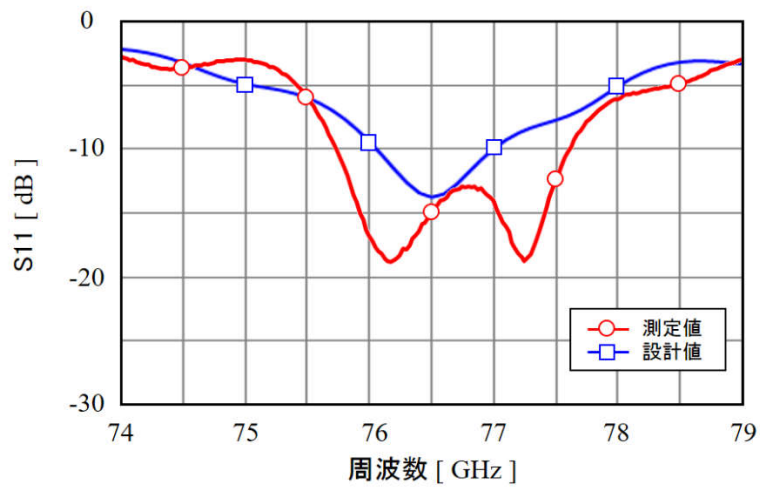


図 5.12 入力特性

5.3 二次元アレーアンテナの評価と本研究の達成度の検証

本章の冒頭に述べたように、第4章までの検討をステップとし、さらに「WRGを給電線路に用いたアレーアンテナが、車載ミリ波レーダ用のアレーアンテナに対するすべての要求を満たす可能性を持っているかを検証する」ことを目的として、本章では、WRGを給電線路に用いてサイドローブレベルを低減した76.5GHz帯車載ミリ波レーダ用の二次元アレーアンテナの設計試作をおこなった。

その結果、まず設計値と測定値で良好な一致を確認した。また、測定値として得られた値は、76.5GHzで25.0dBiの正面利得と64.5%の効率、さらに、電界面と磁界面の両方向におけるサイドローブレベルは-20dB以下、75.75GHz~77.5GHzで-10dBの整合帯域であった。

2.2.2では、利得と効率とサイドローブレベルの観点から、本研究のWRGを用いた二次元アレーアンテナの評価をすべく、従来のミリ波アレーアンテナで最も優れた特性を示した。表5.1は、2.2.2で示した特性と、本研究で得られた特性を比較して示したものである。ここで、アレーアンテナの利得はアンテナ面積を大きくすれば高くなることから、評価は効率でおこなうこととする。表5.1から、本研究による二次元アレーアンテナは、複数方式の従来のアレーアンテナで最も優れた特性と比べて、2番目に高い値を示している。また2.2.1で述べたように、サイドローブレベルは効率と合わせて評価する必要があり、さらにサイドローブのレベル数値とエネルギー比率の関係を考慮すると、電界面と磁界面の両面のサイドローブレベルがほぼ同等の値に揃っている同士で比較する必要がある。以上の視点で表5.1を眺めると、本研究の二次元アレーアンテナとサイドローブレベルを正しく比較できるのは、金属導波管を用いたアレーアンテナとなる。両者を比較すると、効率については金属導波管より本研究のアレーアンテナが7.5%高く、サイドローブレベルについては、電界面で金属導波管の方が3dB低く、磁界面では同じとなっている。サイドローブレベルは製品分野ごとに設計目標値が異なることと、上述したように車載ミリ波レーダのアンテナでは-20dB以下が目標値であることを考慮すれば、本研究のアレーアンテナは、利得と効率とサイドローブレベルからみた総合的な達成度という観点で考えれば、従来のアレーアンテナとほぼ同等にあると評価できる。

また、図 5.1 と図 5.7 に示したように、本研究の二次元アレーアンテナでは、MMIC が実装された基板上の入出力ポートと、アレーアンテナの入出力ポートの位置に合わせるための複雑な経路を、アレーアンテナの給電線路と同じ低損失な WRG で構成している。これにより MMIC の性能を最大限に利用できることとなる。また、本研究の二次元アレーアンテナでは、図 5.9 の赤線で囲った左側には、車載ミリ波レーダで横からの飛び出し物を検出する広い指向性で低損失なアンテナを、同じ WRG を用いて一体に作製している。これにより、車載ミリ波レーダでは、先行車の検出機能と横からの飛び出し物の検出機能を 1 つの MMIC で実現する要求を満足するものとなっている。これに対し、従来のミリ波アレーアンテナでは、複数のアンテナを一体に作製した報告はないことから、本研究のアレーアンテナは、従来のアレーアンテナが有する課題の一つを解決したものとなっている。

また、図 5.2 に示したように、今回設計試作した二次元アレーアンテナでは、サブアレーの配置間隔は 3.25 mm であり、波長で正規化すると約 0.81λ となっている。今回の設計においてサブアレー間隔を 3.25 mm とした理由は、図 5.2 の x 方向のビーム幅とサブアレー数について車載ミリ波レーダメーカーから要求があったことが理由であり、特に本研究の WRG を用いた二次元アレーアンテナの能力によるものではない。3.3.1 で述べたように、76.5 GHz 帯の車載ミリ波レーダのアレー給電線路に WRG を用いた場合、給電線路の能力としてはアレー間隔を 2.0 mm、つまり約 $\lambda/2$ まで狭めることが可能である。よって、車載ミリ波レーダにおいて横からの飛び出し物を検出するアレーアンテナに対する要求である $\lambda/2$ 間隔での配置を満足できる。

さらに、第 3 章に述べたように、WRG は組立が容易であることから低コストが要求される民生機器への適合性が良好である。さらに、WRG は容易にダイカスト工法で作製でき、また WRG 上を伝搬する電磁界は空気の領域にのみ存在し、かつ電流は表面にしか流れないことから、樹脂に導体メッキをする工法でも容易に作製できる。よって、低コストが要求される民生機器への適合性が良好である。

以上の評価をまとめると、本研究のミリ波帯二次元アレーアンテナは、従来のミリ波アレーアンテナと同等の性能を有しながら、さらに、従来のミリ波アレーアンテナが実現できていない、

- ・狭い間隔で放射エレメントを配置する（理想的には $\lambda/2$ の間隔）

- ・ MMIC とアレーアンテナを低損失で接続する線路を同時に作製する
- ・ 異なる要求特性のアレーアンテナを一体に作製する
- ・ 高利得、高効率、低損失、低サイドローブレベル
- ・ 低コストが要求される民生機器への適合性
- ・ 上記の要求すべてを同時に解決する

という、従来のミリ波アレーアンテナが有する課題を解決できたと考えられる。そして、これを達成できたのは、WRG という従来にない導波路を提案して、WRG を従来の導波管と同様に自由に使えるよう、WRG 内を伝搬する電磁波の物理的イメージの理解をはじめ、WRG の導波路波長が決定される原理を解析したことがベースとなっている。

以上のことから、本章の二次元アレーアンテナの実現をもって、第1章に述べた本研究の目標の達成が検証できたものと考えられる。

表 5.1 サイドローブの低減設計を入れた従来の二次元アレーアンテナと本研究で実現された二次元アレーアンテナの比較（従来の数値は表 2.1 の再掲）

	中心 周波数 [GHz]	アンテナ 寸法 [mm]	利得 [dBi]	効率 [%]	第一サイドローブレベル [dB]	
					E 面	H 面
金属導波管	76.0	80×84	34.8	57.0	-23.0	-20.0
熱拡散接合法	78.5	60×61 (周辺含む)	32.9	86.6	-27.1	-13~-14 (等振幅励振)
SIW/PWW	42.0	27×27	18.3	10.7	-24.1	-20.4
本研究	76.5	22×27.25	25.0	64.5	-20.0	-20.0

第6章 可変ビームアンテナへの応用

6.1 トロンボーン型移相器を用いた可変ビームアンテナ

6.1.1 移相器の構造と特性

近年、車載レーダやミリ波映像伝送を中心に、フェーズドアレーアンテナの用途が増大している。本章では、可動ワッフルアイアン導体板を用いた可変移相器と、それを用いたフェーズドアレーアンテナを実現する方法を示す。可変移相器は、WRGを用いている。本移相器は、低損失であるとともに直線性が良く、大きな位相変化量を有することが特長である。

図 6.1 に、WRG を用いた移相器[123-125]の構造を示す。移相器は、2組の WRG を積層した構成であり、最外層の導体板に入出力ポートが配置され、中間の導体層をスライドさせて導波路全体の長さを変化させる原理となっている。なお、中間の導体層には、リッジによる導波路が構成されるとともに、上下導体板に設けたポートの外側にはチョーク構造が設けられ、中間の導体層をスライドさせても入出力ポートの外側に電磁界が漏れないように構成されている。これら図 6.1 に示す構成により、可変移相器が実現される。

図 6.1 の構成の可変移相器は、導波路が楽器のトロンボーンに似ていることから、トロンボーン型移相器と呼ばれる。図 6.1 に示したように、2つの可変移相器を背中合せに積層した構成とすることで、入出力ポートの位置を固定し、中間層を図中の実線矢印方向へスライドさせるモデルを作成できる。このときの信号の流れは、破線矢印になる。

図 6.2 に試作したトロンボーン型移相器の概観を、図 6.3 にトロンボーン型移相器の測定の様子を、それぞれ示す。また、図 6.4 にトロンボーン型移相器の入力整合特

性の測定値を、図 6.5 にトロンボーン型移相器の通過損失特性の測定値を、図 6.6 にトロンボーン型移相器の移相特性の測定値を、それぞれ示す。設計には、車載レーダの 76.5 GHz において電磁界シミュレータ MW-Studio[104]を用いた。なお、設計において導体は完全導体とした。図 6.5 と図 6.6 の測定結果から、ワッフルアイアンを 12 mm スライドさせたとき、75.0 GHz において通過損失は約 1 dB 以下に保たれ、通過移相量は約 1800 度 (150 度/mm) と大きく、かつ直線性の良い特性が得られることが示される。このとき、入力整合度は約 -15 dB 以下に保たれることが、図 6.4 から示される。

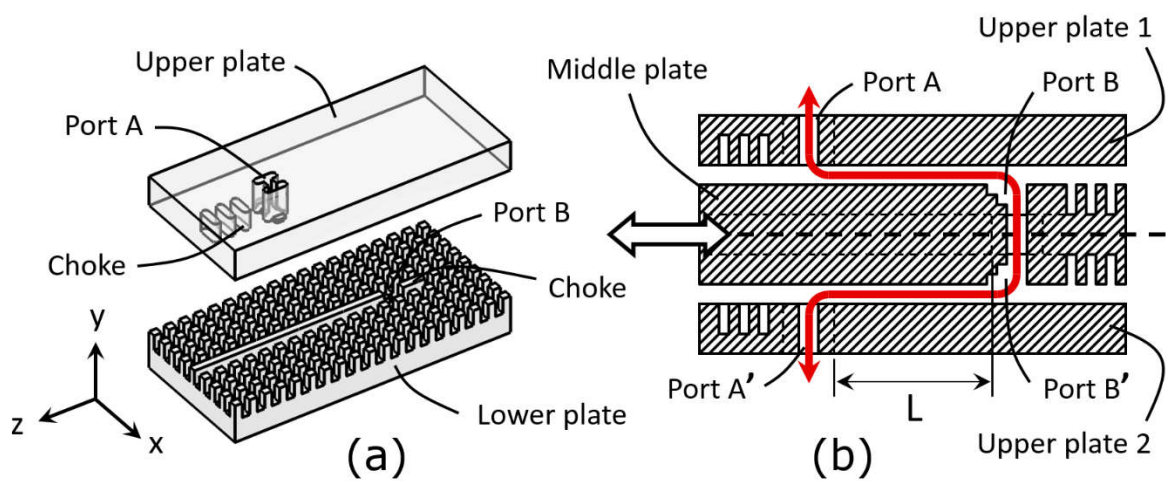


図 6.1 トロンボーン型移相器の基本構造

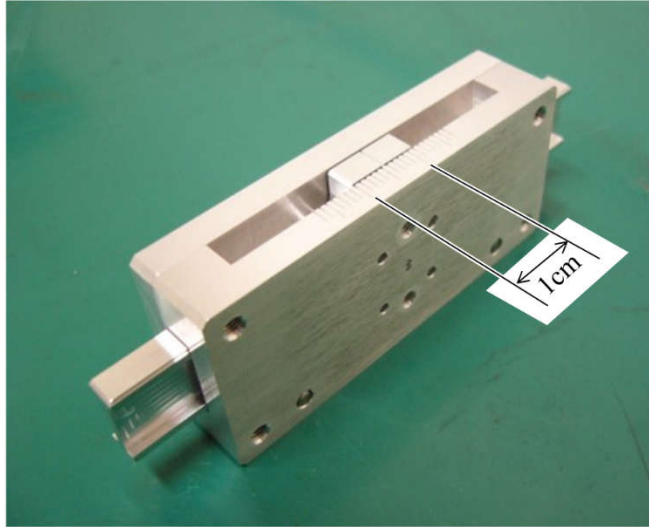


図 6.2 試作したトロンボーン型移相器の概観



図 6.3 トロンボーン型移相器の測定の様子

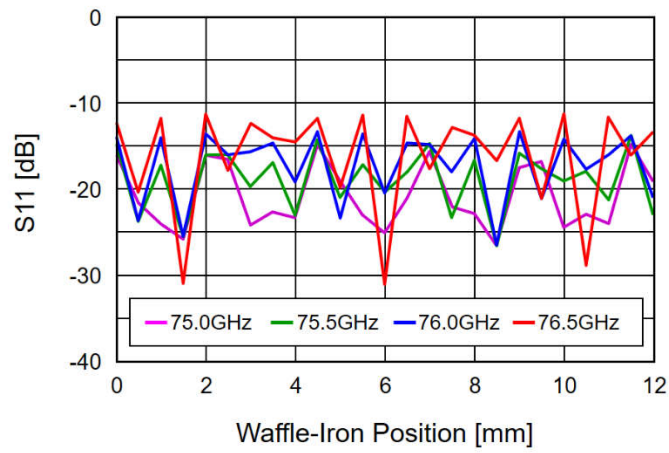


図 6.4 トロンボーン型移相器の入力整合特性（測定値）

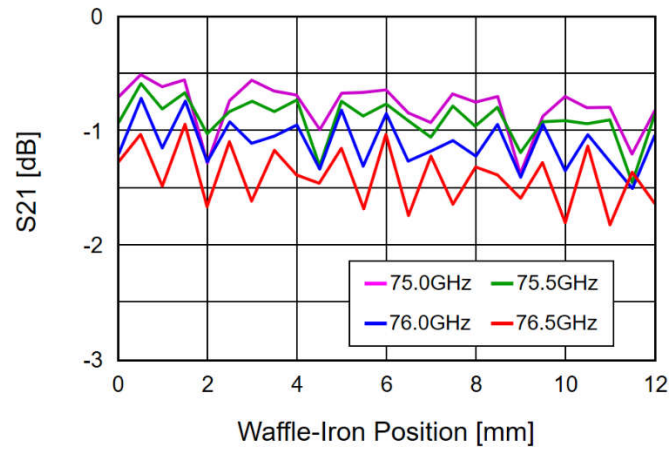


図 6.5 トロンボーン型移相器の通過損失特性（測定値）

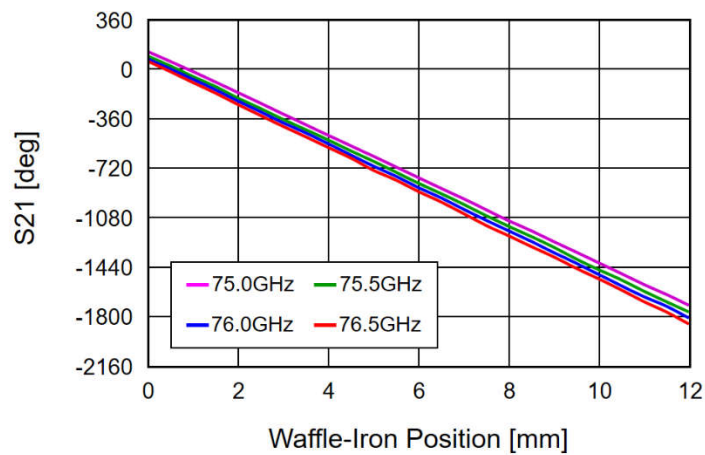


図 6.6 トロンボーン型移相器の移相特性（測定値）

6.1.2 アンテナ構造と移相器配置

前章までに、WRG を用いた直線タイプの移相器と放射器を示した。本章では、76 GHz 帯 16 列フェーズドアレーを実現する方法を示す。そのためには、移相器を同心円弧状とし、分配器にも WRG を用いる。本章では、その試作結果と合わせて説明する。

試作した給電装置は、測定用の導波管引出し部とベース板を除くと、同時に作り込んだレドーム付きの放射器を含めて $62 \times 62 \times 25$ mm の外形寸法に納まっている。また、レドームを外して放射器のスロット近傍を導波管プローブでスキャンした結果、外側 8 列のみであるが、フェーズドアレーに必要な移相特性を有していることを確認した。今回の試作により、WRG だけで複雑なフェーズドアレー給電装置を実現できる目処を得た。このフェーズドアレーアンテナは車載レーダ以外にも例えば周波数帯を変えることにより車載衛星追尾アンテナ等への応用も期待される。

試作した 76 GHz 帯 16 列フェーズドアレー給電装置の分解斜視図を図 6.7 に示す。図 6.7 に示すように、給電装置は、1 枚のレドーム板と、5 枚の固定導体板#1~#5 と、1 枚の回転導体板を有し、各導体板の隙間で構成される 5 層の WRG を用いて分配器、移相器、放射器を実現している。WR10 導波管入力ポートに入力された信号は、各層の WRG と各導体板に設けた貫通孔を通して放射器へ導かれるが、16 列に信号を分配させると同時に、各信号間に一定比率の位相差を与えるという複雑な機能を実現する必要がある。よって、図 6.7 中の信号経路に示すように、信号を 3 度、回転導体板を通過させる構造となっている。

フェーズドアレーアンテナは、隣接する放射エレメント間で同じ位相差となる条件を保持することで実現される。そのため、回転導体板の両面に同心円弧状の複数のリッジを設け、導体板の回転角で挟まれる各円弧状リッジの長さがそれぞれの半径に比例することを利用して、16 列の信号に一定比率の位相量を付与する。しかし、回転導体板の中心部にはモータ（図示せず）の軸を固定するベアリング（図示せず）を組付けるため、円弧状リッジが配置できない。よって、そのままでは 16 列の信号に一定比率の位相量を与えられない。そこで、今回提案した給電装置では、導体板の回転角に対して移相量の符号が異なる移相器と、移相量がゼロの移相器を用いることで、

すべての信号の位相差を一定比率としている。以下、図 6.8 から図 6.10 を用いて、その詳細を説明する。

図 6.8 は、回転導体板とそれを挟む固定導体板#3, #4 の断面構造を示している。図 6.8 に示すように、本給電装置では回転導体板が回転するとき導波路長が変化して移相量も変化する移相器(a)と、導波路長が変化せず移相量も変化しない移相器(b)とを使う。さらに、移相器(a)において、固定導体板#3, #4 の貫通孔と回転導体板の貫通孔の位置関係を図 6.8 で左右逆とすることにより、回転導体板が回転するとき移相量の符号が異なる 2 つの移相器を作り出し、よって合計 3 種の移相器を実現している。図 6.9 は、回転導体板上で前記 3 種の移相器の配置を示した模式図であり、図中には分配器（実線と破線）と放射器、さらに各移相器の円弧状リッジの半径寸法を記している。図 6.9 中に、ヘアピン形状とクランク形状で記したものが移相器を示しており、その形状は図 6.8 の移相器の信号経路形状に対応している。つまり、ヘアピン形状が図 6.8(a)の移相器を、クランク形状が図 6.8(b)の移相器を、それぞれ示している。なお、分配器は、実線が固定導体板#2, #3 間のものを、破線が固定導体板#4, #5 間のものを、それぞれ示している。また図 6.10 は、本給電装置の移相器の接続図を示している。図中の式が記されたブロックが移相器を示し、分配器は実線と破線で記すとともに、図 6.9 のそれと一致している。ここで、図 6.10 のブロック中の式は、図 6.9 において回転導体板が半時計方向に $\Delta\phi/2$ 回転したとき、移相器の配置と円弧状リッジの半径から求まる、円弧状リッジの長さの変化量を求めた値を示している。図 6.10 において、入力ポートから各放射器に到達する 16 列の信号の移相量は、ブロック中の式を合計したものになるので、隣接する全信号間の移相量の差はすべて $\Delta r\Delta\phi$ となり、一定比率を保つこととなる。よって、16 列の信号で分配器による位相回りもすべて同じに設計すれば、隣接する全信号の位相差もすべて一定比率を保つことになる。

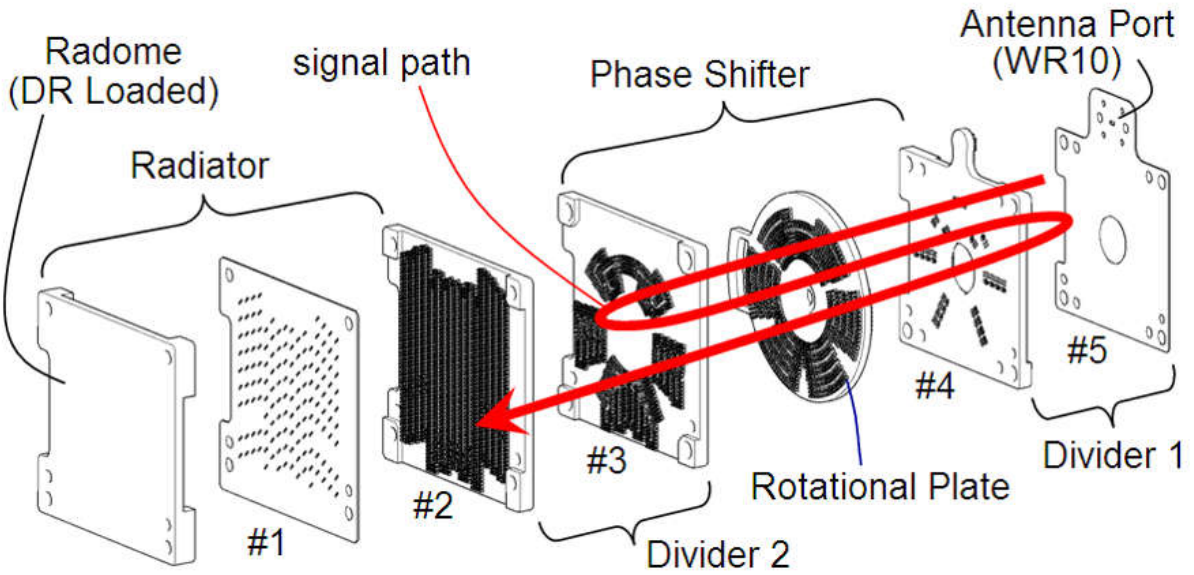


図 6.7 76 GHz 帯 1 6 列フェーズドアレー給電装置の分解斜視図

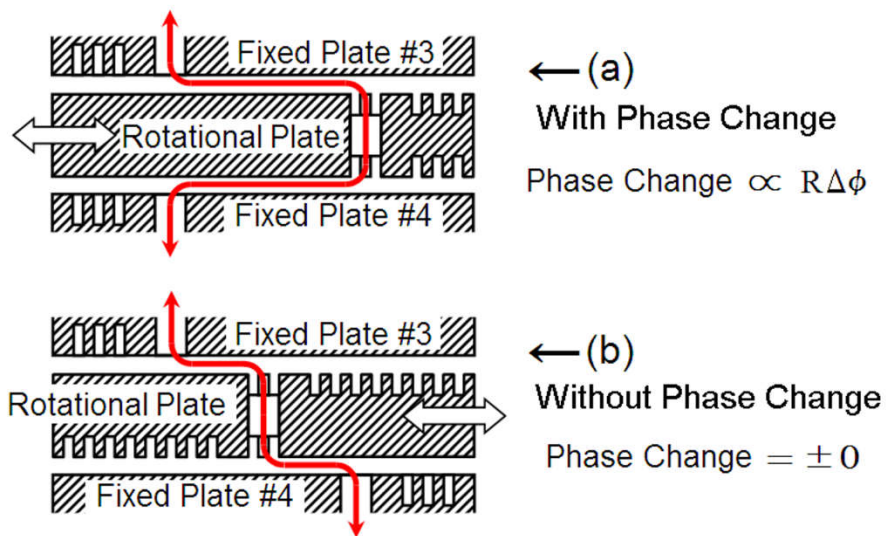


図 6.8 回転導体板とそれを挟む固定導体板#3, #4 の断面構造

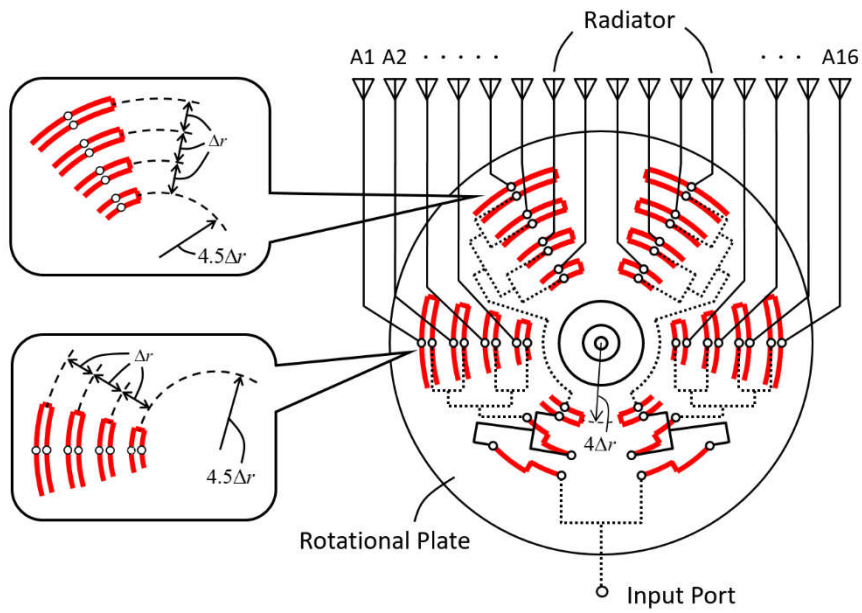


図 6.9 回転導体板上で前記 3 種の移相器の配置を示した模式図

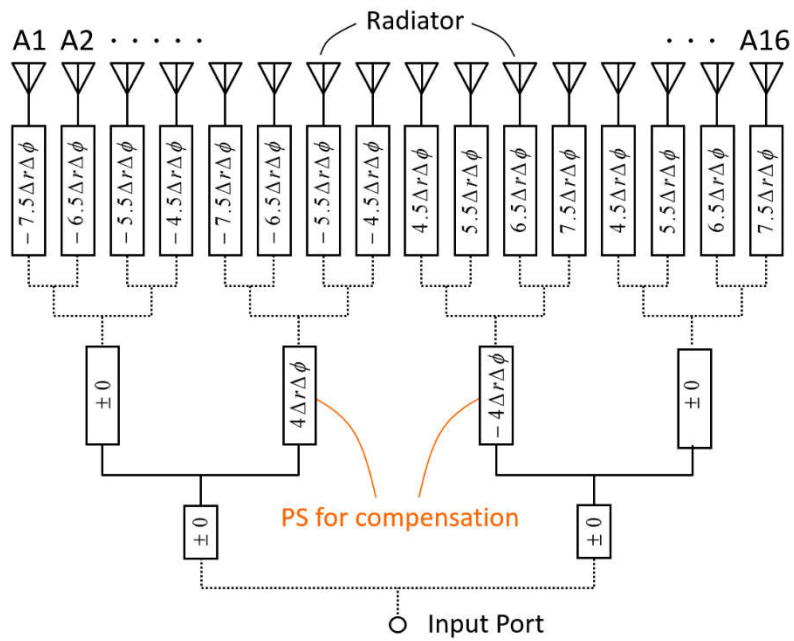


図 6.10 本給電装置の移相器の接続図

6.1.3 試作結果

図 6.11 は試作したレドーム付きの放射器を含む給電装置の概観を、図 6.12 は導波管プローブを用いた放射スロット近傍での移相量測定の様子を、それぞれ示している [123-125]。また、図 6.13 は車載レーダの周波数である 76.5GHz での測定値である。今回の設計では、MW-Studio[104]の TDS (Time Domain Simulator) の自動メッシュ機能のみを用いたため、特に円弧状リッジの半径が小さい部分でのメッシュ精度が不足して中心周波数のずれたものと考えられ、内側 8 列では放射スロット近傍で十分な信号を検出できなかった。

一方、外側 8 列では十分な振幅の信号を検出できたので、片側 4 列の放射スロット近傍で測定した位相から移相量を求め、図 6.13 に示している。図 6.13 に示すように、今回の試作機では、それぞれの移相器の円弧状リッジ半径に比例して直線的に変化する、フェーズドアレー給電に必要な移相特性が実現されていることを確認した。また、導体板の回転角度 ϕ [度] に対する移相量 θ [度] の設計値は 8.4 で、図 6.13 からの読み値は 8.3 であり、設計どおりの値が得られていることが示される。なお、図 6.13 において、結果のグラフが綺麗な直線になっていないのは、導体板を回転させる度に給電装置を測定装置から取付け取外しをおこなったために、取付け位置の誤差が混入したものと考えられる。

以上のように、本節では移相器を含むすべての給電線路を WRG で構成した 16 列フェーズドアレー給電装置を提案し、76 GHz 帯で試作評価した。その結果、外側 4 列で直線的に変化する移相特性が得られ、各放射素子間に一定比率の移相量の差を与えるフェーズドアレー給電装置が実現されていることを確認した。

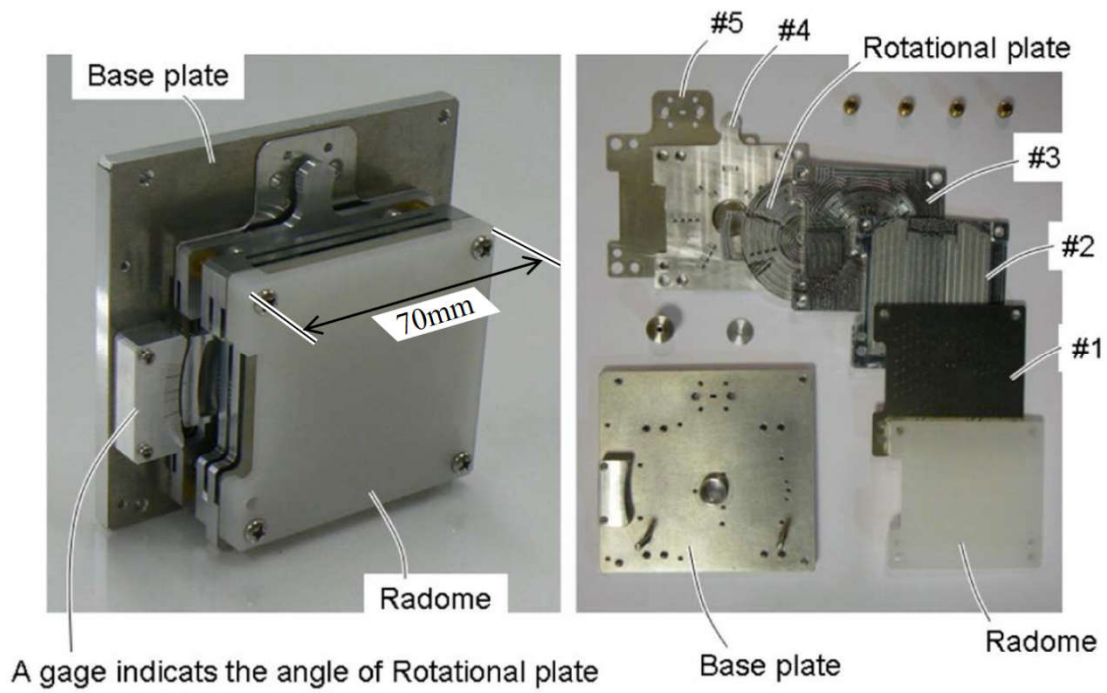


図 6.11 試作したレドーム付きの放射器を含む給電装置の概観



図 6.12 導波管プローブを用いた放射スロット近傍での移相量測定の様子

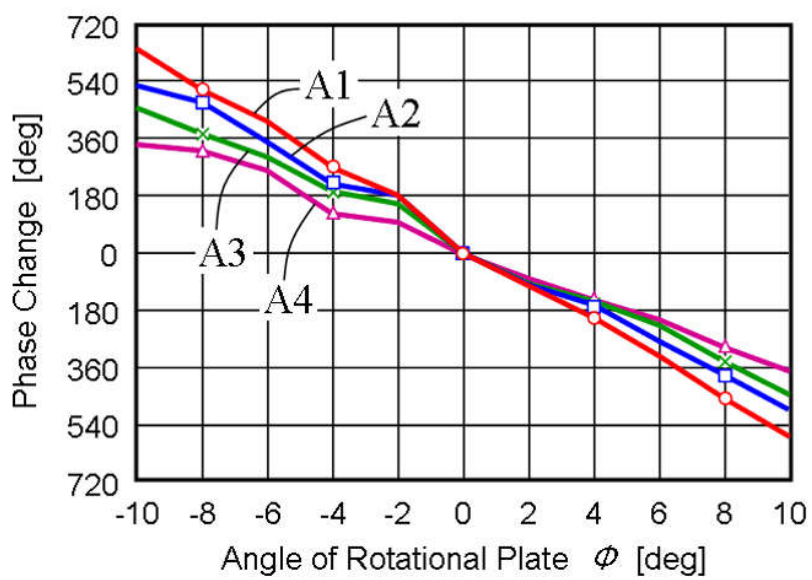


図 6.13 76.5 GHz での給電装置の移相量の測定値

6.2 ストレート線路型移相器を用いた可変ビームアンテナ

6.2 では、波長可変機能を有する WRG と、それを用いたストレート線路型移相器について説明する[126,127]。さらに、複数のストレート線路型移相器を用いて、フェーズドアレーアンテナへ構成する方法についても説明する。

6.2.1 移相器の構造と特性

前節 6.1 で説明したトロンボーン型移相器と比較して、ストレート線路型移相器は単一の導波路を直線的に配置した極めてシンプルな構成で実現できる。よって、複数の移相器を備えるフェーズドアレーアンテナに応用した場合に小型化が可能となる。図 6.14 は、ストレート線路型移相器の基本構造を示している。図 6.14 に示すように、ストレート線路型移相器は、上側導体板の下面のリッジに添う位置に複数の凸形状を周期的に配置した構造を有している。なお、図 6.14 では凸形状が見えるように上側導体板を透明視にて示している。

ストレート線路型移相器が有する波長可変機能について、図 6.15 を用いて説明する。図 6.15 は、図 6.14 に示す上側導体板をスライドさせたときの WRG の断面を示している。なお、図 6.15 において(i), (ii), (iii)は図 6.14 中に示した座標系で表される $z=0$ における x - y 断面を、また(iv), (v), (vi)は $y=0$ における z - x 断面をそれぞれ示している。ここで、図 2 の各断面を(i)→(ii)→(iii)、もしくは(iv)→(v)→(vi)の順番で見るとは、上側導体板を $-y$ 方向にスライドした場合に対応している。逆に、(iii)→(ii)→(i)、もしくは(vi)→(v)→(iv)の順番で見るとは、上側導体板を $+y$ 方向にスライドした場合に対応している。また、図 6.15 の各断面には、WRG 上の高周波エネルギーの電界形状と、WRG 上を流れる高周波エネルギーの電流経路のイメージを示している。このように構成した WRG が波長可変機能を有する原理は、以下のように説明できる。まず、上側導体板が(i)および(ii)に示した位置にあるときは、上側導体板上に設けた凸形状がリッジの真上にある。よって WRG 上の電界形状は、(i)に示すように凸形状とリッジの間に集中している。つまり WRG 上を流れる電流は、(iv)に示すように複数の凸形状の表面に添って流れている。次に、上側導体板がスライドして(ii)

および(v)に示した位置に動いたときは、凸形状がリッジから少し離れることから、WRG上の電界形状は、(ii)に示すように凸形状と上側導体板の表面の両方からリッジに入る分布となる。よってWRG上を流れる電流は、(v)に示したように(iv)に比べて少し直線的で短くなる。また、上側導体板がさらにスライドして、(iii)および(vi)に示した位置に動いたときは、凸形状がリッジからさらに離れることから、WRG上の電界形状は、(iii)に示したように上側導体板からリッジに入る成分が支配的となる。よってWRG上を流れる電流は、(vi)に示したように(v)に比べてさらに直線的で短くなる。以上のことから、凸形状がリッジの真上にある場合を起点として、凸形状がリッジから離れる方向に上側導体板をスライドさせるとき、スライド量が多くなるに従ってWRG上を流れる電流経路が短くなる。ここで、電流経路が短くなるということは、等価的な導波路長が短くなることに相当し、よって導波路上の波長が長くなるという効果が得られる。

上記の移相線路を用いてストレート型移相器を作るには、さらに整合部を設けることが必要となる。整合部は、移相部側で高く、かつ入出力ポート側で低くなるように、少しずつ高さを変化させた複数の凸形状となっている。これにより、入出力ポートの電界形状と移相部の電界形状はなだらかに変換され、よって上側導体板のスライド量に係わらず、常に入出力ポートと移相器間で良好に整合が保たれることとなる。

図 6.16 は、図 6.14 に示したストレート線路型移相器について、電磁界シミュレーションで求めた整合特性と通過損失特性を示している。また図 6.17 は、図 6.14 に示したストレート線路型移相器について、電磁界シミュレーションで求めた移相量を示している。なお、電磁界シミュレーションでは導体は完全導体として計算している。ここで、図 6.16 と図 6.17 において、横軸は上側導体板のスライド量を $\lambda/8$ で正規化している。図 6.16 に示すように、挿入損失については 0.3 dB 以下の低損失特性が得られ、整合特性については -10 dB 以下の良好な整合が得られることが示される。また図 6.17 に示すように、移相量として、 $h=\lambda$ 、 $t=\lambda/16$ のときに -11 ラジアン以上が得られることが示される。なお、図 6.17 に示した移相量が上側導体板のスライド量に対して直線的となっていない理由は、凸形状の断面形状を単純な直方体としたことと考えられる。つまり、凸形状を最適化すれば、直線的や任意の変化特性が得られると考えられるが、これについては今後の検討が必要である。

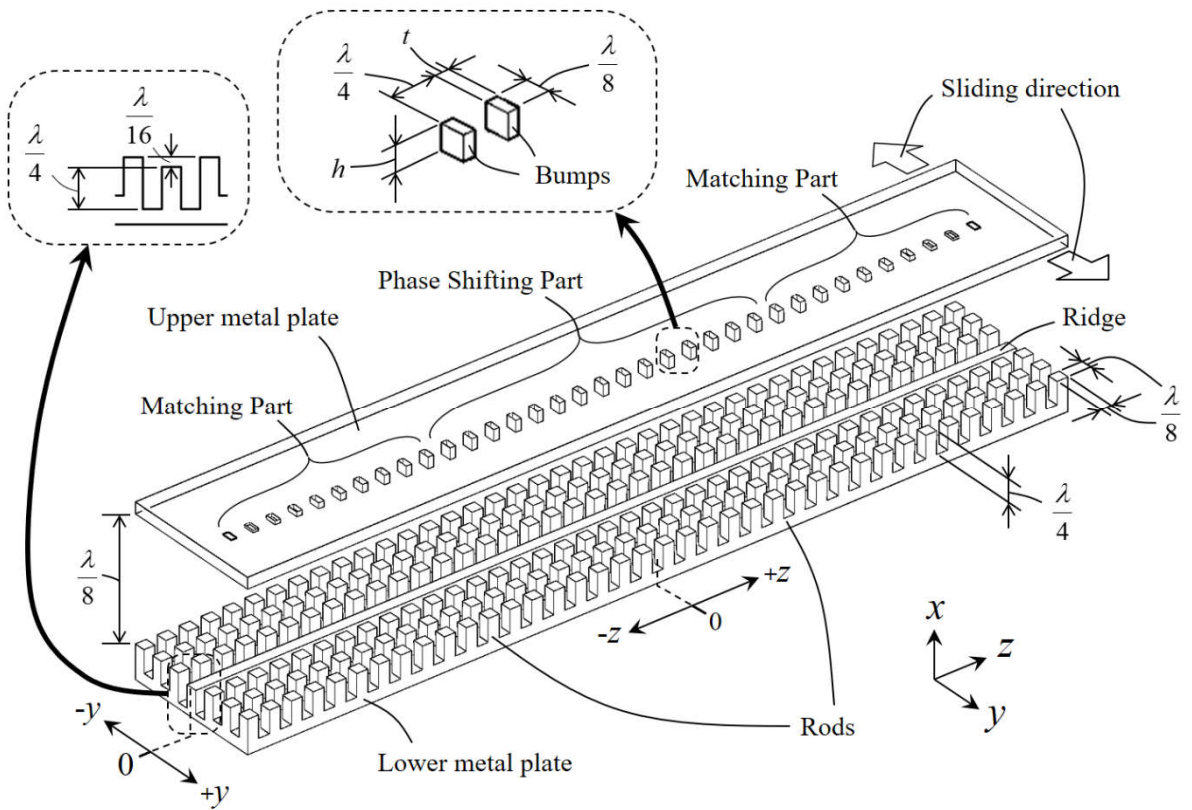


図 6.14 ストレート線路型移相器の構造

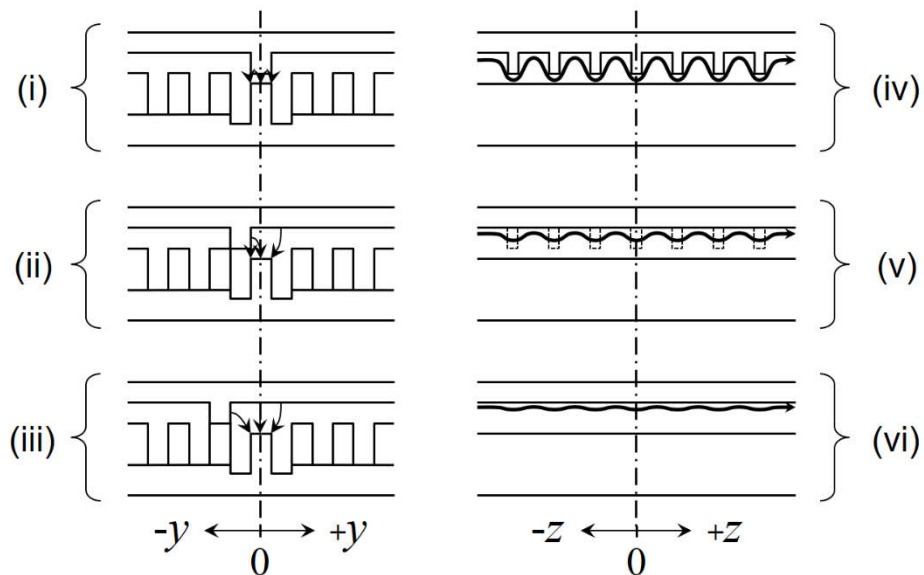


図 6.15 ストレート型移相器の動作原理

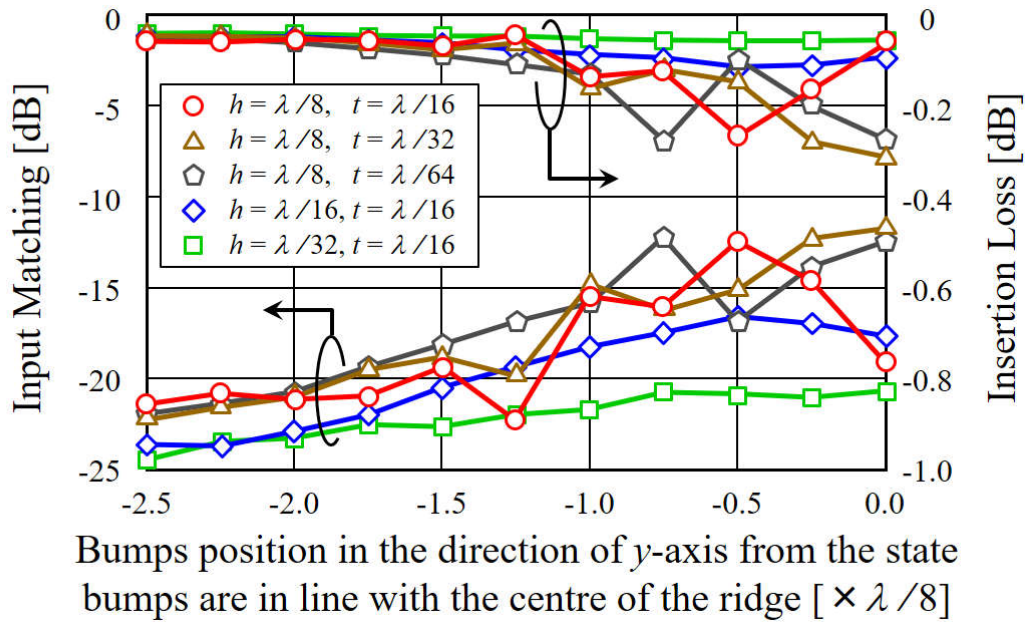


図 6.16 ストレート型移相器の整合特性と通過損失特性 (計算値)

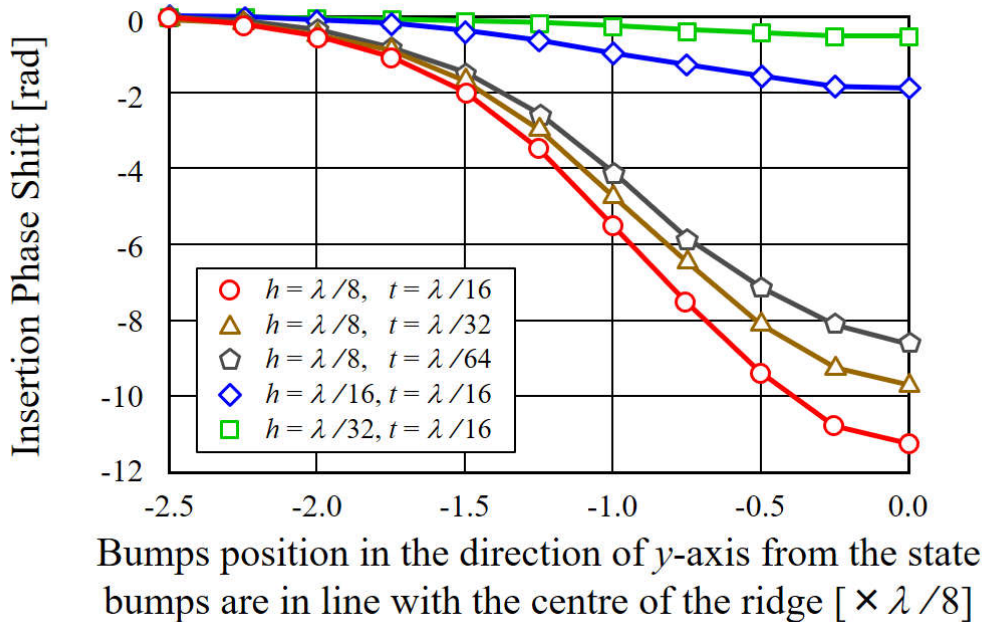


図 6.17 ストレート型移相器の移相量 (計算値)

6.2.2 アンテナ構造と移相器配置

本節では、ストレート線路型移相器を用いて可変ビームアンテナを構成する方法について説明する。図 6.18 は、ストレート線路型移相器を複数用いた可変ビームアンテナの原理を示している。

ここで、可変ビームアンテナを作るためには、ストレート線路型移相器の入出力ポート部に、チョーク構造を設けることが必要となる。図 6.18 の左上に示すように、入出力ポート部のチョーク構造は、導波路波長の $1/4$ だけ離れた位置でリッジが開放終端され、その外側に高さが $\lambda/4$ のロッドを設けた構造となっている。このチョーク構造により、高周波エネルギーが入力ポートと出力ポートの外側に漏れることなく、閉じられた伝送路が形成される。

また、図 6.18 では上側導体板の背面に隠れて見えないが、4つの移相器と各移相器内の移相部と整合部には WRG が設けられている。また図 6.18 に示すように、可変ビームアンテナは4つのストレート線路型移相器が平行に配置され、すべての移相器の上側導体板と下側導体板が一体に構成され、入力ポートと出力ポートは下側導体板に設けられている。つまり、すべての移相器の上下導体板を一体に構成することにより、すべての移相器の上下導体板が同時にスライドされる。ここで、図 6.18 に示す4つの移相器に共通する移相部に注目すると、隣接する WRG 間で凸形状が1つずつ変化するように構成されている。よって、隣接する移相器間で常に凸形状一つ分の移相量、つまり位相差が付加される。その結果、図 6.18 に示したように、入力ポートに等振幅等位相で分配した信号を入力することにより、出力ポートには、隣接するすべての移相器間で常に凸形状一つ分の位相差が付加された信号が出力され、各放射素子に供給される。よって、放射素子の前面空間において、移相器で付加された位相差に対応する方向にメインビームが合成される。

以上のように図 6.18 に示した構造によれば、上側導体板をスライドさせることでメインビームの方向を変えられる可変ビームアンテナが実現できる。

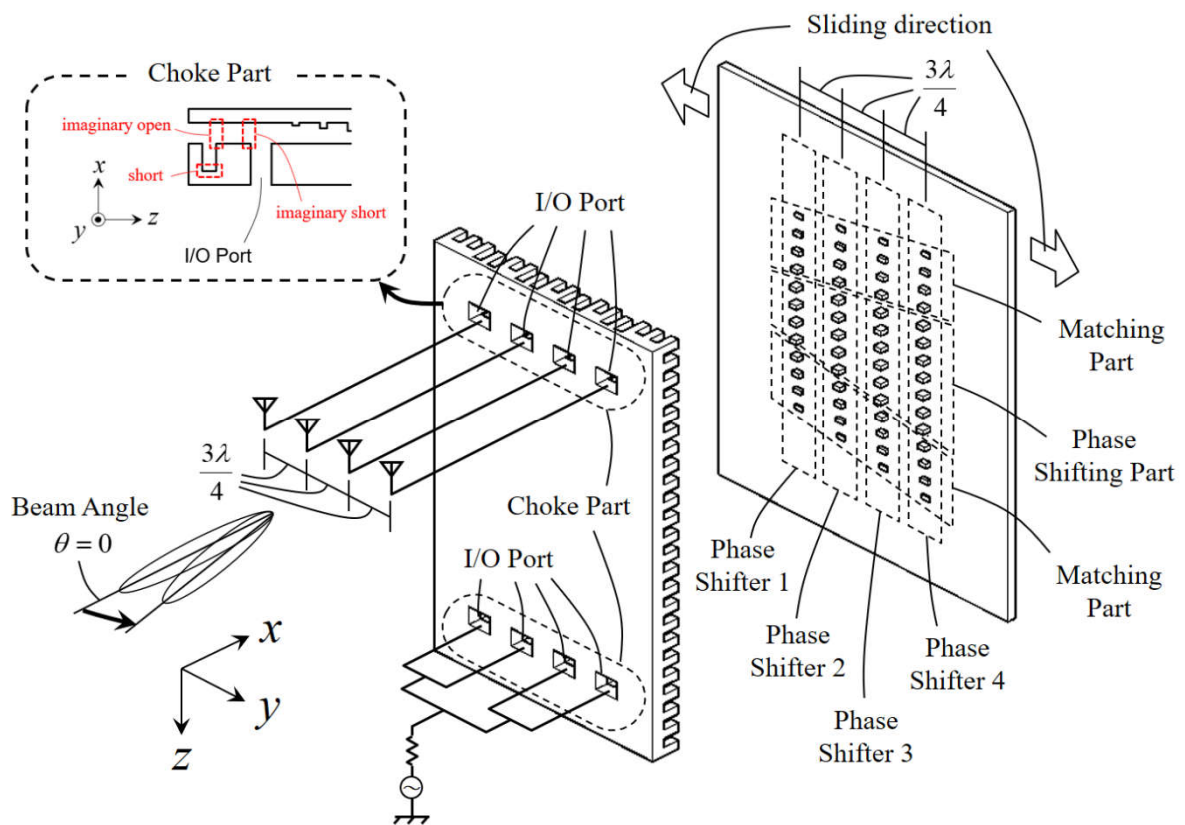


図 6.18 ストレート型移相器を用いた可変ビームアンテナの構造

6.2.3 設計結果

図 6.17 において $h=\lambda$, $t=\lambda/16$ としたストレート線路型移相器を用い、図 6.18 に示した可変ビームアンテナを構成した場合の、ビーム制御特性の計算結果を、図 6.19 に示す。なお、可変ビームアンテナのエレメント間隔は 0.75λ で、ビーム制御特性はアレーファクタだけを計算した結果である。

図 6.19 に示したように、上側導体板を $0 \sim 2.5\lambda/8$ の範囲でスライドしたときに、約 7 度のビーム可変量が得られることが示される。なお、前述した可変ビームアンテナの原理から、隣接する移相器間で変化させる凸形状の数を増やすことにより、同じ上側導体板のスライド量に対して付加される位相差を増加させることができ、よってビームチルト量を増加させることができる。さらに前述したように、凸形状を最適化することにより、上側導体板のスライド量に対する移相量を変えた設計もできるので、上側導体板のスライド量に対するビーム角度の変化特性も変えることができる。

以上のように、本節で説明したストレート線路型移相器を用いたフェーズドアレーアンテナは、多数のマイクロ波ミリ波帯の半導体を必要とするデジタルビームフォーミングフェーズドアレーアンテナ (Digital Beam Forming Phased Array Antenna : DBF-PAA) [128] と比べて著しく低コストに実現できるため、DBF-PAA ほどの高速なビーム制御が不要な、例えば地上と航空機間の通信[129]や低出力の気象レーダへの応用が期待される。ここで地上と航空機間の通信には 2.4 GHz 帯 WiFi 装置のアンテナの利得を向上させて遠距離を通信する実験と組み合わせること[130]が考えられる。また、低出力の気象レーダは竜巻の被害を最小限にする通知サービス[131]において、竜巻が地上に達して被害を出し始めているかを自動観察する装置への応用が期待される。

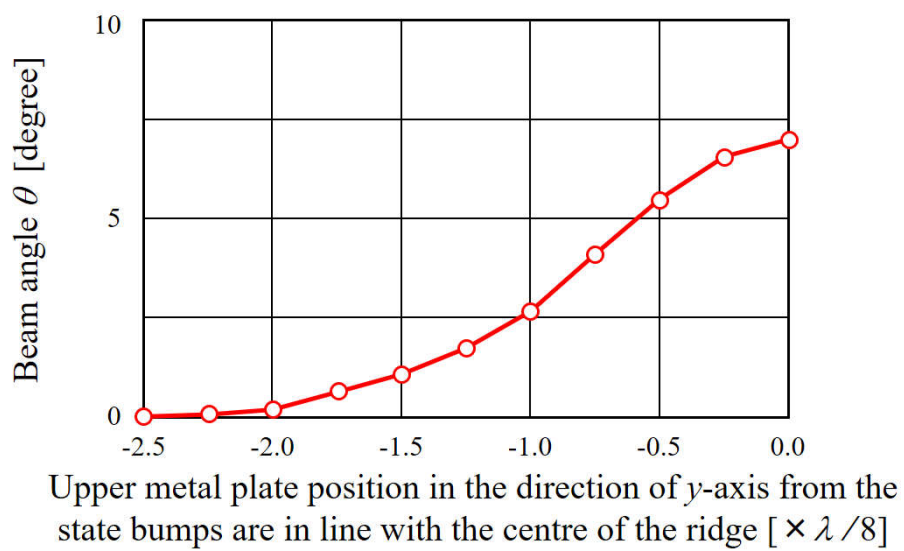


図 6.19 可変ビームアンテナのビーム可変特性 (計算値)

第7章 まとめ

第1章に述べたように本研究は、近年、民生機器への応用を目指して研究開発が進むミリ波帯のアレーアンテナにおいて、従来のミリ波アレーアンテナが有していた課題を解決することを目的としてなされたものである。ここで、従来のミリ波アレーアンテナが有する課題とは、

- ・狭い間隔で放射エレメントを配置する（理想的には $\lambda/2$ の間隔）
- ・MMICとアレーアンテナを低損失で接続する線路を同時に作製する
- ・異なる要求特性のアレーアンテナを一体に作製する
- ・高利得、高効率、低損失、低サイドローブレベル
- ・低コストが要求される民生機器への適合性

のすべての要求に応えられていなかったことである。

これに対して、本研究では、第2章で従来の導波路の歴史を眺めることから始めた。そして、従来のミリ波アレーアンテナが既に高い完成度で実現している特性を、本研究のアレーアンテナが最低限実現する条件に入れ、本研究のミリ波アレーアンテナの目標に設定した。さらに第3章では、WRGを従来の導波管と同様に自由に使えるよう、WRG内を伝搬する電磁波の物理的イメージを与え、WRGの導波路波長が決定される原理を解析した。そして、本研究では一度に第3章で設定した目標達成を目指すのではなく、まず第4章で一次元アレーアンテナを例として検証することによりWRGを用いた場合の有効な設計方法を確認し、そこで得られた成果をもとに、第5章でWRGを用いた二次元アレーアンテナを設計試作することで、目標の達成度を評価する方法を採った。そして、第5章で得られた特性を評価した結果、従来のミリ波アレーアンテナが応えられていなかった課題を、WRGを用いたミリ波アレーアンテナが解決できたことを確認し、これにより本研究の目的が達成できたことを検証した。さらに、本研究の目的とはしていなかったが、ミリ波機器のアレーアンテナで要求さ

れているビームフォーミング機能を、WRG を用いた機械式移相器を使って実現する方法を第6章で提案し、設計試作した結果を報告した。なお、WRG を用いてビームフォーミング機能を有する実用的なアレーアンテナを実現するには、今後の検討がさらに必要である。

もちろん、第2章で示した従来のミリ波アレーアンテナが今後進化して、本研究によるのとは別の方法で従来の課題を解決する可能性は大いにある。しかしながら、本研究で提案した WRG は、アレーアンテナだけでなくマイクロ波ミリ波を使うあらゆる機器に応用することができる。よって、本研究で得られた WRG に関する知見は、マイクロ波ミリ波分野において、新たな機能を有する回路や部品の創出に貢献するツールとなり得る。

本研究で得られた成果により、今後、民生機器でのミリ波機器の普及が大いに進むことが期待される。

第8章 今後の研究

本研究では、導波管の TE モードの解析で用いられる横共振法を等価回路と組み合わせることにより WRG の導波路波長を解析するアプローチをおこなった。しかしながら、得られた導波路波長は、電磁界シミュレーションで求めた導波路波長とは無視できない誤差が存在していることも明らかとなった。よって今後の研究では、この誤差を小さくするような解析手法を探っていく。

また、本論の第6章に示した可変ビームアンテナの提案は、実用的な完成度に至っていない。よって今後、実用性のあるアンテナとして完成させる研究をおこなっていくこととする。

謝 辞

長期に亘り、かつ何度か諦めかけた社会人博士課程における本研究は、富山大学教授 小川晃一博士と同大学講師 本田和博博士、並びに国立研究開発法人情報通信研究機構の李 鯤博士のサポート無くしては達成出来ませんでした。ここに心から感謝し、篤くお礼申し上げます。

さらに私がワッフルアイアンリッジ導波路に関する本研究をライフワークと位置付ける動機付けとなった 2010 年の国際学会 EuCAP に招待して頂き、本論でも多くの文献を引用させて頂きながら、2016 年 4 月に急逝され今は亡きスウェーデン Chalmers 大学教授 Per-Simon Kildal 博士に、心から感謝致します。彼は国際学会でお逢いする度に私の社会人博士課程研究の進捗を常に気にかけてくださり、本研究の達成を最初に報告したかった人でした。

また本論文の作成にあたり、有益なる御教示と御忠告を頂きました富山大学教授 中島一樹博士、同 前澤宏一博士に深く感謝致します。

最後に社会人での博士号取得を常に後押ししてくれた妻に感謝します。彼女のサポートがなければ間違いなく本研究は達成できていませんでした。

参考文献

- [1] 松沢晋一郎: "車載用ミリ波レーダ," 電子情報通信学会誌, Vol. 98, No. 10, pp. 872-875, 2015.
- [2] 高橋和晃, 滝波浩二: "IEEE802.11ad/WiGig を応用したミリ波帯無線の動向と今後の展望," 電子情報通信学会誌, Vol. 98, No. 10, pp. 899-904, 2015.
- [3] 中村武宏, 岩村幹生, 蔣 恵玲: "5G 検討に関する世界動向," 電子情報通信学会誌, Vol. 98, No. 5, pp. 382-387, 2015.
- [4] 佐藤孝平: "ITU-R における 2020 年及びそれ以降の移動通信システムに関する標準化動向," 電子情報通信学会誌, Vol. 98, No. 5, pp. 388-394, 2015.
- [5] 阪口 啓: "究極の無線資源の有効利用に向けて," 電子情報通信学会誌, Vol. 100, No. 8, 2017.
- [6] 藤岡雅宣: "車と情報が交わる未来," 電子情報通信学会誌, Vol. 98, No. 5, pp. 353-360, 2015.
- [7] ベンジャブールアナス, 岸山祥久, 中村武宏: "多様な要求を満たしながら伝送効率を極限まで高める 5G 無線アクセス技術," 電子情報通信学会誌, Vol. 98, No. 5, pp. 395-402, 2015.
- [8] W. Chujo and K. Yasukawa: "Design Study of Digital Beam Forming Antenna Applicable to Mobile Satellite Communications," Proceedings of the 1990 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Merging Technologies for the 90's, pp.400-403, Vol. 1, May 1990.
- [9] H. Pawlak, L. C. Stange, A. Molke, A. F. Jacob, O. Litschke and S. Holzwarth: "Miniaturized 30GHz DBF Transmitter Module for Broadband Mobile Satellite Communications," Proceedings of the 2004 European Microwave Conference, pp.1389-1392, October 2004.
- [10] R. Miura, T. Tanaka, I. Chiba, A. Horie and Y. Karasawa: "Beamforming Experiment with a DBF Multibeam Antenna in a Mobile Satellite

- Environment," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.45, No.4, pp. 707-714, April 1997.
- [11] H. Kamoda, T. Kuki, H. Fujikake and T. Nomoto: "Millimeter-wave Beam Former Using Liquid Crystal," Proceedings of the 2004 European Microwave Conference, pp.1141-1144, October 2004.
- [12] J. Cha and Y. Kuga: "A Mechanically Steerable Array Antenna Using Controllable Dielectric Phase Shifters for 77GHz Automotive Radar Systems," Proceedings of the 2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 859-862, July 2006.
- [13] J. Modelski and Y. Yashchyshyn: "Semiconductor and Ferroelectric Antennas," Proceedings of the 2006 Asia-Pacific Microwave Conference, Vol.2, pp. 1052-1059, December 2006.
- [14] H. Kirino, K. Ogawa and T. Ohno: "Proposal of Phased Array Antenna Using Movable Waffle Iron Metal," Proceedings of the 2007 International Symposium on Antennas and Propagation, pp. 1270-1273, August 2007.
- [15] K. Tekkouk, J. Hirokawa, R. Sauleau and M. Ando: "Wideband and Large Coverage Continuous Beam Steering Antenna in the 60-GHz Band," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.65, No.9, pp. 4418-4426, September 2017.
- [16] "平成 25 年度 特許出願技術動向調査報告書 (概要) 自動運転自動車," 平成 26 年 2 月, 特許庁.
- [17] "平成 27 年度 特許出願技術動向調査報告書 (概要) 自動車用予防安全技術," 平成 28 年 2 月, 特許庁.
- [18] "EuroNCAP," www.euroncap.com, Last accessed February, 2018.
- [19] "JNCAP," www.nasva.go.jp/mamoru, Last accessed February, 2018.
- [20] P. -S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira and E. Rajo-Iglesias: "Local Metamaterial-Based Waveguides in Gaps Between Parallel Metal Plates," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter, vol. 8, pp. 84-87, September 2009.
- [21] E. Pucci, A. U. Zaman, E. Rajo-Iglesias, P. -S. Kildal and A. Kishk: "Losses in Ridge Gap Waveguide Compared with Rectangular Waveguides and

- Microstrip Transmission Lines," Proceedings of the 2010 European Conference on Antennas and Propagation, pp. 1-4, April 2010.
- [22] A. A. Brazález, E. Rajo-Iglesias, J. L. Vázquez-Roy, A. Vosoogh and P. -S. Kildal: "Design and Validation of Microstrip Gap Waveguides and Their Transitions to Rectangular Waveguide, for Millimeter-Wave Applications," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 63, No.12, pp. 4035-4050, December 2015.
- [23] P. -S. Kildal, E. Rajo-Iglesias, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira and A. U. Zaman: "Wideband, Lowloss, Low-cost, Quasi-TEM Metamaterial-based Local Waveguides in Air Gaps between Parallel Metal Plates," Proceedings of the 2009 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, pp. 588-591, September 2009.
- [24] E. Alfonso, M. Baquero, A. Valero-Nogueira, J. I. Herranz and P. -S. Kildal: "Power divider in ridge gap waveguide technology," Proceedings of the 2010 European Conference on Antennas and Propagation, pp. 1-4, April 2010.
- [25] A. U. Zaman, M. Alexanderson, T. Vukusic and P. -S. Kildal: "Gap Waveguide PMC Packaging for Improved Isolation of Circuit Components in High-Frequency Microwave Modules," IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, Vol. 4, No. 1, pp. 16-25, January 2014.
- [26] A. Polemi, S. Maci and P. -S. Kildal: "Approximated Closed Form Characteristic Impedance for the Bed of Nails-based Gap Waveguide," Proceedings of the 2010 European Conference on Antennas and Propagation, pp. 1-3, April 2010.
- [27] A. Kishk and P. -S. Kildal: "Quasi-TEM H-plane Horns with Wideband Open Hard Sidewalls," Proceedings of the 2010 European Conference on Antennas and Propagation, pp. 1-4, April 2010.
- [28] A. U. Zaman, P. -S. Kildal, M. Ferndahl and A. Kishk: "Validation of Ridge Gap Waveguide Performance Using in-house TRL Calibration Kit," Proceedings of the 2010 European Conference on Antennas and Propagation, pp. 1-4, April 2010.

- [29] E. Rajo-Iglesias and P. -S. Kildal: "Groove Gap Waveguide: A Rectangular Waveguide Between Contactless Metal Plates Enabled by Parallel-Plate Cut-Off," Proceedings of the 2010 European Conference on Antennas and Propagation, pp. 1-4, April 2010.
- [30] A. A. Olliner: "Historical Perspectives on Microwave Field Theory," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. MTT-32, No. 9, pp. 1022-1044, September 1984.
- [31] J. C. Maxwell: "A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field," Philosophical Transactions of the Royal Society, 155, pp. 459-512, 1865.
- [32] L. Rayleigh: "On the passage of electric waves through tubes, or the vibration of dielectric cylinders," Philosophical Magazine, vol. 43, pp. 125-132, 1897.
- [33] G. C. Southworth, Forty Years of Radio Research. New York: Gordon and Breach, 1962.
- [34] R. E. Collin, Foundations for Microwave Engineering Second Edition. New York: John Wiley & Sons, 2001.
- [35] N. Marcuvitz, Waveguide Handbook. New York: McGraw-Hill, 1951.
- [36] S.B. Cohn: "Properties of ridge wave guide," Proceedings of the IRE, vol.35, pp. 783-788, August 1947.
- [37] D. D. Grieg and H. F. Engelmann: "Microstrip-A new transmission technique for the kilomegacycle range," Proceedings of the IRE, Vol. 40, pp. 1644-1650, December 1952.
- [38] T. Yoneyama and S. Nishida: "Nonradiative Dielectric Waveguide for Millimeter-Wave Integrated Circuits," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 29, No. 11, pp. 1188-1192, November 1981.
- [39] K. R. Carver and J. W. Mink: "Microstrip Antenna Technology," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 29, No. 1, pp. 2-24, January 1981.
- [40] M. Weiss: "Microstrip antennas for millimeter waves," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 29, No. 1, pp. 171-174, January 1981.
- [41] E. Levine, G. Malamud, S. Shtrikman and D. Treves: "A Study of Microstrip

- Array Antennas with the Feed Network," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 37, No. 4, pp. 426-434, April 1989.
- [42] H. Iizuka, T. Watanabe, K. Sato and K. Nishikawa: "Millimeter-Wave Microstrip Array Antenna for Automotive Raders," *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E86-B, No.9, pp.2728-2738, September 2003.
- [43] Y. Hayashi, K. Sakakibara, M. Nanjo, S. Sugawa, N. Kikuma and H. Hirayama: "Millimeter-Wave Microstrip Comb-Line Antenna Using Reflection-Canceling Slit Structure," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 2, pp. 398-406, December 2011.
- [44] G. F. Hamberger, S. Trummer, U. Siart and T. F. Eibert: "A Planar Dual-Polarized Microstrip 1-D-Beamforming Antenna Array for the 24-GHz Band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 65, No. 1, pp. 142-149, January 2017.
- [45] H. Tanabe, K. Sakakibara and N. Kikuma: "Multibeam-switching Millimeter-wave Antenna using Beam-tilting Design in Perpendicular Plane to Feeding line of Microstrip Comb-line Antenna," *Proceedings of the 2017 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, Nagoya, Japan, pp. 139 - 142, 2017.
- [46] J. Hirokawa, K. Sakurai, M. Ando and N. Goto: "An Analysis of a Waveguide T Junction with an Inductive Post," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 39, No. 3, pp. 563-566, March 1991.
- [47] J. Hirokawa, M. Ando and N. Goto: "A Single-Lyare Multiple-Way Power Divider for a Planar Slotted Waveguide Array," *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E75-B, No. 8, pp. 781-787, August 1992.
- [48] K. Sakakibara, J. Hirokawa, M. Ando and N. Goto: "A Linearly-Polarized Slotted Waveguide Array Using Reflection-Cancelling Slot Pairs," *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E77-B, No.4, pp. 511-518, April 1994.
- [49] J. Hirokawa, M. Ando, N. Goto, N. Takahashi, T. Ojima and M. Uematsu: "A Single-Layer Slotted Leaky Waveguide Array Antenna for Mobile Reception of Direct Broad cast from Satellite," *IEEE Transactions on Vehicular Technoloty*, Vol. 44, No. 4, pp. 749-755, November 1995.

- [50] K. Sakakibara, J. Hirokawa, M. Ando and N. Goto: "Periodic Boundary Condition for Evaluation of External Mutual Couplings in a Slotted Waveguide Array," IEICE Transactions on Communications, Vol. E79-B, No.8, pp. 1156-1164, August 1996.
- [51] K. Sakakibara, J. Hirokawa, M. Ando and N. Goto: "Single-Layer Slotted Waveguide Arrays for Millimeter Wave Applications," IEICE Transactions on Communications, Vol. E79-B, No.12, pp. 1765-1772, December 1996.
- [52] K. Sakakibara, Y. Kimura, A. Akiyama, J. Hirokawa, M. Ando and N. Goto: "Alternating phase-fed waveguide slot arrays with a single-layer multiple-way power divider," IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation, Vol. 144, No. 6, pp. 425-430, December 1997.
- [53] M. Ando, J. Hirokawa, T. Yamamoto, A. Akiyama, Y. Kimura and N. Goto: "Novel Single-layer Waveguides for High-Efficiency Millimeter-Wave Arrays," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 46, No. 6, pp. 792-799, June 1998.
- [54] K. Sakakibara, Y. Kimura, J. Hirokawa, M. Ando and N. Goto: "A Two-Beam Slotted Leaky Waveguide Array for Mobile Reception of Dual-Polarization DBS," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 48, No. 1, pp. 1-7, January 1999.
- [55] Y. Kimura, K. Fukazawa, J. Hirokawa, M. Ando and N. Goto: "Low Sidelobe Single-Layer Slotted Waveguide Arrays at 76 GHz Band," IEICE Transactions on Communications, Vol. E84-B, No.9, pp. 2377-2386, September 2001.
- [56] Y. Kimura, M. Takahashi, J. Hirokawa, M. Ando and M. Haneishi: "76GHz Alternating-Phase Fed Single-Layer Slotted Waveguide Arrays with Suppressed Sidelobes in the E-plane," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Columbus, USA, Vol. 3, pp. 1042-1045, June 2003.
- [57] T. Hirano, Y. Nakano, M. Ando, M. Goto, A. Sakai, T. Okamoto, K. Azuma and Y. Nakata: "1m² Order Single-Layer Slotted Waveguide Arrays for Plasma Excitation," Proceedings of the 2003 IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology, Honolulu, USA, pp. 358-359, October 2003.

- [58] K. Sakakibara and N. Kimura: "Feeding Circuit of Phased Array Composed of Four Slotted Waveguides with Only One Phase Shifter Using Block Excitation Technique," Proceedings of the 2003 IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology, Honolulu, USA, pp. 350-351, October 2003.
- [59] M. Ando, J. Hirokawa, T. Hirano, P. S. Hyun and H. Kai: "Advances in the Design of Single-Layer Slotted Waveguide Arrays and Their System Applications," Proceedings of the 2003 International Conference on Applied Electromagnetics and Communications, Dubrovnik, Croatia, pp. 352-359, October 2003.
- [60] M. Higaki, J. Hirokawa and M. Ando: "Mechanical Phase Shifting in the Power Divider for Single-Layer Slotted Waveguide Arrays," IEICE Transactions on Communications, Vol. E87-B, No.2, pp. 310-316, February 2004.
- [61] H. Kai, J. Hirokawa and M. Ando: "A Study of Aspect Ratio of the Aperture and the Effect on Antenna Efficiency in Oversized Rectangular Slotted Waveguide Arrays," IEICE Transactions on Communications, Vol. E87-B, No.6, pp. 1623-1630, June 2004.
- [62] D. Arai, M. Zhang, K. Sakurai, J. Hirokawa and M. Ando: "Obliquely Arranged Feed Waveguide for Alternating-Phase Fed Single-Layer Slotted Waveguide Array," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 2, pp. 594-600, February 2005.
- [63] Y. Tsunemitsu, S. Park, J. Hirokawa, M. Ando, Y. Miura and Y. Kazama: "Reflection Characteristics of Center-Feed Single-Layer Waveguide Arrays," IEICE Transactions on Communications, Vol. E88-B, No.6, pp. 2313-2319, June 2005.
- [64] M. G. S. Hossain, J. Hirokawa and M. Ando: "Grating Lobes Suppression in Transverse Slot Linear Array with a Dual Parasitic Beam of Strip Dipoles," IEICE Transactions on Communications, Vol. E88-B, No.6, pp. 2320-2326, June 2005.
- [65] Y. Kimura, Y. Miura, T. Shirosaki, T. Taniguchi, Y. Kazama, J. Hirokawa, M. Ando and T. Shirouzu: "A Low-Cost and Very Compact Wireless Terminal

- Integrated on the Back of a Wiveguide Planar Array for 26 GHz Band Fixed Wireless Access (FWA) System," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 8, pp. 2456-2463, August 2005.
- [66] 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," *Proceedings of the 2007 International Symposium on Antennas and Propagation*, 4E3-2, Nigata, Japan 2007.
- [67] Y. Tsunemitsu, G. Yoshida, N. Goto, J. Hirokawa and M. Ando: "The Ridged Cross-Junction Multiple-Way Power Dicider for Small Blockage and Symmetrical Slot Arrangement in the Center Feed Single-Layer Slotted Waveguide Array," *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E91-B, No.6, pp. 1767-1772, June 2008.
- [68] M. Zhang, J. Hirokawa and M. Ando: "Fabrication of Alternating-Phase Fed Single-Layer Slotted Waveguide Arrays Using Plastic Materials with Metal-Plating," *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E91-B, No. 8, pp. 2761-2763, August 2008.
- [69] K. Sakakibara, T. Watanabe, K. Sato, K. Nishikawa and K. Seo: "Millimeter-Wave Slotted Waveguide Array Antenna Manufactured by Metal Injection Molding for Automotive Radar Systems," *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E84-B, No. 9, pp. 2369-2376, September 2001.
- [70] Y. Miura, J. Hirokawa, M. Ando, Y. Shibuya and G. Yoshida: "Double-Layer Full-Corporate-Feed Hollow-Waveguide Slot Array Antenna in the 60-GHz Band," *IEICE Transactions on Communications*, Vol. 59, No. 8, pp. 2844-2851, August 2011.
- [71] J. Hirokawa, D. Kim, M. Ando, J. Takeuchi and A. Hirata: "43dBi Gain, 60% Efficiency and 10% Bandwidth Hollow-waveguide Slot Array Antenna in the 120GHz Band," *Proceedings of the 2013 Asia-Pacific Microwave Conference*, T2D-2, Seoul, Korea 2013.
- [72] D. Kim, J. Hirokawa, M. Ando, J. Takeuchi and A. Hirata: "64 × 64-Element and 32 × 32-Element Slot Array Antennas Using Double-Layer Hollow-Waveguide Corporate-Feed in the 120 GHz Band," *IEEE Transactions*

- on Antennas and Propagation, Vol. 62, No. 3, pp. 1507-1512, March 2014.
- [73] D. Kim, M. Zhang, J. Hirokawa and M. Ando: "Design and Fabrication of a Dual-Polarization Waveguide Slot Array Antenna with High Isolation and High Antenna Efficiency for the 60 GHz Band," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 62, No. 6, pp. 3019-3027, June 2014.
- [74] M. Sano, J. Hirokawa and M. Ando: "Single-Layer Corporate-Feed Slot Array in the 60-GHz Band Using Hollow Rectangular Coaxial Lines," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 62, No. 10, pp. 5068-5076, October 2014.
- [75] T. Tomura, J. Hirokawa, T. Hirano and M. Ando: "A 45° Linearly Polarized Hollow-Waveguide 16 × 16-Slot Array Antenna Covering 71-86 GHz Band," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 62, No. 10, pp. 5061-5067, October 2014.
- [76] J. Hirokawa: "Functional Extension of Plate-laminated Hollow-waveguide Corporate-feed Slot Array Antennas," Proceedings of the 2014 Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, pp.466-469, Harbin, China 2014.
- [77] T. Yamamoto, M. Zhang, J. Hirokawa, T. Hirano and M. Ando: "Wideband Design of a Circularly-polarized Plate-laminated Waveguide Slot Array Antenna," Proceedings of the 2014 International Symposium on Antennas and Propagation, WE1B-02, Kaohsiung, Taiwan, December 2014.
- [78] S. Ito, M. Zhang, J. Hirokawa and M. Ando: "Design of a 12×16-element Double-layer Corporate-feed Waveguide Slot Array Antenna," Proceedings of the 2014 International Symposium on Antennas and Propagation, WE1D-02, Kaohsiung, Taiwan, December 2014.
- [79] K. Hashimoto, J. Takeuchi, J. Hirokawa, A. Hirata and M. Ando: "Design and Fabrication of a Dual-polarization Corporate-feed Waveguide 32 × 32-slot Array Antenna for 120 GHz Band," Proceedings of the 2014 International Symposium on Antennas and Propagation, WE1D-03, Kaohsiung, Taiwan, December 2014.
- [80] K. Tekkouk, J. Hirokawa, R. Sauleau, M. Ettorre, M. Sano and M. Ando: "Dual-Layer Ridged Waveguides Slot Array Fed by a Butler Matrix with

- Sidelobe Control in the 60-GHz Band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 63, No. 9, pp. 3857-3867, September 2015.
- [81] M. Zhang, J. Hirokawa and M. Ando: "Development of MMW Waveguide Slot Arrays for Gigabit Wireless Access in 5G Cellular Network," *Proceedings of the 2016 International Symposium on Antennas and Propagation*, 3A2-1, Okinawa, Japan, October 2016.
- [82] T. Fujino, J. Hirokawa, M. Ando, T. Seki, K. Sasaki and I. Oshima: "Design and Fabrication of a Dual-polarized Corporate-feed Waveguide 32×32 -slot Array Antenna with an Orthomode Transducer for 40 GHz Band," *Proceedings of the 2016 International Symposium on Antennas and Propagation*, POS1-6, Okinawa, Japan, October 2016.
- [83] H. Irie and J. Hirokawa: "Perpendicular-Corporate Feed in Three-Layered Parallel-Plate Radiating-Slot Array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 65, No. 11 pp. 5829-5836, November 2017.
- [84] M. Zhang, J. Hirokawa and M. Ando: "Design of a Partially-Corporate Feed Double-Layer Slotted Waveguide Array Antenna in 39 GHz Band and Fabrication by Diffusion Bonding of Laminated Thin Metal Plates," *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E93-B, No. 10, pp. 2538-2544, October 2010.
- [85] D. Kim, J. Hirokawa, K. Sakurai, M. Ando, T. Takeda, T. Nagatsuma, J. Takeuchi and A. Hirata: "Design and Measurement of the Plate Laminated Waveguide Slot Array Antenna and Its Feasibility for Wireless Link System in the 120 GHz Band," *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E96-B, No. 8, pp. 2102-2111, August 2013.
- [86] M. Zhang, J. Hirokawa and M. Ando: "Double-Layer Plate-Laminated Waveguide Slot Array Antennas for a 39 GHz Band Fixed Wireless Access System," *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E97-B, No. 1, pp. 122-128, January 2014.
- [87] M. Zhang, J. Hirokawa and M. Ando: "A Partially-Corporate Feed Double-Layer Waveguide Slot Array with the Sub-Arrays also Fed in Alternating-Phases," *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E97-B, No.

- 2, pp. 469-475, February 2014.
- [88] T. Tomura, J. Hirokawa, T. Hirano and M. Ando: "A Wideband 16×16 -Element Corporate-Feed Hollow-Waveguide Slot Array Antenna in the 60-GHz Band," IEICE Transactions on Communications, Vol. E97-B, No. 14 pp. 798-806, April 2014.
- [89] S. Ito, M. Zhang, J. Hirokawa and M. Ando: "A 12×16 -Element Double-Layer Corporate-Feed Waveguide Slot Array Antenna," IEICE Transactions on Communications, Vol. E99-B, No. 1, pp. 40-47, January 2016.
- [90] X. Xu, J. Hirokawa and M. Ando: "Plate-Laminated Waveguide Monopulse Slot Array Antenna with Full-Corporate-Feed in the E-Band," IEICE Transactions on Communications, Vol. E100-B, No. 4, pp. 575-585, April 2017.
- [91] T. Ohno, K. Ogawa, T. Teraoka and J. Hirokawa: "Proposal for a Slot Pair Array Having an Invariant Main Beam Direction with a Cosecant Radiation Pattern Using a Post-Wall Waveguide," IEICE Transactions on Communications, Vol. E86-C, No. 2, pp. 176-183, February 2003.
- [92] S. Yamamoto, J. Hirokawa and M. Ando: "A Beam Switching Slot Array with a 4-Way Butler Matrix Installed in Single Layer Post-Wall Waveguides," IEICE Transactions on Communications, Vol. E86-B, No.5, pp. 1653-1659, May 2003.
- [93] S. Yamamoto, N. Hikino, J. Hirokawa and M. Ando: "A Post-Wall Waveguide Slot Array with a Three-Way Power Divider on a Single-Layer Dielectric Substrate," IEICE Transactions on Communications, Vol. E88-B, No.4, pp. 1740-1742, April 2005.
- [94] K. Hashimoto, J. Hirokawa and M. Ando: "Design of Post-Wall Feed Waveguide for a Parallel Plate Slot Array by an Analysis Model with Corrected Solid-Walls," IEICE Transactions on Communications, Vol. E93-B, No.6, pp. 1566-1573, June 2010.
- [95] J. -H. Lee, J. Hirokawa and M. Ando: "A Center-Feed Linear Aarray of Reflection-Canceling Slot Pairs on Post-Wall Waveguide," IEICE Transactions on Communications, Vol. E94-B, No.1, pp. 326-329, January 2011.
- [96] Y. M. Cheng, P. Chen, W. Hong, T. Djerafi and K. Wu:

- "Substrate-Integrated-Waveguide Beamforming Networks and Multibeam Antenna Arrays for Low-Cost Satellite and Mobile Systems," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 53, No. 6, pp. 18-30, December 2011.
- [97] D. Cho and H. Y. Lee: "Folded Corrugated SIW (FCSIW) Slot Antenna for Backlobe Suppression," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter*, Vol. 12, pp. 1276-1279, October 2013.
- [98] T. Zhang, Y. Zhang, W. Hong and K. Wu: "Wideband millimeter-wave SIW cavity backed patch antenna fed by substrate integrated coaxial line," *Proceedings of the 2015 IEEE International Wireless Symposium (IWS 2015)*, Shenzhen, China, pp. 1-4, 2015.
- [99] K. Xing, B. Liu, Z. Guo, X. Wei, R. Zhao and Y. Ma: "Backlobe and Sidelobe Suppression of a Q-Band Patch Antenna Array by Using Substrate Integrated Coaxial Line Feeding Technique," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter*, Vol. 16, pp. 3043-3046, October 2017.
- [100] E. D. Sharp: "A High-Power Wide-Band Waffle-Iron Filter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 11, Issue 2, pp.111-116, March 1963.
- [101] G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, pp.390-409, McGraw-Hill, 1964.
- [102] F. Yang and Y. Rahmat-Samii: "Reflection Phase Characterizations of the EBG Ground Plane for Low Profile Wire Antenna Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.51, No.10, pp. 2691-2703, October 2003.
- [103] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous and E. Yablonovitch: "High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.47, No.11, pp. 2059-2074, November 1999.
- [104] "MW-Studio," www.cst.com, Last accessed February, 2018.
- [105] "Femtet," www.muratasoftware.com, Last accessed February, 2018.
- [106] H. Kirino and K. Ogawa: "Simplified wavelength calculations for Fast and

- Slow wave metamaterial ridged waveguides and their application to array antenna design," Proceedings of the 2013 International Symposium on Antennas and Propagation, pp. 597-600, October 2013.
- [107] H. Kirino, K. Honda, K. Li and K. Ogawa: "Wavelength Analysis Using Equivalent Circuits in a Fast and Slow Wave Waffle-Iron Ridge Guide," IEICE Transactions on Communications, Vol. E100-B, No.2, pp.219-226, February 2017.
- [108] A. A. Oliner and W. Rotman: "Periodic Structures in Trough Waveguide," IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.7, Issue 1, pp. 134-142, 1959.
- [109] 桐野秀樹, 小川晃一: "ワッフルアイアンリッジ導波路で給電した 76GHz 帯誘電体装荷スロットアレーアンテナ," 電子情報通信学会 2009 年総合大会論文集, No. B-1-171, March 2009.
- [110] K. Sakakibara, J. Hirokawa, M. Ando and N. Goto: "A Linearly-Polarized Slotted Waveguide Array Using Reflection-Cancelling Slot Pairs," IEICE Transactions on Communications, Vol. E77-B, No.4, pp. 511-518, April 1994.
- [111] T. Tsugawa, Y. Sugio and T. Makimoto: "Experimental Study on High Efficiency Dielectric Loaded Antenna," IEICE Transactions, Vol.E73, No.1, pp. 128-130, January 1990.
- [112] S. Kobayashi, R. Mittra and R. Lampe: "Dielectric Tapered Rod Antennas for Millimeter-Wave Applications," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 30, No. 1, pp. 54-58, January 1982.
- [113] 大野 健, 小川晃一: "60GHz 帯屋内高速無線 LAN 用誘電体装荷セクタアレー," 電子情報通信学会論文誌 Vol. J88-B, No.9, pp. 1738-1751, 2005.
- [114] 桐野秀樹, 小川晃一, 大野 健: "可動ワッフルアイアン導体を用いた可変移相器と車載ミリ波レーダアンテナへの応用," 松下テクニカルジャーナル Vol.54, No.2, pp. 80-85, July 2008.
- [115] 桐野秀樹, 小川晃一, 大野 健: "ワッフルアイアン型 2 次元導波路を用いた可変移相器," 電子情報通信学会技術研究報告, AP2007-1, pp. 19-24, April 2007.
- [116] H. Kirino, K. Ogawa and T. Ohno: "A Variable Phase Shifter Using a

- Movable Waffle Iron Metal Plate and Its Applications to Phased Array Antennas," IEICE Transactions on Communicatins, Vol. E91-B, No. 6, pp. 1773-1782, June 2008.
- [117] H. Kirino, K. Ogawa and T. Ohno: "A Variable Phase Shifter using Movable Waffle Iron Metal Plate for Applications to Vehicle Millimeter-Wave Radar," Panasonic Technical Journal Vol.54, No.2, July 2008.
- [118] H. Kirino and K. Ogawa: "Metamaterial Ridged Waveguides with Wavelength Control for Array Antenna Applications," Proceedings of the 2012 International Symposium on Antennas and Propagation, pp. 1518-1521, November 2012.
- [119] H. Kirino and K. Ogawa: "A Fast and Slow Wave Combined-Mode Metamaterial Ridged Waveguide for Array Antenna Applications," Proceedings of the 2013 European Conference on Antennas and Propagation, pp. 2878-2882, April 2013.
- [120] H. Kirino, K. Honda, K. Li and K. Ogawa: "Wavelength Analysis Using Equivalent Circuits in a Fast and Slow Wave Waffle-Iron Ridge Guide," IEICE Transactions on Communications, Vol. E100-B, No.2, pp.219-226, February 2017.
- [121] H. Kirino, K. Honda, K. Li and K. Ogawa: "A Waffle-Iron Ridge Guide with Combined Fast- and Slow-Wave Modes for Array Antenna Applications," IEICE Transactions on Communications, Vol. E101-B, No.2, February 2018. (*in press*)
- [122] 桐野秀樹, 加茂宏幸: "ワッフルアイアンリッジ導波路を用いた 76.5GHz 帯平面アレーアンテナ," 電子情報通信学会技術研究報告, AP2017-6, pp. 35-39, July 2017.
- [123] H. Kirino and K. Ogawa: "A 76GHz Phased Array Antenna Using a Waffle-iron Ridge Waveguide," Proceedings of the 2010 European Conference on Antennas and Propagation, pp. 1-5, April 2010.
- [124] H. Kirino and K. Ogawa: "A 76GHz Multi-Layered Phased Array Antenna Using a Non-Metal Contact Metamaterial Waveguide," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.60, No.2, pp. 840-853, February 2012.

- [125] 桐野秀樹, 小川晃一: "76GHz 帯スロットアレー用ワッフルアイアンリッジ導波路移相器," 電子情報通信学会 2009 年総合大会論文集, No. B-1-94, March 2009.
- [126] H. Kirino and K. Ogawa: "Various applications of low-cost phased array antennas with mechanical phase shifters," Proceedings of the 2014 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications, pp. 67-70, August 2014.
- [127] H. Kirino, K. Honda, K. Li and K. Ogawa: "A phase shifter using waffle-iron ridge guides and its application to a beam steering antenna," IEICE Communications Express, Vol. 6, No. 5, pp. 188-193, May 2017.
- [128] F. Mizutani, M. Wada, H. Marui, H. Handa, T. Ushio, S. Satoh and T. Iguchi: "Development of Active Phased Array Weather Radar," Proceedings of the 2012 WMO Technical Conference on Meteorological and Environmental Instruments and Methods of Observation, Session 5-2, October 2012.
- [129] "Gogo," www.gogoair.com, Last accessed February, 2018.
- [130] K. Chebrolu, B. Raman and S. Sen: "Long-Distance 802.11b Links: Performance Measurements and Experience," Proceedings of the 2006 Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, pp. 74-85, September 2006.
- [131] "Tornado Hunters," www.tornadohunter.com, Last accessed February, 2018.

学位申請論文

学位論文の基礎となった論文

- [1] H. Kirino, K. Honda, K. Li and K. Ogawa: "Wavelength Analysis Using Equivalent Circuits in a Fast and Slow Wave Waffle-Iron Ridge Guide," IEICE Transactions on Communications, Vol. E100-B, No.2, pp. 219-226, February 2017.

- [2] H. Kirino, K. Honda, K. Li and K. Ogawa: "A Waffle-Iron Ridge Guide with Combined Fast- and Slow-Wave Modes for Array Antenna Applications," IEICE Transactions on Communications, Vol. E101-B, No.2, pp. 349-356, February 2018.

- [3] H. Kirino, K. Honda, K. Li and K. Ogawa: "A phase shifter using waffle-iron ridge guides and its application to a beam steering antenna," IEICE Communications Express, Vol. 6, No. 5, pp. 188-193, May 2017.

本研究に関する発表論文

1. 論文

- [1] H. Kirino, K. Ogawa and T. Ohno: "A variable phase shifter using a movable waffle iron metal plate and its applications to phased array antennas," IEICE Transactions on Communications, Vol. E91-B, No. 6. pp. 1773-1782, June 2008.

- [2] H. Kirino and K. Ogawa: "A 76GHz Multi-Layered Phased Array Antenna Using a Non-Metal Contact Metamaterial Waveguide," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.60, No.2, pp. 840-853, February 2012.

- [3] H. Kirino, K. Honda, K. Li and K. Ogawa: "Wavelength Analysis Using Equivalent Circuits in a Fast and Slow Wave Waffle-Iron Ridge Guide," IEICE Transactions on Communications, Vol. E100-B, No.2, pp. 219-226, February 2017.

- [4] H. Kirino, K. Honda, K. Li and K. Ogawa: "A Waffle-Iron Ridge Guide with Combined Fast- and Slow-Wave Modes for Array Antenna Applications," IEICE Transactions on Communications, Vol. E101-B, No.2, pp. 349-356, February 2018.

- [5] H. Kirino, K. Honda, K. Li and K. Ogawa: "A phase shifter using waffle-iron ridge guides and its application to a beam steering antenna," IEICE

Communications Express, Vol. 6, No. 5, pp. 188-193, May 2017.

2. 国際会議発表論文

- [1] H. Kirino, K. Ogawa and T. Ohno: "A variable phase shifter using amovable waffle iron metal and its applications to phased array antennas," Proceedings of the 2007 International Symposium on Antennas and Propagation, pp. 1270–1273, Niigata, Japan, August 2007.

- [2] H. Kirino and K. Ogawa: "A 76GHz phased array antenna using a waffle-iron ridge waveguide," Proceedings of the 2010 European Conference on Antennas and Propagation, pp. 1-5, Barcelona, Spain, April 2010.

- [3] H. Kirino and K. Ogawa: "Metamaterial Ridged Waveguides with Wavelength Control for Array Antenna Applications," Proceedings of the 2012 International Symposium on Antennas and Propagation, pp. 1518-1521, Nagoya, Japan, October 2012.

- [4] H. Kirino and K. Ogawa: "Simplified wavelength calculations for Fast and Slow wave metamaterial ridged waveguides and their application to array antenna design," Proceedings of the 2013 European Conference on Antennas and Propagation, pp. 2878-2882, Gothenburg, Sweden, April 2013.

- [5] H. Kirino and K. Ogawa: "Simplified wavelength calculations for Fast and Slow wave metamaterial ridged waveguides and their application to array antenna design," Proceedings of the 2013 International Symposium on Antennas and Propagation, pp. 597-600, Nanjing, China, October 2013.

- [6] H. Kirino and K. Ogawa: "Various applications of low-cost phased array antennas with mechanical phase shifters," Proceedings of the 2014 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications,

pp. 67-70, Aruba, August 2014.

3. 研究会発表論文

- [1] 桐野秀樹, 小川晃一, 大野健: "ワッフルアイアン型 2次元導波路を用いた可変移相器," 電子情報通信学会技術研究報告, AP2007-1-12, pp. 19-24, April 2007.
- [2] 桐野秀樹, 小川晃一: "速波遅波混成モードメタマテリアルリッジ導波路の導波路波長の簡易計算法とアレーアンテナの設計," 電子情報通信学会技術研究報告, AP2013-6, pp. 13-18, August 2013.
- [3] 桐野秀樹, 小川晃一: "メタマテリアルリッジ導波路を用いたリニアスライド型移相器とフェーズドアレーアンテナへの応用," 電子情報通信学会技術研究報告, AP2014-7, pp. 41-46, July 2014.
- [4] 桐野秀樹, 加茂宏幸: "ワッフルアイアンリッジ導波路を用いた 76.5GHz 帯平面アレーアンテナ," 電子情報通信学会技術研究報告, AP2017-6, pp. 35-39, July 2017.

4. 全国大会発表論文

- [1] 桐野秀樹, 小川晃一, 大野健: "ワッフルアイアン型 2次元導波路を用いた可変移相素子," 電子情報通信学会 2007 年総合大会論文集, No. CS-2-5, March 2007.
- [2] 桐野秀樹, 小川晃一: "ワッフルアイアンリッジ導波路で給電した 76GHz 帯誘電体装荷スロットアレーアンテナ," 電子情報通信学会 2009 年総合大会論文集, No. B-1-171, March 2009.
- [3] 桐野秀樹, 小川晃一: "76GHz 帯スロットアレー用ワッフルアイアンリッジ導波路移相器," 電子情報通信学会 2009 年総合大会論文集, No. B-1-94, March 2009.
- [4] 桐野秀樹, 小川晃一: "ワッフルアイアンリッジ導波路を用いたフェーズドアレー給電回路網," 電子情報通信学会 2010 年総合大会論文集, No. BS-1-5, March 2010.

- [5] 桐野秀樹, 小川晃一: "波長制御メタマテリアルリッジ導波路を用いたミリ波アレーアンテナのグレーティングローブ抑圧," 電子情報通信学会 2012 年ソサイエティ大会論文集, No. B-1-91, August 2012.
- [6] 桐野秀樹, 小川晃一: "速波遅波混在モードを有するメタマテリアルリッジ導波路とミリ波アレーアンテナへの応用," 電子情報通信学会 2013 年総合大会論文集, No. B-1-146, March 2013.
- [7] 桐野秀樹, 小川晃一: "速波遅波混成モードメタマテリアルリッジ導波路の導波路波長の簡易計算法とアレーアンテナの設計," 電子情報通信学会 2013 年ソサイエティ大会論文集, No. B-1-115, September 2013.
- [8] 桐野秀樹, 小川晃一: "速波遅波混成モードメタマテリアルリッジ導波路における導波路形状と波長の関係," 電子情報通信学会 2014 年総合大会論文集, No. B-1-135, March 2014.
- [9] 桐野秀樹, 小川晃一: "メタマテリアルリッジ導波路を用いたリニアスライド型移相器," 電子情報通信学会 2014 年ソサイエティ大会論文集, No. B-1-134, September 2014.
- [10] 桐野秀樹, 小川晃一: "ワッフルアイアンリッジ導波路の伝送帯域と整合帯域の協調設計法," 電子情報通信学会 2015 年総合大会論文集, No. B-1-61, February 2015.

5. その他

- [1] 桐野秀樹, 小川晃一, 大野 健: "可動ワッフルアイアン導体を用いた可変移相器と車載ミリ波レーダアンテナへの応用," 松下テクニカルジャーナル, Vol. 54, No. 2, pp. 10-15, July 2008.
- [2] 桐野秀樹: "可動ワッフルアイアン導体を用いた可変移相器と車載ミリ波レーダアンテナへの応用," KEC 技報, No. 207, pp. 1-6, October 2008.