



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	準光学アンテナ・ミキサに関する基礎研究
Author(s)	西村, 寿彦
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	甲第4243号
Issue Date	1997-12-25
DOI	https://doi.org/10.11501/3132220
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/51458
Type	doctoral thesis
File Information	000000317411.pdf



準光学アンテナ・ミキサに関する基礎研究

西村 寿彦

①

学位論文

準光学アンテナ・ミキサに関する基礎研究

西村 寿彦

III 大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

大

目次

第 1 章 序論	1
1.1 歴史的背景	1
1.1.1 ミリ波帯における技術の進展	1
1.1.2 準光学アンテナ・ミキサ	3
1.2 研究の目的と論文の構成	7
文献	12
第 2 章 コプレーナ導波路給電による準光学アンテナ・ミキサ	13
2.1 まえがき	13
2.2 受信部の設計と解析	16
2.2.1 解析モデル	16
2.2.1.1 RF, LO 受信パッチの設計	16
2.2.1.2 コプレーナ導波路の設計	20
2.2.2 解析結果	22
2.2.2.1 入力特性	22
2.2.2.2 放射指向性	23
2.3 20 分の 1 スケーリングモデルによる検証	25
2.3.1 実験モデル	25
2.3.2 実験	25
2.3.2.1 2 周波動作の確認	25
2.3.2.2 ミキシング動作の確認	28
2.4 むすび	32
文献	33

第 3 章 多素子準光学アンテナ・ミキサの受信特性	35
3.1 まえがき	35
3.2 動作原理	36
3.2.1 定式化	36
3.2.2 パッチの指向性を考慮しない場合	38
3.2.3 パッチの指向性を考慮した場合	41
3.2.3.1 f_L/f_R を固定した場合	41
3.2.3.2 LO の入射角 θ_L を固定した場合	41
3.3 実験 I—LO 入射角によるビーム走査	45
3.3.1 モデルの構成	45
3.3.2 実験結果	50
3.4 実験 II—LO 周波数によるビーム走査	53
3.4.1 モデルの構成	53
3.4.2 実験結果	56
3.5 むすび	61
文献	62
第 4 章 ミリ波帯モデルの実現に向けて	63
4.1 まえがき	63
4.2 ショットキバリアダイオードの適用	65
4.3 高温超伝導ジョセフソン接合の適用	71
4.4 フィルタを含めた伝送線路の検討	74
4.5 低温での測定環境	76
4.6 むすび	78
文献	79
第 5 章 多素子準光学アンテナ・ミキサの最適化	81
5.1 まえがき	81
5.2 素子数の変化	83
5.2.1 1/2 電力ビーム幅	86
5.2.2 最大利得	87
5.2.3 ビーム走査角	89

5.3 LO 入射角の変化	92
5.4 RF と LO の周波数比の変化	94
5.5 むすび	96
文献	98
第 6 章 結論	99
謝辞	102
研究業績	103

第一章

序論

1. 研究の意義

本研究は、日本の経済成長と社会変革の過程における、労働者の役割と意識の変化を明らかにすることを目的とする。特に、戦後高度経済成長期における労働者の意識変化と、その社会への影響を重点的に検討する。

2. 研究の目的と範囲

本研究の目的は、戦後高度経済成長期における労働者の意識変化を明らかにすることである。具体的には、労働者の意識変化の要因、その内容、およびその社会への影響を明らかにすることである。研究の範囲は、戦後高度経済成長期（1945年から1970年代前半）に限定する。この期間には、日本経済が急速な成長を遂げ、社会も大きな変革を経験した。この変革の中で、労働者の意識も大きく変化したと考えられる。本研究は、この変革の中で労働者の意識がどのように変化したのか、その要因は何だったのか、そしてその変化が社会にどのような影響を与えたのかを明らかにすることを目的とする。

本研究は、労働者の意識変化の要因、その内容、およびその社会への影響を重点的に検討する。具体的には、労働者の意識変化の要因、その内容、およびその社会への影響を重点的に検討する。具体的には、労働者の意識変化の要因、その内容、およびその社会への影響を重点的に検討する。

第 1 章

序論

1.1 歴史的背景

本論文では、ミリ波帯における新しい構造の準光学アンテナ・ミキサを提案する。以下では、ミリ波帯における技術の進展および準光学アンテナ・ミキサの歴史的背景について述べることにする。

1.1.1 ミリ波帯における技術の進展

今日の情報通信、エレクトロニクス技術において、より高い周波数への移行は、最も重要な課題の一つである。伝送可能な情報量は周波数に比例して増加し、それだけ効率よく情報伝送がなされるためである。これまでに、MHz 帯、GHz 帯を経て光 (100THz 以上) へと、次々と高い周波数帯の開発が進んできた。しかし、これらの周波数帯すべてにわたって同様な特性を発揮するアプリケーションが開発されてきたわけではない。これは、発振器や伝送路などの各能動および受動素子に対して、それぞれ実現しやすい周波数帯と実現しにくい周波数帯が存在すること、空間中や線路上で伝送特性に分散が存在することによる。

1960 年代から 1970 年代にかけて、ミリ波帯は世界各国において研究開発が行われた。当時は、マイクロ波無線回線以降の大容量長距離基幹回線で用いる周波数帯として注目されており、従来のシステムに比べて多くの情報が伝送可能であった。しかしながら、その後、光ファイバが実用化され、通信網への導入は見送られ、ミリ波帯の研究開発は縮小されていった。

1990 年代初めころから、情報通信分野の大幅な事業拡大により、新たな周波数資源が求められ、上述のように本格的な導入が見送られてきたミリ波帯は、現在もなお未利用の周波数帯となっていることから再び注目を集めはじめた。さらに、ミリ波帯特有の性質を積

極的に利用しようという試みが顕在化し、それを実現させるための技術開発が進められつつある。具体的には、マイクロ波帯に比べミリ波帯では、周波数が高いことに起因する広帯域性、波長が短いことによるシステムの小型化および軽量化、そして、伝播減衰が大きいことを利用した混信防止などの特徴が挙げられる。これらの特徴は、小型の高分解能レーダや自動車レーダ、広帯域無線 LAN (Local Area Network)、室内無線 LAN などの応用へ適したものであり、最近話題にのぼることも多い。

このような流れを受けて、現在のミリ波技術は 1970 年代までと比較して、以下のような進展を遂げている [1.1, 1.2]。

1. 半導体デバイス：1970 年代までは、非線型素子はすべてダイオード（ガンダイオード、インパットダイオード、ショットキバリアダイオード、pn 接合ダイオード等）であったが、今ではそのほとんどがトランジスタに置き換わり、その種類も多様になってきた。さらに、素子の接合状態が改良され、MESFET (Metal-Semiconductor Field Effect Transistor=金属 - 半導体接触電界効果トランジスタ) から、HEMT (High-Electron-Mobility Transistor=高電子移動度トランジスタ) や HBT (Heterojunction Bipolar Transistor=ヘテロ接合バイポーラトランジスタ) へと移行し、より高い遮断周波数をもつデバイスが得られている。もちろん、ダイオードも同様に進化を遂げ、数百 GHz で動作可能なものも報告されている [1.3]。また、HTS-JJ (Oxide High-Tc Superconductor Josephson Junction=酸化物高温超伝導体ジョセフソン接合素子) は、ミリ波帯のような高い周波数での実用が期待されている非線型素子であり、本研究においても将来的にこのデバイスを導入することを検討している。HTS-JJ については、第 4 章で詳しく述べる。
2. 回路構成：1970 年代までは、伝送路として主に導波管が用いられてきた。当時、波長の約 10 倍の径をもつ円形導波管を用いて、 TE_{01} モードを伝播させて大容量長距離回線を実現しようという計画もあった。しかし、導波管の特性インピーダンスは、ほとんどの半導体素子よりも大きく、広い帯域での整合を実現するには、可動スタブなどの機械的な操作が必要であった。これに対して、現在一般に用いられている平面状線路（マイクロストリップ線路、トリプレート線路、コプレーナ導波路など）は、特性インピーダンスが導波管に比べて小さく、平面状である半導体素子を組み込むのに適している。本研究においても、半導体素子が組み込みやすいことなどから、コプレーナ導波路を給電線路として用いている。

3. 回路の設計技術：コンピュータの進歩にともなって、回路の CAD (Computer-Aided Design=自動設計技術) や、シミュレータに関する技術も進歩した。これにより、前述の平面状伝送路は設計が容易になり、回路の集積化が可能となり、低損失かつ広帯域なシステムが設計可能となった。本研究においても、電磁界シミュレータにより、入力特性や放射指向性を計算し、素子の設計を行っている。
4. 回路の製作技術：MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) 技術の発達により、集積化された回路を安価で大量に製作することが可能となった。本研究では、将来 MMIC 技術によりシステムが製作されることを想定して、ミリ波帯での準光学アンテナ・ミキサシステムを設計する。

これら新しい技術によって、さらにミリ波帯の応用が進み、新たな技術革新へつながるものと期待される。

1.1.2 準光学アンテナ・ミキサ

前節で述べたように、ミリ波技術は MMIC 技術の開発により大きく発展しつつある。さらに、ミリ波無線通信の利点を最大限に生かすため、単なる“回路”にとどまらず、アンテナの機能を集積回路に組み込んだ準光学技術 (Quasi-Optical Technique) が提唱されている。この技術の特徴は、アンテナの入力インピーダンスの周波数依存を回路の一要素として取り入れ、平面型アンテナと回路を一体化したサブシステムとして設計・解析することにある。

準光学技術は、当初プラズマ物理、電波天文、周波数標準器および衛星を使ったリモートセンシングの分野で用いられてきた。1978 年には、遠赤外線 (300-2500GHz) のヘテロダイン照射測定のために、準光学 GaAs ショットキダイオードミキサが提案されている [1.4]。このミキサは、図 1.1 に示すような構造をしており、ダイオードのウィスカの長さを周波数に応じて調整し、アンテナの機能を持たせたもので、高周波信号 (RF) と局部発振周波 (LO) を自由空間を介してミキサダイオードに入力することができる。このミキサは初期の超高周波帯準光学アンテナ・ミキサである。

その後、高周波帯における線路の平面化、MMIC 技術の発達により、準光学アンテナ・ミキサもさまざまな検討がなされ、さらにいくつかの新しい構造が提案されてきた [1.5]。例えば、図 1.2 に示す HWANG らによって 1988 年に発表されたホールデッドスロットア

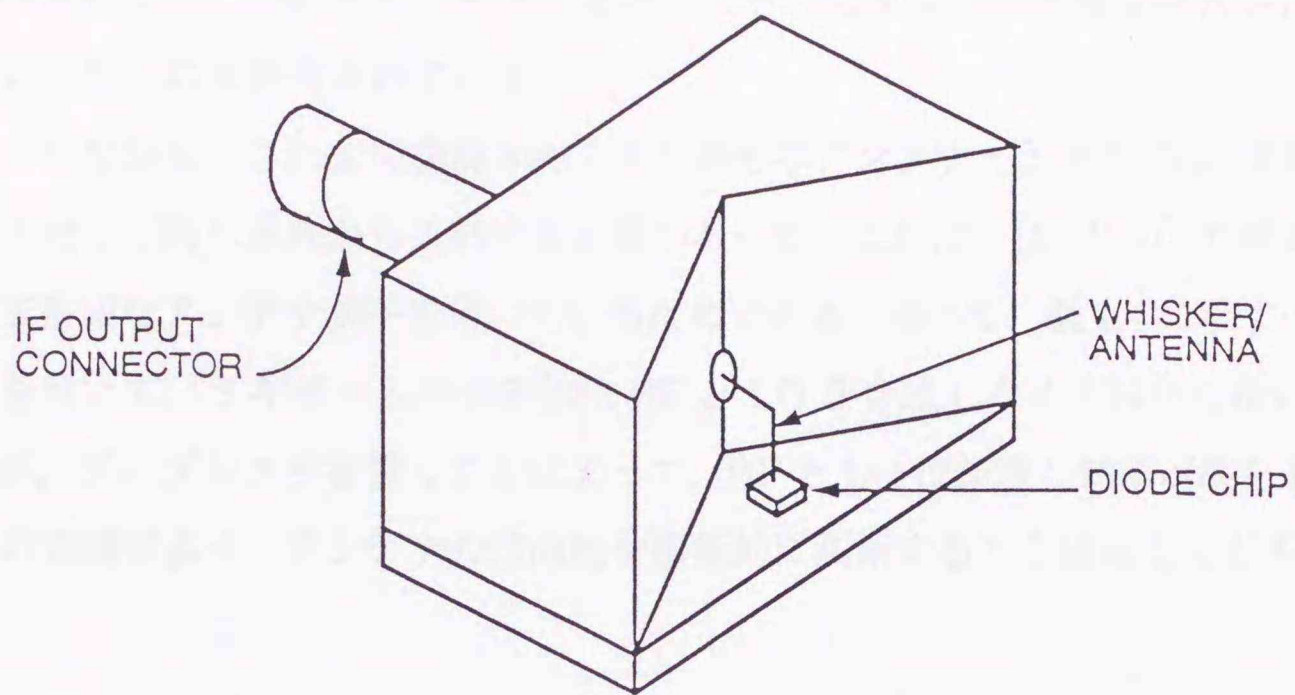


図 1.1: コーナーキューブミキサ [1.4]

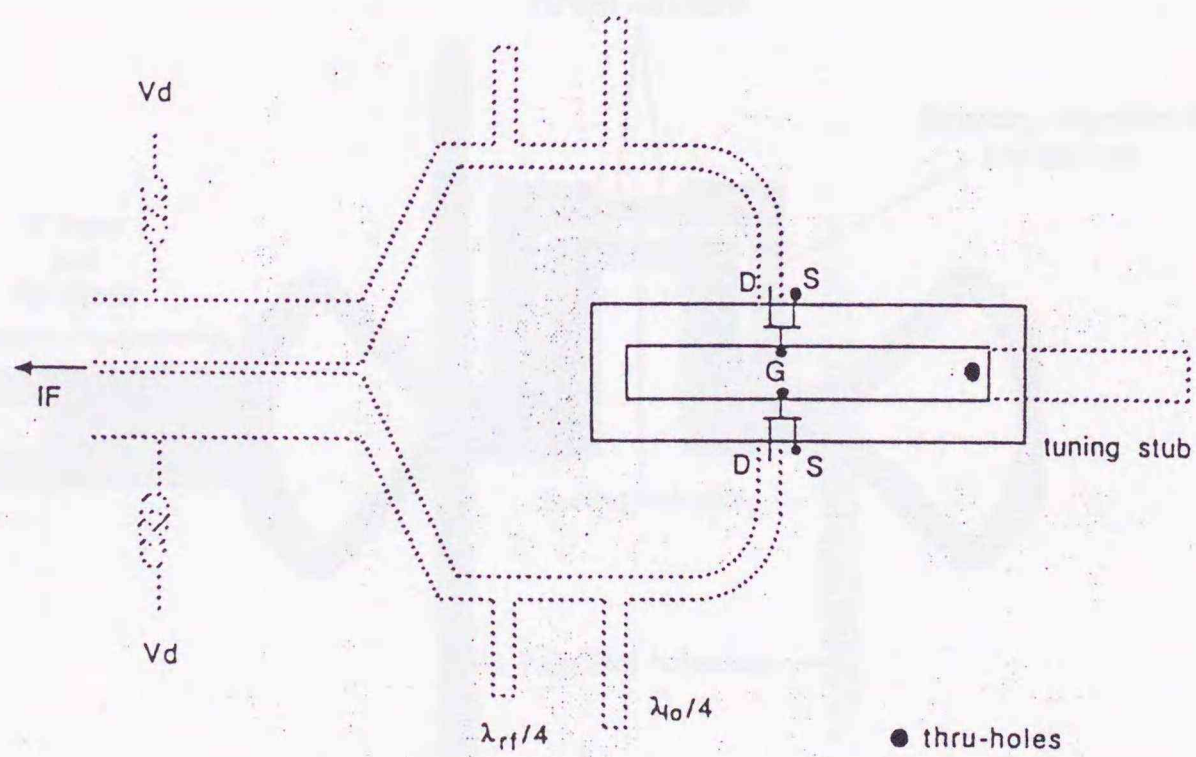


図 1.2: FET 自発励振型ミキサ [1.6]

ンテナと FET を用いた自発励振型ミキサは、MMIC 技術との融合を考慮した最初の準光学アンテナ・ミキサである [1.6]。また、最近図 1.3 のような SIS ミキサ（超伝導体のトンネル接合を用いた非線型デバイス）を用いたサブミリ波での低雑音準光学アンテナ・ミキサといったものも報告されている [1.7]。

しかしながら、これまで提案されてきた準光学アンテナ・ミキサでは、RF と LO はアンテナに対して同じ方向から入射する必要があった。これは、RF と LO の両方を受信する 1 つの広帯域なアンテナ素子を用いているためである。従って、図 1.4 に示すようなダイプレクサを用いて、ミキサへ入力する前に RF と LO を合成しなくてはならない [1.3, 1.4]。ところが、ダイプレクサを置くことによって、RF と LO は減衰し効率が落ちる。そのうえ設計上の束縛が多く、アンテナの指向性を積極的に利用することはほとんど不可能であった。

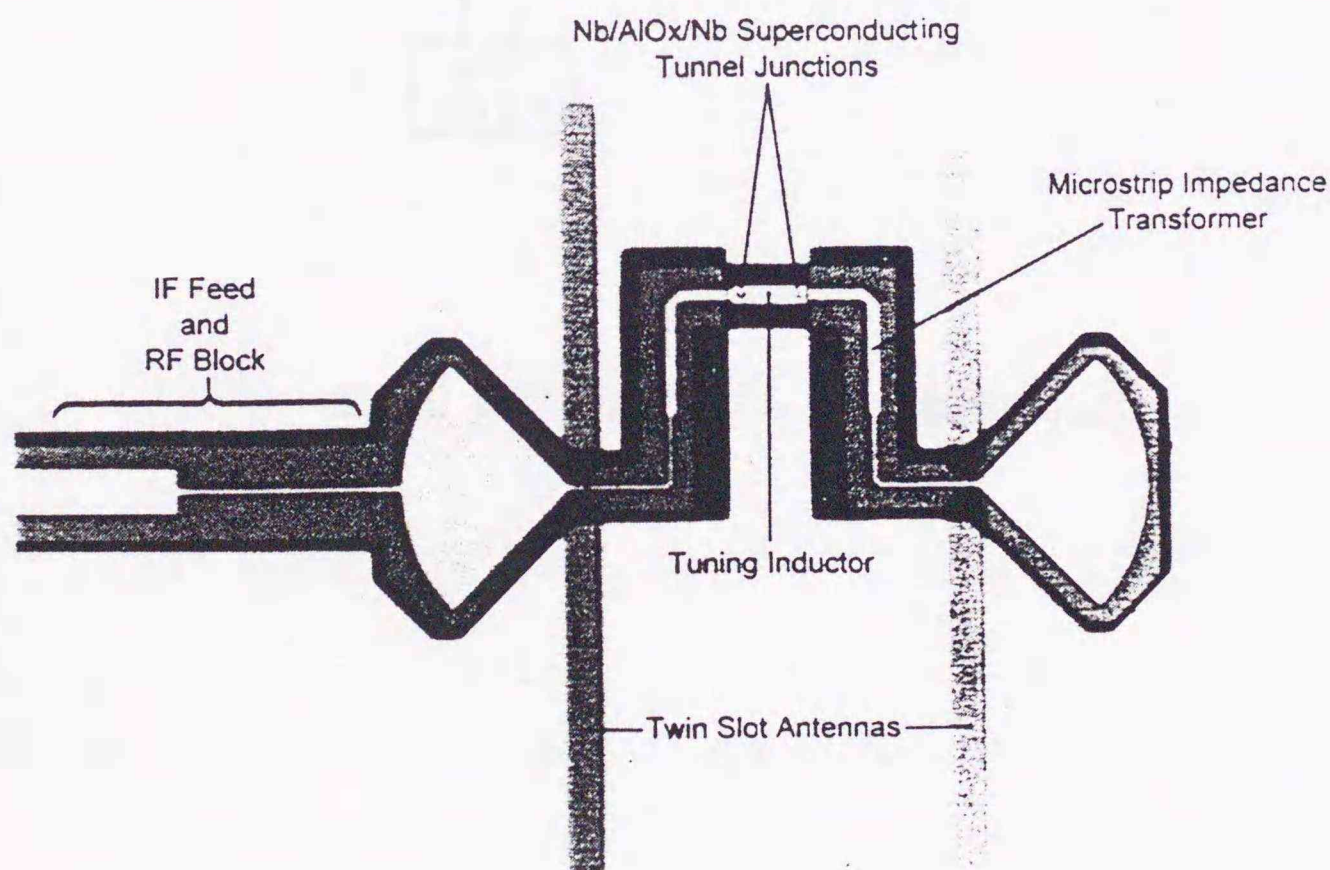


図 1.3: SIS ミキサを用いた低雑音準光学アンテナ・ミキサ [1.7]

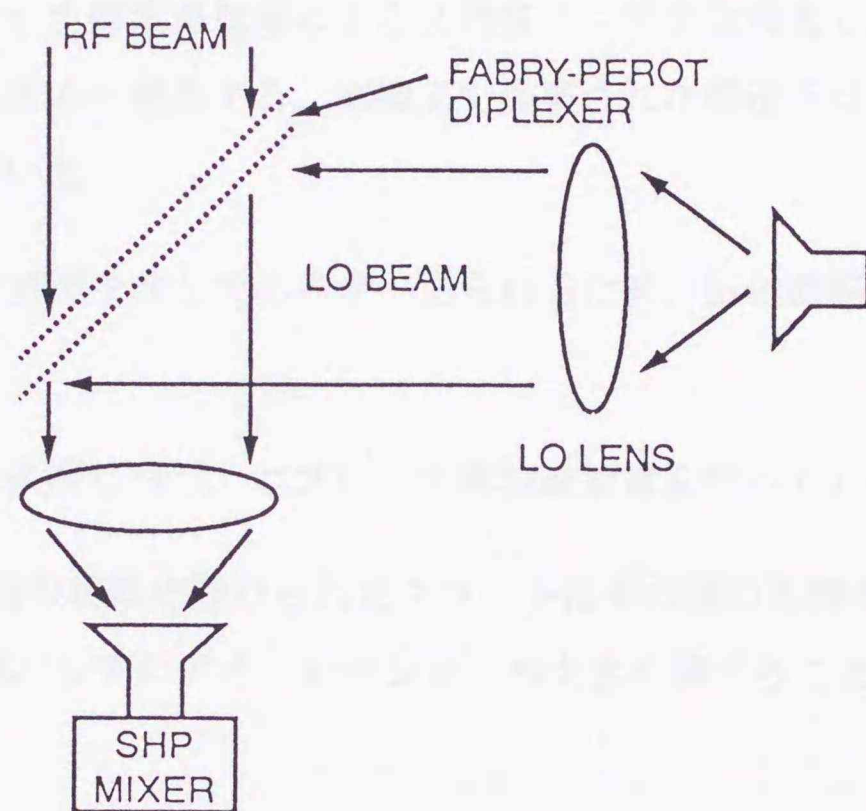


図 1.4: 典型的なダイプレクサの概略図 [1.3]

1.2 研究の目的と論文の構成

前節で述べたように、準光学アンテナ・ミキサは RF と LO を自由空間から直接ミキサへ入力し、直後に中間周波数の信号 (IF) へ変換するシステムである。しかしながら、従来の準光学アンテナ・ミキサシステムは、ダイプレクサを用いて RF と LO をアンテナに対して同じ方向から入射させなくてはならないという構造的な問題があった。

そこで、本論文では基板の両面にそれぞれ RF と LO を受信するパッチを配置した、新しい構造を持つコプレーナ導波路給電による 2 周波アンテナを考案し、この構造を準光学アンテナ・ミキサシステムへ適用する。本論文で提案された構造では、従来の準光学アンテナ・ミキサが持っていた、

- RF と LO は自由空間を介してミキサへ送られるため、伝送線路による高周波損失が存在しない、

という特性はそのまま保持しつつ、コプレーナ導波路給電を行っていることから、

- コプレーナ導波路の終端に設けられたスロットはその開口面積を小さくできるため、RF と LO の受信パッチのアイソレーションが大きく保てること (FB 比が大きく取れること)、
- RF と LO の受信パッチを直下のスロット部で同時に励振可能で、それぞれのインピーダンス整合が容易であること、
- ミリ波におけるコプレーナ導波路アプリケーションが最近注目されており、回路設計のノウハウが蓄積されはじめていること、
- 中心導体と接地板が同一面内に存在しているため、ミキサの組み込みが容易であること、

という特徴をあわせもっている。これらに加えて、基板のそれぞれの面で RF と LO を受信することから、

- ダイプレクサが不要であり、RF と LO の照射構造を独立に設計できる、
- アンテナ素子の放射指向性を積極的に利用することができる、

という多くの利点があり、システム設計上の自由度が大きい。

また、本論文で提案する準光学アンテナ・ミキサ素子を複数配列することで、基板の表裏で RF と LO を受信し、直後に IF に変換するという構造から、まったく新しいビーム走査法が導かれる。このビーム走査は、LO の入射角または周波数（場合によってはその両方）を変化させることによって行う。従来のフェーズドアレーが移相器などの高周波回路を必要としているのに対して、このシステムは高周波回路なしに RF の到来方向を走査することができる。従って、高周波回路による損失を大幅に低減できるばかりではなく、システム構成が単純となり設計が容易になると予想される。

要約すると、本研究の目的は新しい構造の準光学アンテナ・ミキサシステムの構築とそれを用いた新しいビーム走査法の提案であり、本論文では以下の点について検討を行っている。

1. コプレーナ導波路給電による 2 周波マイクロストリップアンテナの設計ならびにその特性評価。
2. 上記アンテナにミキサダイオードを装荷した準光学アンテナ・ミキサの試作および実験。
3. 提案した準光学アンテナ・ミキサ素子を複数配列することで実現される新しいビーム走査法の提案。
4. 上記ビーム走査システムの試作および実験。
5. ミリ波帯モデルに対する検討。
6. ビーム走査システムの最適化。

以下、本研究において議論する内容とその目的について章ごとに説明する。

第 1 章では、ミリ波と準光学アンテナ・ミキサの歴史的背景について述べ、本研究の占める位置とその目的を説明している。さらに、論文の構成および各章の関係を解説している。

第 2 章では、新しい構造を持つ準光学アンテナ・ミキサを実現するため、コプレーナ導波路給電による 2 周波マイクロストリップアンテナを提示し、ミリ波帯における設計および諸特性について述べる。

コプレーナ導波路給電による2周波マイクロストリップアンテナは、コプレーナ導波路を設けた接地板を2枚の誘電体板で挟み、さらにその両側にRFとLOを受信する正方形パッチをそれぞれ配置するという構造をとっている。コプレーナ導波路終端の開放間隙と2つのパッチはそれぞれ電磁結合している。この構造に対して、電磁界シミュレータ HP Momentum を用いて、RF (60GHz) と LO (50-60GHz) を受信するパッチならびにコプレーナ導波路の寸法、そして2つのパッチとコプレーナ導波路との整合について検討する。次いで、それらの入力特性、放射指向性について考察する。

さらに、マイクロ波帯 (3GHz) においてコプレーナ導波路の開放終端の間隙にミキサダイオードを装荷してミリ波帯準光学アンテナ・ミキサのスケーリングモデルを試作する。そして、受信部の2周波動作およびミキシング動作に関する実験の結果について述べ、2周波動作、ミキシング動作ともに可能であることを確認する。

第3章では、上記準光学アンテナ・ミキサを複数配列することによって可能となる、新しいビーム走査法についてその動作原理を解説し、4素子マイクロ波帯試作モデルによる実験的検証を行う。

従来のフェーズドアレーが移相器などの高周波回路を必要としているのに対して、このシステムは高周波回路なしにRFの到来方向を走査することができる。RFの到来方向の走査は、LOの入射角または周波数（場合によってはその両方）を変化させることによって行う。これによって、高周波回路による損失は存在しなくなり、そのうえ、システム構成が単純となり設計が容易になる。本システムの動作原理を具体的なモデルを用いて明らかにし、マイクロ波帯で動作するシステムを試作、実験を行って、上記の動作を確認する。

第4章では、第3章で設計したミリ波帯準光学アンテナ・ミキサを実現するための種々の検討を行う。ここでは、本システムを実際にミリ波帯で実現することを想定して、構造、製法などについて、過去に報告されている文献を参考に考察する。前に述べたように、ミリ波帯で集積化されたシステムはMMIC技術によって安価で大量に生産できるようになってきた。本論文で提案するモデルも、平面線路（コプレーナ導波路）を用いており、MMIC化に適した構造をとっている。そこで、本システムをMMIC化するための検討事項を挙げ、過去に発表されている同様な研究を参考にして考察する。特に、基板の構造に重点を置き、ショットキバリアダイオードを適用する場合とHTS-JJを適用する場合について詳細に検討する。

第5章では、第3章で提案した配列型準光学アンテナ・ミキサの各パラメータを詳細に検討し、それらの最適値を求める。第3章で解析したモデルは、実験との比較が中心であ

第6章では、結論を述べ、本研究で得られた結果を要約する。

図 1.5 に本論文の構成と各章の関係を図示した.

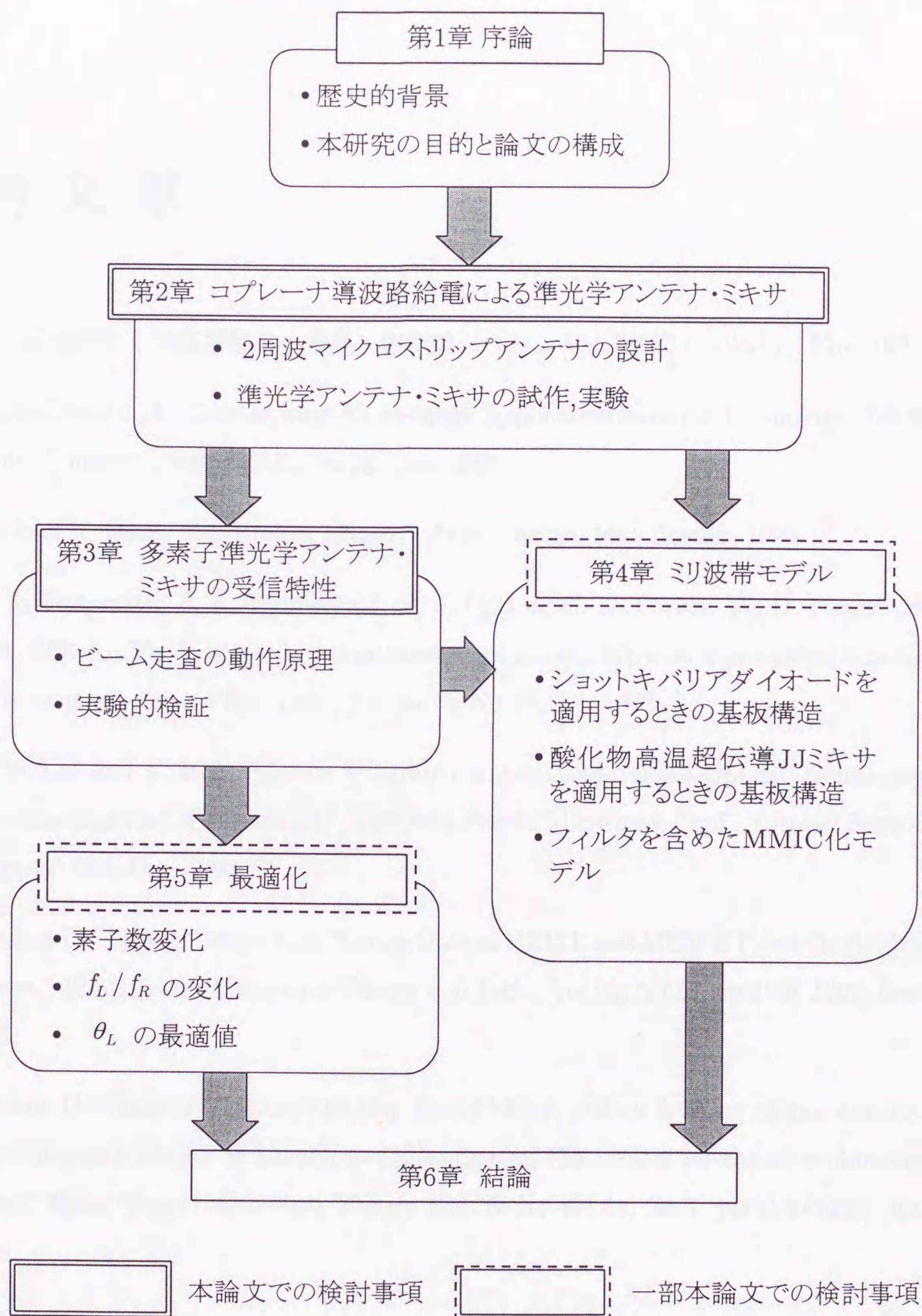


図 1.5: 本論文の構成と各章の関係

参考文献

- [1.1] ミリ波技術とその応用論文小特集, 信学論 (C-I), Vol.J77-C-I, No.11, Nov. 1994.
- [1.2] Special Issue on Millimeter-wave Short-range Application Systems Technology, IEICE Trans. Commun., Vol. E79-B, No.12, Dec. 1996.
- [1.3] Stephen A. Maas, "Microwave Mixers," Artech house, Inc., Boston, 1993.
- [1.4] H. R. Fetterman, P. E. Tannenwald, B. J. Clifton, C. D. Parker, W. D. Fitzgerald, N. R. Elikson, "Far-ir heterodyne radiometric measurements with quasioptical Scottky diode mixers," Appl. Phys. Lett., Vol 33(2), No.15, Jul. 1978.
- [1.5] C. Y. Lee and T. Itoh, "Active Integrated Antenna and Quasi-Optical Technique : Fundamentals and Applications," 1995 Asia Pacific Microwave Conf., Tutorial Session 03, pp.89-189, Oct. 1995.
- [1.6] Vincent D. Hwang, Tatsuo Itoh, "Quasi-Optical HEMT and MESFET Self-Oscillating Mixers," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol.36, No.12, pp.1701-1705, Dec. 1986.
- [1.7] Michael C. Gaidis, G. LeDuc, Mei Bin, David Miller, Jeffrey A. Stern, Jones Zmuidzin, "Characterization of Low-Noise Quasi-Optical SIS mixers for the Submillimeter Band," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol.44, No.7, pp.1130-1139, Jul. 1996.

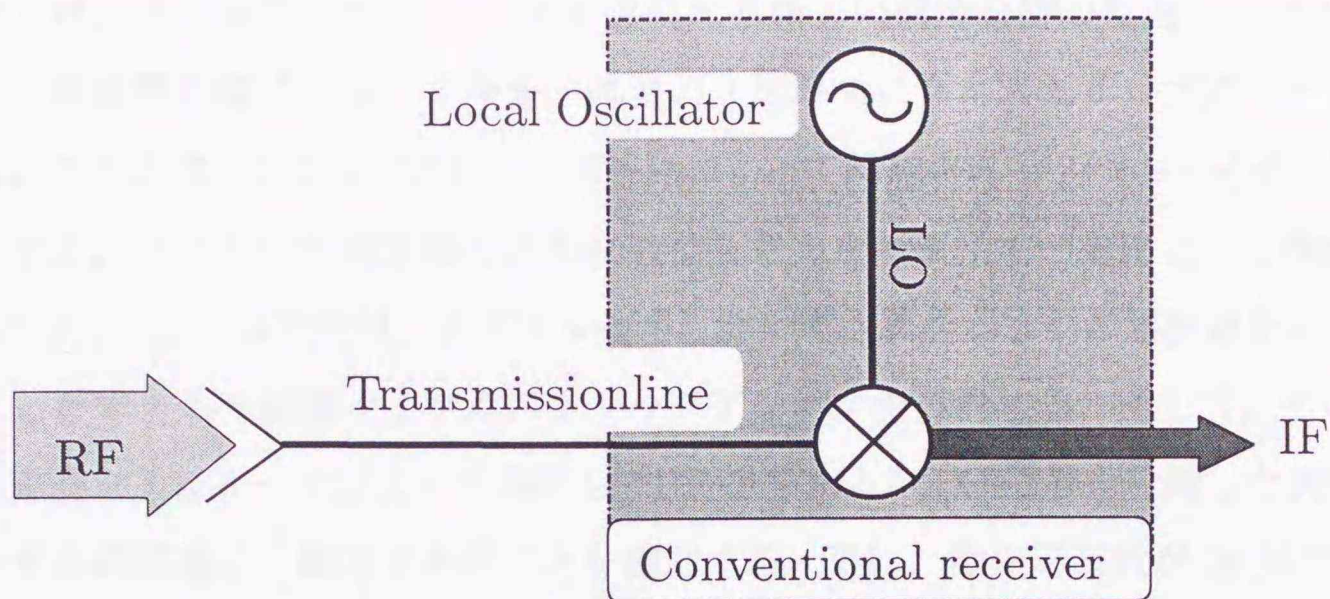
第 2 章

コプレーナ導波路給電による準光学アンテナ・ミキサ

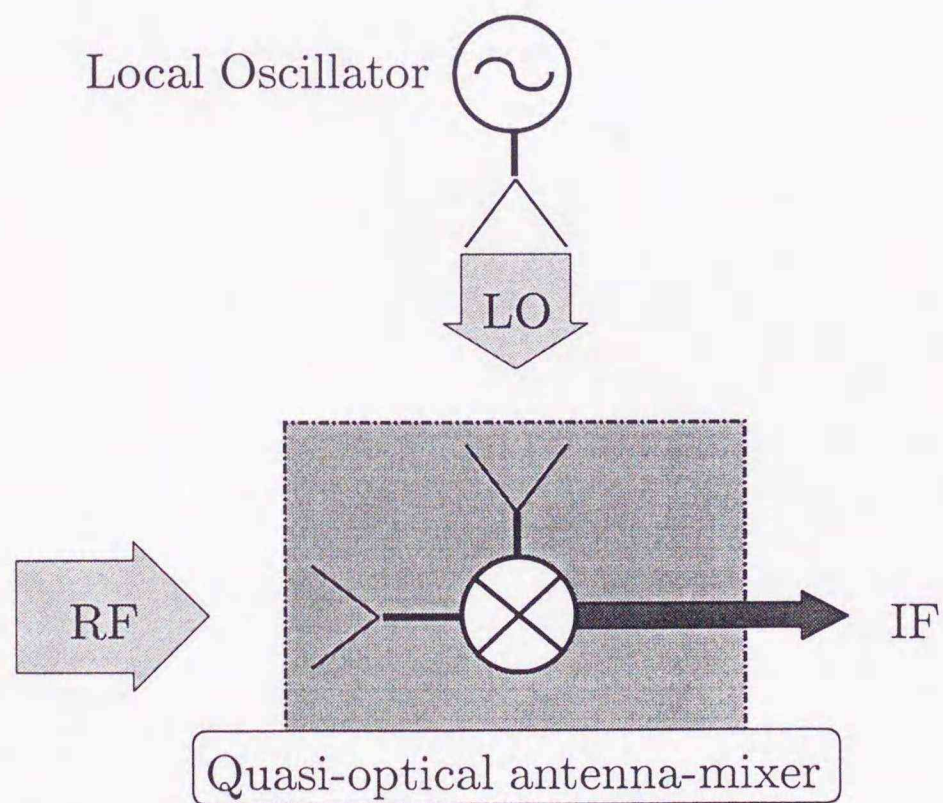
2.1 まえがき

ミリ波帯は、主に科学分野をはじめとするごく限られた分野で利用されており、一般に未利用の周波数資源である。従来のミリ波帯システムはかさばり、かつ高価であったこと、また技術的には伝送路特性や伝搬特性などに実用上問題があったこともあり、通信系をはじめとする一般向けの用途には利用されていなかった。しかし、近年の技術の発達と、周波数資源の需要の高まりを受けて、無線通信では、より高い周波数を用いるように推移してきた。ミリ波帯の実用化は、広帯域な情報伝送が可能であることから、再び注目されつつある [2.1, 2.2]。しかし、周波数が高くなるにつれ回路内での損失は増大する。これは実用上最も大きな問題の一つである。高い周波数帯で用いるアンテナを設計する際は、損失を極力抑えることができる構造を考える必要がある。理想的には、アンテナと伝送線路を一体的に取り扱い、損失の大きな要因となる高周波での伝送線路を取り除くことが望ましい。例えば、受信直後に高周波信号 (RF) を中間周波数の信号 (IF) に変換すれば、高周波特有の伝送線路による損失を大きく軽減させることが可能である。

この周波数変換を実現するデバイスとして、図 2.1(b) に示すようなアンテナとミキサを一体化させた準光学アンテナ・ミキサ (Quasi-Optical Antenna Mixer) が提案されている [2.3, 2.4, 2.5]。一般的な受信システム (図 2.1(a)) では、アンテナからミキサなどの高周波回路の間に伝送線路が存在する。これらの伝送線路や高周波回路では、導電損や誘電損による損失が避けられない。特に、周波数が高くなるにつれてこの問題は深刻になる。しかし、準光学アンテナ・ミキサでは、RF および局部発振周波 (LO) がミキサに直接入力さ



(a) A conventional receiving system.



(b) A quasi-optical antenna-mixer receiving system.

図 2.1: 受信システムの概念図

れ、直後に IF に変換される。従って、RF および LO は空間的に供給されるため、伝送線路や高周波回路での損失は存在しない。

本論文では、準光学アンテナ・ミキサを実現する新しい構造を持つ受信システムとして、コプレーナ導波路給電による、ミキサ一体型の2周波マイクロストリップアンテナを提案する。本システムは、1つのコプレーナ導波路によって給電される2つのマイクロストリップアンテナと、コプレーナ導波路の終端に装荷したミキサダイオードによって構成されている(図2.2, 2.3)。以下では、まずミリ波帯において、異なる2つの周波数を独立に動作させることができる2周波マイクロストリップアンテナを設計する。そして、その特性について電磁界シミュレータによって解析し、RF 信号および LO 信号を分離した状態でミキサに入力するのに適した構造であることを確認する。更に、動作周波数が20分の1(マイクロ波帯)となるスケーリングモデルを設計し、ミキサダイオードを装荷したモデルを試作し、実験的に検証する。以上の解析および実験結果によって、本モデルが準光学アンテナ・ミキサとして機能することを確認する。

2.2 受信部の設計と解析

図 2.1 (b) のような準光学アンテナ・ミキサを実現するためには、RF と LO をミキサのごく近くで受信する必要がある。そのため、従来準光学アンテナ・ミキサの受信部としては、RF と LO の両方を受信できる広帯域な 1 つの受信素子が用いられてきた [2.3, 2.4]。この場合、RF と LO をアンテナに対して同じ方向から入射させる必要があるため、システム設計上の制約が存在する。この制約を取り除くためには、LO の入力 RF の入力を妨げないような設計が必要となってくる。

そこで本論文では、寸法の異なるパッチ素子を基板の両面に配置し、それぞれのパッチによって RF と LO を独立に受信させ、かつ給電部分が 2 つのパッチに共有される構造を提案する。基板の表裏で RF と LO を分離して入力するため、RF と LO の照射の構造を独立に設計することができるので、システム構成上の自由度が大きくなる。

以下では、まず提案する受信部の構造とコプレーナ導波路の設計方針を説明する。次に、RF および LO に対する入力特性と放射指向性について、電磁界シミュレータを用いて解析し、本提案モデルが準光学アンテナ・ミキサを実現するアンテナ部として最適な構造であることを示す。

2.2.1 解析モデル

2.2.1.1 RF, LO 受信パッチの設計

図 2.2 にアンテナ素子の構造を示す。コプレーナ導波路の終端部を拡大して示してある。また、図 2.3 にコプレーナ導波路の内導体に沿った断面図を示す。さらに、解析で使用した図 2.2, 2.3 の各パラメータ値を表 2.1 に示す。基板は、コプレーナ導波路を設置した地板を、2 枚の誘電体板で挟んだ構造になっている。コプレーナ導波路は、特性インピーダンスが 50Ω となるよう設計し、終端を開放する。また、この終端部がパッチの中央に当たるように、基板の両面に寸法の異なる正方形のパッチを配置する。導体部にはすべて銅を使用する。以下では、図 2.2, 2.3 に示す座標系において、 y 軸の正および負の側にある受信パッチを、それぞれ RF 受信パッチおよび LO 受信パッチとする。

高周波において使用されるミキサとして、低損失、低雑音特性を持つことから、酸化物高温超伝導体ジョセフソン接合素子が検討されている [2.4, 2.5]。酸化物高温超伝導体の中でも $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ 薄膜は比較的安定して製作することができ、マイクロ波以上の周波数帯で

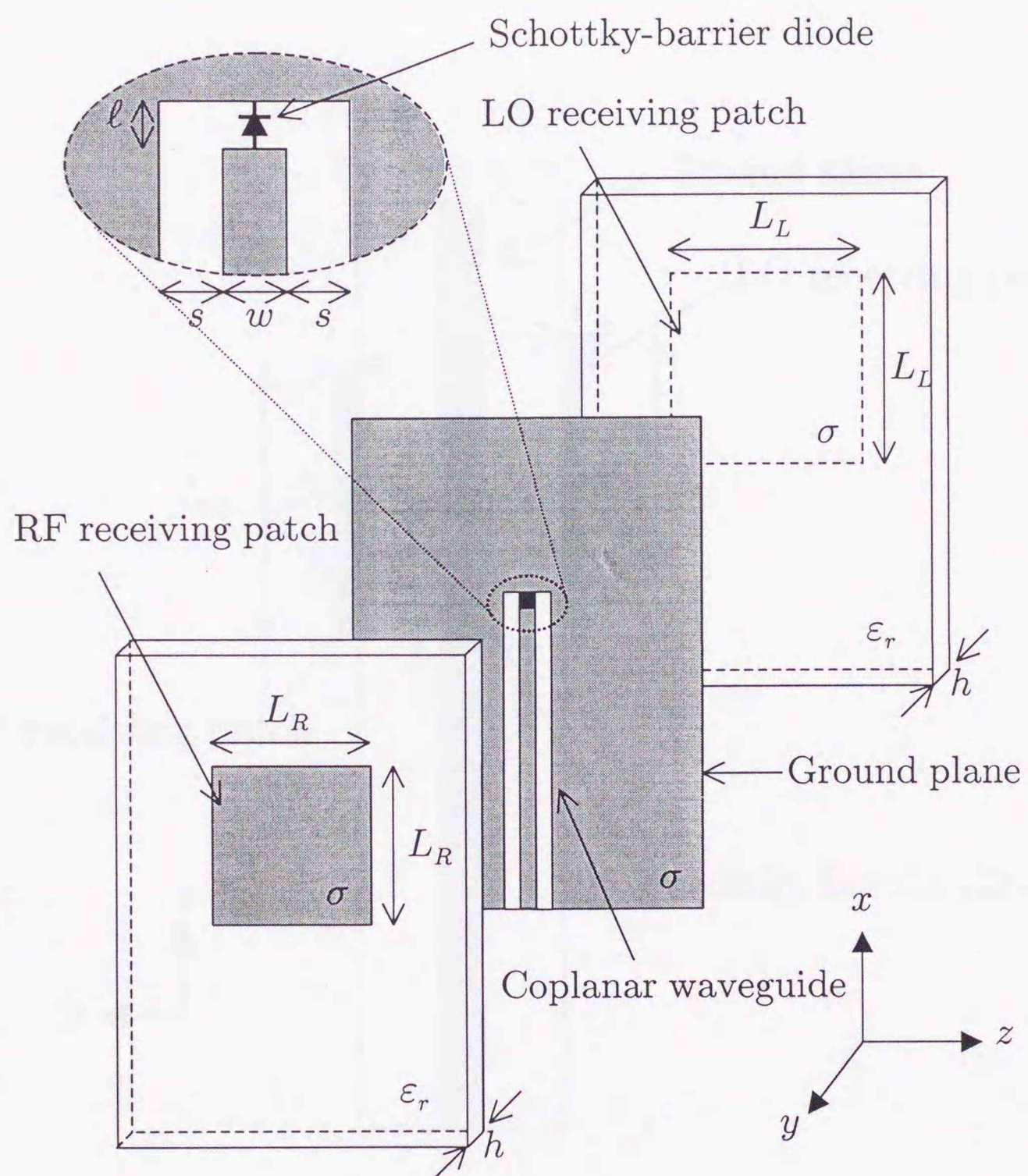


図 2.2: アンテナ素子の構造

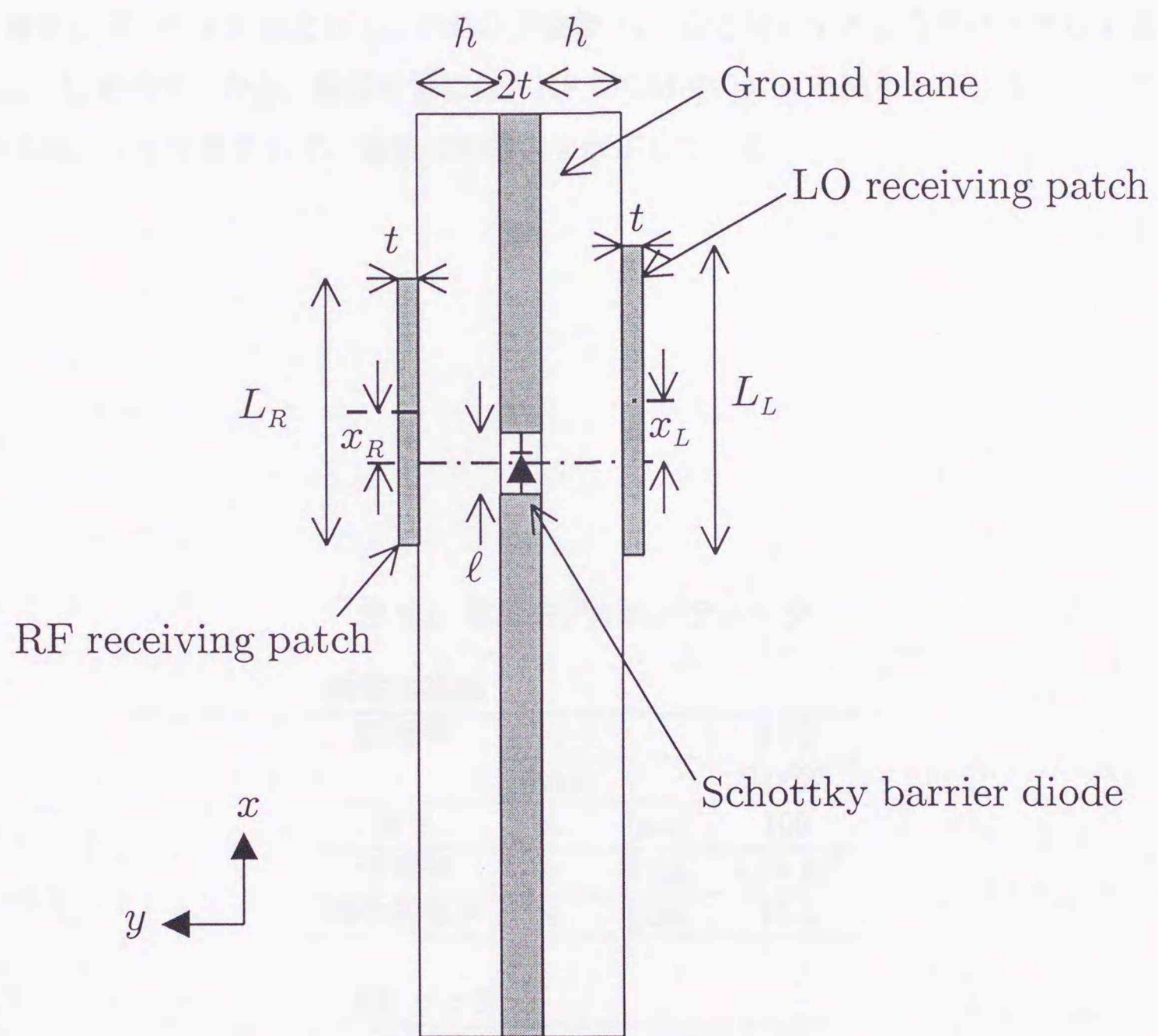


図 2.3: アンテナ素子の断面図

実用化されつつある [2.6]. $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ 薄膜に対する基板材料として, 一般に MgO が用いられる. 従って, 本論文では将来ミキサとして酸化物高温超伝導体ジョセフソン接合素子を使用することを念頭に置き, MgO 基板と電氣的に近い特性を持つ比誘電率 10.2 の誘電体を用いる.

解析にあたっては, 60GHz 付近で共振するように RF 受信パッチの寸法を調整し, また, LO 受信パッチも 50~60GHz の範囲で共振するように 6 種類のモデルを用意する. 表 2.1 に, 解析に用いた RF および LO の動作周波数 f_R , f_L と対応する正方形パッチの 1 辺の長さ L_R , L_L を示す. なお, 数値計算には, HP MOMENTUM を使用している. ここで, 解析時には, ミキサを含めず, 基板は無限大を仮定している.

表 2.1: 解析モデルのパラメータ

誘電体基板

誘電率	ϵ_r		10.2
	$\tan \delta$		0.0023
厚さ	h	[μm]	100
導電率	σ	[S/m]	5.8×10^7
導体部厚さ	t	[μm]	17.5

RF パッチ

共振周波数	f_R	[GHz]	60
一辺の長さ	L_R	[μm]	736
オフセット値	x_R	[μm]	0

LO パッチ

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)
f_L [GHz]	50	55	57	58	59	60
L_L [μm]	894	809	779	764	750	736
x_L [μm]	0	0	0	0	0	0

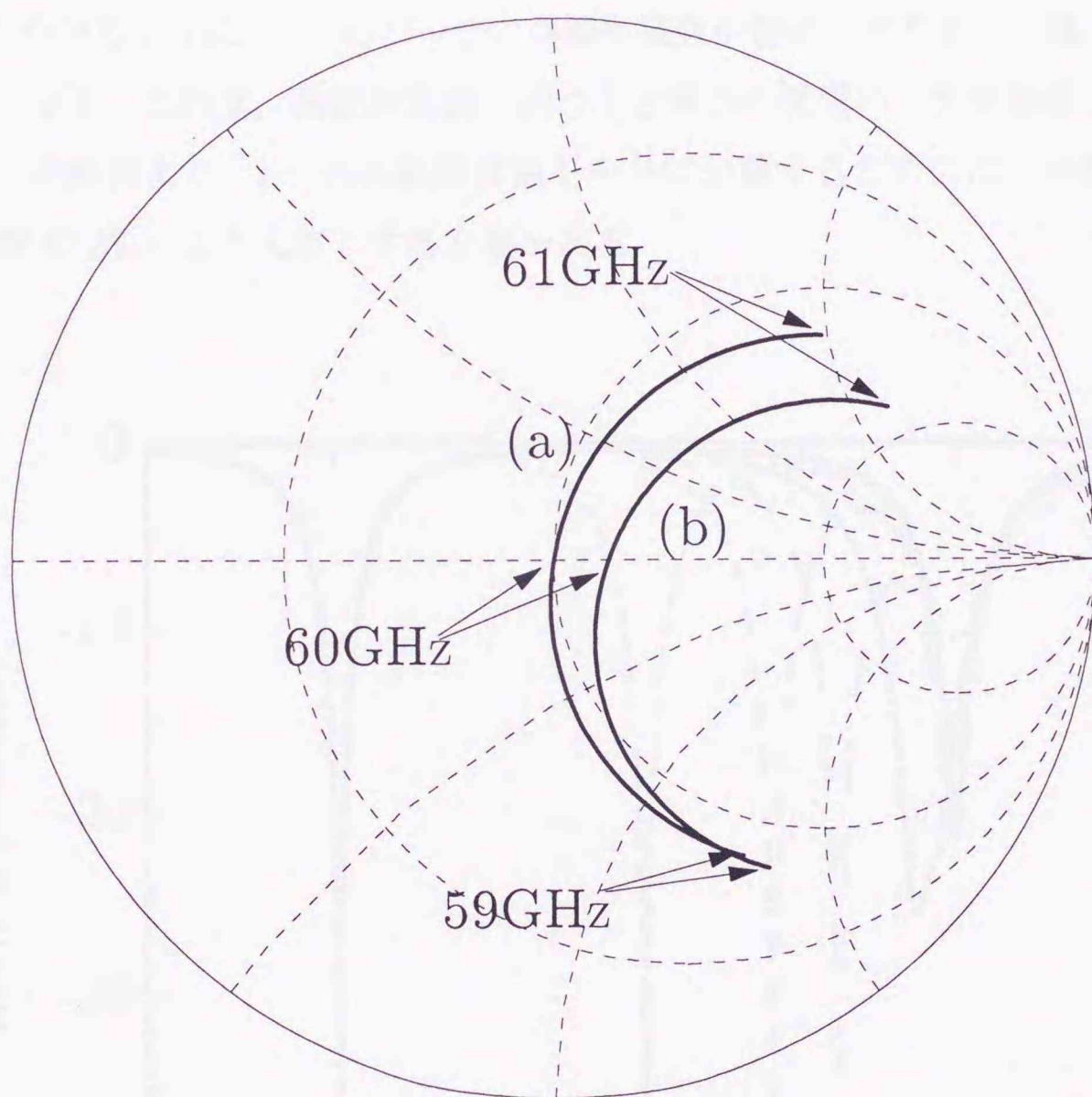
2.2.1.2 コプレーナ導波路の設計

コプレーナ導波路は、中心導体と接地板が同一面内に存在しているため、他のプリント型の伝送線路に比べてミキサを取り付け易い構造となっている。その上、開放終端の間隙は、スロット結合マイクロストリップアンテナのスロットに比べ面積が小さいので、FB比が大きくなると期待される。

ところで、準光学アンテナ・ミキサを構成するアンテナは、RFとLOを効率よくミキサへ入力しなければならない。本論文は、コプレーナ導波路の開放終端部にミキサを装荷することで、RFとLOをミキサへ同時に入力することを提案する。このとき、各パッチとコプレーナ導波路は、コプレーナ導波路の開放終端部で電磁結合している。したがって、RFとLOを効率よくミキサへ入力するためには、各パッチとコプレーナ導波路は、RFおよびLOのそれぞれの周波数で整合していなければならない。すなわち、コプレーナ導波路はIFの伝送線路としてだけでなく、RFおよびLOをパッチからミキサへ入力するためにも重要な役割を果たしている。但し、実際に準光学アンテナ・ミキサとして用いる場合は、ミキサの後段にフィルタを置き、RF、LOおよびそれらの高調波成分を取り除く必要があるが、本論文では、フィルタを含めた検討は行っていない。また、ミキサダイオードを理想的な電圧源と考え、IFでのインピーダンス整合は検討していない。

コプレーナ導波路とRF、LOパッチの間での整合について検討する[2.7, 2.8]。コプレーナ導波路は、内導体の幅などのパラメータ（図2.2の s と w ）を変化させることにより、同一基板上で特性インピーダンスが 50Ω となる線路を何通りも実現できるという柔軟性を持つ[2.9]。また、両面の受信パッチが互いにほとんど干渉しないことは後述するが、この理由と簡単のため、ここではRF受信パッチのみを基板に配置してコプレーナ導波路の整合を評価する。

図2.4は、特性インピーダンスを 50Ω に保ったまま、 s と w を2通りに変化したときのRF受信パッチにおける共振周波数付近の入力特性である。(a)に比べて(b)は、コプレーナ導波路の幅を全体で $17\mu\text{m}$ 狭くしてある。図2.4からわかるように、終端を開放し、 s と w を大きくすると、結合が強くなる。したがって、 s と w を調整することによって、比較的容易に整合可能であることがわかる。以下の解析では、コプレーナ導波路のパラメータとして、図2.4の(a)の値を用いる。



- (a) $w=46\mu\text{m}$, $s=\ell=53\mu\text{m}$,
 (b) $w=41\mu\text{m}$, $s=\ell=47\mu\text{m}$.

図 2.4: コプレーナ導波路の幅の変化に対する入力特性

2.2.2 解析結果

2.2.2.1 入力特性

2つの受信パッチの寸法と入力特性の関係について検討する。LO 受信パッチに関して、表 2.1 に示す 6 通りのモデルについて解析を行う。図 2.5 に、各パラメータに対応するリターンロスを示す。

図 2.5 からわかるように、2つのパッチの共振周波数が接近しすぎると、独立した2周波動作が困難となる。これは、共振周波数が近づくと両方の受信パッチが励振されてしまうためである。本解析より、2つの共振周波数を十分に分離するためには、共振周波数の差を 2GHz (RF の 3%) より大きくする必要がある。

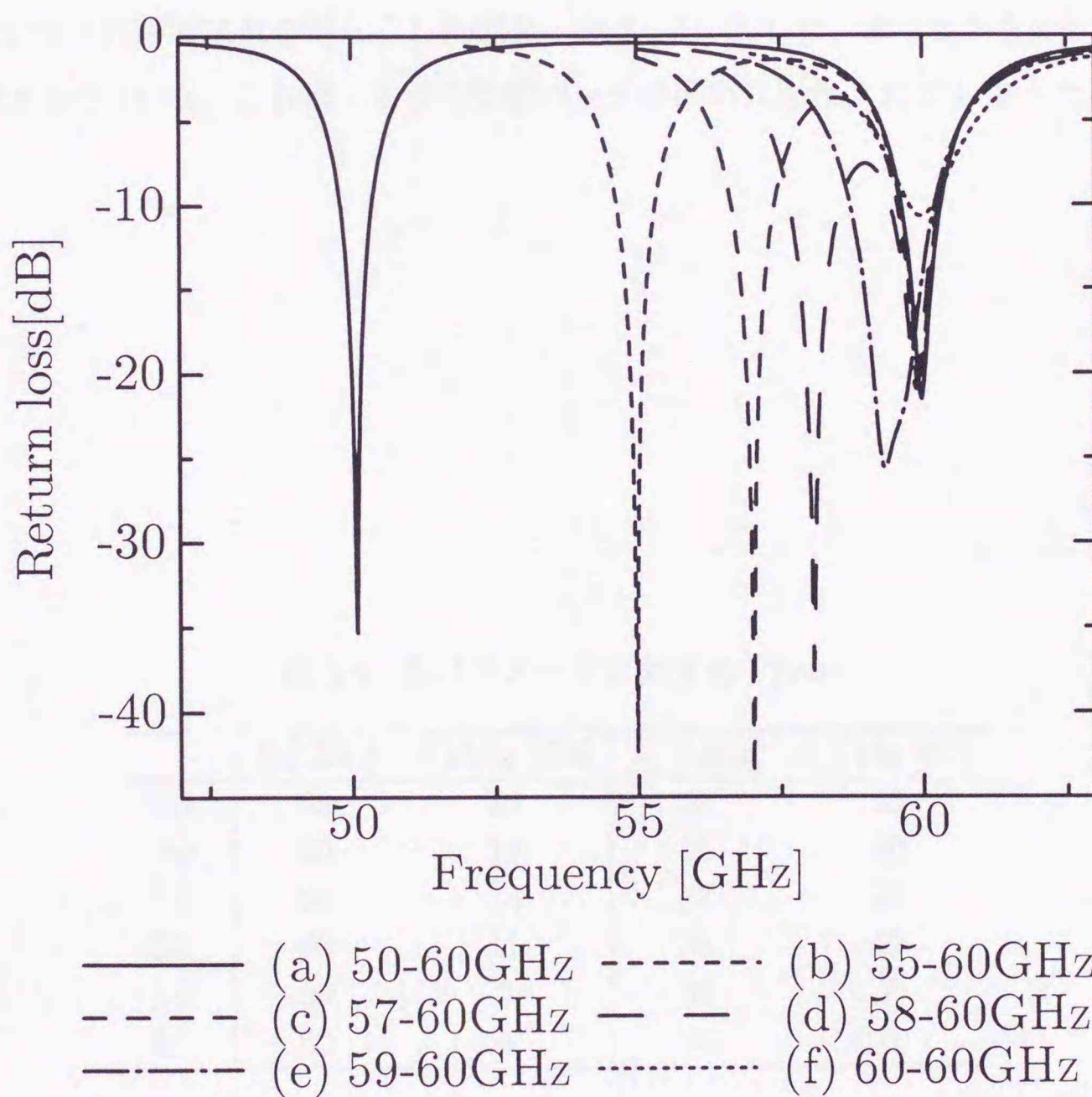


図 2.5: リターンロス

2.2.2.2 放射指向性

図 2.6 は, RF, LO 受信パッチの共振周波数をそれぞれ 60GHz, 50GHz に設定した場合 (表 2.1 の (a)) の放射指向性である. 明らかに, 片方の周波数において, 対応するパッチのみが共振している. この図から, FB 比はともに 26dB であった. このように, 共振周波数を十分離して設計すれば, それぞれの受信パッチに対して, 独立した 2 周波動作を実現することができる.

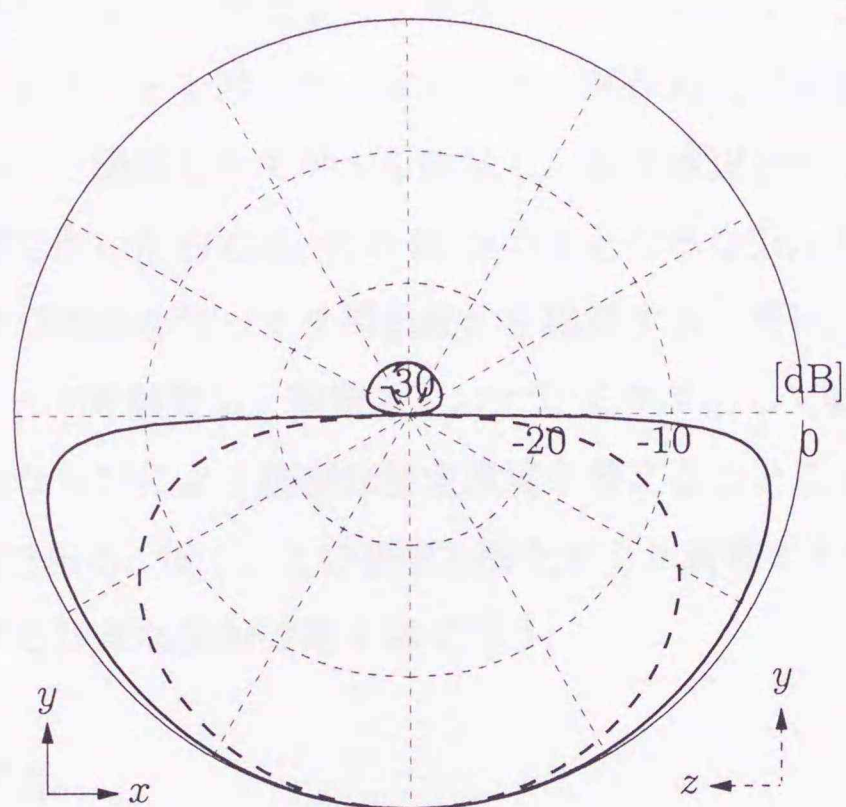
表 2.2 に, 表 2.1 の (a) ~ (f) の場合での共振周波数における FB 比を示す. 表 2.2 より, 2 つの周波数が近づくにつれ, FB 比は劣化していることがわかる. これは, 受信パッチの共振帯域が重なりあい, 基板の両側に放射がおこるためである. また, 20dB 程度の FB 比を得るためには, 5GHz (RF の約 8%) 以上離す必要があることがわかる. この場合, 更に狭帯域な受信パッチを用いることによって, 2 つの周波数を近づけることも可能である.

また, 2 つの共振周波数を等しくした場合 (表 2.1 の (f)) は, 表 2.2 からわかるように, 双指向性となる [2.10]. これは, 2 つの受信パッチが同時に励振されてしまうためである.

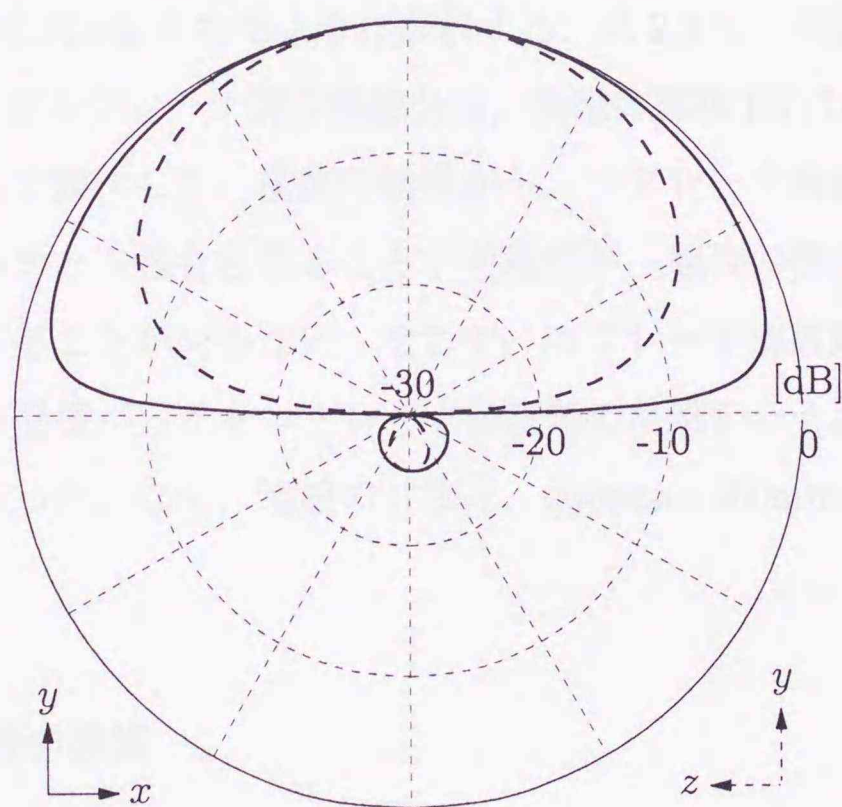
表 2.2: 各パラメータに対する FB 比

	f_R [GHz]	FBR_R [dB]	f_L [GHz]	FBR_L [dB]
(a)	60	26	50	26
(b)	60	19	55	20
(c)	60	14	57	15
(d)	60	11	58	12
(e)	60	5	59	7
(f)	60	0	60	0

[f_R , f_L は, それぞれ RF, LO の受信パッチの共振周波数
 FBR_R , FBR_L は, 対応する RF, LO の FB 比]



(a) 50GHz



(b) 60GHz

[Solid line : E-Plane(xy -plane), broken line : H-plane (yz -plane).]

図 2.6: 放射指向性

2.3 20分の1スケーリングモデルによる検証

前節では、電磁界シミュレータにより2周波マイクロストリップアンテナを解析し、ミリ波帯で設計可能であることを示した。本節では、試作および実験が比較的容易に行えるマイクロ波帯において、提案したモデルを設計し、動作確認を行う。

動作周波数が前節で用いた60GHz帯の20分の1となる3GHz帯でスケーリングモデルを設計し、解析および実験を行って2周波動作を確認する。更に、コプレーナ導波路の終端部にミキサダイオードを装荷し、準光学アンテナ・ミキサとして動作することを確認する。なお、微細加工技術ならびにより精密な測定環境を整えることにより、ミリ波帯においても試作、実験は可能である。但し、この要求を満たすミリ波帯ミキサの開発が望まれる。ミリ波帯モデルに対する詳細な検討は第4章で行う。

2.3.1 実験モデル

素子は、図2.2および図2.3と同様な構造であり、動作周波数は、RFおよびLOがそれぞれ3.0GHzおよび2.7GHzとなるように設計する。表2.3に、実験モデルのパラメータを示す。アンテナおよびコプレーナ導波路部分は、誘電体基板RT/Duroid 6010LMをフォトリソエッチングすることで製作した。前節の結果から、コプレーナ導波路の幅(s, w)を調整することで両受信パッチとの整合を取ることが可能だが、製作の都合上、コプレーナ導波路の幅を十分に細くすることができない。そこで、コプレーナ導波路の幅を製作上の限界まで細くし、RF、LO受信パッチをコプレーナ導波路の終端からそれぞれ x_R, x_L オフセットすることで整合を取った。なお、地板の寸法は、200mm×200mmとした。

2.3.2 実験

2.3.2.1 2周波動作の確認

RFおよびLOにおける放射パターンを測定し、本アンテナシステムにおいて2周波動作が可能であることを確認する。

E面放射パターンの解析結果を図2.7に、実験結果を図2.8にそれぞれ示す。比較のため、両図はそれぞれの最大値によって規格化してある。2つの図を比較すると、基板に沿った方向(x 軸方向)付近で、違いが見られる。これは、解析では無限大の地板を仮定してい

表 2.3: 実験モデルのパラメータ

誘電体基板

誘電率	ϵ_r		10.2
	$\tan \delta$		0.0023
厚さ	h	[mm]	0.6
導電率	σ	[S/m]	5.8×10^7
導体部厚さ	t	[μm]	17.5

RF パッチ

共振周波数	f_R	[GHz]	3.0
一辺の長さ	L_R	[mm]	15.6
オフセット値	x_R	[mm]	5.15

LO パッチ

共振周波数	f_L	[GHz]	2.7
一辺の長さ	L_L	[mm]	17.3
オフセット値	x_L	[mm]	5.6

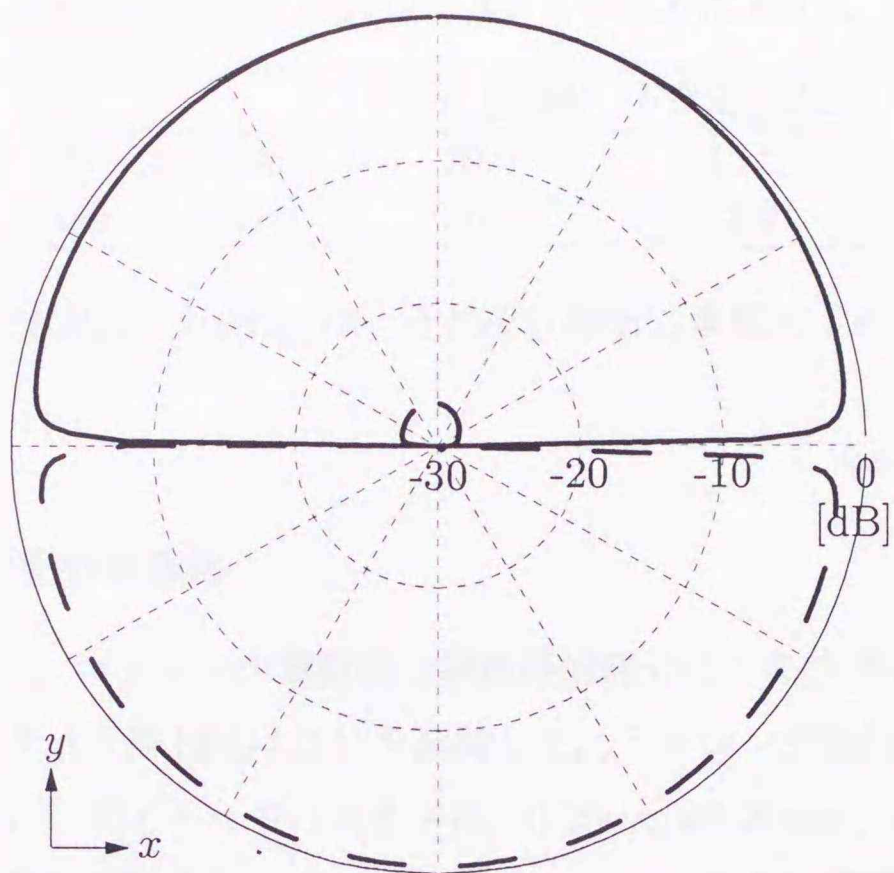
コプレーナ導波路

内導体	w	[mm]	0.8
スリット	s	[mm]	0.65
開放間隙の幅	ℓ	[mm]	0.3

るのに対して，実験では $200\text{mm} \times 200\text{mm}$ の地板を用いているためである．すなわち，実験では地板のエッジからの回折がパターンに影響を及ぼしている．

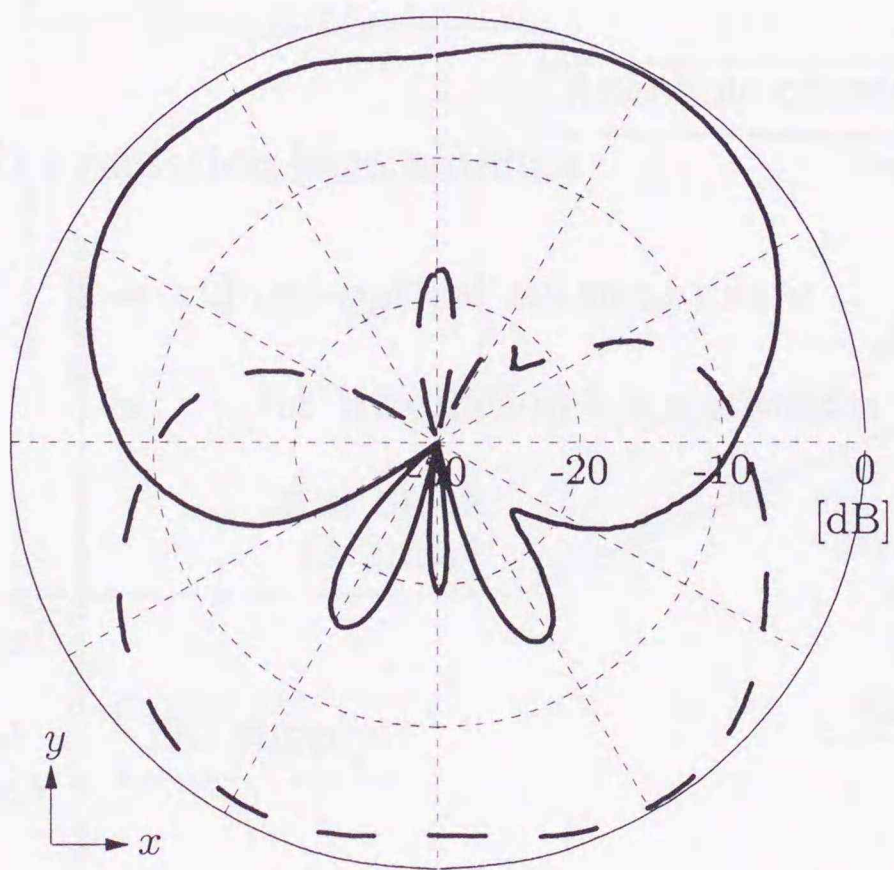
図 2.7 および図 2.8 より求めた FB 比を表 2.4 にまとめた．解析で得られた FB 比に比べて実験によって得られた FB 比が小さくなるのは，素子の製作誤差やケーブルなどの素子周辺の影響である．一方，表 2.4 より，基板の片側で RF を，その反対側で LO を独立に受信可能であることがわかる．すなわち，周波数選択性が非常に良い．この性質は，準光学アンテナ・ミキサを構成するアンテナとして，本アンテナの利点と言える．

また，高調波成分によるスプリアス放射が懸念されるが，パッチの形状を工夫することにより抑制可能であることが報告されている [2.11]．



[Solid line : RF(3.0GHz), dashed line : LO(2.7GHz)]

図 2.7: E 面放射指向性の解析結果



[Solid line : RF(3.0GHz), dashed line : LO(2.7GHz)]

図 2.8: E 面放射指向性の実験結果

表 2.4: 図 2.7 および図 2.8 より求めた FB 比

	$FBR_{AN}[\text{dB}]$	$FBR_{EX}[\text{dB}]$
RF (3.0GHz)	29.6	15.5
LO (2.7GHz)	26.4	13.9

[FBR_{AN} , FBR_{EX} は, それぞれ解析, 実験の FB 比]

2.3.2.2 ミキシング動作の確認

このモデルにおいて, コプレーナ導波路の開放終端部分にミキサダイオードとしてショットキバリアダイオード (三洋 SBL-121) を装荷して, ミキシング動作が可能であることを確認する. ここで用いたダイオードの大きさは, $0.25\text{mm} \times 0.22\text{mm}$, 厚さ 0.08mm であり, コプレーナ導波路の開放間隙と比べて小さく, パッチとの結合に影響を与えない.

図 2.9 は, 測定系の概略図である. 電波無響室内で RF および LO 照射用ホーンアンテナ

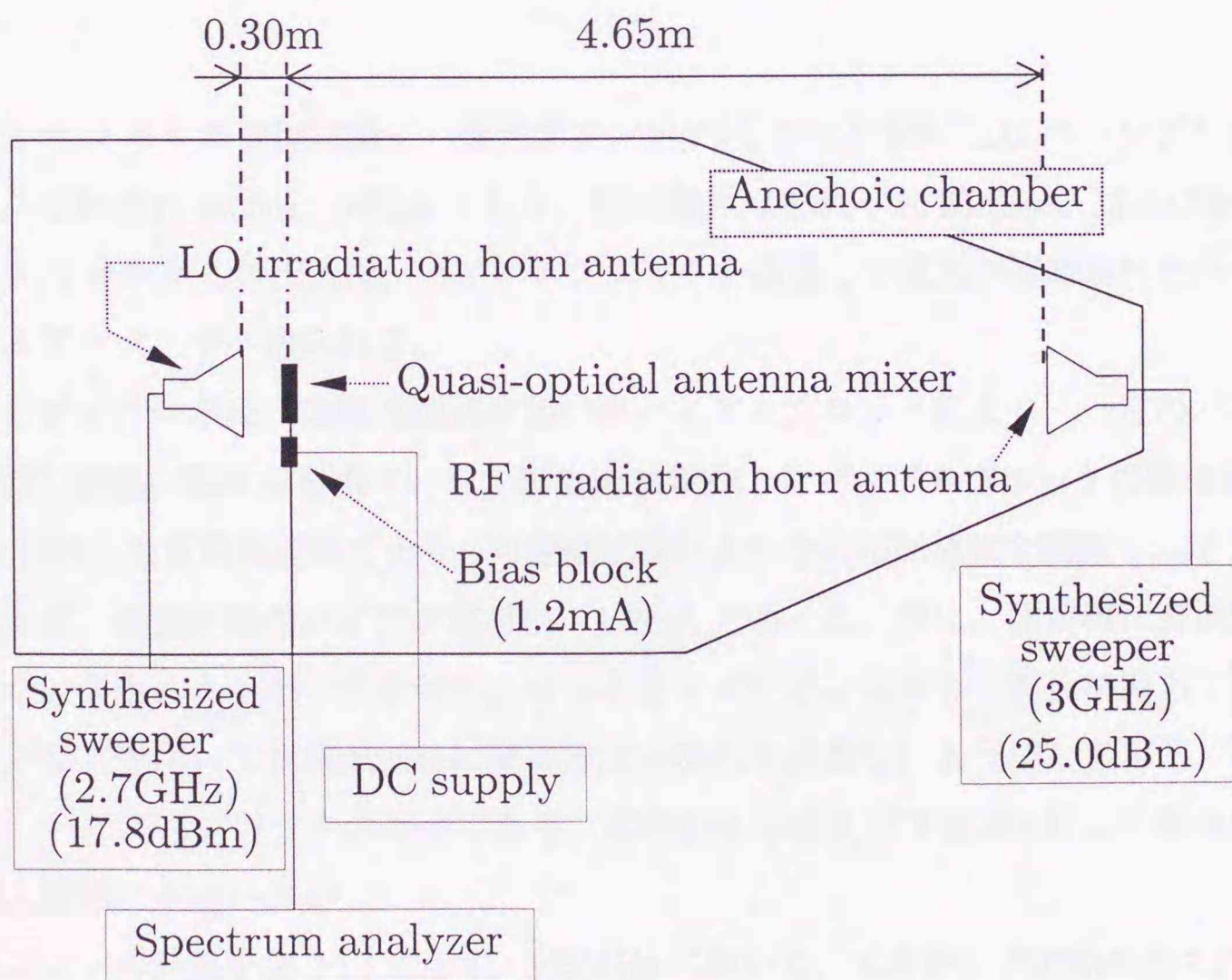


図 2.9: 測定系の概略図

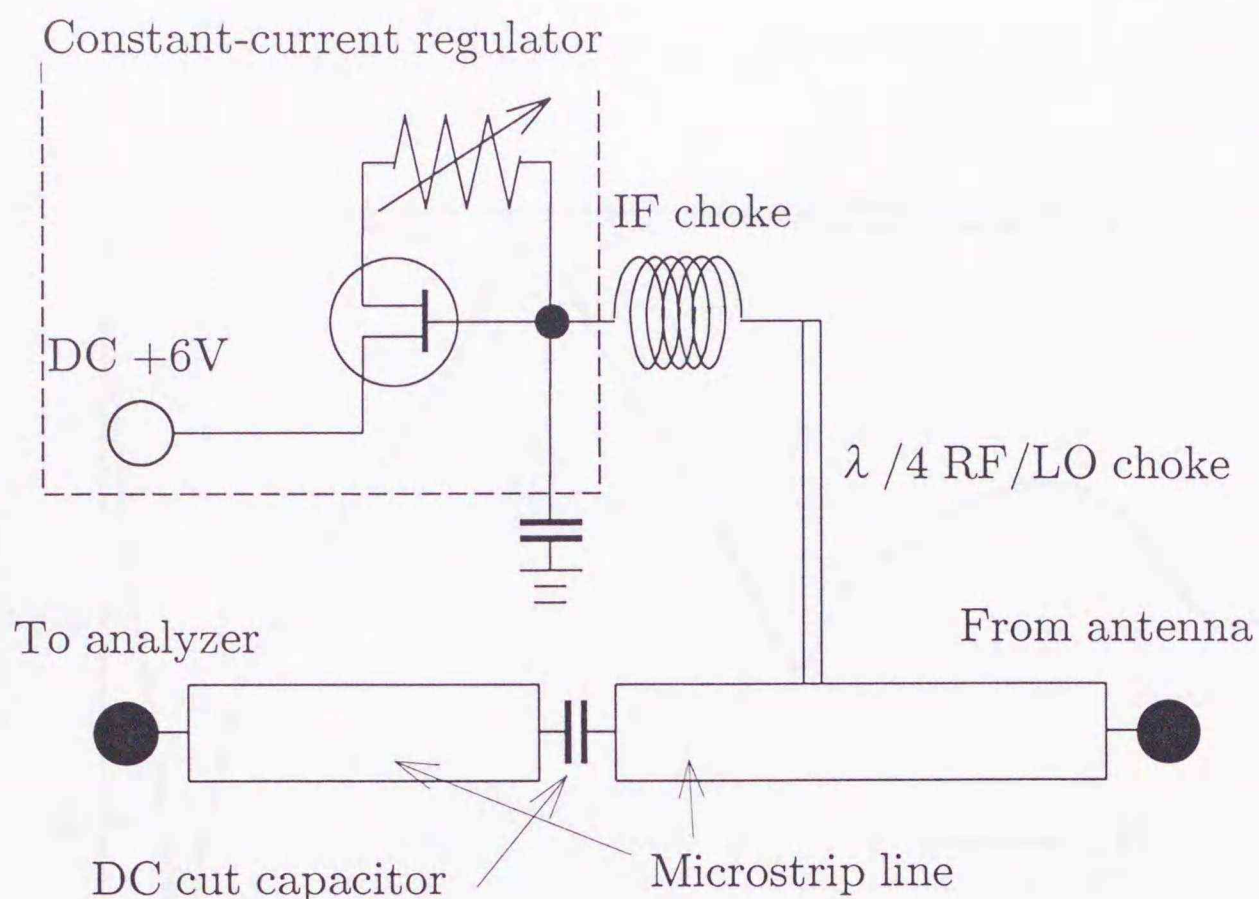


図 2.10: バイアスブロックの回路図

をアンテナ・ミキサの両側に置く．準光学アンテナ・ミキサと RF, LO ホーンアンテナとの距離は、それぞれ 4.65m, 0.30m であり、照射電力はそれぞれ 25dBm, 17.8dBm である．アンテナ・ミキサからの出力は、バイアスブロックを通過して直流が遮断されたのち、スペクトラムアナライザへ送られる．

ミキサダイオードは、定電流回路を用いたバイアスブロックにより、一定のバイアス電流を印加し安定に動作点を得ている．図 2.10 に試作したバイアスブロックの回路図を示す．FET を利用した定電流回路であり、可変抵抗器によりその印加電流を調整し、IF の出力を最適化する．最適化時のバイアス電流は、1.2mA であった．更に、測定器に直流電流が流れ込まないようにキャパシタをマイクロストリップラインに対して直列に挿入し、チョークコイルなどを用いて定電流回路に高周波成分が入り込まないようにしてある．また、図 2.11 は、バイアスブロックの特性である．300MHz 付近及び 2.7GHz 以上の周波数では反射、挿入損失は十分小さい．

ミキシングの結果を図 2.12 に示す．300MHz において、ミキシングの結果得られた IF 出力が観測されている．また、今回の実験では、低域通過フィルタなどを用いていないため、IF とともに受信した RF および LO も観測されている．

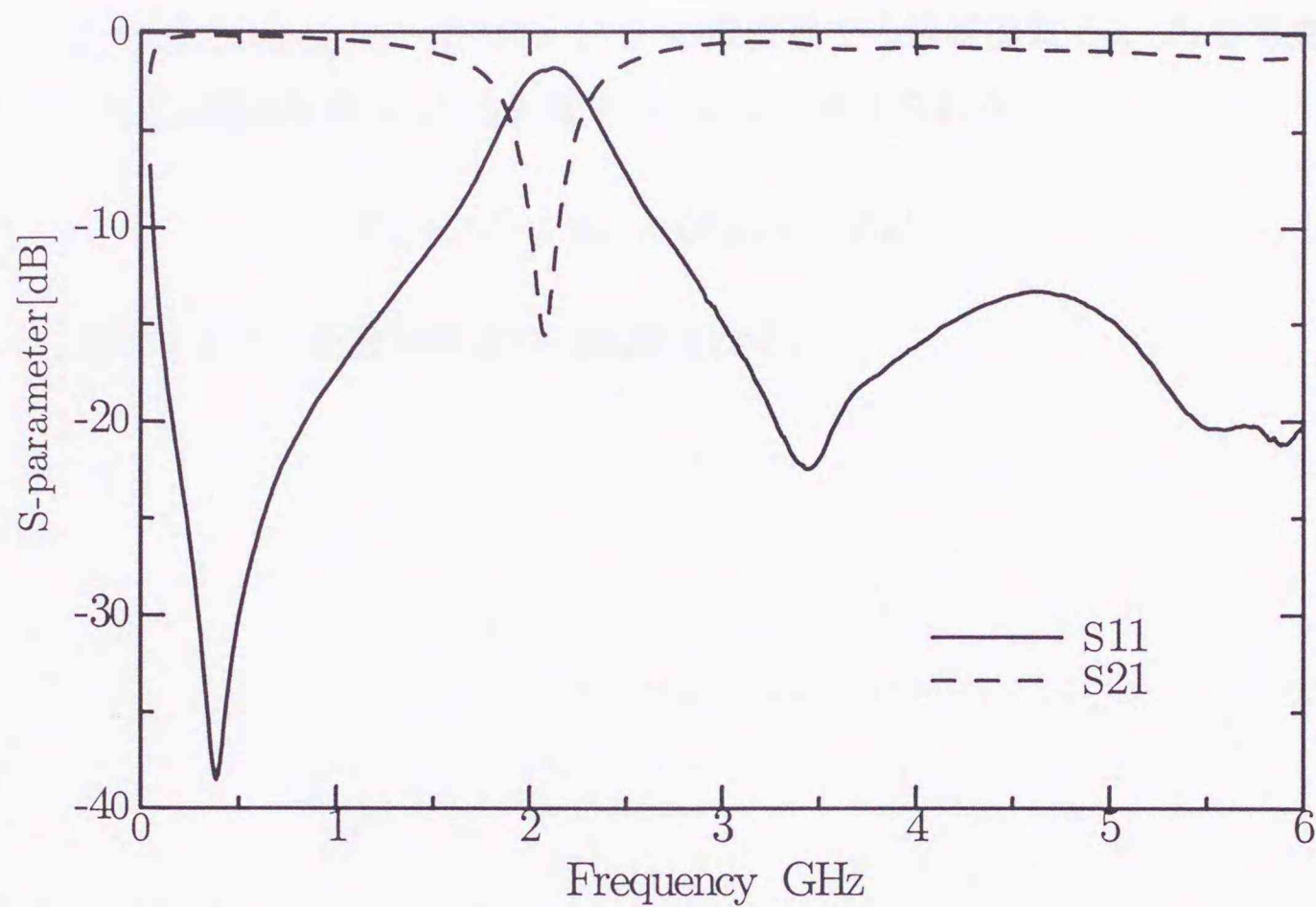


図 2.11: バイアスブロックの特性の周波数依存

表 2.5: ミキシング結果による出力

	出力電力 P [dBm]		線路損失 $\mathcal{L}$ [dB]
	バイアス on	バイアス off	
RF (3.0GHz)	-48	-45	3.9
LO (2.7GHz)	-17	-14	3.5
IF (300MHz)	-53	—	1.2

表 2.5 に、バイアス電流を印加したときと、印加しないときの出力、およびアンテナ・ミキサとスペクトラムアナライザの間の線路損失による減衰量を RF, LO および IF についてそれぞれ表す。バイアス電流を印加したときの IF の出力 P_I とバイアス電流を印加しないときの RF の出力 $P_{R,off}$ に、RF および IF の周波数での線路損失 $\mathcal{L}_R$, $\mathcal{L}_I$ を考慮すると、アンテナ・ミキサの変換利得 K_L は dB 値で次式により与えられる。

$$K_L = (P_I + \mathcal{L}_I) - (P_{R,off} + \mathcal{L}_R) \quad (2.1)$$

したがって表 2.5 より、変換利得は約 -10dB となる。

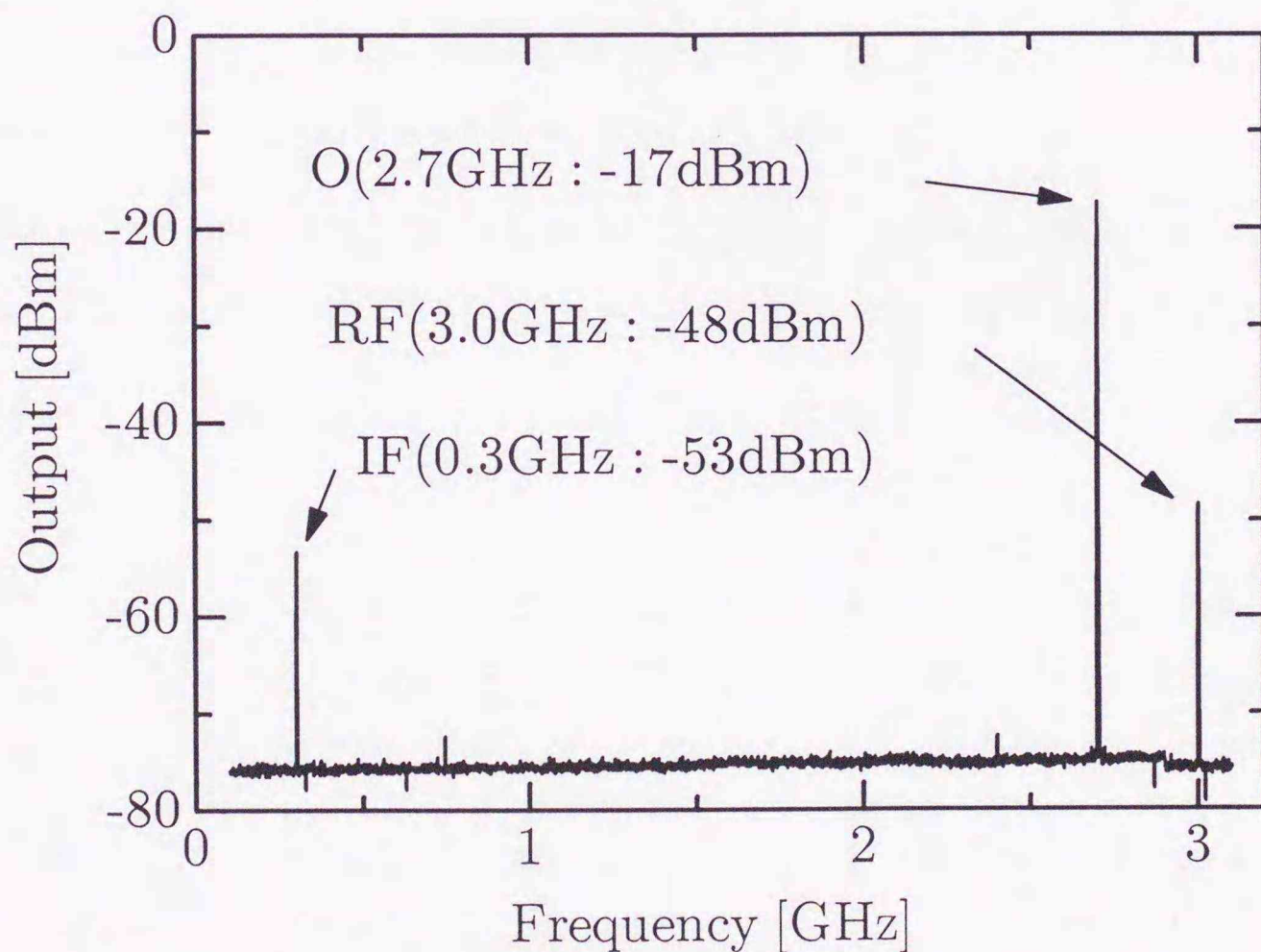


図 2.12: ミキシング結果

2.4 むすび

準光学アンテナ・ミキサを実現するため、コプレーナ導波路給電による2周波マイクロストリップアンテナを提案し、ミリ波帯において数値解析および設計を行った。その結果、提案したモデルは、比較的容易にRF、LOの両パッチと整合がとれ、RFの8%以上LOの共振周波数を離すことによって、異なる2つの周波数を基板の各面で独立して、かつ同時に動作可能であることが明らかとなった。これは、準光学アンテナ・ミキサを実現する上で、有利な特性である。

また、周波数が20分の1となるマイクロ波帯でスケーリングモデルを試作し、解析および実験を行った。これにより、2つの周波数(RFとLO)を基板の表裏でそれぞれ独立に受信可能であることが確認できた。

更に、試作モデルのコプレーナ導波路の終端部分にミキサダイオードを装荷することによって、ミキシング動作を確認した。線路損失を取り除いた後での変換利得は、約-10dBであった。故に、ミキサダイオードの後段にローパスフィルタを組み込むことで、準光学アンテナ・ミキサが実現可能である。

参考文献

- [2.1] ミリ波技術とその応用論文小特集, 信学論 (C-I), Vol.J77-C-I, No.11, Nov. 1994.
- [2.2] Special Issue on Millimeter-wave Short-range Application Systems Technology, IEICE Trans. Commun., Vol. E79-B, No.12, Dec. 1996.
- [2.3] C. Y. Lee and T. Itoh, "Active Integrated Antenna and Quasi-Optical Technique : Fundamentals and Applications," 1995 Asia Pacific Microwave Conf., Tutorial Session 03, pp.89-189, Oct. 1995.
- [2.4] W. chujo, H. Shimakage, and B. Komiyama, "A High-Tc Superconducting Active Slot Antenna with a YBCO Step-Edge Josephson Junction Array," 1994 Asia Pacific Microwave Conf., pp.1081-1084, Dec. 1994.
- [2.5] 山口恵一, 林邦彦, 伊藤精彦, 鈴木克巳, 榎本陽一, "ミリ波超伝導ミキサ・アンテナの検討," 信学技報, SCE95-7, MW95-7, pp.37-42, Apr. 1995.
- [2.6] 伊藤精彦, "高温超伝導マイクロ波受動素子," 応用物理, Vol.66, No.4, pp.391-392, Apr. 1997.
- [2.7] S. M. Deng, M. D. Wu, and P. Hsu, "Impedance Characteristics of Microstrip Antennas Excited by Coplanar Waveguides with Inductive or Capacitive Coupling Slots," IEEE Microwave and Guided Wave Lett., Vol.5, No.11, pp.391-393, Nov. 1995.
- [2.8] W. Menzel and W. Grabherr, "A Microstrip patch Antenna with Coplanar Feed Line," IEEE Microwave and Guided Wave Lett., Vol.1, No.11, pp.340-342, Nov. 1991.
- [2.9] 小西良弘, マイクロ波回路の基礎とその応用, pp.70-73, 総合電子出版社, 1990.

- [2.10] 岩崎久雄, 鈴木康夫, “CPW 給電マイクロストリップアレーアンテナ,” 信学技報, A-P95-4, pp.21-28, Apr. 1995.
- [2.11] 山田裕輔, 大宮学, 伊藤精彦, “スリット入円形マイクロストリップアンテナ,” 1997 信学総全大, p.121, b-1-121. Mar. 1997.

第 3 章

多素子準光学アンテナ・ミキサの受信特性

3.1 まえがき

レーダ用アンテナなどにおいては、ビームを空間走査する必要がある。一般に、この目的のためには、多数の素子を配列して、各素子の位相を電氣的に高速スイッチングしてビームを走査するフェーズドアレーが用いられる。しかし、フェーズドアレーでは、位相を制御するための移相器が必要であり、特に動作周波数が高いときは移相器による損失が非常に大きくなる。また、デジタル移相器を用いたときは量子化位相誤差の問題も生じる。そこで本論文では、準光学アンテナ・ミキサ (Quasi-Optical Antenna-Mixer) を複数用いて構成した受信システムによって実現される、新しいビーム走査法を提案する。

準光学アンテナ・ミキサは、高周波信号 (RF) および局部発振周波 (LO) を空間的に受信し、直ちに中間周波数の信号 (IF) に変換するシステムである [3.1, 3.2, 3.3]。我々はこれまでに、準光学アンテナ・ミキサを実現するため、RF および LO を分離した状態でミキサに入力するのに適した構造をもつアンテナの構造を提案し、電磁界解析および試作、実験を行った。更に、ミキサを装荷した素子が準光学アンテナ・ミキサとして機能することを確認した [3.4]。

本論文では、文献 [3.4] で提案した準光学アンテナ・ミキサを複数配列した受信システムの構成を紹介し、理論的および実験的にその特性を明らかにする。この新しい受信システムでは、照射する LO の入射角または周波数を変化させることで、RF の到来方向を走査することができる。そのため、フェーズドアレーで使用している高周波回路や伝送線路は大部分不要となり、損失を大きく軽減できるばかりでなく、システムの構成が比較的単純になり、設計が容易になる。

3.2 動作原理

3.2.1 定式化

図 3.1 は、本論文で提案する N 素子の直線配列型準光学アンテナ・ミキサの配置および座標系、ならびに RF と LO の入射方向を示している。各素子は、 z 軸方向に等間隔 d (RF の自由空間での 2 分の 1 波長) で配列させる。

また、最も z 軸の負の方向に位置する素子を 0 番目の素子として、これをこの系の位相の基準とする。RF および LO はそれぞれ y 軸の正および負の方向から入射する。図 3.1 で示すように、 yz 平面内での z 軸と RF および LO の入射方向のなす角をそれぞれ θ_R および θ_L と定義する。以下では、 yz 平面内のみを考えるが、一般に 3 次元的に議論可能である。

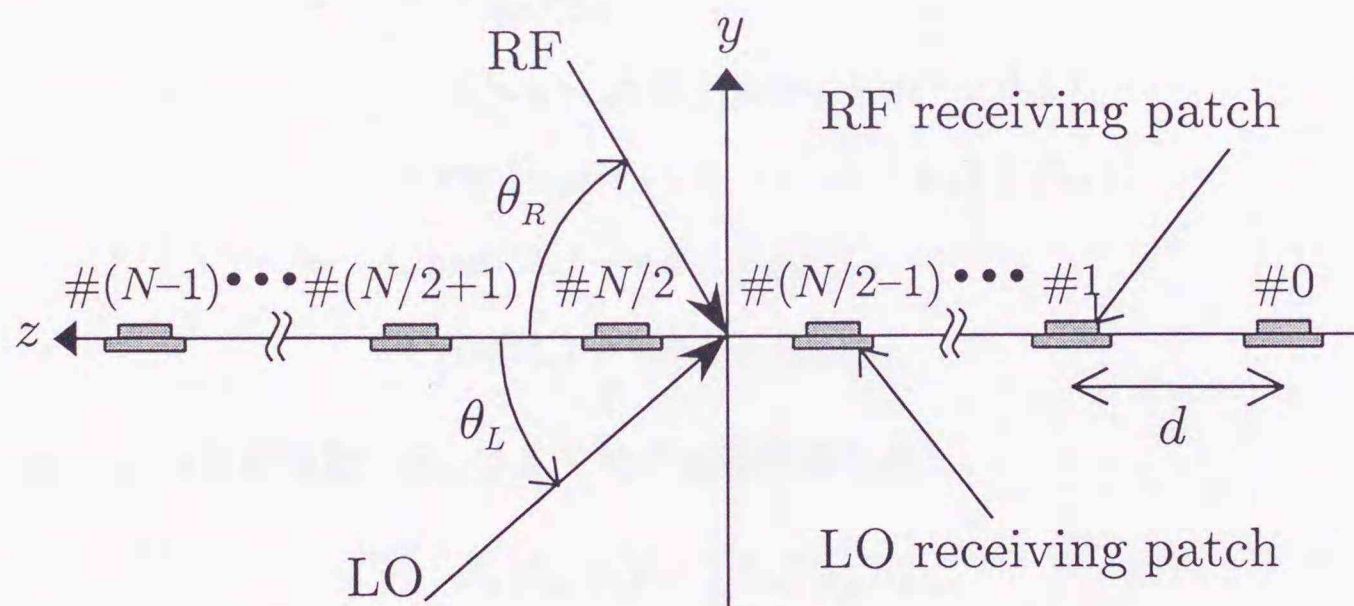


図 3.1: 素子の配置と座標系

各アンテナ素子では、RF と LO の信号を基板の表裏で同時に受信する。ここで、受信した RF と LO の振幅は、パッチに到達する信号振幅と放射指向性の積で表される。すなわち、対応するパッチで受信する RF の振幅 $E_{R,n}(\theta_R)$ は、 yz 平面において、

$$E_{R,n}(\theta_R) = S_{R,n} \cdot D_{R,n}(\theta_R) \quad (3.1)$$

であり、同様に LO の振幅 $E_{L,n}(\theta_L)$ は、

$$E_{L,n}(\theta_L) = S_{L,n} \cdot D_{L,n}(\theta_L) \quad (3.2)$$

である。但し、 $S_{R,n}$ と $S_{L,n}$ は、RF と LO の n 番目のパッチに到達する信号の電界強度、 $D_{R,n}$ と $D_{L,n}$ はパッチの放射指向性である。

また、隣り合う素子間の位相差は RF と LO に対してそれぞれ以下のようなになる。

$$\varphi_R = k_R d \cos \theta_R, \quad (3.3)$$

$$\varphi_L = k_L d \cos \theta_L. \quad (3.4)$$

ここで、 k_R と k_L は波数、 d は素子間隔を示しており、 $d = \lambda_R/2$ （但し、 λ_R は RF の自由空間中での波長）とする。従って、 n 番目の素子で 1 次のミキシングによって得られる出力 I_n は以下のようなになる。

$$\begin{aligned} I_n(\omega_R, \omega_L; \theta_R, \theta_L; \beta_{n+}, \beta_{n-}) &= E_{R,n} \cos(\omega_R t - n\varphi_R) \otimes E_{L,n} \cos(\omega_L t - n\varphi_L) \\ &= \frac{1}{2} K_n E_{R,n} E_{L,n} \\ &\quad \cdot [\cos \{(\omega_R - \omega_L)t - n(\varphi_R - \varphi_L) + \beta_{n-}\} \\ &\quad + \cos \{(\omega_R + \omega_L)t - n(\varphi_R + \varphi_L) + \beta_{n+}\}] \\ &= A_n [\cos(\Omega_- t - n\Psi_- + \beta_{n-}) \\ &\quad + \cos(\Omega_+ t - n\Psi_+ + \beta_{n+})]. \end{aligned} \quad (3.5)$$

但し、 ω_R と ω_L は角周波数、 K_n はミキサの変換効率を示し、

$$A_n(\theta_R, \theta_L) = \frac{1}{2} K_n E_{R,n} E_{L,n}, \quad (3.6)$$

$$\Omega_+ = \omega_R + \omega_L, \quad \Omega_- = \omega_R - \omega_L, \quad (3.7)$$

$$\Psi_+ = \varphi_R + \varphi_L, \quad \Psi_- = \varphi_R - \varphi_L \quad (3.8)$$

とする。記号 $\otimes$ は、この行でミキシングが行われていることを示し、記号の両側の積に変換効率を乗じる演算と定義する。また、 β_{n-} と β_{n+} は、伝送線路の線路長の違いなどによるミキシング後の位相の変化を示す。

更に、これらの出力は、電力結合器によって合成される。理想的なウィルキンソン電力結合器を用いれば、ポート間のアイソレーションが非常に大きくでき、出力ポートでは入力ポート電力の和が得られる。従って、出力を合成した結果 I_{SUM} は、次のように書ける。

$$I_{SUM} = c \sum_{n=0}^{N-1} I_n(\omega_R, \omega_L; \theta_R, \theta_L; \beta_{n+}, \beta_{n-}). \quad (3.9)$$

ただし, c は電力結合器に起因する定数であり, 素子数によって変化する. ここで, 各パッチ素子で受信する信号の振幅および各ミキサの変換効率にばらつきはない ($A_n(\theta_R, \theta_L) = A(\theta_R, \theta_L)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$) ことと, ミキシング後の IF において位相差は生じないこと ($\beta_{n-} = \beta_{n+} = 0$, $n = 0, 1, \dots, N-1$) を仮定し, 位相の基準を原点 ($z = 0$) に移動すると,

$$I_{SUM} = IF_{dc} \cos(\Omega_- t) + IF_{uc} \cos(\Omega_+ t) \quad (3.10)$$

となる. 上式より, I_{SUM} は, RF および LO の周波数の差成分と和成分に分けられて, それぞれの振幅は,

$$IF_{dc} = cA(\theta_R, \theta_L) \frac{\sin\left(N \frac{\Psi_-}{2}\right)}{\sin \frac{\Psi_-}{2}}, \quad (3.11)$$

$$IF_{uc} = cA(\theta_R, \theta_L) \frac{\sin\left(N \frac{\Psi_+}{2}\right)}{\sin \frac{\Psi_+}{2}} \quad (3.12)$$

と書ける. すなわち, 各 IF 出力は, それぞれの角周波数 (Ω_- , Ω_+) で設計された等間隔直線アレーのように振る舞う.

式 (3.11), (3.12) から IF 出力の大きさは, θ_R , θ_L および Ψ_- または Ψ_+ , すなわち RF および LO の入射角と周波数に依存していることがわかる. 以下では, これらの一部または全部をパラメータとして変化させ, パッチの指向性を考慮しない理想的な場合と, 指向性を考慮した場合についてそれぞれ解析を行う.

3.2.2 パッチの指向性を考慮しない場合

本システムにおいて, パッチの指向性はパッチの形状および配置によって変えることができる. そこで, まずパッチの指向性を考慮しない, すなわち $A(\theta_R, \theta_L) = \text{const.}$ の場合について考える. このとき IF_{dc} の最大値は $\sin\left(\frac{\Psi_-}{2}\right) = 0$ で得られる. 従って, IF_{dc} が最大となる RF の入射角 $\theta_{R,dc}|_{max}$ は,

$$\theta_{R,dc}|_{max} = \cos^{-1}\left(\frac{f_L}{f_R} \cos \theta_L\right) \quad (3.13)$$

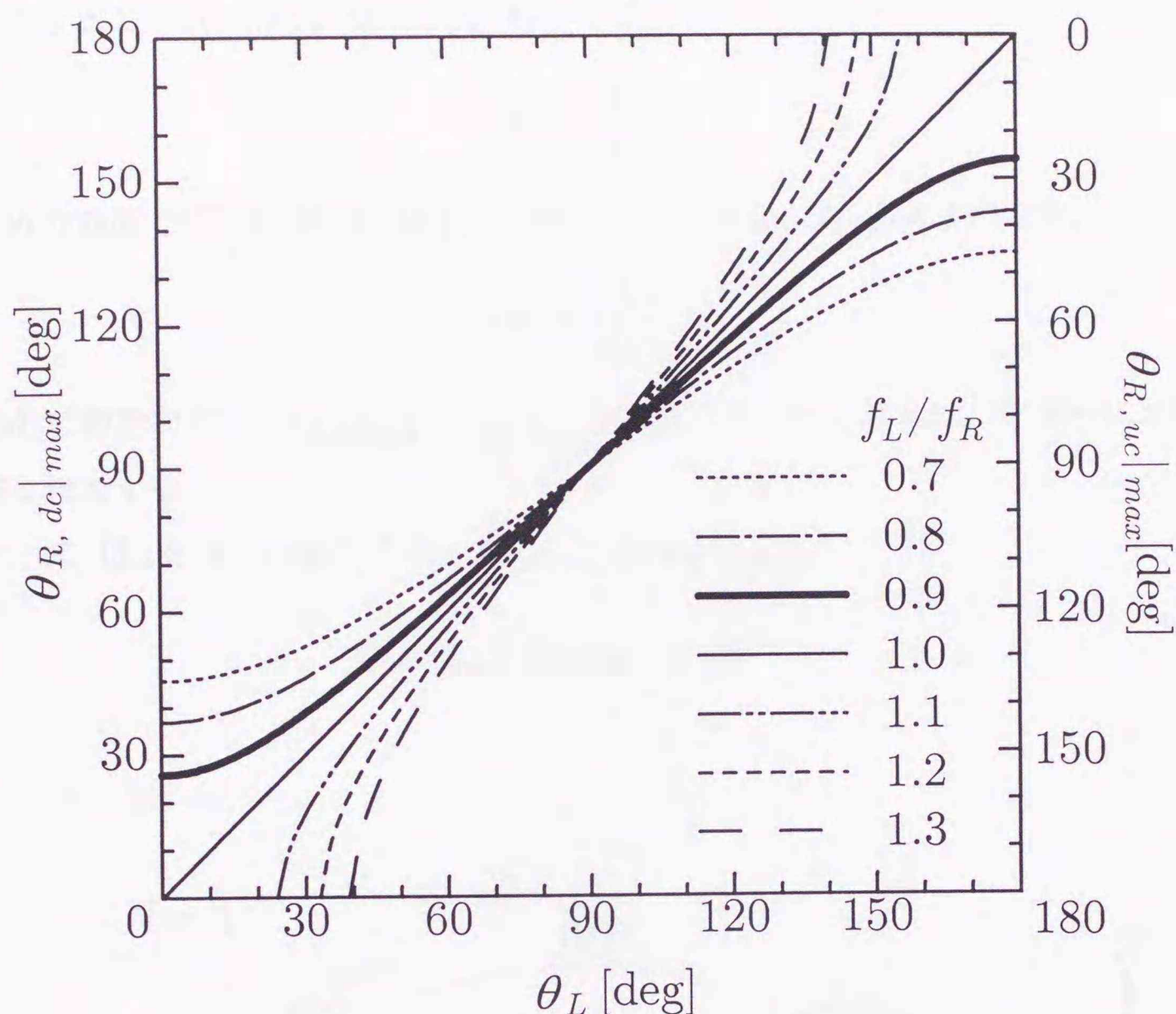


図 3.2: 周波数比の変化による式 (3.13) と (3.14) の変化

で与えられる。但し、 f_R , f_L は、それぞれ RF, LO の周波数である。同様に、 IF_{uc} は $\sin\left(\frac{\Psi_+}{2}\right) = 0$ のときに最大となり、このときの RF の入射角 $\theta_{R,uc}|_{max}$ は、

$$\theta_{R,uc}|_{max} = \cos^{-1}\left(-\frac{f_L}{f_R} \cos \theta_L\right) \quad (3.14)$$

で与えられる。但し、式 (3.13), (3.14) は、主値のみを示している。

式 (3.13) と (3.14) を RF と LO の周波数比 (f_L/f_R) をパラメータとしてプロットしたグラフが図 3.2 である。 θ_L の変化に対して、 IF_{dc} , IF_{uc} が最大となるときの RF の入射角 $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ をそれぞれグラフの左右の軸によって示す。図からわかるように、 f_L/f_R が一定のときに、 θ_L に対応して $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ が一意に決まる。また、 θ_L を一定 (但し、 $\theta_L \neq 90^\circ$) にするときも、 f_L/f_R の変化に対応して、 $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ が一意に決まる。すなわち、LO の入射角 θ_L または周波数 f_L を操作することにより、 $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$

の走査できることがわかる。但し、 $f_L/f_R > 1$ のとき、

$$\cos \theta_L \leq \left| \frac{f_R}{f_L} \right| \quad (3.15)$$

となる θ_L の範囲で式 (3.13) と (3.14) が成立する。また、 $f_L/f_R < 1$ のとき、

$$\cos \theta_R \leq \left| \frac{f_L}{f_R} \right| \quad (3.16)$$

となる θ_R の範囲でのみ、 $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ を走査できる。これらは、アレーにおける可視領域に相当する。

また、式 (3.13) と (3.14) から、 $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ は、

$$\theta_{R,dc}|_{max} + \theta_{R,uc}|_{max} = 180^\circ \quad (3.17)$$

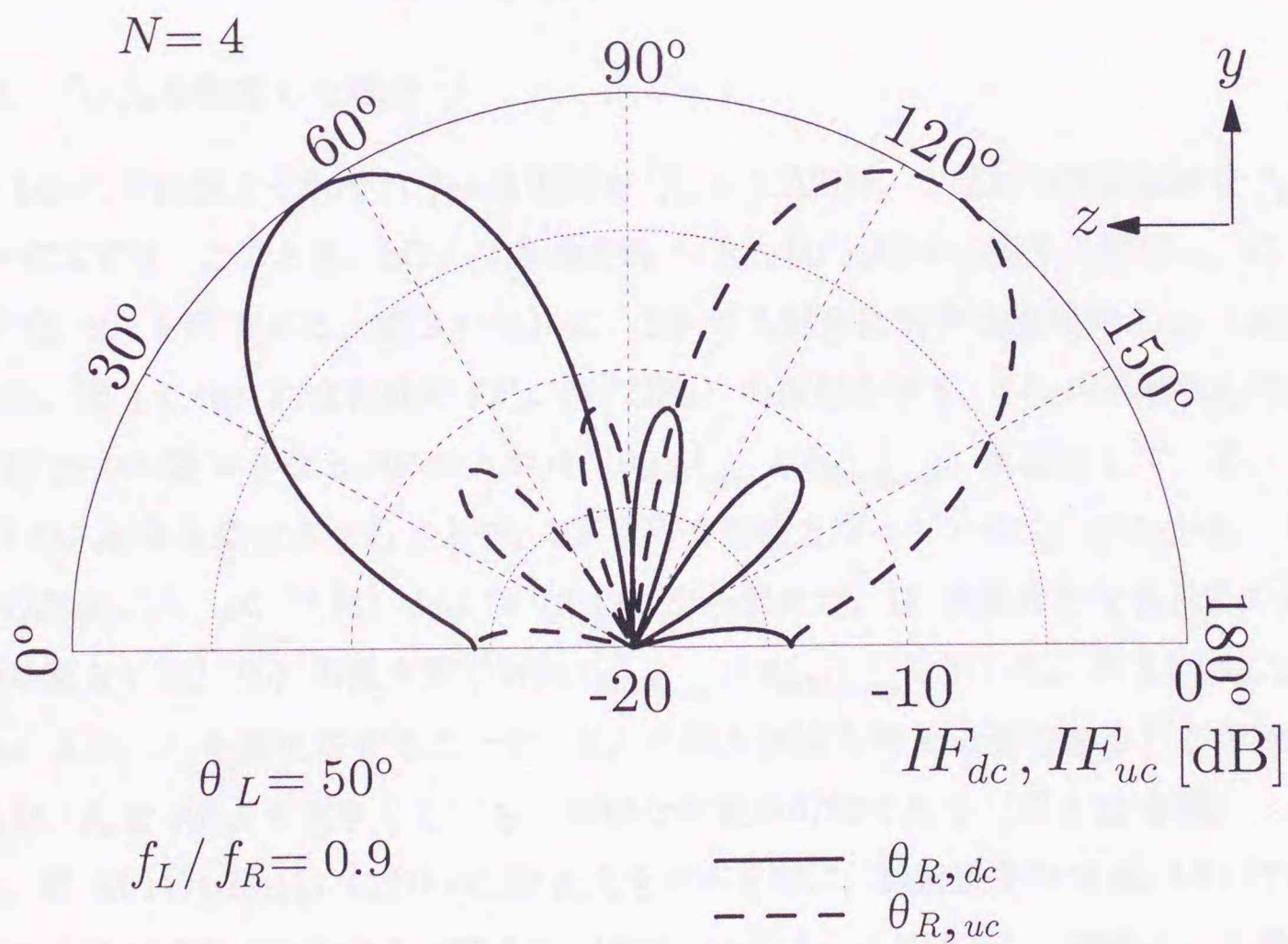


図 3.3: $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ の対称性

の関係がある。すなわち、 $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ は y 軸について対称となる。図3.3に、 $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ の対称性を見るために、 $N=4, \theta_L=50^\circ, f_L/f_R=0.9$ のときの、出力パターンを示した。

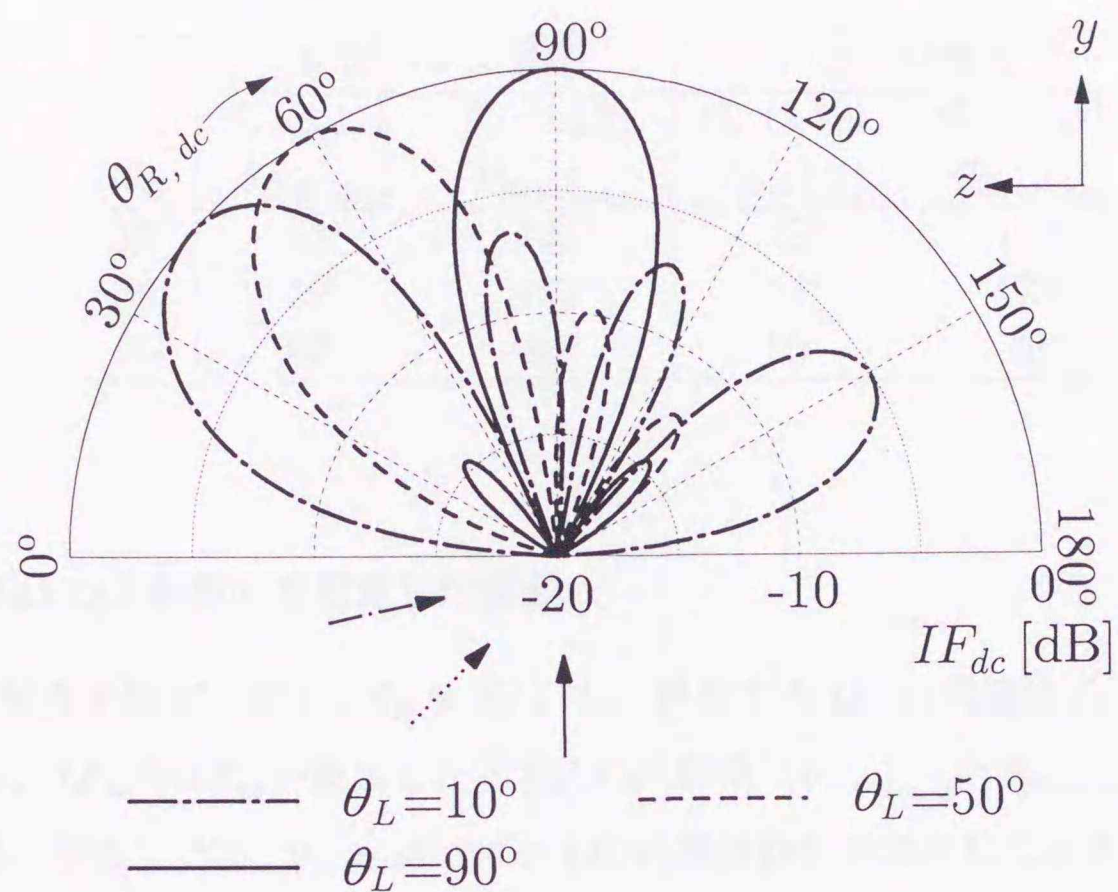
3.2.3 パッチの指向性を考慮した場合

式(3.11)と(3.12)からIF出力を求めるときには、各パッチ素子の指向性 $D_{R,n}$ および $D_{L,n}$ が影響する。そこで以下では、実験と比較するために各パッチ素子の指向性を考慮して、式(3.11)および(3.12)を評価する。計算には、準光学アンテナ・ミキサ4素子を正方形パッチのH面方向に配列したモデルを用いる($N=4$)。パッチのパラメータは表3.2と同じ値を使用する。また、素子パターンは、第2章でHP MOMENTUMによって得られた結果(図2.6のH面パターンと同様)を用いる。このモデルにおいて、 f_L/f_R を固定した場合と θ_L を固定した場合で、RFの入射角に対するIF出力の変化を計算する。但し、差成分 IF_{dc} を求めるときのRFの入射角は $\theta_{R,dc}$ 、和成分 IF_{uc} に対しては $\theta_{R,uc}$ と便宜上定義する。なお、以下の図ではすべて、 IF_{dc} と IF_{uc} の値は、それぞれの最大値で規格化してある。

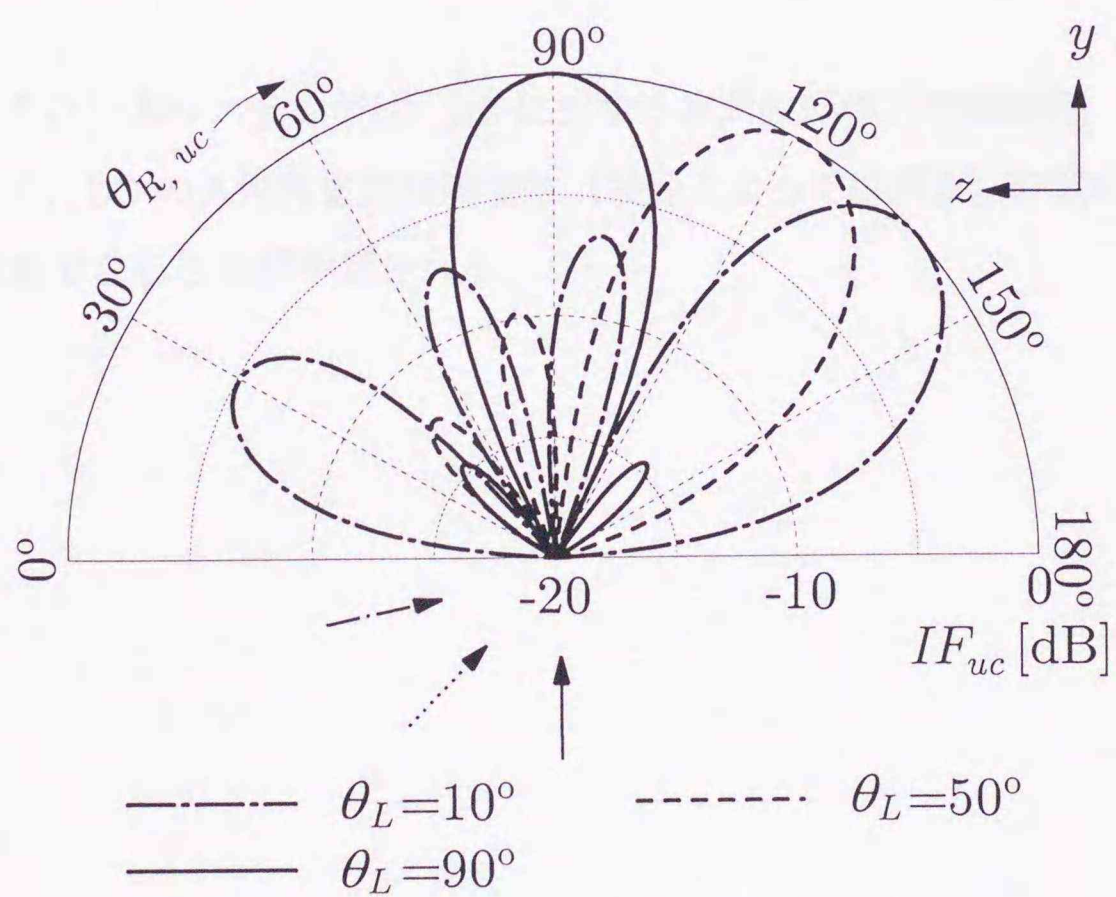
3.2.3.1 f_L/f_R を固定した場合

RF, LOの周波数をそれぞれ $f_R=3.0\text{GHz}$, $f_L=2.7\text{GHz}$ 、すなわち周波数比を $f_L/f_R=0.9$ と一定にする。このとき、LOの入射角を $\theta_L=10^\circ, 50^\circ, 90^\circ$ の3通りに設定し、式(3.11)および(3.12)を計算する。図3.4(a)に、RFの入射角に対する差成分 IF_{dc} (300MHz)の振幅を、図3.4(b)には和成分 IF_{uc} (5.7GHz)の振幅を示す。LOの入射角 θ_L の変化に伴い、IF出力が最大となるRFの入射角($\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$)も変化している。すなわち、LOの入射角を変化させることで、RFを走査可能となっていることがわかる。さらに、表3.1の左側には、式(3.11)および(3.12)から求めた、IFが最大となるRFの入射角、すなわち図3.4(a)(b)の最大到来方向 $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ を示した。表3.1および図3.4(a)(b)より、 θ_L を変化させることで、RFの最大到来方向を走査できることが確認できる。なお、 θ_L を 90° より大きくしても、同様な走査が可能である(図3.12参照)。

また、式(3.11), (3.12)においてIF出力を求める際に、放射素子のH面パターンの特性により、IF出力はRFの入射角が z 軸($0^\circ, 180^\circ$)に近づくほど低下し、結果として最大値が得られる方向は y 軸(90°)方向へ移動する。表3.1の右側に、式(3.13), (3.14)で求めた $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ を示してある。表3.1から、式(3.11), (3.12)から得られる $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ は、式(3.13), (3.14)で求めたものに比べて y 軸側に移動していることがわかる。



(a) IF output of down-conversion



(b) IF output of up-conversion

図 3.4: 周波数比一定のときの IF_{dc} と IF_{uc} の変化

表 3.1: 式 (3.11) ~ (3.14) から求めた $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$

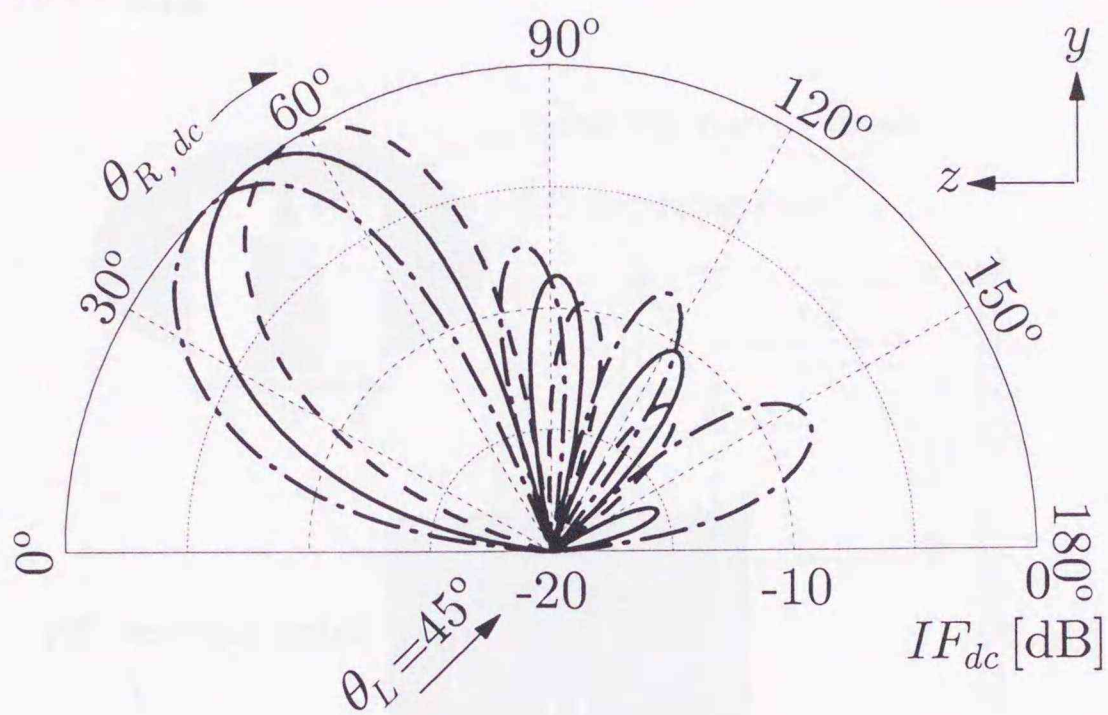
θ_L	H 面パターン考慮		パターン考慮せず	
	式 (3.11)	式 (3.12)	式 (3.13)	式 (3.14)
	$\theta_{R,dc} _{max}$	$\theta_{R,uc} _{max}$	$\theta_{R,dc} _{max}$	$\theta_{R,uc} _{max}$
10°	41°	139°	28°	152°
50°	59°	121°	55°	125°
90°	90°	90°	90°	90°

3.2.3.2 LO の入射角 θ_L を固定した場合

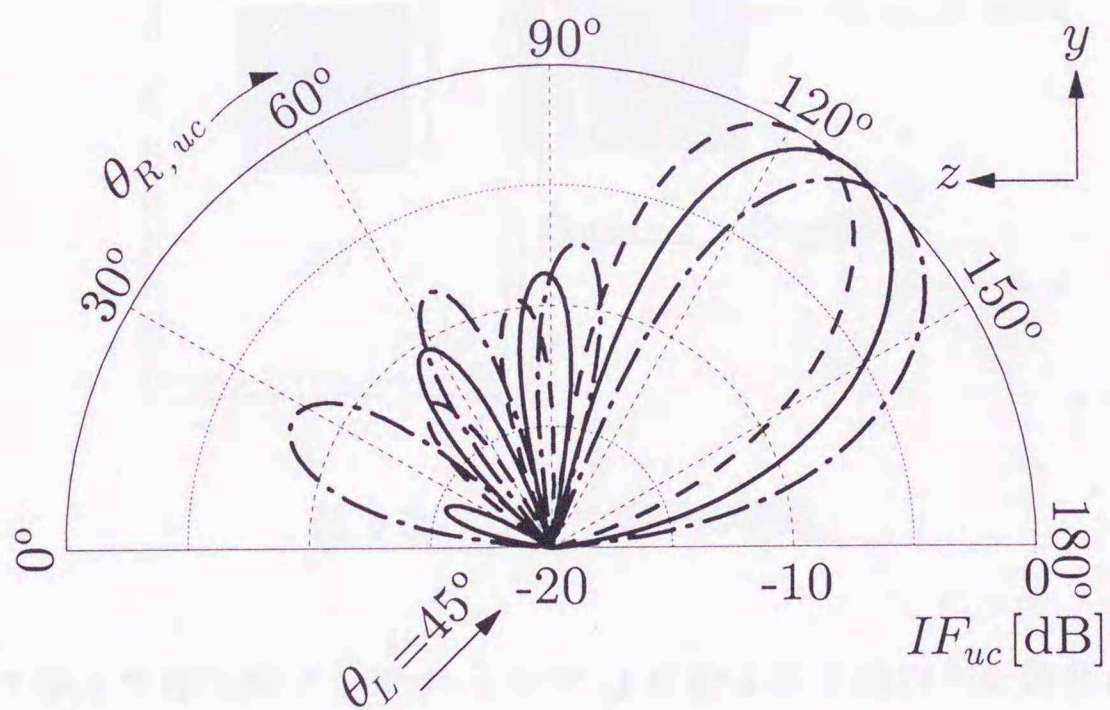
LO の入射角を固定（但し、 $\theta_L \neq 90^\circ$ ）し、照射する LO の周波数 f_L を変化させることによって、 IF_{dc} や IF_{uc} が最大となる RF の入射角（ $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ ）を走査することができる。図 3.5 では、 $\theta_L = 45^\circ$ での、LO の周波数を変化させたときの、 $\theta_{R,dc}$ に対する IF_{dc} の変化を示している。LO の周波数を RF と同じ 3GHz を中心として、2.5 から 3.5GHz まで変化させると、 $\theta_{R,dc}|_{max}$ は 46° から 58° までの 12° を走査することができる。

IF_{uc} に対しては、 y 軸に対称となることを除いて、上の IF_{dc} の議論と完全に同じ結果が得られる。

以上のように、本システムでは、RF に対する高周波操作（位相制御、電力合成など）を行うことなく、LO の入射角または周波数（場合によっては両方）の変化により、RF の到来方向を走査することが予想される。



(a) IF output of down-conversion



- - - - - $f_L = 2.5\text{GHz}$
 ————— $f_L = 3.0\text{GHz}$
 - · - · - $f_L = 3.5\text{GHz}$

(b) IF output of up-conversion

図 3.5: LO の周波数変化に対する出力 ($\theta_L = 45^\circ$)

3.3 実験 I — LO 入射角によるビーム走査

3.3.1 モデルの構成

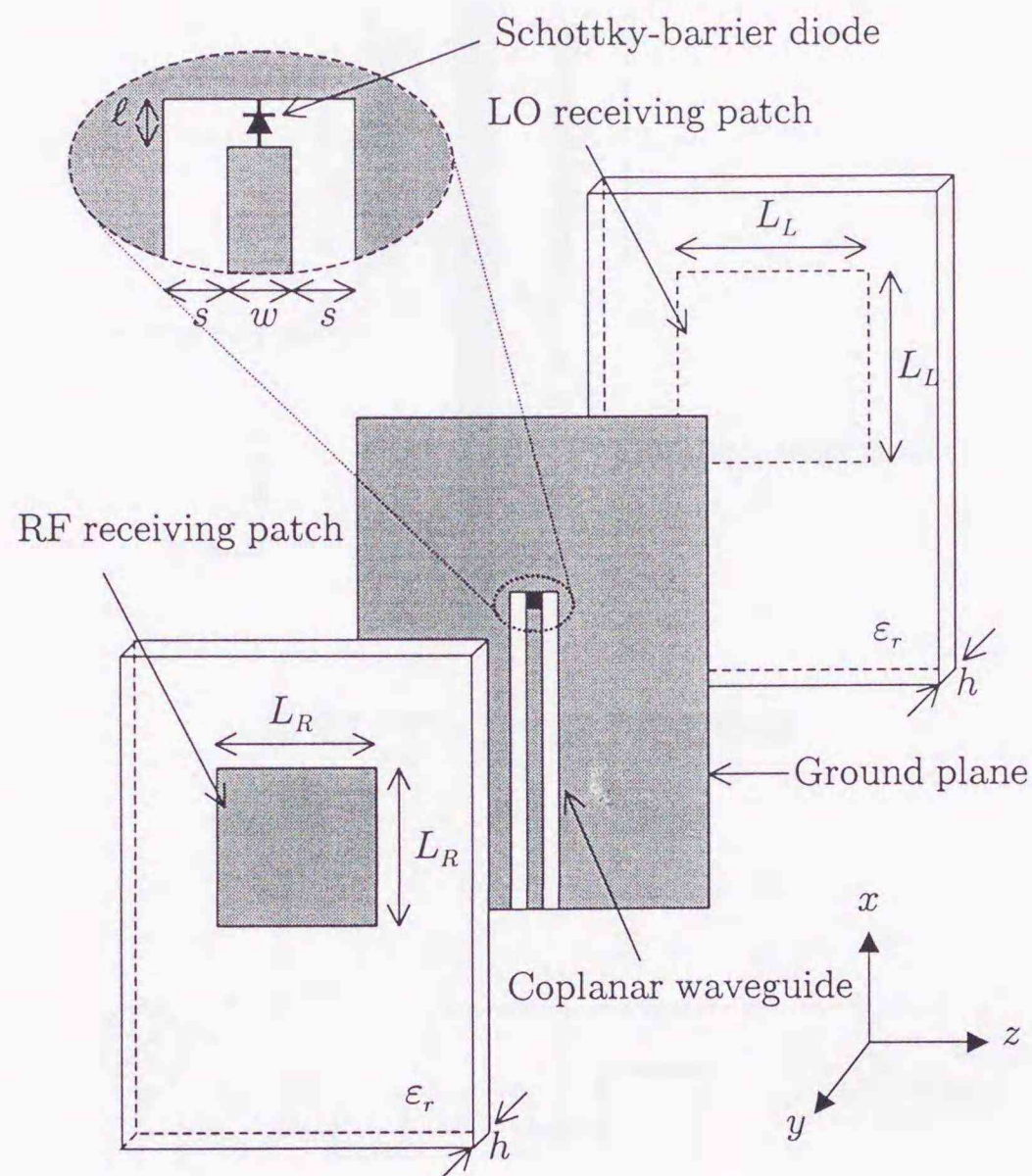


図 3.6: アンテナ素子の構造

図 3.6, 3.7 で示した準光学アンテナ・ミキサ [3.4] を 4 素子用いたシステムを試作し, 前節の結果を実験によって確認する. 製作および実験を容易に行うため, RF と LO はマイクロ波帯 (RF は 3.0GHz, LO は 2.7GHz) に設定し, 各素子を設計した. 従って, ミキシングによって, 周波数の差成分 IF_{dc} (300MHz) と和成分 IF_{uc} (5.7GHz) が発生する. 本来, ミキシング後直ちに RF, LO およびその高調波成分はフィルタにより取り除く. しかし, 前節で示した差成分と和成分の対称性を観測するため, 本論文ではフィルタを使用しない.

図 3.8 に 4 素子準光学アンテナ・ミキサのシステム構成図を示す. 各準光学アンテナ・ミキサ素子は, 図 3.6, 3.7 で示すような構造をしており, 素子の設計パラメータは文献 [3.4] と同一であり, 表 3.2 に示す. 素子間隔 d は, RF の自由空間での半波長 50mm とする. これ

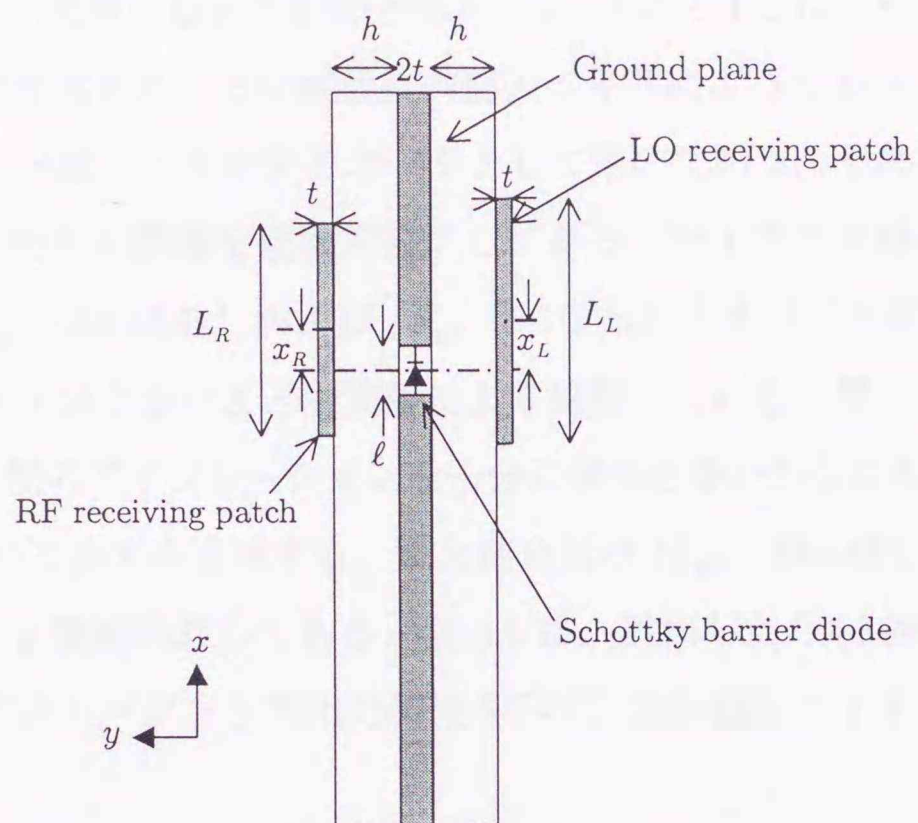


図 3.7: アンテナ素子の断面図

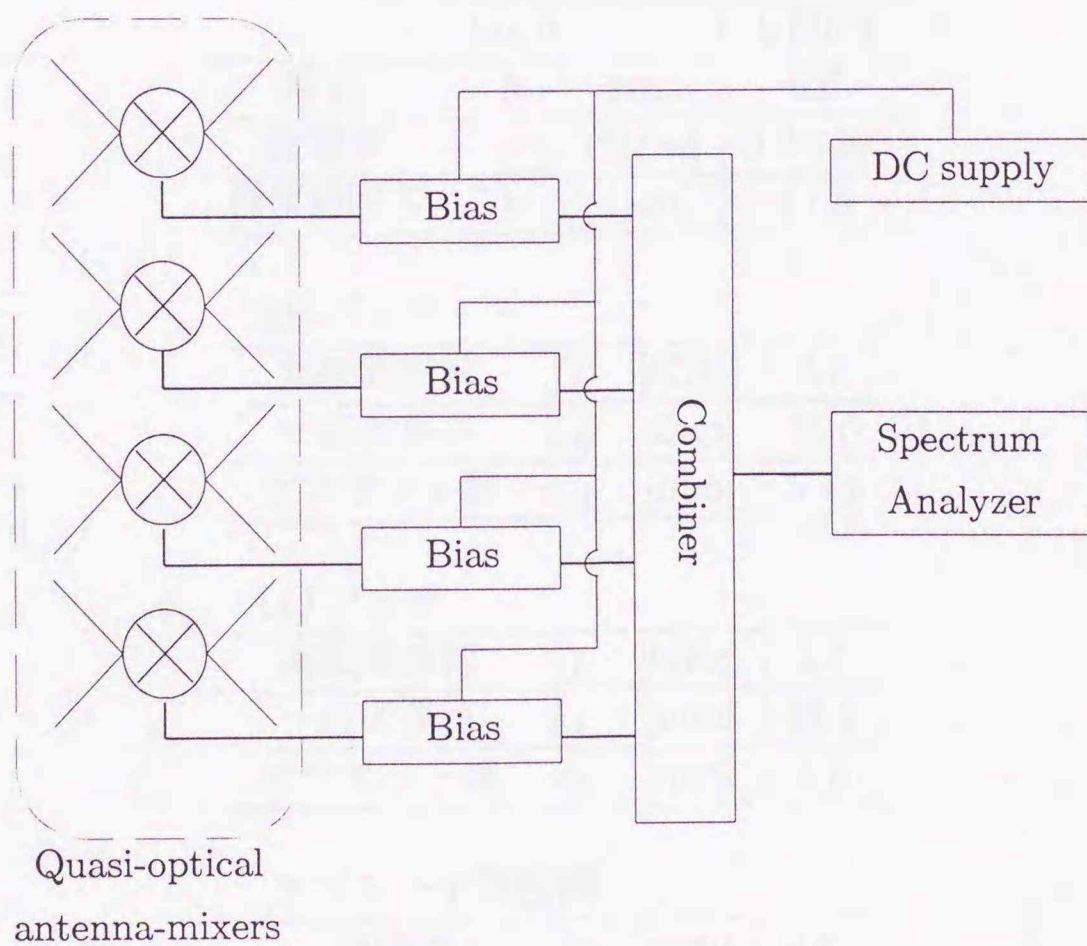


図 3.8: 4 素子準光学アンテナ・ミキサのシステム構成図

らの素子は、200mm×450mm の地板上に取り付ける。基板の両面にある 2 つのパッチは、それぞれ RF と LO を受信するよう設計されている。RF と LO は、それぞれ各アンテナ素子の表裏のパッチで受信され、その直後に内部のミキサによって IF に変換される。ショットキバリアダイオードは、ミキサダイオードとして用いており、それぞれにバイアス回路 [3.4] を挿入して IF 出力の振幅を調整可能にしてある。バイアス回路は、RF (3.0GHz)、LO (2.7GHz)、 IF_{dc} (300MHz) および IF_{uc} (5.7GHz) のすべての周波数において、反射ならびに挿入損失が十分小さいことを実験により確認している。更に、本システムにおいては、各入力ポート間のアイソレーションを十分に保つ必要があるため、ウィルキンソン電力結合器 [3.5] を用いて出力を合成する。電力結合器は IF_{dc} (300MHz) と IF_{uc} (5.7GHz) に対応するように、2 種類用意してある。図 3.9 に、試作した 300MHz 用ウィルキンソン電力結合器のレイアウトパターンと入出力特性を示す。300MHz で 1 ポートあたりの挿入損

表 3.2: 実験モデルのパラメータ

誘電体基板

誘電率	ϵ_r		10.2
	$\tan \delta$		0.0023
厚さ	h	[mm]	0.6
導電率	σ	[S/m]	5.8×10^7
導体部厚さ	t	[μm]	17.5

RF パッチ

共振周波数	f_R	[GHz]	3.0
一辺の長さ	L_R	[mm]	15.6
オフセット値	x_R	[mm]	5.15

LO パッチ

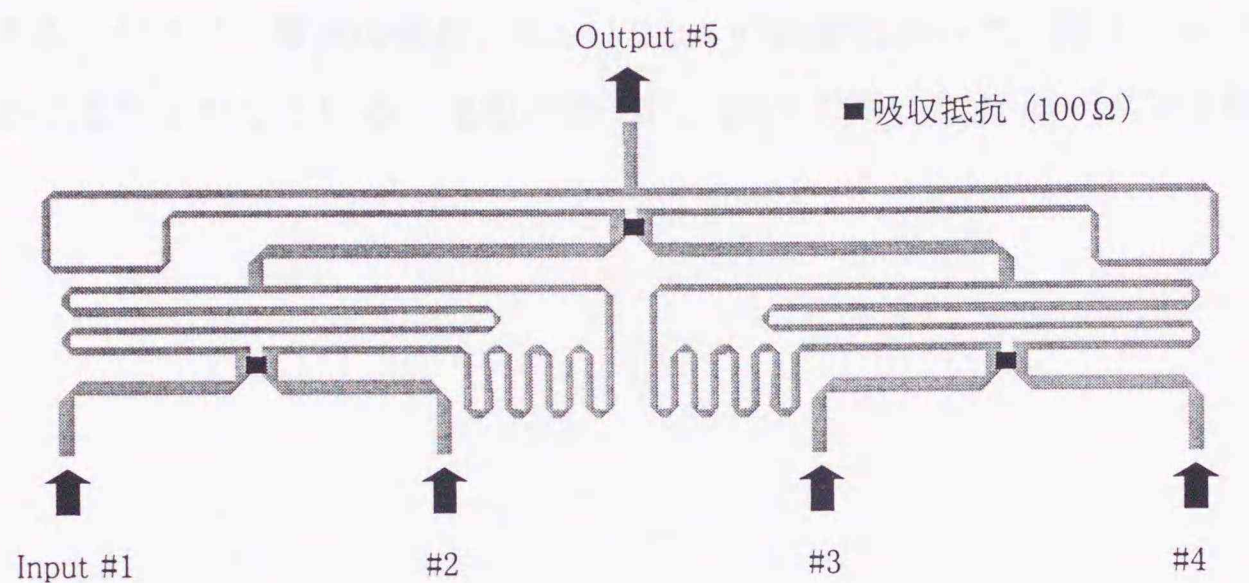
共振周波数	f_L	[GHz]	2.7
一辺の長さ	L_L	[mm]	17.3
オフセット値	x_L	[mm]	5.6

コプレーナ導波路

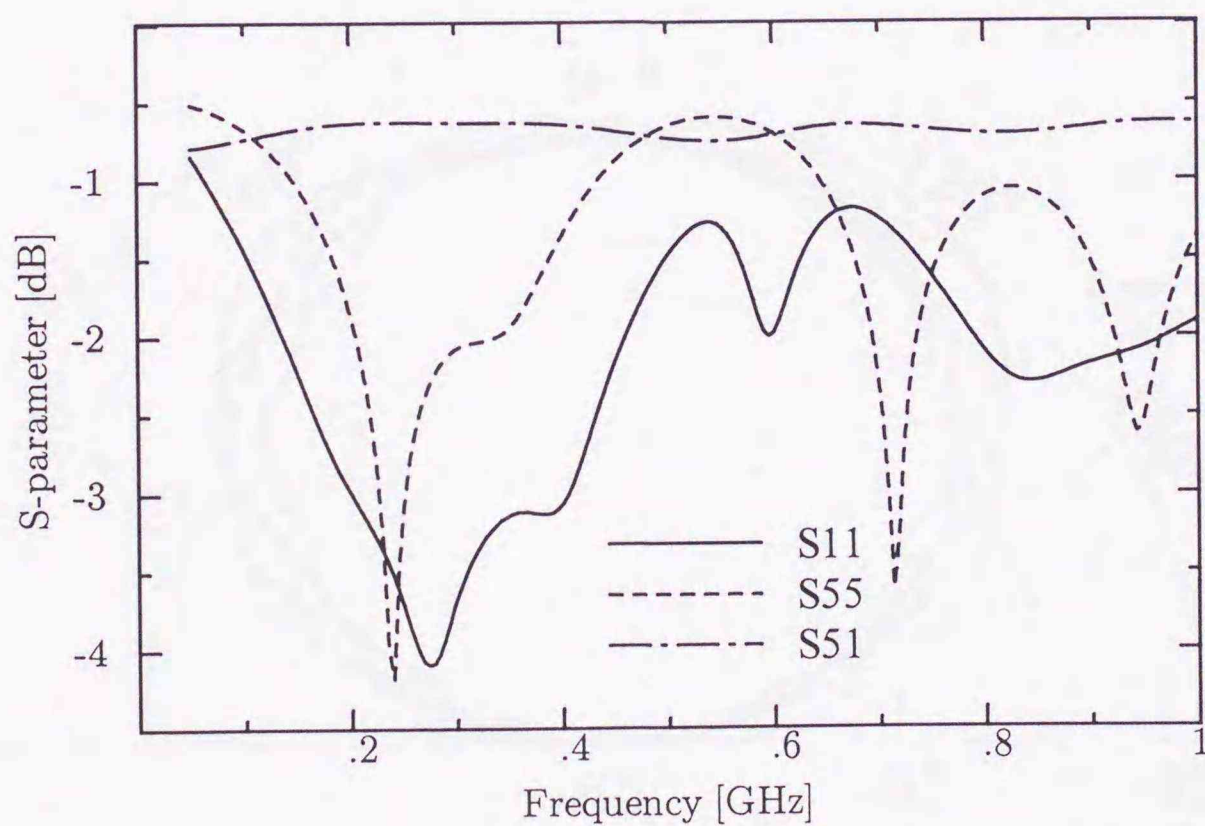
内導体	w	[mm]	0.8
スリット	s	[mm]	0.65
開放間隙の幅	ℓ	[mm]	0.3

失が -6.2dB であり、十分な特性を示している。また、 900MHz の周期で特性が変化しており、RF(3GHz)では通過、LO(2.7GHz)は阻止することになる。図3.8に示すように、本システムではフィルタを用いていないが、動作周波数を調節することで電力結合器にフィルタの効果を一部持たせることも可能である。

実験は電波無響室内で行う。RF (3.0GHz) は受信システムから 4.65m 離して y 軸の正の



(a) レイアウトパターン



(b) 入出力特性

図 3.9: 300MHz 用ウィルキンソン電力結合器のレイアウトパターンと入出力特性

方向から照射電力 25dBm でホーンアンテナを用いて照射する．LO は十分大きな電力を照射する必要があるが，本実験で用いた LO 照射用ホーンアンテナは口径が 245mm×330mm であり，電界強度を一樣にする必要もあるため 300mm 離して y 軸の負の方向から照射電力 17.8dBm で照射する．

また，前述したように，本論文ではフィルタを用いていないため，RF，LO およびその他のスペクトルは IF とともにすべてスペクトラムアナライザにより観測することができる．各素子は， $\theta_R = \theta_L = 90^\circ$ のときに，IF 出力が一定になるようにバイアス電流をそれぞれ調整する．バイアス電流の値は，0.2~1.2mA の範囲にあった．図 3.10 には，調整後の各素子ごとの出力を示している．比較のために，計算で用いた H 面パターンを破線で示している．

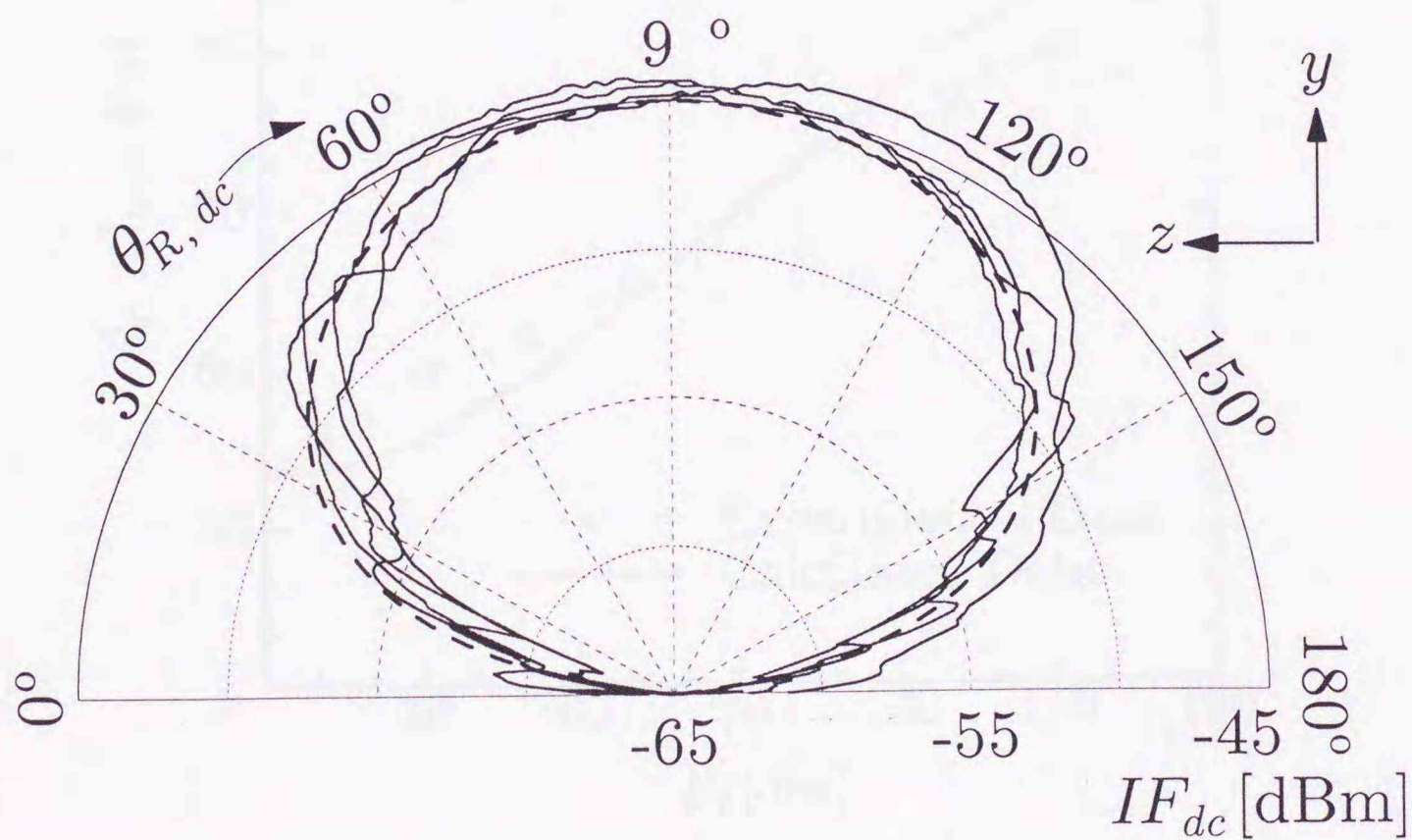


図 3.10: 正面方向で調整した各素子ごとの IF 出力

3.3.2 実験結果

図 3.11 には, $f_R=3.0\text{GHz}$, $f_L=2.7\text{GHz}$, すなわち, $f_L/f_R=0.9$ のときの $\theta_{R,dc}|_{max}$ と θ_L の関係を示す. 計算結果は実線で, 実験によって得られたデータは白丸で示してある. この図から, $50^\circ < \theta_L < 130^\circ$ の範囲において, 実験と計算はよく一致している. しかし, $\theta_L < 50^\circ$, $\theta_L > 130^\circ$ のときには, ずれが生じている.

また, 図 3.11 に示した実験値のうちで, $\theta_L = 110^\circ$ のときの $\theta_{R,dc}$ と $\theta_{R,uc}$ の変化に対する IF_{dc} と IF_{uc} を図 3.12 に示す. 実線は実験値, 破線は計算値である. 図からわかるように, 実験結果と計算結果の間には良い一致が見られる. 特に, IF_{dc} と IF_{uc} が最大となる $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ は, ほぼ同じ値である. 更に, サイドローブやヌルの方向についても良く一致

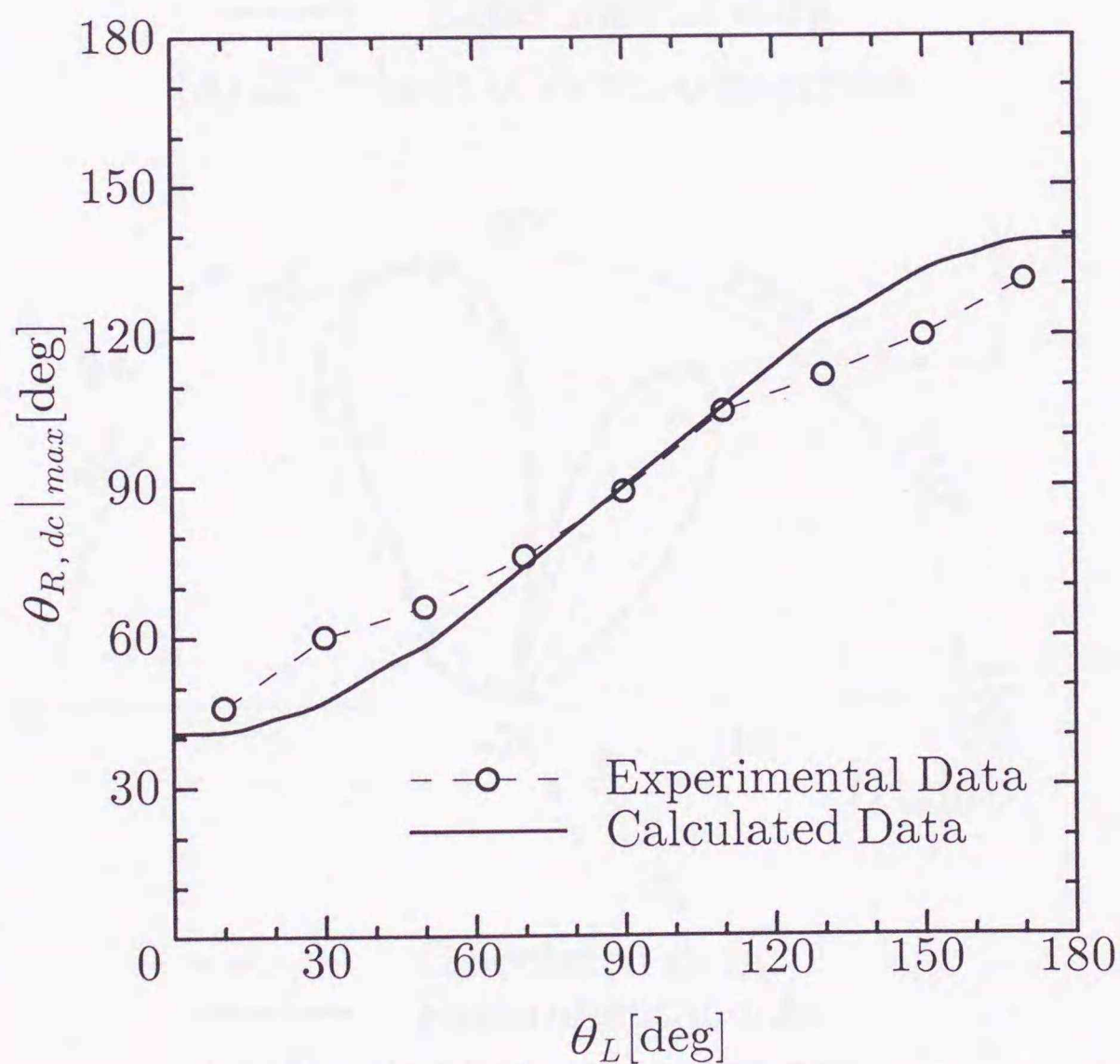
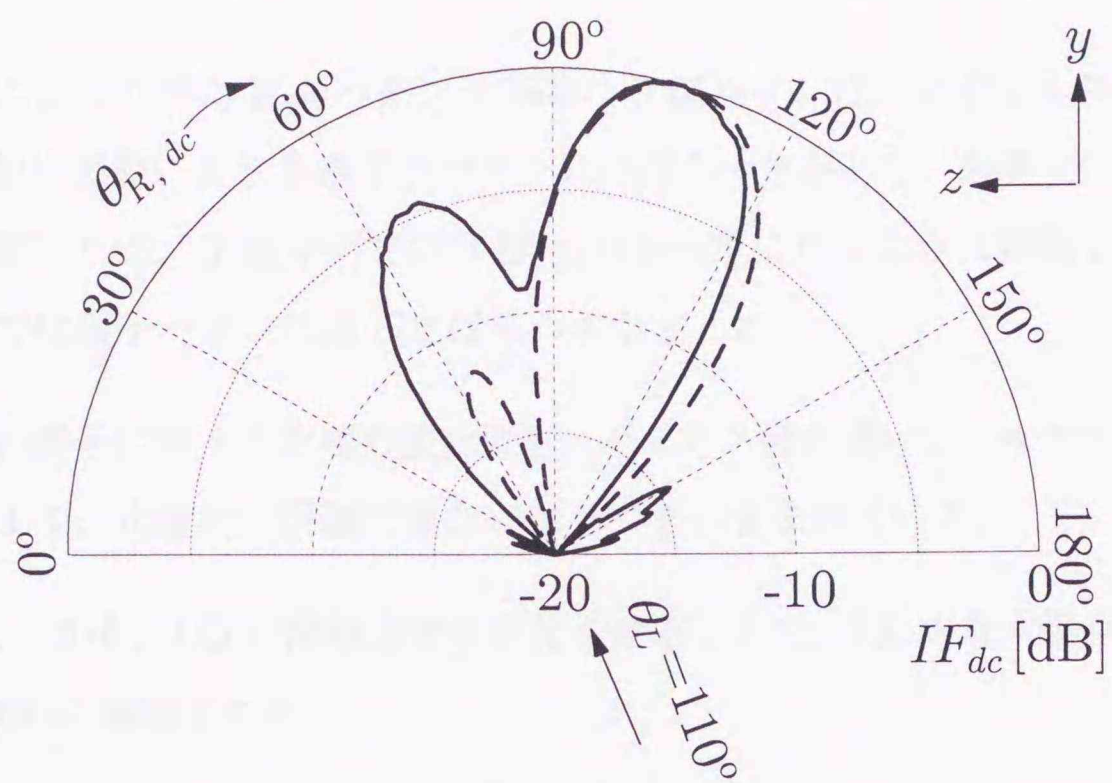
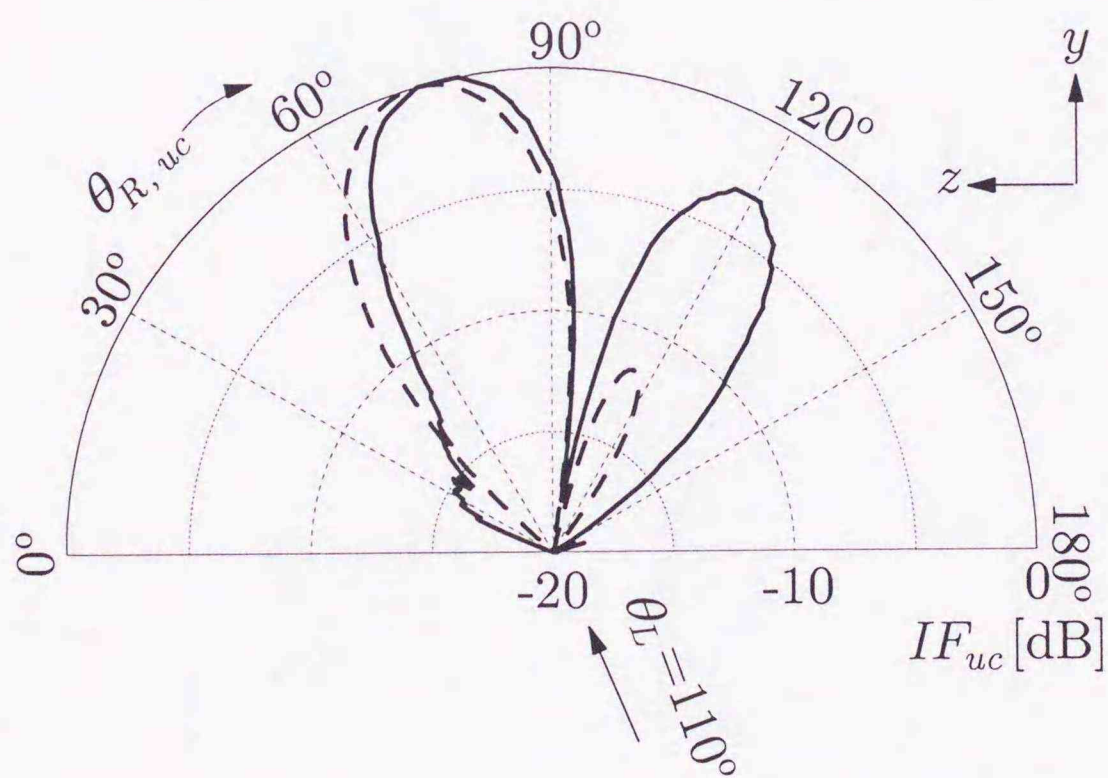


図 3.11: $f_L/f_R=0.9$ のときの $\theta_{R,dc}|_{max}$ と θ_L の関係



----- Calculated data
 ————— Experimental data

(a) IF output of down-conversion



----- Calculated data
 ————— Experimental data

(b) IF output of up-conversion

図 3.12: $\theta_L = 110^\circ$ のときの RF の入射角に対する IF 出力

している。しかしながら、サイドローブレベルは実験と計算で大きく異なっている。これら実験と計算で差が生じた理由としては、以下のような2つの実験上の原因が考えられる。

1. 計算によって得た H 面パターンと実際の H 面パターンは、必ずしも等しくない。実際には、製作誤差により各素子のパターンにはばらつきがある。計算では4素子とも等しいと仮定したが、正面方向でのみ IF 出力を一定になるように調整したため、正面方向以外では素子パターンに応じたばらつきが生じる。
2. 個々の素子に対する位相の変化にも、バイアス値の違い、ミキサの個性および製作誤差により、定量的に評価できないばらつきが含まれている。

以上のことから、LO の照射方向を変化させることで、RF の最大到来方向を走査できることが実験的に確認された。

3.4 実験 II—LO 周波数によるビーム走査

本小節では、3.2 で示した動作原理，特に LO の周波数を制御することでビーム走査可能であることを実験により確認する。

3.4.1 モデルの構成

2 種類の LO 周波数で動作させるため，LO 側は対応する周波数で設計したパッチを積層させる構造をとった．なお，単層構造でも十分広い帯域を確保できれば，原理的には周波数によるビーム走査が可能である．

RF は 3.0GHz，2 種類の LO 周波数を 2.7GHz，3.3GHz とし，それぞれ LO1，LO2 と表

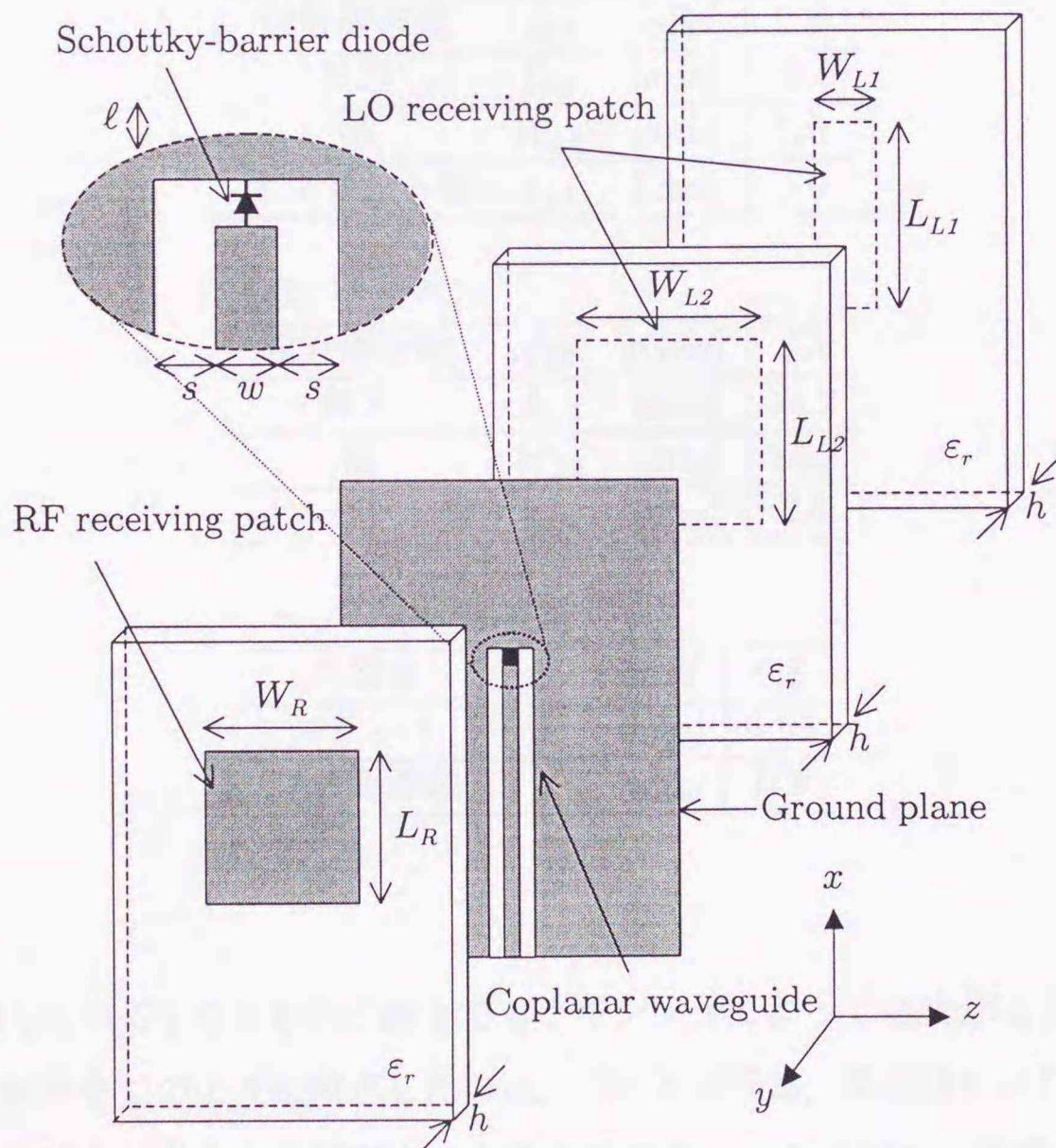


図 3.13: アンテナ素子の構造

表 3.3: 実験モデルのパラメータ

誘電体基板

誘電率	ϵ_r		10.2
	$\tan \delta$		0.0023
厚さ	h	[mm]	0.6
導電率	σ	[S/m]	5.8×10^7
導体部厚さ	t	[μm]	17.5

RF パッチ

設計周波数	f_R	[GHz]	3.0
長さ	L_R	[mm]	15.6
幅	W_R	[mm]	15.6
オフセット値	x_R	[mm]	5.2

LO1 パッチ

設計周波数	f_{L1}	[GHz]	2.7
長さ	L_{L1}	[mm]	19.0
幅	W_{L1}	[mm]	5.0
オフセット値	x_{L1}	[mm]	5.0

LO2 パッチ

設計周波数	f_{L2}	[GHz]	3.3
長さ	L_{L2}	[mm]	14.2
幅	W_{L2}	[mm]	14.2
オフセット値	x_{L2}	[mm]	4.4

コプレーナ導波路

内導体	w	[mm]	0.8
スリット	s	[mm]	0.65
開放間隙幅	ℓ	[mm]	0.3

す. ゆえに, LO1, LO2 のどちらの場合でもミキシングによって差成分は 300MHz となる. RF, LO の周波数をこのように設定したのは, バイアス回路, 結合器をはじめとする IF 回路を新たに広帯域化設計する必要がなくなるためである. ここでは, 差成分についてのみ議論するが, 差成分と和成分の出力特性は y 軸について対称になることは前述した.

図 3.13 にアンテナ素子の構造を, 表 3.3 にそのパラメータ値を示す. 図 3.13 ではコプ

レーナ導波路の終端部を拡大して示してある。基板は、コプレーナ導波路が設置されたグラウンドプレーンを誘電体板で挟んだ構造になっている。コプレーナ導波路は、 50Ω 線路となるように設計し、その終端を開放してパッチのほぼ中央部にあたるようにそれぞれのパッチを基板の両面に配置する。コプレーナ導波路の開放終端部分の間隙において、パッチとコプレーナ導波路が電磁結合する。また、表 3.3 中のオフセット値とは、前小節と同様コプレーナ導波路の終端部から各パッチの中心までの x 軸方向の距離である。

素子以外の測定系は、前小節と全く同じである。

3.4.2 実験結果

前述したように、式 (3.11), (3.12) より、IF 出力の大きさは θ_R , θ_L および f_R , f_L すなわち RF および LO の入射角と周波数に依存している。したがって、LO の入射角と周波数を変化させることで、IF 出力が最大となるときの RF の入射角を走査（ビーム走査）することが可能となる。以下では、LO の入射角と周波数をそれぞれ変化させたときのビーム走査の様子を実験によって確認した結果について述べる。

$\theta_L = 110^\circ$ のときの出力パターンを LO1, LO2 の 2 周波数についてそれぞれ図 3.14 に示した。ここで、出力パターンとは RF の各入射角に対する IF の合成出力をプロットしたものである。実線は測定値、破線は式 (3.11) から求めた計算値である。図から測定値と計算値はメインビームの方向や幅等がほぼ一致していることがわかる。サイドローブレベルには若干の誤差が見られるが、これは製作誤差による各素子の特性のばらつきが影響しているものと考えられる。以下では、IF の最大出力が得られる RF の入射角を $\theta_{R,dc|_{max}}$ と表記して、議論を進める。

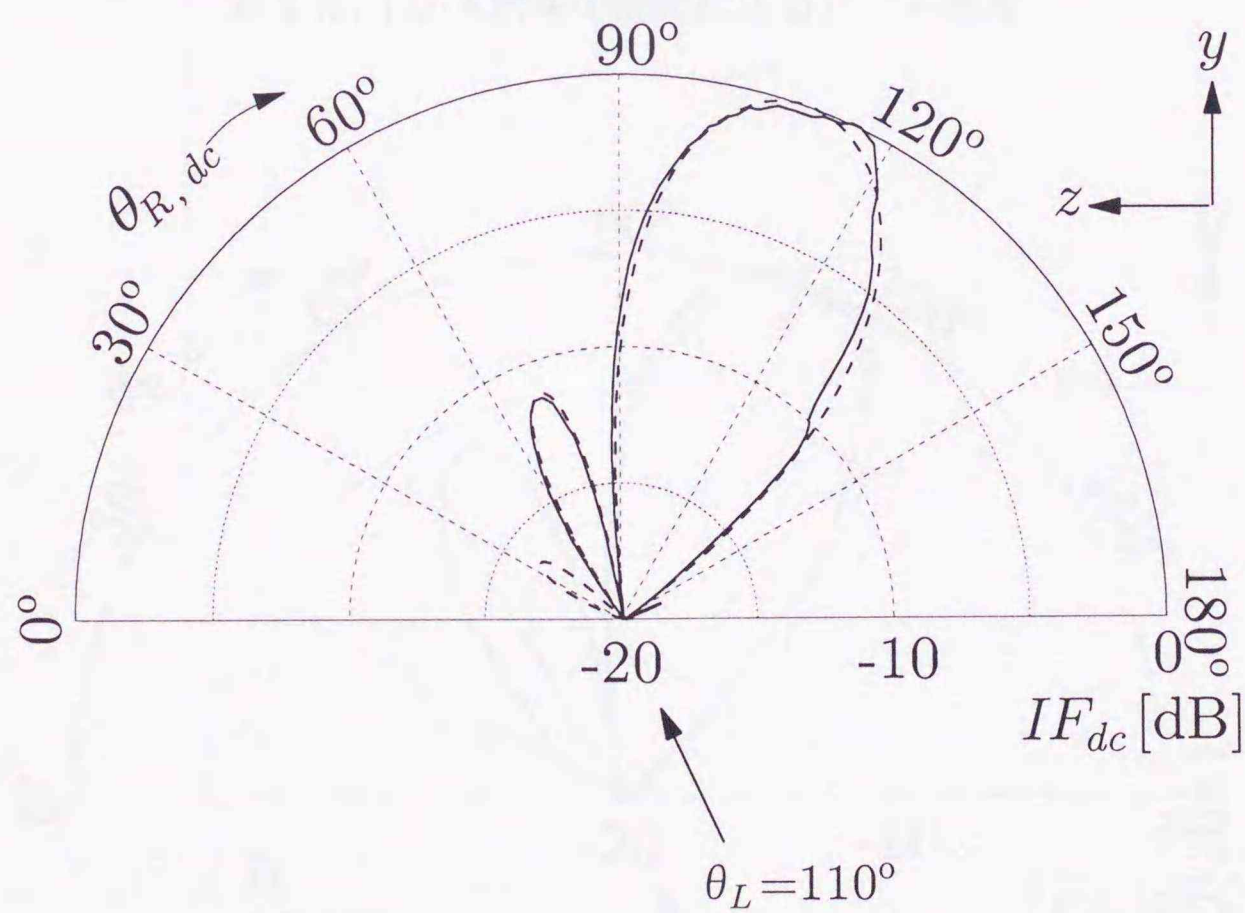
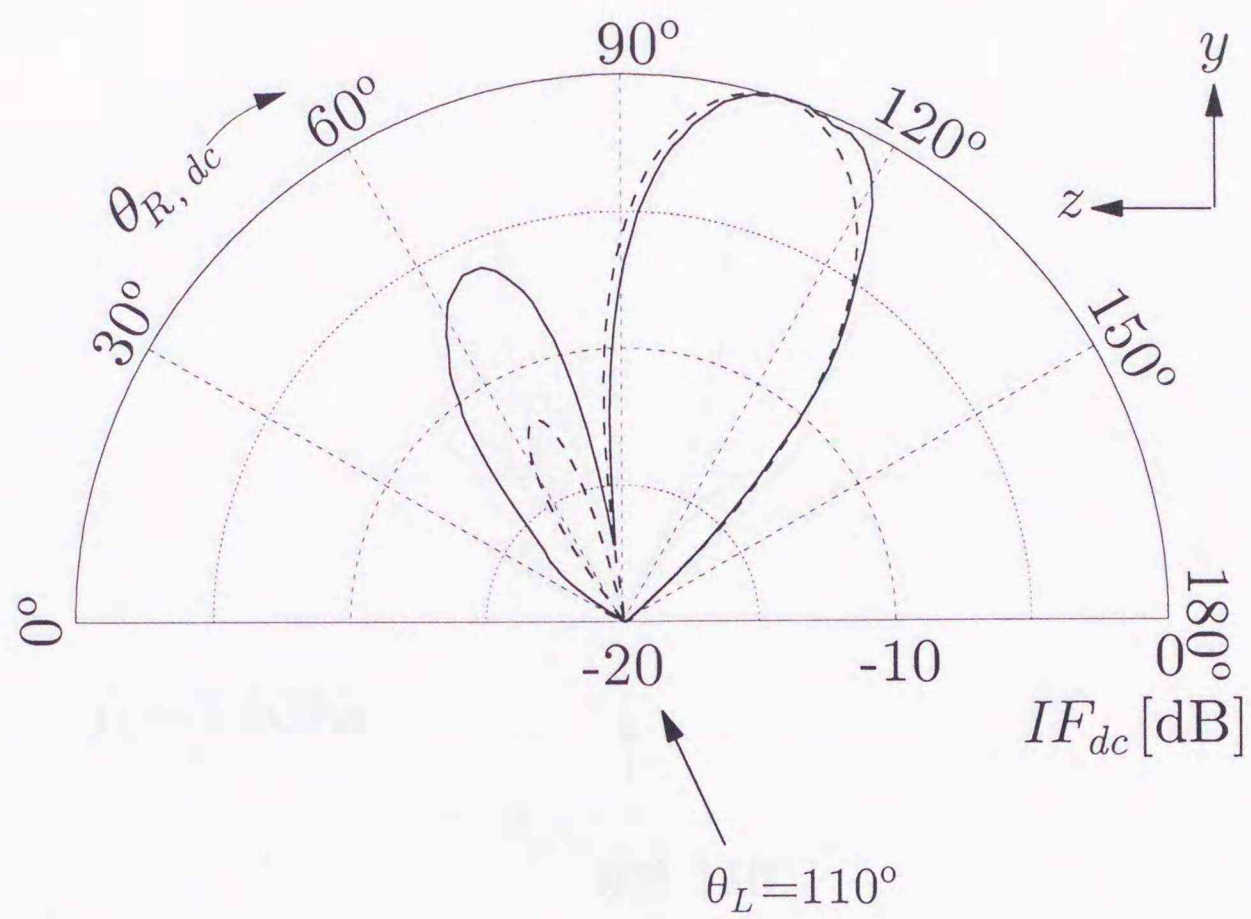
図 3.15 は、LO の周波数を 3.3GHz とし、入射角を 90° （一点鎖線）から 110° （実線）に変化させたときの出力パターンを比較したものである。LO の入射角の変化に対して、 $\theta_{R,dc|_{max}}$ は 90° から 116° まで 26° 変化した。また、LO の周波数を 2.7GHz として同様の実験を行った場合は、 $\theta_{R,dc|_{max}}$ は 90° から 108° まで 18° 変化した。

つぎに図 3.16 は、LO の入射角を 110° とし、周波数を 2.7GHz（実線）と 3.3GHz（点線）の 2 種類を照射したときの出力パターンを比較したものである。 $\theta_{R,dc|_{max}}$ は 108° から 116° まで 8° 変化した。

最後に図 3.17 には、LO1 と LO2 のそれぞれについて LO の入射角を変化させたときの $\theta_{R,dc|_{max}}$ をプロットした。図中、実線および破線は式 (3.11) から得られた LO1 および LO2 に対応する計算値であり、丸印と三角印がそれぞれの実験値である。実験と計算には若干の誤差はあるものの、LO の入射角および周波数のどちらを変化させてもビーム走査が可能であることが確認できる。

以上の実験結果と式 (3.11) から、本システムによるビーム走査は以下のような特徴を持つことがわかる。

1. 同じ LO の入射角の変化に対して、LO の周波数で走査角が異なる。走査角を大きくしたいときは LO の周波数をできるだけ高くすると良い。



実線：測定値，破線：計算値

図 3.14: 出力パタンの実験と計算の比較

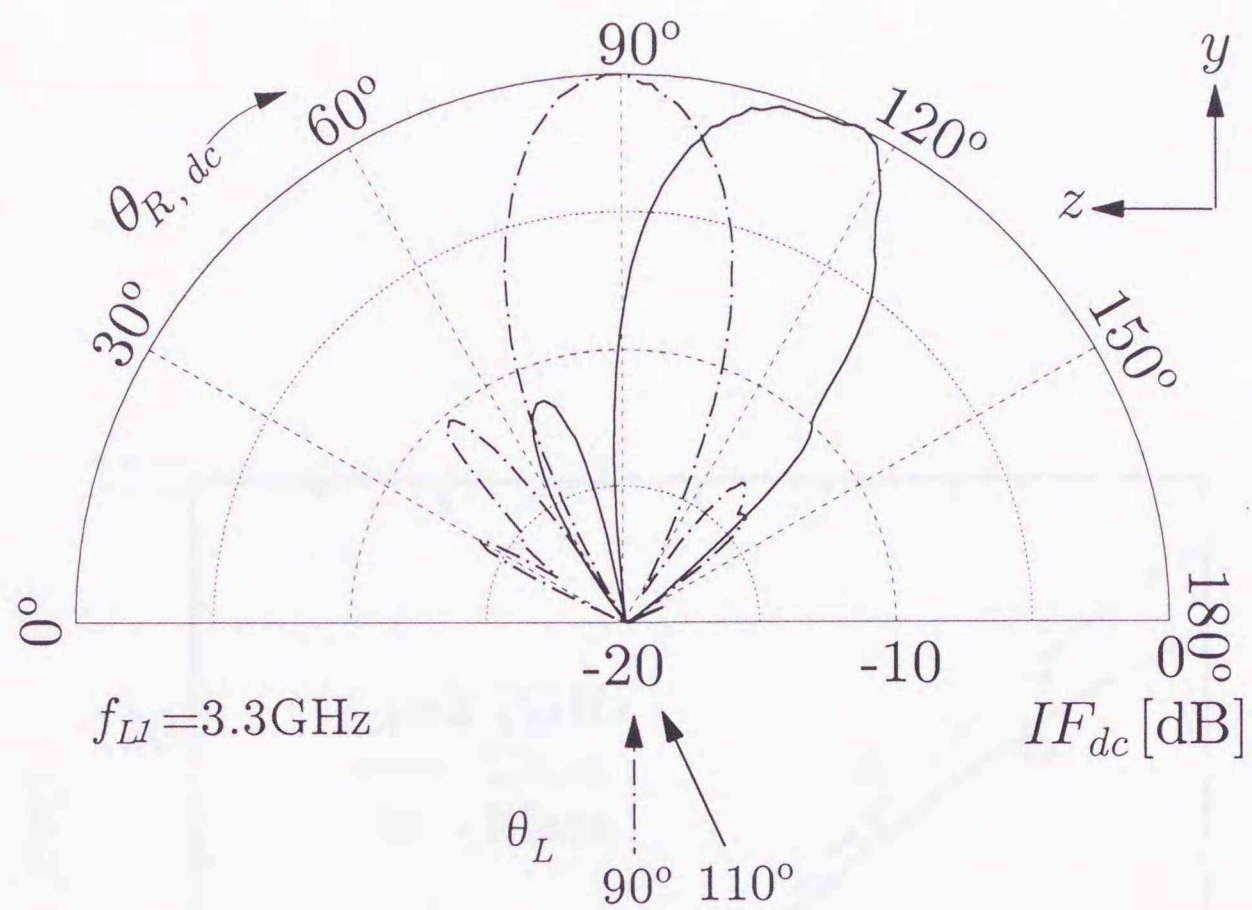


図 3.15: LO 入射角の変化によるビーム走査

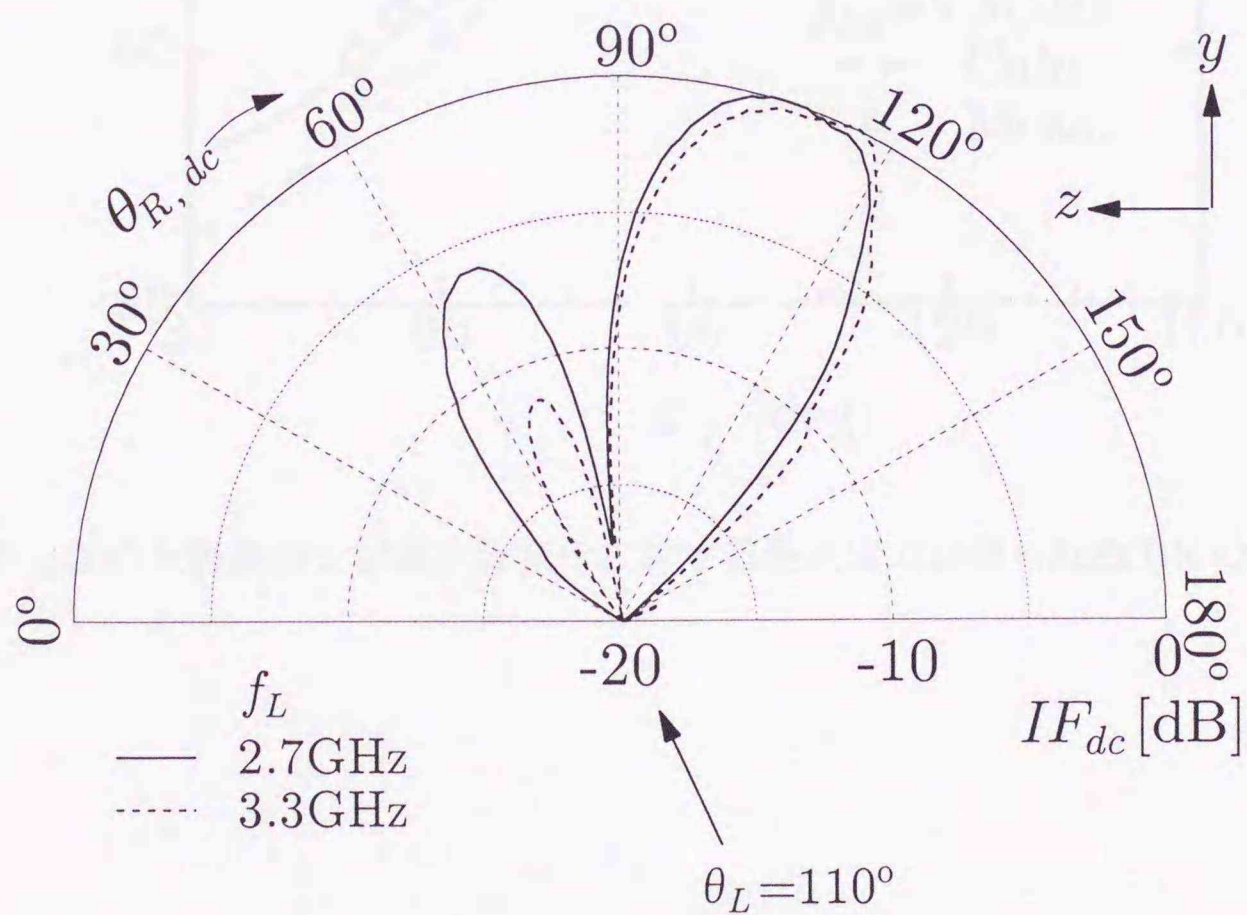


図 3.16: LO 周波数の変化によるビーム走査

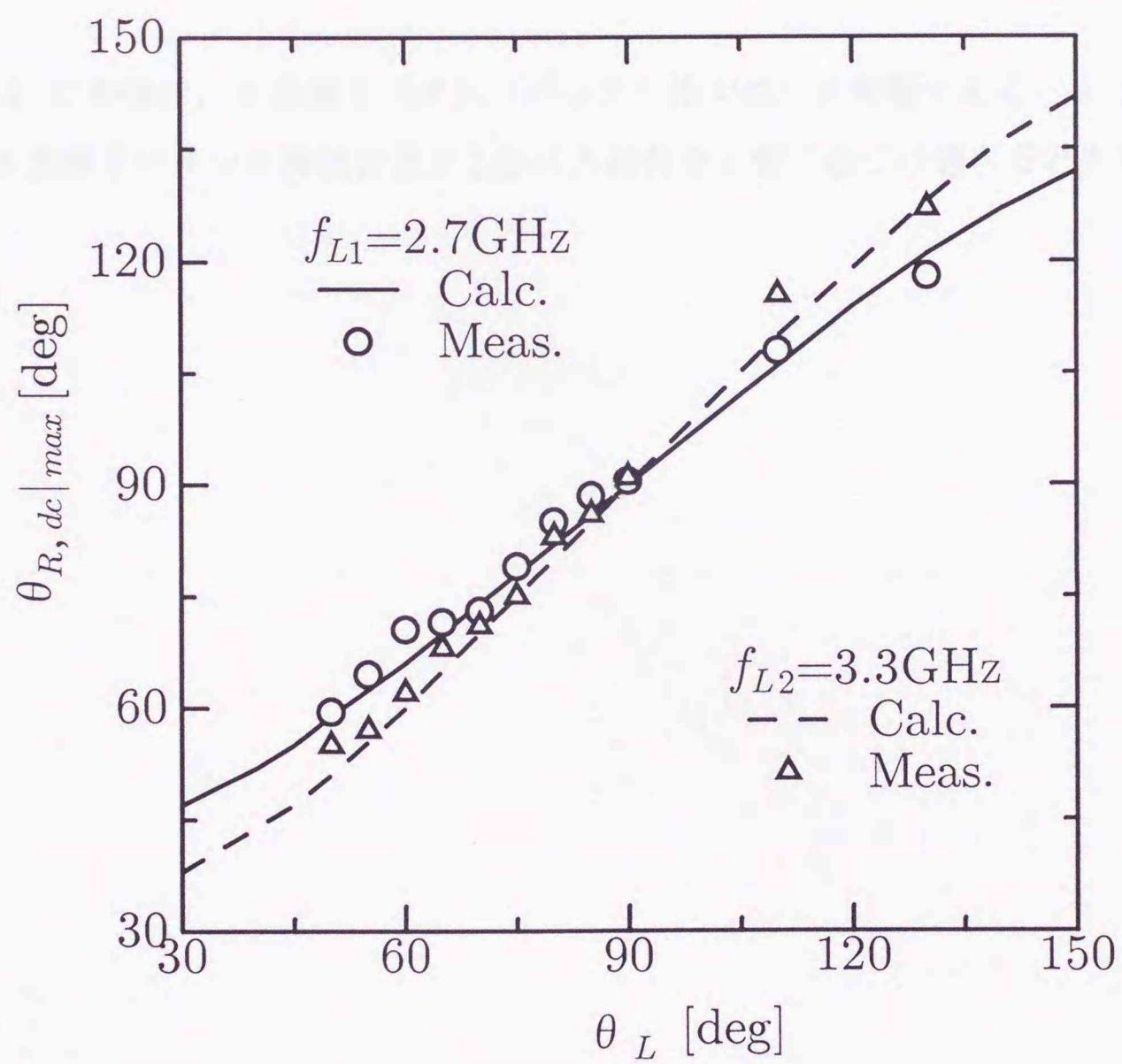


図 3.17: LO の入射角および周波数変化に対する最大出力が得られる RF の入射角

2. LO の入射角を一定にしたとき, LO の周波数の変化に対して走査角はほぼ直線的に変化する.
3. 同じ LO の周波数の変化に対して, LO の入射角で走査角が異なる. 走査角を大きくしたいときは LO の入射角をできるだけ z 軸に近づけると良い.
4. LO の周波数を一定にしたとき, LO の入射角の変化に対して走査角はほぼ直線的に変化する.

上記 2. 4. の特徴は, H 面素子パターン (パッチの指向性) の影響である. また, 3. については, H 面素子パターンの特性により LO の入射角を z 軸に近づけ過ぎると出力が急激に低下する.

3.5 むすび

多素子の準光学アンテナ・ミキサを直線状に配列した新しいビーム走査法を提案し、その動作原理について解説した。LO の入射角または周波数（場合によっては両方）を操作することで、移相器などの高周波回路を用いなくて RF の到来方向を走査できることが導かれた。

更に、マイクロ波帯で4素子の準光学アンテナ・ミキサを用いたモデルを試作し、実験を行った。結果は、導かれた動作原理とほぼ一致した。故に、移相器などの RF 回路を必要としないで、LO の入射角または周波数（場合によっては両方）を変化させることで、RF の到来方向を走査できることが確認できた。

試作モデルでは、製作精度のばらつきが影響し、計算結果と実験結果は若干の誤差が生じた。しかし、ミキサを基板に組み込んだ MMIC 化を行い製作精度を向上させることで誤差は小さくできる。さらに素子数を増加させることで、角度分解能を上げることが可能である。

参考文献

- [3.1] C. Y. Lee and T. Itoh, "Active Integrated Antenna and Quasi-Optical Technique: Fundamentals and Applications," 1995 Asia Pacific Microwave Conf., Tutorial Session 03, pp.89-189, Oct. 1995.
- [3.2] W. Chujo, H. Shimakage, and B. Komiyama, "A High-Tc Superconducting Active Slot Antenna with a YBCO Step-Edge Josephson Junction Array," 1994 Asia Pacific Microwave Conf., pp.1081-1084. Dec. 1994.
- [3.3] 山口恵一, 林邦彦, 伊藤精彦, 鈴木克巳, 榎本陽一, "ミリ波超伝導ミキサ・アンテナの検討," 信学技報, SCE95-7, MW95-7, pp.37-42, Apr. 1995.
- [3.4] 西村寿彦, 石井望, 伊藤精彦, "コプレーナ導波路給電による準光学アンテナ・ミキサ," 信学論 (B-II), J80-B-II, (1997-12) .
- [3.5] E. Wilkinson, "An N-Way Hybrid Power Divider," IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-8, pp.116-118, Jan. 1960.

第 4 章

ミリ波帯モデルの実現に向けて

4.1 まえがき

第 2 章では、単素子ミリ波帯モデルの設計を行った。本章では、第 2 章で設計したミリ波帯モデルを実現するために必要な検討事項をあげ、文献を参照して考察していく。

ミリ波帯モデルを実現する場合、低価格での大量生産と精密で均一な加工が可能であるため、素子を MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) 化することが望ましい。MMIC とは、基板の製造工程中にダイオードなどの能動素子とキャパシタなどの受動素子を作製し、伝送線路と一体化させて構成した回路である。基板上に一体化した回路を製作することで、素子を取り付ける手間が省かれ、製作時間の大幅な節約になる。そのうえ、素子取り付けのための余分な線路等が不要となり、原理的には接合容量や接合抵抗を小さくすることができ、回路全体の性能を向上させることにもつながる。但し、開発のために時間と費用が多くかかること、素子がただ一つだけ故障した場合も回路全体を交換する必要があることなどの問題もある。

MMIC を構成するためには、各素子と伝送線路（できればグランドも）は、基板の同一面上にあることが望ましい。なぜなら、精密に大量の回路を製作する MMIC では、基板に穴をあけるなどの物理的な処理は好ましくなく、エッチングや蒸着などの化学的処理によって加工されることが多いからである。

本論文で提案しているアンテナ素子は MMIC 化を意識した構造である。図 4.1 に示すように、放射素子を除いて、ミキサダイオードおよび伝送線路は基板中央に存在している。伝送線路がコプレーナ導波路で構成されているため、グランドとの接地も同一平面内で加工できる。さらに、パッチはコプレーナ導波路から電磁結合により給電されているので、物理的加工は必要ない。

以下では、MMIC モデルを実現するために、

- ショットキバリアダイオードをミキサダイオードとして適用した場合の基板構造とその製法について,
- 酸化物高温超伝導体ジョセフソン接合をミキサダイオードとして適用した場合の基板構造とその製法について,
- 上記2つの場合に共通するフィルタを含む伝送線路の構造について,
- 低温での操作を実現するクライオスタットの構造について,

の4点について, 過去に発表された関連する研究を挙げて検討し, 本モデルの場合について考察する.

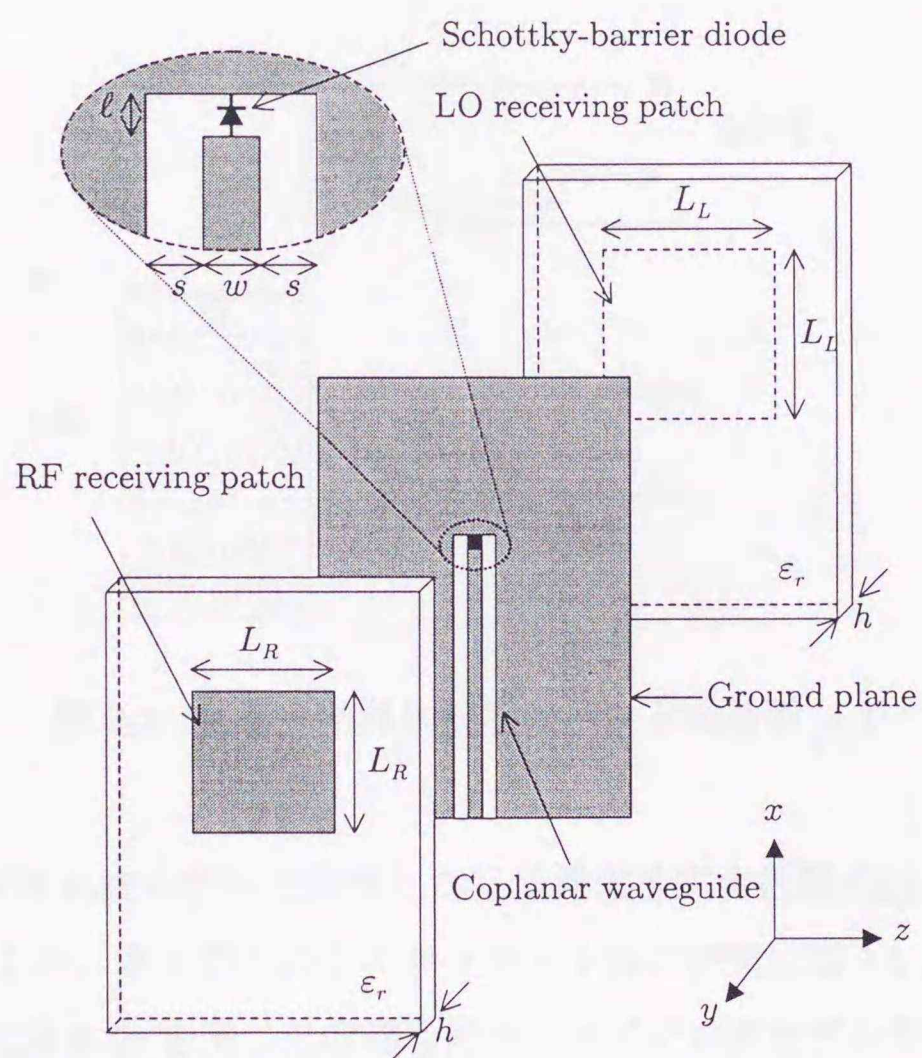


図 4.1: アンテナ素子の構造

4.2 ショットキバリアダイオードの適用

第2章および第3章では、試作実験用にマイクロ波帯スケージングモデルを用いた。これは、フォトエッチングにより作製したコプレーナ導波路上にミキサダイオードとしてビームリード型ショットキバリアダイオードを取り付けたハイブリッド MIC (Microwave Integrated Circuit) モデルであった。

ショットキバリアダイオードは、図 4.2 に示すような金属 - 半導体接触部に生じる整流性障壁を用いるもので、この障壁が有する可変抵抗特性 (電流 - 電圧の非線型性) によって、検波あるいはヘテロダインミキシングを行う [4.1]。ショットキ接合を形成する半導体材料としては、Si と GaAs があるが、遮断周波数を高くできることから一般に GaAs が用いられている。また、動作周波数は市販レベルで $\sim 100\text{GHz}$ 、開発レベルでは $300 \sim 3000\text{GHz}$ に達している [4.2]。

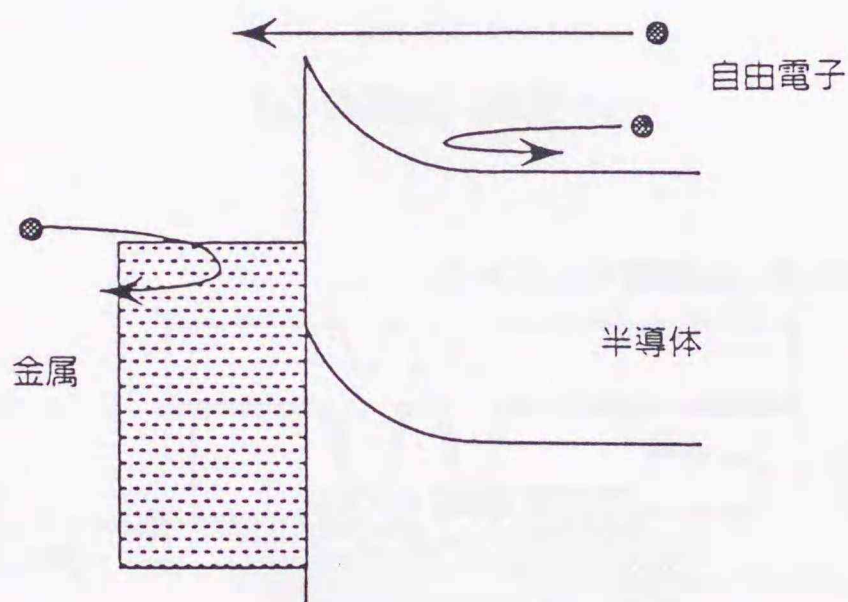
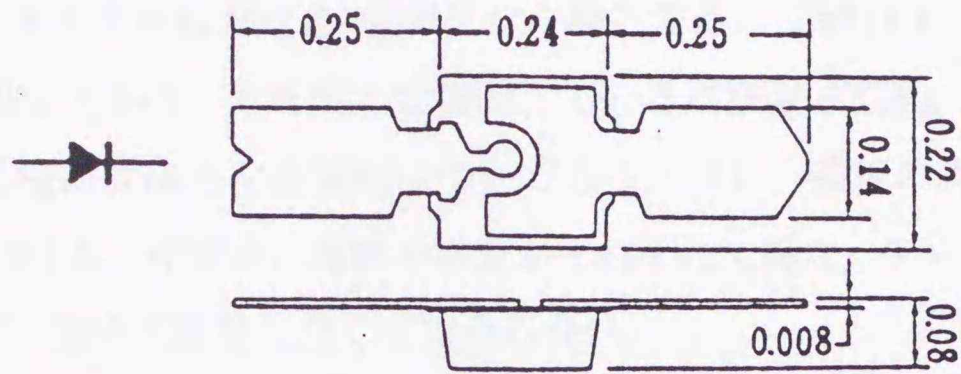


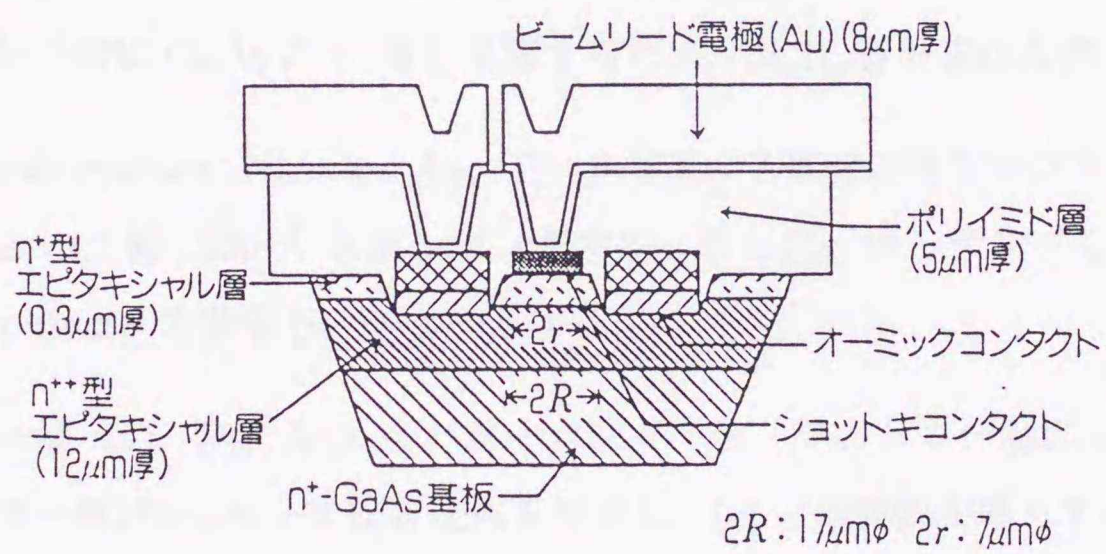
図 4.2: 金属 - 半導体接触のバンド構造図 [4.1]

図 4.3 には、マイクロ波モデルで使用した三洋電機株式会社製 SBL - 121 の外観図 [4.3] と断面図 [4.2] を示した。本モデルのミキサマウント部の空間は図 4.1 より、 $l \times w$ の面積に基板中央の接地板の厚さ $2t$ を乗じた容積を持つ。マイクロ波モデルではパッチとの整合のため、 $l \times w = 0.65\text{mm} \times 0.3\text{mm}$ としており、このダイオードを本モデルのミキサマウント部に取り付けることが可能であった。また、基板中央の接地板の厚さ $2t$ は 0.035mm であり、ショットキバリアダイオードの厚さは 0.08mm と若干大きかったが、誘電体部分を一部削るなどして対応させた。

しかしながら、ミリ波帯モデルの場合は、図 2.4(a) より $l \times w = 53\mu\text{m} \times 46\mu\text{m}$ であるので、ビームリード型ショットキバリアダイオードを取り付けることは不可能である。こ



(a) 外観図 (単位 mm)



(b) 断面図

図 4.3: ビームリード型ショットキバリアダイオードの外観図 [4.3] と断面図 [4.2]

れは、他社の製品（NEC, Alpha 社などがある）を用いても同様である。従って、基板の製作過程にダイオードを組み込む MMIC 化が必要になってくる。図 4.3(a) にあるように実際のショットキ接合部は $2R=17\mu\text{m}$ であり、以下で示す研究段階のダイオードではショットキ接合部が直径 $1.6\mu\text{m}$, $2.5\mu\text{m}$ である。ゆえに、本モデルにも十分製作可能である。

以下では、ショットキバリアダイオードを MMIC 化する過程を報告している文献 [4.4, 4.5] を参考にして、本モデルにおける MMIC 化を検討する。文献 [4.4, 4.5] は、設計周波数が 110GHz, 250GHz であり、本モデルで検討している周波数 60GHz よりもやや高いが、基板材料や製作工程にはほとんど変化はないだろう。但し、基板の誘電率（Si で $\epsilon_r = 11.7$, GaAs で $\epsilon_r = 12.9$ [4.6]）や厚さ、導体の材質がそれぞれで異なっているため、表 2.1 の値はそのまま使えず、改めて設計しなくてはならない。

図 4.4 は文献 [4.5] に報告されているダイオードの基板製作工程である。順に説明すると：

- (a) GaAs 基板に SiN 層を蒸着する。SiN 層は GaAs を保護し、ショットキ接合部の周囲の絶縁層となる。
- (b) ショットキ接合部となる部分の SiN 層を直径 $1.6\mu\text{m}$ エッチングする。このとき、後のエッチング時に GaAs の n^- 層を保護するため、 Si_xN_y 層を $200 \text{ \AA}$ 残しておく。
- (c) 導体（Ohmic contact: Ni, Ge, Au, Ti）を蒸着する部分以外をレジストして、 Si_xN_y 層と GaAs の上部 $1500 \text{ \AA}$ をエッチングする。さらに、エッチングした部分に導体（Ohmic contact）を蒸着し、アニールする。
- (d) フィンガー層（Ti, Pt, Au）をパターニングする。フィンガー層により、ダイオードフィンガー及びショットキ接合金属を形成し、(c) の導体部を厚くする。(b) で残しておいた SiN 層をエッチングにより取り除き、フィンガ層を蒸着する。
- (e) もう一度エッチングして、フィンガ層下部の GaAs の n^+ 層を取り除く。GaAs の n^+ 層は導電性があるため、絶縁すべき個所はこの段階ですべて取り除く。

本モデルを製作する場合は、上記の工程中、(c) の段階でグランド及びローパスフィルタを含むコプレーナ導波路を導体（Ohmic contact）として蒸着する。さらに、工程 (e) のときコプレーナ導波路の非導体部にある GaAs の n^+ 層も取り除く。これは、コプレーナ導波路の内導体とグランドを完全に絶縁するために必要である。工程 (e) が終了した時点での上面図を図 4.5 に示す。

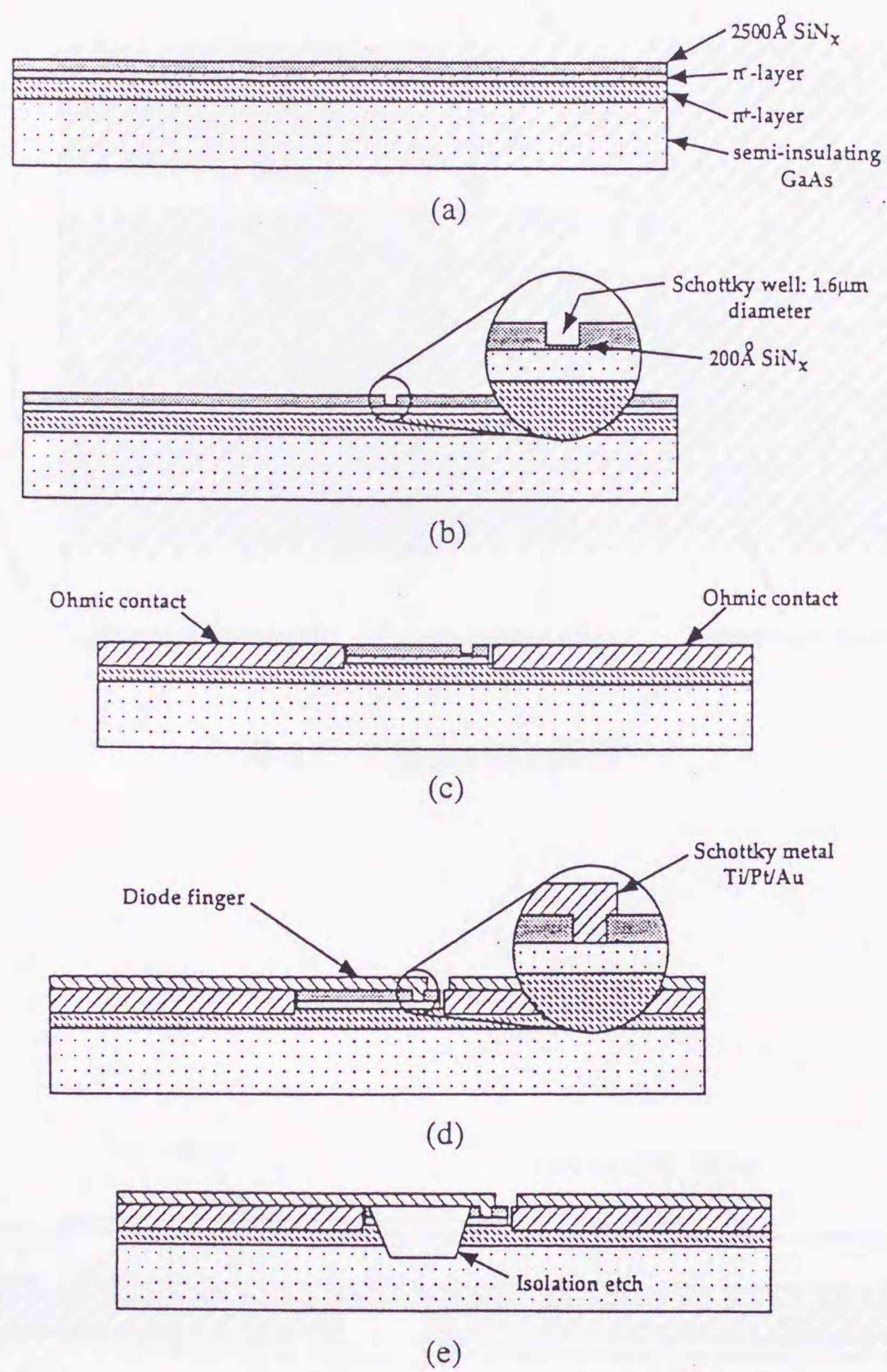


図 4.4: MMIC 化ショットキバリアダイオードの製作工程 [4.5]

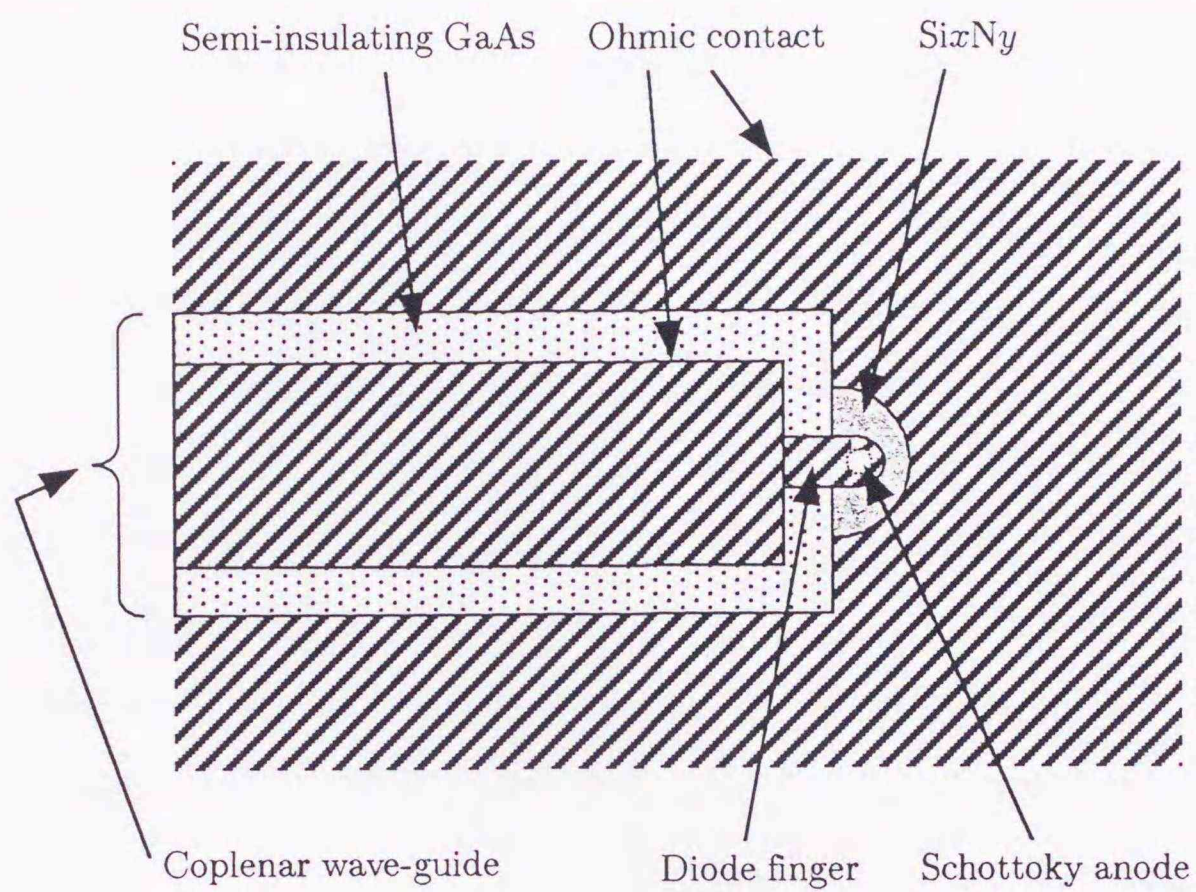


図 4.5: 工程 (e) の上面図

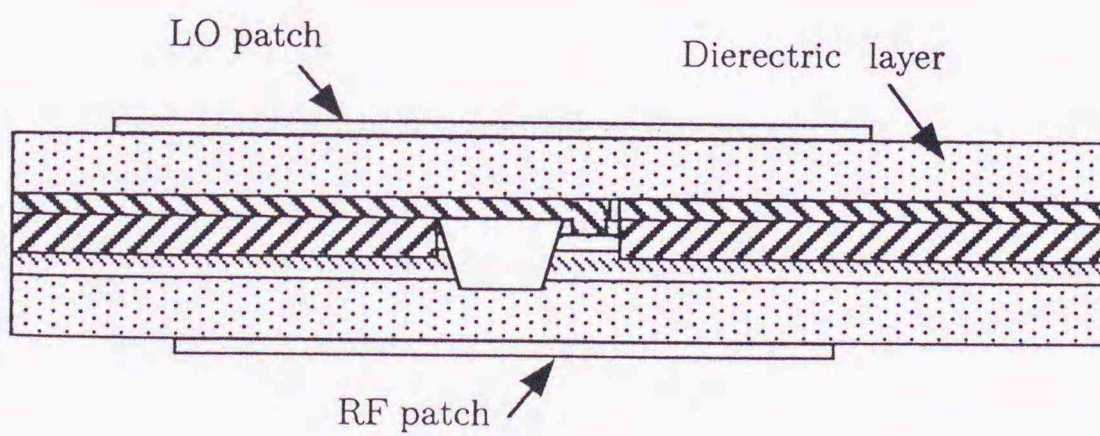


図 4.6: 基板の最終構造

これらの工程に続いて、誘電体層を重ね、できあがった基板の両面に RF と LO のパッチを設置する工程が加わる。図 4.6 には、基板の最終的な構造を示す。

4.3 高温超伝導ジョセフソン接合の適用

2.2.1.1 で述べたように、本論文で提案している素子は酸化物高温超伝導体ジョセフソン接合素子（以下 HTS-JJ）をミキサとして用いることを念頭に設計している。この節では、HTS-JJ をミキサとして起用した場合の基板の製作工程について検討する。

HTS-JJ は、酸化物高温超伝導体が大きなエネルギーギャップを有しているため、ミリ波から遠赤外領域までの周波数帯で利用できるデバイスとして期待されている。高温超伝導体を用いたジョセフソン接合としては、(1) SIS 接合 (Superconductor-Insulator-Superconductor 接合) 型 (2) SNS 接合 (Superconductor-Normalconductor-Superconductor 接合) 型 (3) 弱結合型接合などがある [4.7]。しかしながら、前 2 者は製作が難しく、期待通りの結果が得られていない。弱結合型接合には、おもに段差型、バイエピタキシャル型、バイクリスタル型の 3 種類ある。これら弱結合型接合素子は、酸化物超伝導体の結晶の傾角粒界を用いている。そのため、作製が比較的容易である一方、常伝導抵抗が非常に低いと言う問題がある。

ここでは、段差型ジョセフソン接合を直列に接続してアンテナとのインピーダンス整合をはかった文献 [4.8] を参考にして、基板の製作過程を検討する。酸化物高温超伝導体としては、比較的安定して容易に作製することのできる YBCO ($\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$) を用いている。基板は、YBCO と結晶学的に十分整合し、その他の結晶学的に使用可能な基板と比較して比誘電率が小さいことから MgO (酸化マグネシウム) を用いる。また、MgO 基板は、超伝導素子として使用できる温度 (100K 以下) で、熱伝導率が Fe, Ni, Co などの遷移金属と同程度であるという利点をもつ。

文献 [4.8] によると、MgO 基板上に YBCO を蒸着して作製した段差型ジョセフソン接合のインピーダンスは約 14Ω である。従って、アンテナ系の特性インピーダンスを 50Ω とすれば、段差型ジョセフソン接合を 2~3 用いれば整合を取ることが可能であろう。

図 4.7 は、段差型ジョセフソン接合の MMIC 製作工程である [4.9]。順に説明すると：

- (a) MgO 基板に Nb 層を蒸着し、段差となる部分以外をレジストする。
- (b) Nb 層を RIE (Reactive Ion Etching) によってエッチングする。この Nb 層が次の工程でレジストとなり MgO に段差を作る。
- (c) イオンビームエッチングにより、MgO を削り取って段差を作る。

- (d) もう一度、RIE によってレジスト部分の Nb を取り除き、レーザアブレーションによって YBCO を蒸着する。次に、接合部分を所定の形状に整形するため、レジストとエッチングを行う。

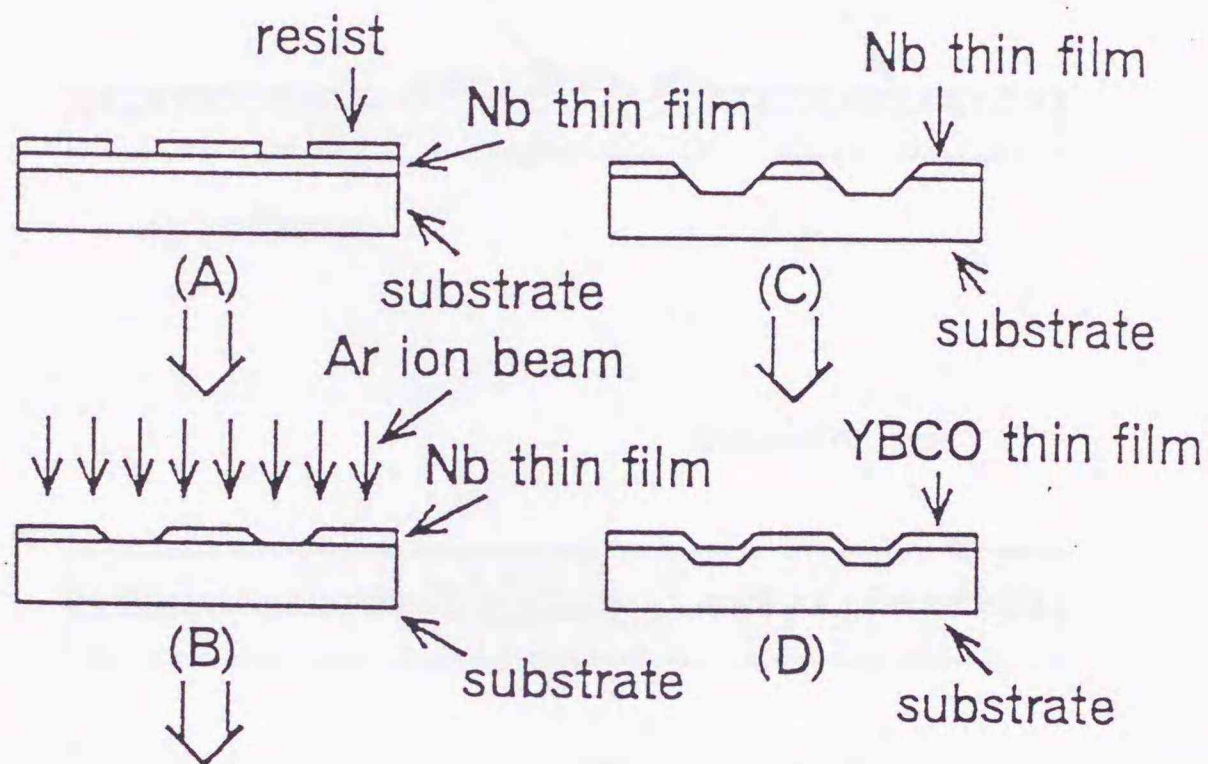


図 4.7: 段差型ジョセフソン接合の製作工程 [4.9]

これらの工程に続いて、本モデルを形成するためには、図 4.8 に示すように。

- (e) 導体部を蒸着し、レジストとエッチングにより整形して、グランド及びコプレーナ導波路を作製する。
- (f) 誘電体層を重ねる。
- (g) 基板の両面に RF と LO のパッチを蒸着する。

といった 3 つの工程が加わる。

前節と違い、基板の誘電率は第 2 章で用いたものとほぼ同じ ($\epsilon_r = 10$) なので、パッチの寸法 L_R と L_L やコプレーナ導波路のパラメータはほぼ同じと考えて良いだろう。

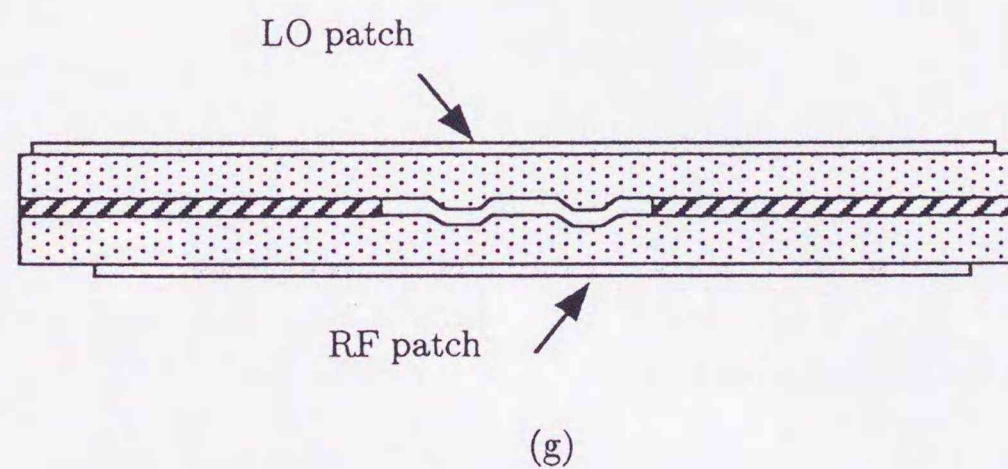
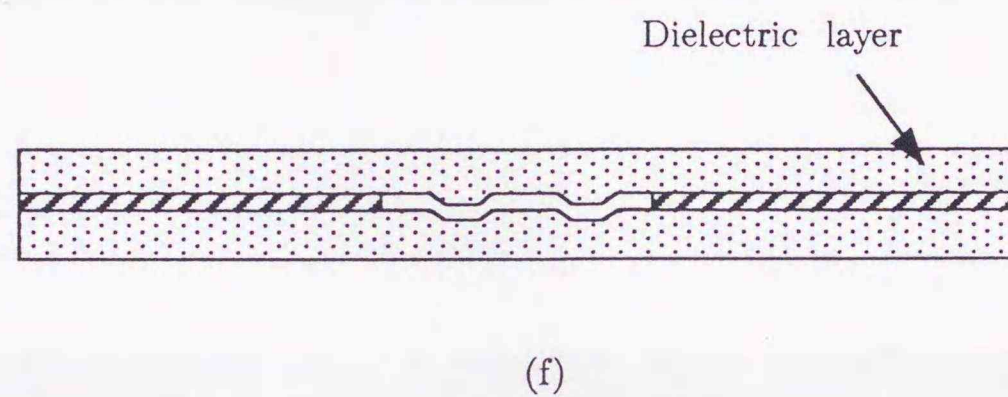
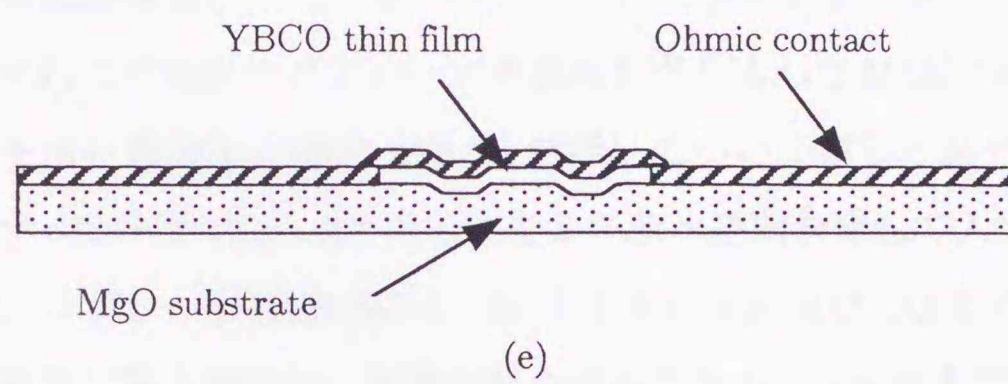


図 4.8: 図 4.7 に続く工程

4.4 フィルタを含めた伝送線路の検討

前2節では、ミキサダイオードをショットキバリアダイオード及びジョセフソン接合素子を用いた場合の基板構造について述べた。いずれの場合もグランドを含む導体面にミキサダイオードとそれにつながるコプレーナ導波路を作り込んで MMIC 化をはかった。本節では、グランドを含む導体面の構造（図 4.1 参照）について詳しく述べる。

準光学アンテナ・ミキサでは、RF と LO をミキサへ空間を介して入力し直後に LO に変換して取り出す。コプレーナ導波路には、IF とともに RF 及び LO とその高調波がすべて存在する。第2章及び第3章では、変換効率を求めるためフィルタを設けていなかったが、実際には変換直後に IF 以外の高周波成分は取り除かれるべきである。

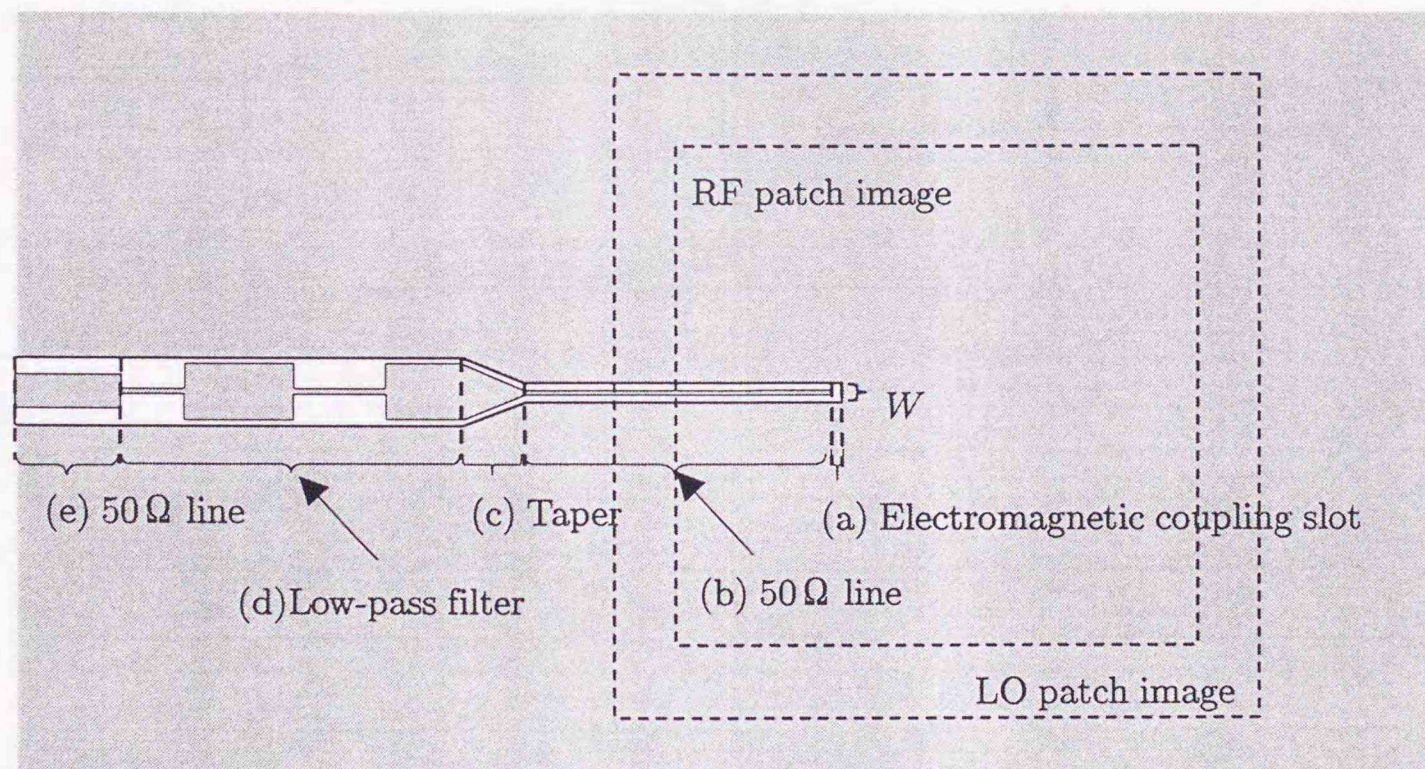
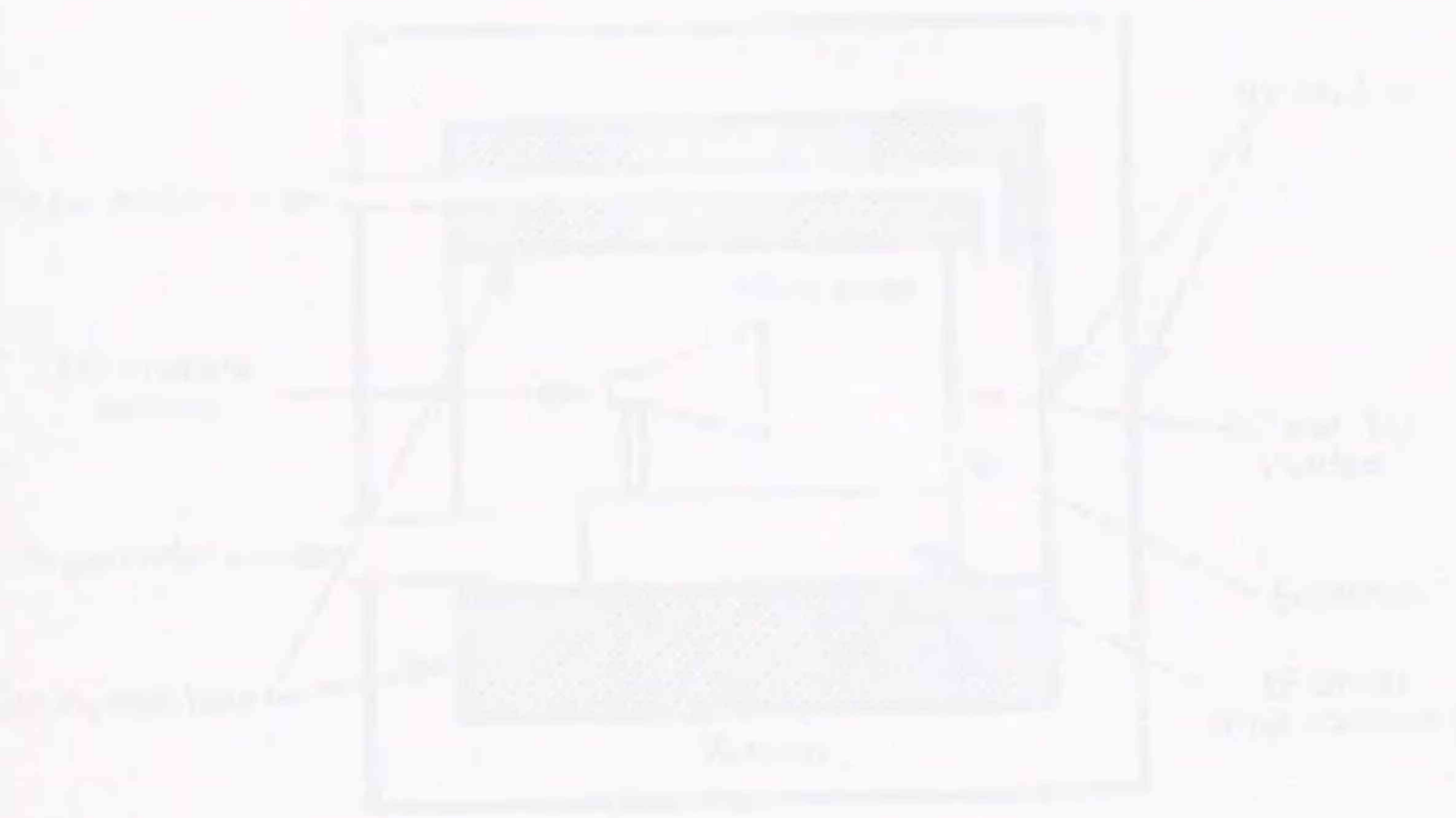


図 4.9: フィルタを含めたコプレーナ導波路のレイアウト図

図 4.9 は、フィルタを含めたコプレーナ導波路のレイアウト図である。図中、(a) の部分は電磁結合に関わる間隙であり、この部分にミキサダイオードを組み込む。また、第2章で述べたように、この部分の幅 W を調整することでパッチとの整合を取ることができる。(b) の部分は 50Ω のコプレーナ導波路であり、IF でミキサダイオードのインピーダンスが

既知のときはコプレーナ導波路の整合を取るための $\lambda/4$ 線路とすることもできる。(c)の部分は、(d)のフィルタの効果を上げるためのテーパである。(d)の部分は、いわゆるステップインピーダンスローパスフィルタである。これは、特性インピーダンスの低い線路と高い線路をそれぞれシャントキャパシタとシリーズインダクタに近似してフィルタを構成するものである[4.10]。図では、4段のフィルタを示したが、段数を増やすことでフィルタの性能を上げることができる。(e)の部分は 50Ω のコプレーナ導波路で、出力コネクタを接続する。



4.5 低温での測定環境

ショットキバリアダイオードは、低温で使用すると高効率、低雑音を実現できる。また、酸化物高温超伝導体として YBCO を用いた場合には、超伝導素子として使用できる温度はその転移温度（ $\sim 100\text{K}$ ）以下である。従って、本論文で提案する準光学アンテナ・ミキサを低温に保つための構造を考察するのは有効である。

測定系を低温にするには、被測定系と冷却材の入ったコールドバスを熱伝導の良い物体で連結する方法と、被測定系全体を冷却材に浸漬する方法がある。いずれの方法でも、冷却材としては一般に液体窒素や液体ヘリウムが用いられる。

本論文で提案している準光学アンテナ・ミキサを冷却する場合、RF を入射させる窓を設置する必要がある。従って、被測定系全体を冷却材に浸漬する方法を用いるのは難しい。この場合、冷却材の誘電率を考慮して設計しなければならず、冷却材が気化するときの気泡による雑音（バブルノイズ）も問題となる。しかし、被測定系と冷却材の入ったコールドバスを熱伝導の良い物体で連結する方法を用いれば実現可能である。

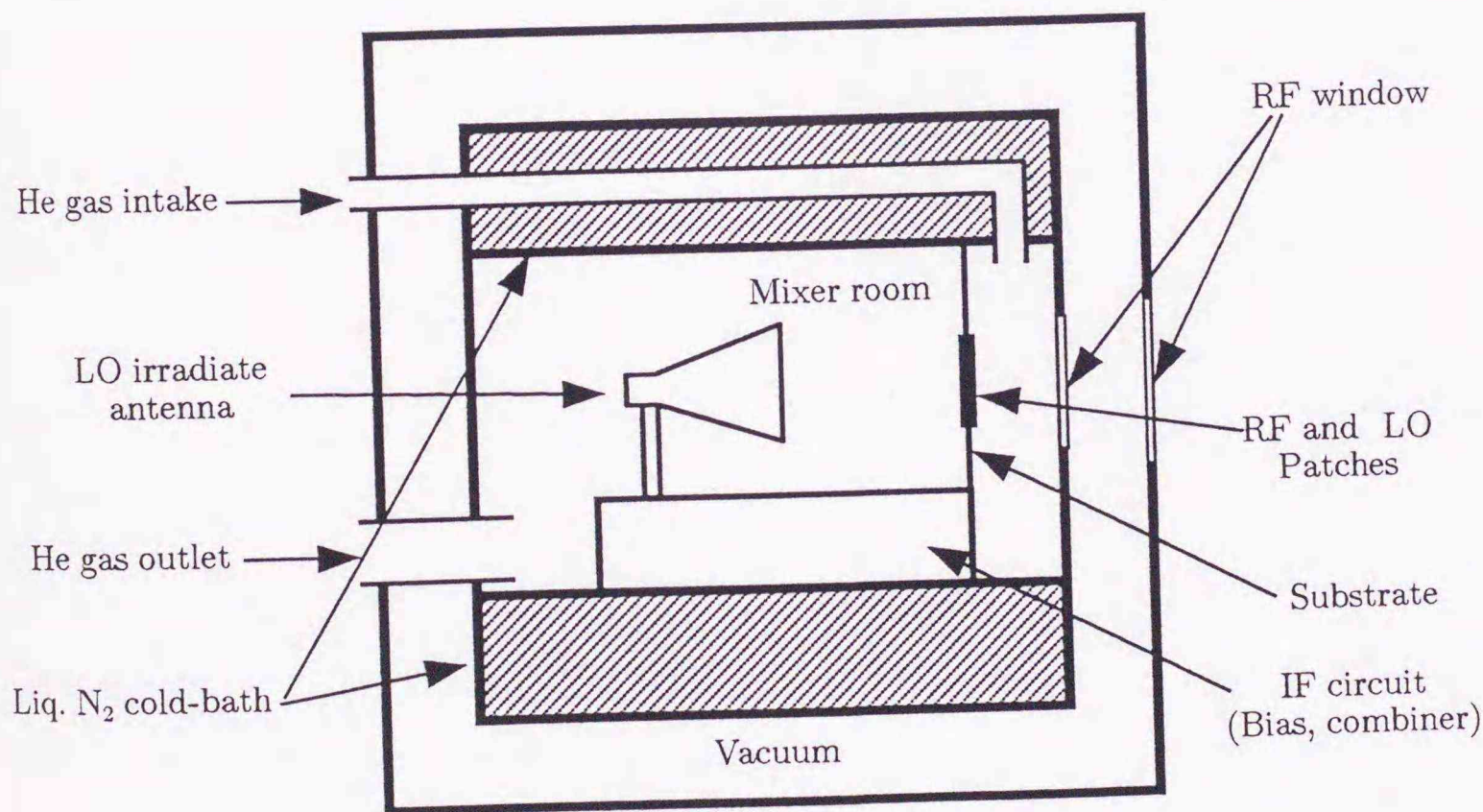


図 4.10: 準光学アンテナ・ミキサを含むクライオスタット

図 4.10 は、準光学アンテナ・ミキサを含むクライオスタットの概略図である。LO 照射用アンテナは、準光学アンテナ・ミキサとともにミキサ室内に置く。コールドバスである液

体室素だめは、ロータリポンプにより減圧することで 60K 以下にすることができる [4.7]. また、コールドバスを通して温度を一定に保った He ガスをミキサ室内に循環させることで、ミキサダイオードより放出される熱を取り去る.

4.6 むすび

準光学アンテナ・ミキサのミリ波帯モデルを実現するために必要な事項を挙げて、関連する研究を参考に、本論文で提案したモデルについての MMIC 化を具体的に検討した。

まず、ミキサダイオードについて検討し、ショットキバリアダイオード及び HTS-JJ を適用した場合の MMIC 化基板の構造とその製作工程について考察した。これによって、両者とも MMIC 化が十分可能であることが予想される。

次に、ミキサダイオード、コプレーナ導波路、ローパスフィルタを含む導体部の構造について検討した。コプレーナ導波路とローパスフィルタを同一の導体上に製作することで、製作の工程を減少させることができる。また、この構造は MMIC に適している。

最後に、ショットキバリアダイオードを適用した場合はミキサとしての特性を向上させ、HTS-JJ を適用した場合はその動作温度を得るための低温での測定環境を検討した。ここでは、一例として、減圧した液体窒素をコールドバスとし、ミキサ室内に He の気体を充填させることのできるクライオスタットを提案した。このクライオスタットは、準光学アンテナ・ミキサと LO 照射用アンテナをミキサ室内に入れ、クライオスタットの窓から RF を照射する構造をとっている。

参考文献

- [4.1] 鈴木 哲, 水野 皓司, “ミリ波に適するダイオード—検波、発振、スイッチ等、多くの使われ方,” エレクトロニクス, 3月号, pp.46-48, Dec. 1993.
- [4.2] 原田 八十雄, “ミリ波ダイオードをどう応用するか?,” エレクトロニクス, 12月号, pp.53-55, Dec. 1995.
- [4.3] “1992年版 最新 ダイオード規格表,” p.334, CQ 出版株式会社, 1992.
- [4.4] William L. Bishop, Katheleen McKinney, Robert J. Mattauch, Thomas W. Crowe, Gordon Green, “A Novel Wiskerless Schottky Diode for Millimeter and Submillimeter Wave Application,” *Proc. IEEE MTT-S int. Symp.*, pp.607-610, June 1987.
- [4.5] Steven S. Gearhart and Gabriel M. Rebeiz, “A Monolithic 250GHz Schottky-Diode Receiver,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.42, No.12, Dec., 1994.
- [4.6] Julio A. Navarro and Kai Chang, “Integrated Active Antennas and Spatial Power Combining,” p.15, John Willey & Sons, Inc., New York, 1996.
- [4.7] 鶴 浩二, 道上 修, “弱結合アレイ素子のマイクロ波特性,” 信学技報, SCE94-11, MW94-11, pp.65-70, Feb. 1994-04.
- [4.8] 中條 渉, 島影 尚, 王 鎮, “ジョセフソン素子アレーを用いた高温超伝導アクティブスロットアンテナ,” 信学技報, A・P94-118, MW94-143, pp.9-15, Feb. 1995-02.
- [4.9] H. Shimakage, Y. Uzawa, Z. Wang, A. Kawakami, W. Chujo and B. Komiyama, “Millimeter and submillimeter wave responses of $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ step-edge Josephson junctions,” *IEEE Trans. Appl. Superconductivity*

- [4.10] David M. Pozar, "Microwave Engineering, " Addison-Wesley Publishing Company, 1993.
- [4.11] J. H. ヒンケン 著, 菅野 卓雄 監訳, "超伝導エレクトロニクス—基礎とマイクロ波応用," シュプリンガー・フェアラーク東京 (株), 1992.

第 5 章

多素子準光学アンテナ・ミキサの最適化

5.1 まえがき

第 3 章では，多素子準光学アンテナ・ミキサを直線状に複数個配列したときに，LO の入射角または周波数を変化させることで，IF 出力が最大となる RF の入射角をコントロールできることを示した．しかしながら，第 3 章では動作原理とその実験的検証に重点を置いていたため，いくつかのパラメータを理想化して扱ってきた．具体的には，式 (3.13)，(3.14) の導出には，動作原理を明確にするためパッチ素子の指向性を考慮していなかった．さらに，実験との比較に用いた計算でも，ビーム走査の実証を目的としていたため，素子数，LO の周波数および入射角はビーム走査の様子が比較しやすい値をもちいた．

そこで本章では，多素子準光学アンテナ・ミキサの各パラメータをさまざまに変化させ，最適なビーム走査を行うことのできる値を決定する．変化させるパラメータ及び評価するパラメータは，表 5.1 に示す．変化させるパラメータは，第 3 章と同様，LO 入射角 θ_L および RF と LO の周波数比 f_L/f_R に加えて，素子数 N の 3 つである．また，評価するパラメータは，IF 出力が最大となる RF の入射角 $\theta_{R,dc}|_{max}$ に加えて，1/2 電力ビーム幅 BW

表 5.1: パラメータ一覧

変化させるパラメータ		評価するパラメータ	
素子数	N	IF 出力が最大となる RF の入射角	$\theta_{R,dc} _{max}$
LO 入射角	θ_L	1/2 電力ビーム幅	BW
RF と LO の周波数比	f_L/f_R	最大利得	G

及び最大利得 G の3つである。これらのパラメータを変化させ、IF 出力が最大となる RF の入射角 $\theta_{R,dc}|_{max}$ ができるだけ大きく走査でき、かつ 1/2 電力ビーム幅 BW 及び最大利得 G の変動が少なくなるようなパラメータを見つける。

表に示したパラメータのほかに、制御可能なパラメータとして、素子間隔 d 、素子パターン $A(\theta_R, \theta_L)$ 、及びミキシング後の IF の位相変化量 β_+ 、 β_- がある。素子間隔 d は、グレーディングローブを発生しない最大間隔 $d = \lambda_R/2$ (但し、 λ_R は RF の自由空間での波長) とする。素子パターン $A(\theta_R, \theta_L)$ は、第3章と同様 H 面パターンを用いる。H 面パターンを用いたのは、素子の構造から自然に考えられたためであるが、パッチの相互結合を無視できるという利点も持っている。また、素子パターンは、パッチの形状や配列の方法を変えることで違ったものを考えることも可能である。さらに、ミキシング後の IF の位相変化量 β_+ 、 β_- は 0 と仮定する。しかし、移相器を用いて IF の各素子からの位相変化量を制御すれば、良く知られているフェイズドアレイ [5.1] と同様なビーム走査が可能であることは自明である。

第3章で、RF と LO の周波数比 f_L/f_R を大きくする (f_R を一定にし f_L を大きくする) と、LO の入射角 θ_L の同じ変化量に対して、ビーム走査できる範囲は大きくなる (図 3.8) ことを示した。しかしながら、この結果は素子パターンを考慮しておらず、素子数も 4 に限定している。以下では、『素子数』→『LO 入射角』→『RF と LO の周波数比』の順にパラメータを変化させ、もっとも効率良くビーム走査が行える値を決定していく。

5.2 素子数の変化

原理的には2素子でもビーム走査は可能であるが、アレイアンテナで良く知られているように、素子数の増加に伴いビーム幅は狭くなり、システム全体としての利得も向上する。しかしながら、むやみに素子数を増やすのは、製作にかかる費用を多くし、そのうえ、システムを大きくしてしまうので、必要最小限の素子数を決定する必要がある。さらに、本システムに特有の理由により、素子数を必要以上に大きくできない可能性がある。

図5.1には、以下で考察する素子数2から16までのIFの出力パターンを示す。RFとLOの周波数はそれぞれ3.0, 2.7GHz すなわち $f_L/f_R = 0.9$ とした。LOの入射角は、それぞれの素子数において、 10° , 50° , 90° の3つを示している。図5.1より、ビーム幅は素子数の増加に伴って狭くなっていることがわかる。また、LOの入射角に対するビーム走査角も素子数によって違いがある。但し図5.1では、各出力パタンの利得はそれぞれのパタン

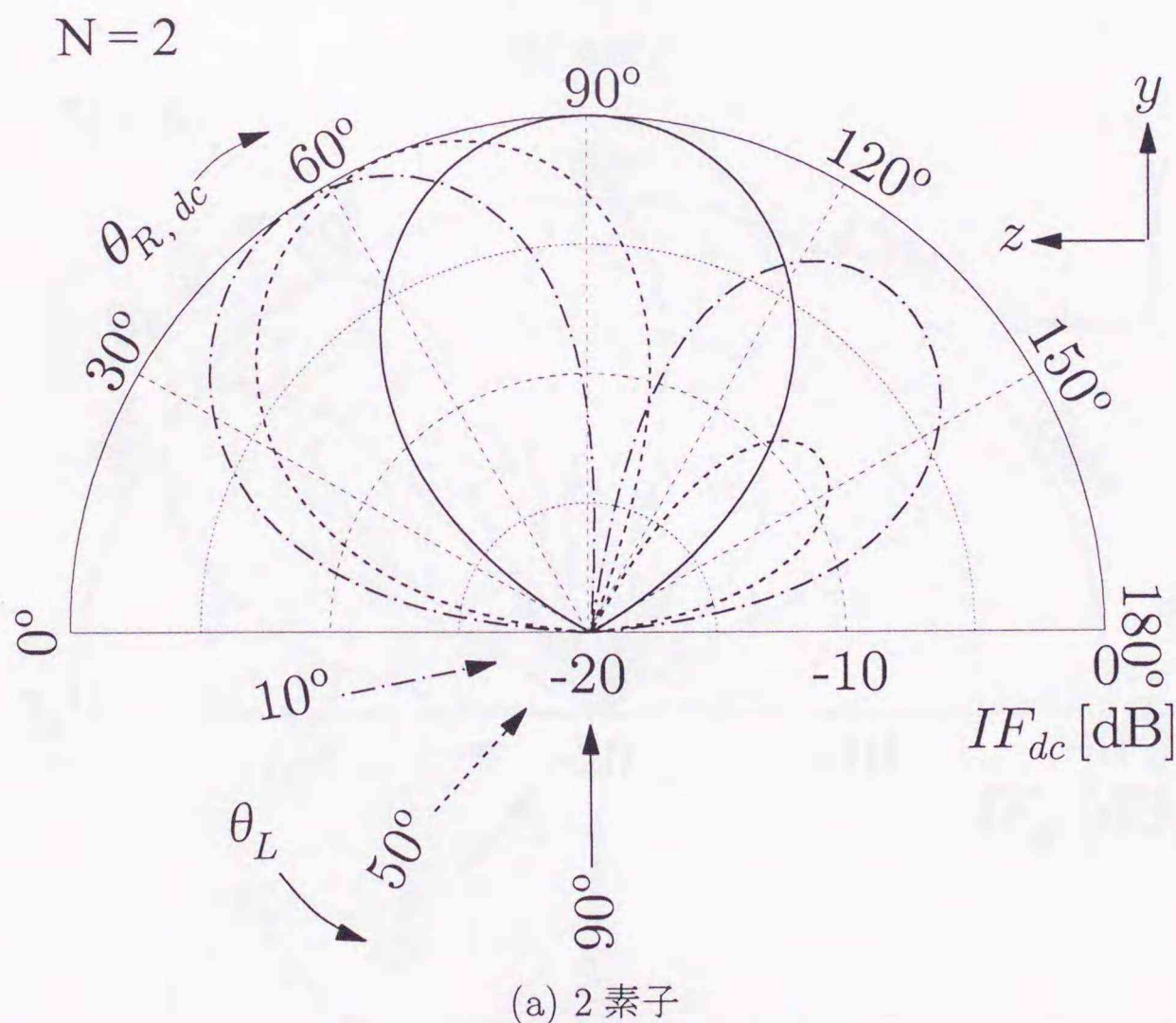
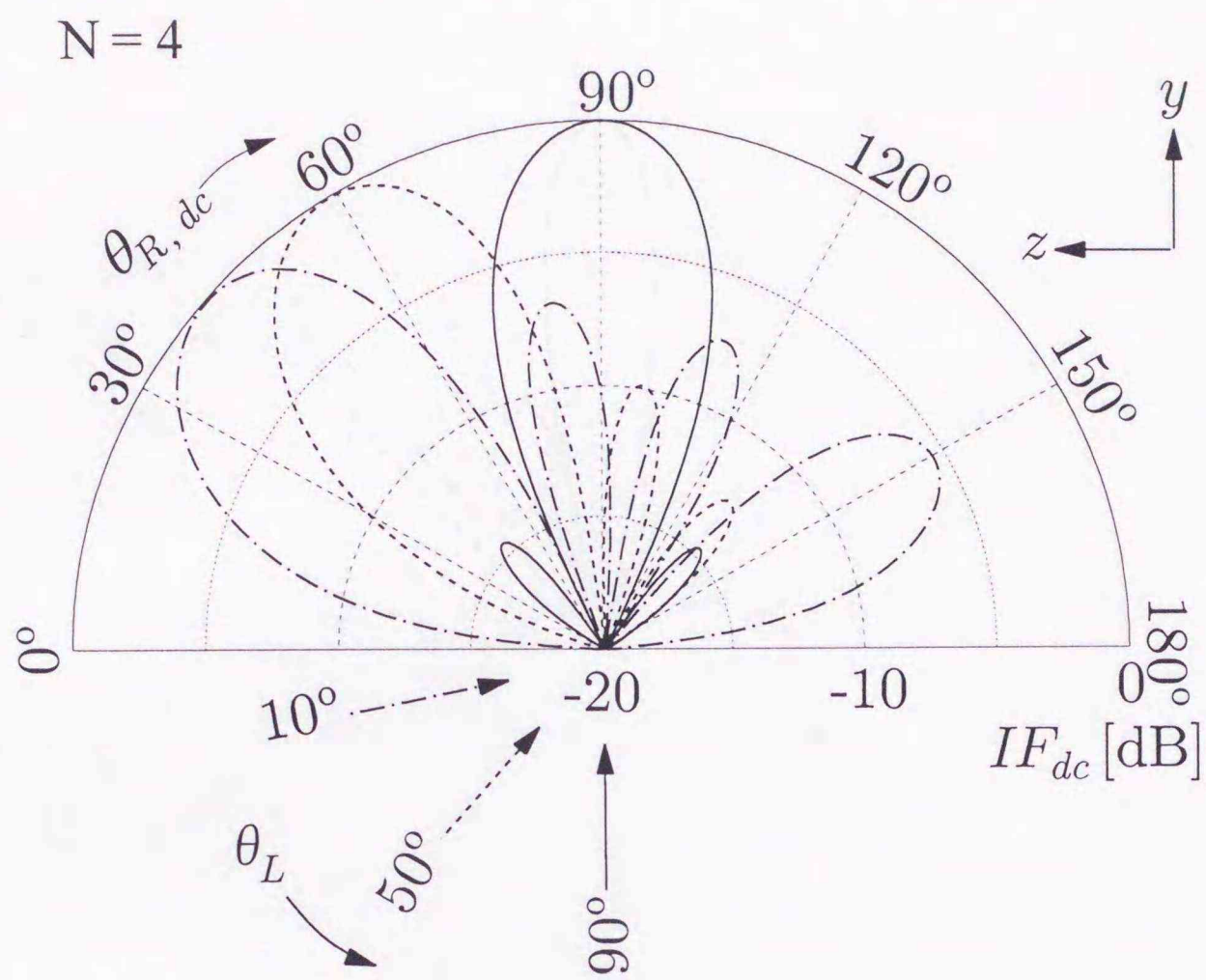
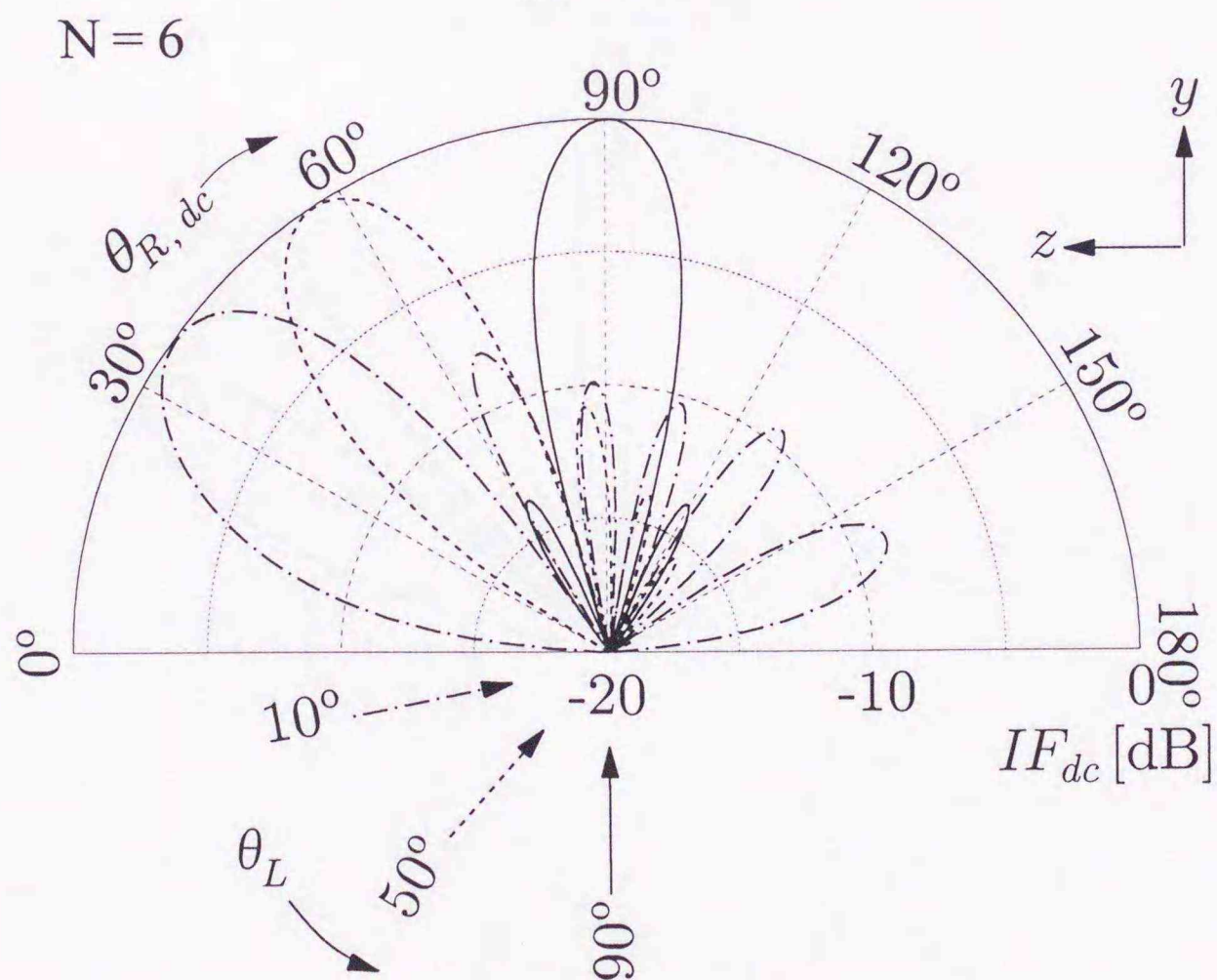


図 5.1: 素子数を変化させたときの出力パタンの様子
(次ページへ続く)

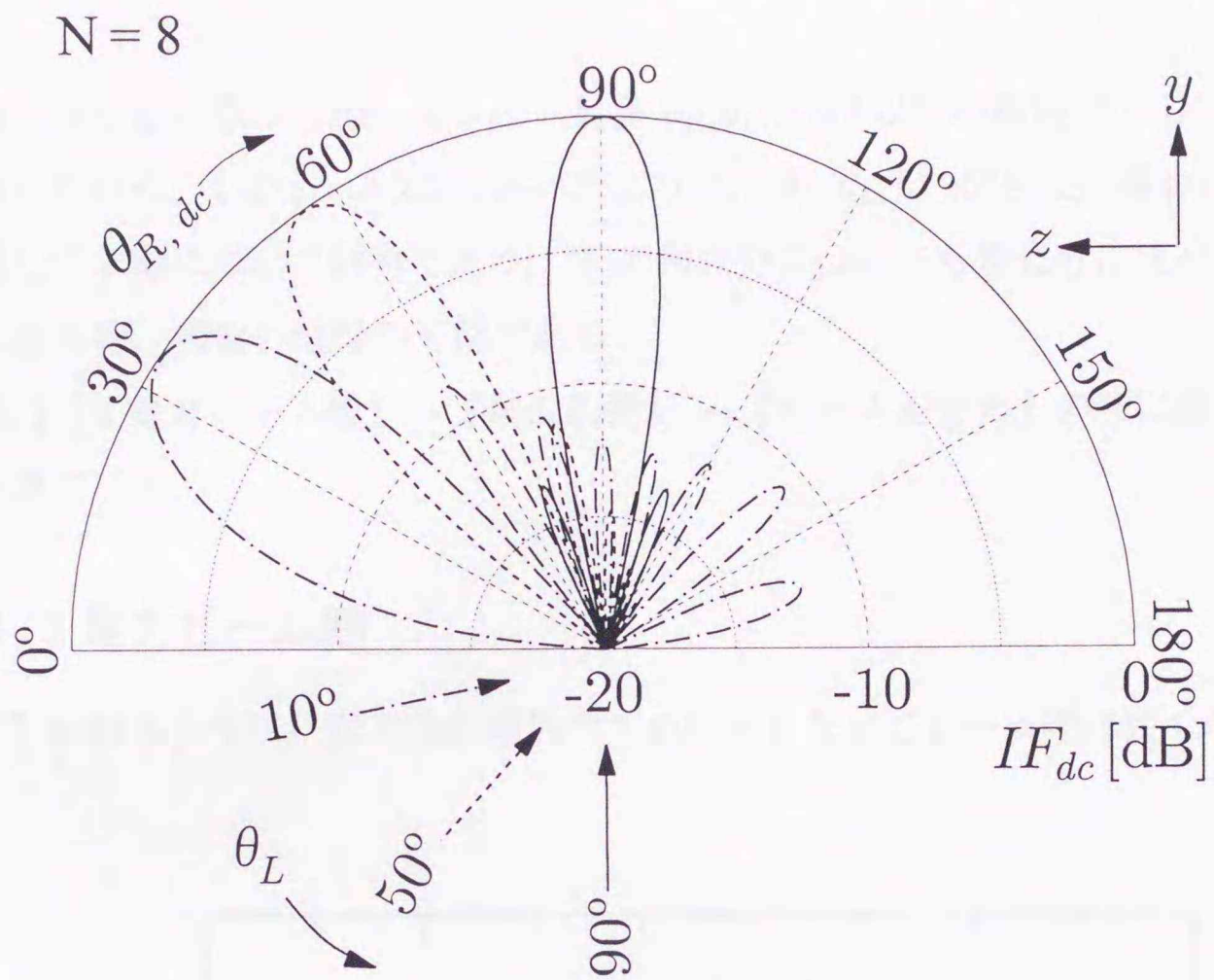


(b) 4 素子

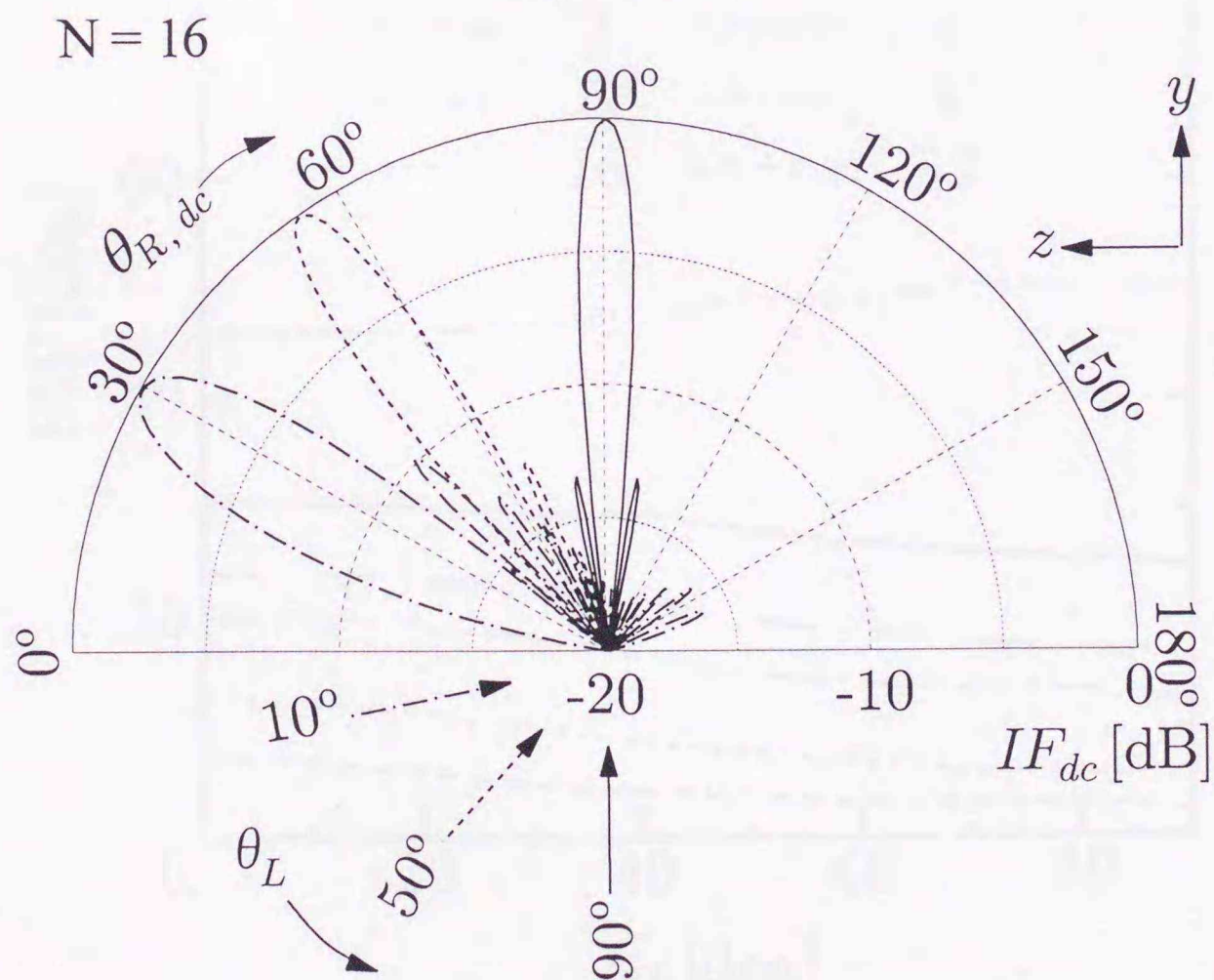


(c) 6 素子

図 5.1: 素子数を変化させたときの出力パタンの様子
(次ページへ続く)



(d) 8 素子



(e) 16 素子

図 5.1: 素子数を変化させたときの出力パタンの様子

ごとの最大値 ($\theta_L = 90^\circ$ のとき) で規格化している。利得については、この節の後で議論する。

今後は特に断らない限り、RF, LO の入射角 θ_R, θ_L が 90° 以下の範囲での IF の差成分について議論していく。しかし、3.2.2 で述べたように、 θ_R, θ_L が 90° 以上の場合は、 90° 以下の場合と対して y 軸について対称であり、IF の和成分についても差成分に比べて y 軸方向に対称であるため、同様の議論が可能である。

以下では、『1/2 電力ビーム幅』→『最大利得』→『ビーム走査角』の順に素子数変化による影響を見ていく。

5.2.1 1/2 電力ビーム幅

図 5.1 からわかるように、素子数が増加するのにもなってビーム幅は狭くなっている。

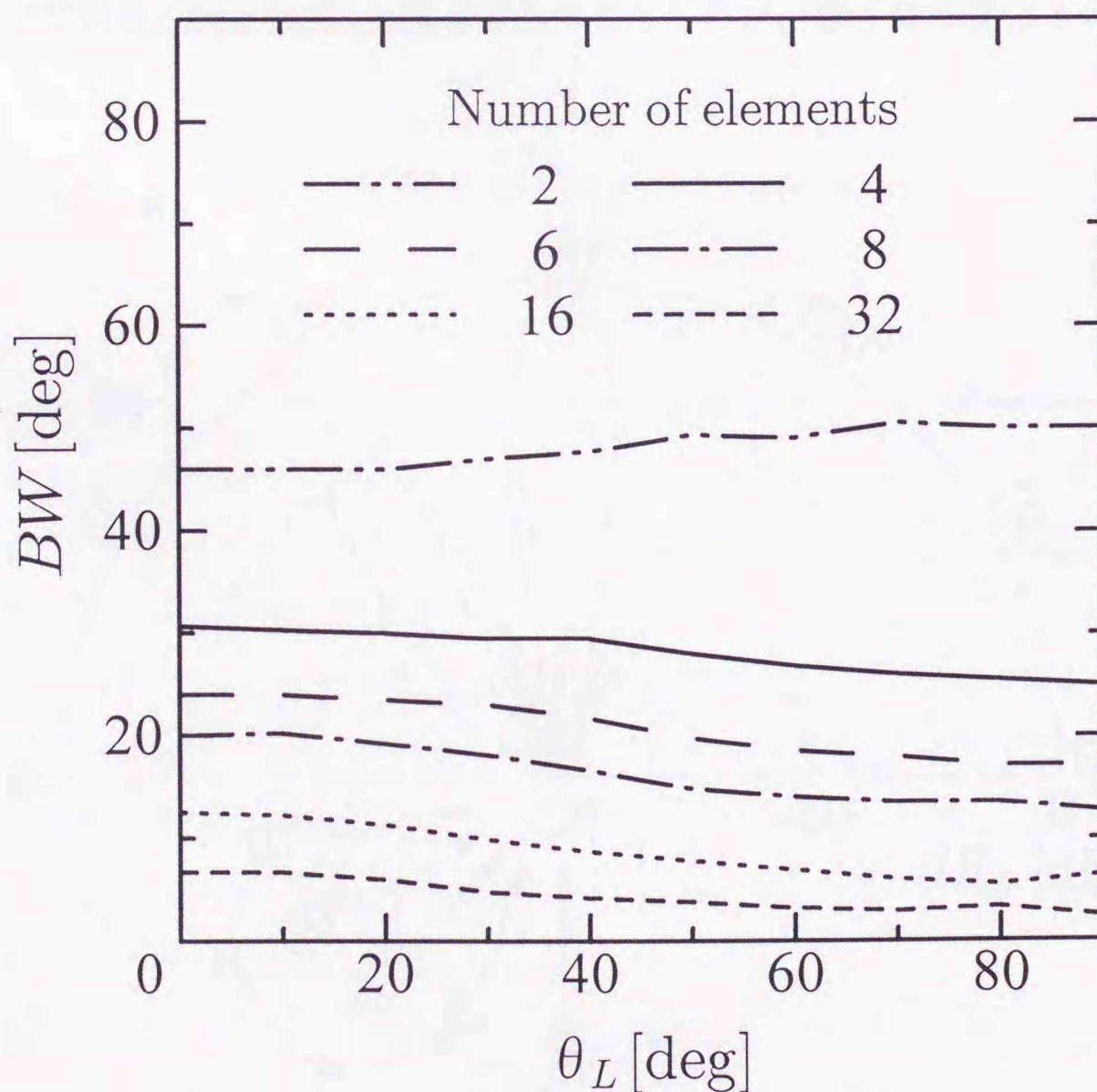


図 5.2: 素子数を変化させたときのビーム幅

これは、一般的なアレイアンテナの素子数とビーム幅の関係と同様である [5.1]. 素子数を变化させたときの LO の入射角 θ_L と 1/2 電力ビーム幅 (メインビームの半値角) BW の関係を図 5.2 に示す.

図 5.2 によると, LO の入射角 θ_L が 90° に近いときは, 素子数とビーム幅はほぼ反比例の関係にある. しかし, 2 素子を除いて, θ_L が 50° 位から, 徐々にビーム幅が広がっていく.

ゆえに, ビーム幅を考えたときは, 素子数が多いほうがビーム幅が狭い, すなわち角度分解能は高くなる. また, 素子数が同じときは LO の入射角 θ_L は高いほうがビーム幅が狭い.

5.2.2 最大利得

図 5.1 は, それぞれの最大値で規格化したため, θ_L に対する利得の変化は示されていない. 実際は, 素子パタンの影響とアレイアンテナとしての開口面積の実効的減少により, θ_L が小さくなるほど利得が低下する. 図 5.3 は, $\theta_L = 90^\circ$ のときの最大値によって規格化した出力パターンである. 例として, 8 素子のものを示したが, 素子数を変化させても θ_L が小

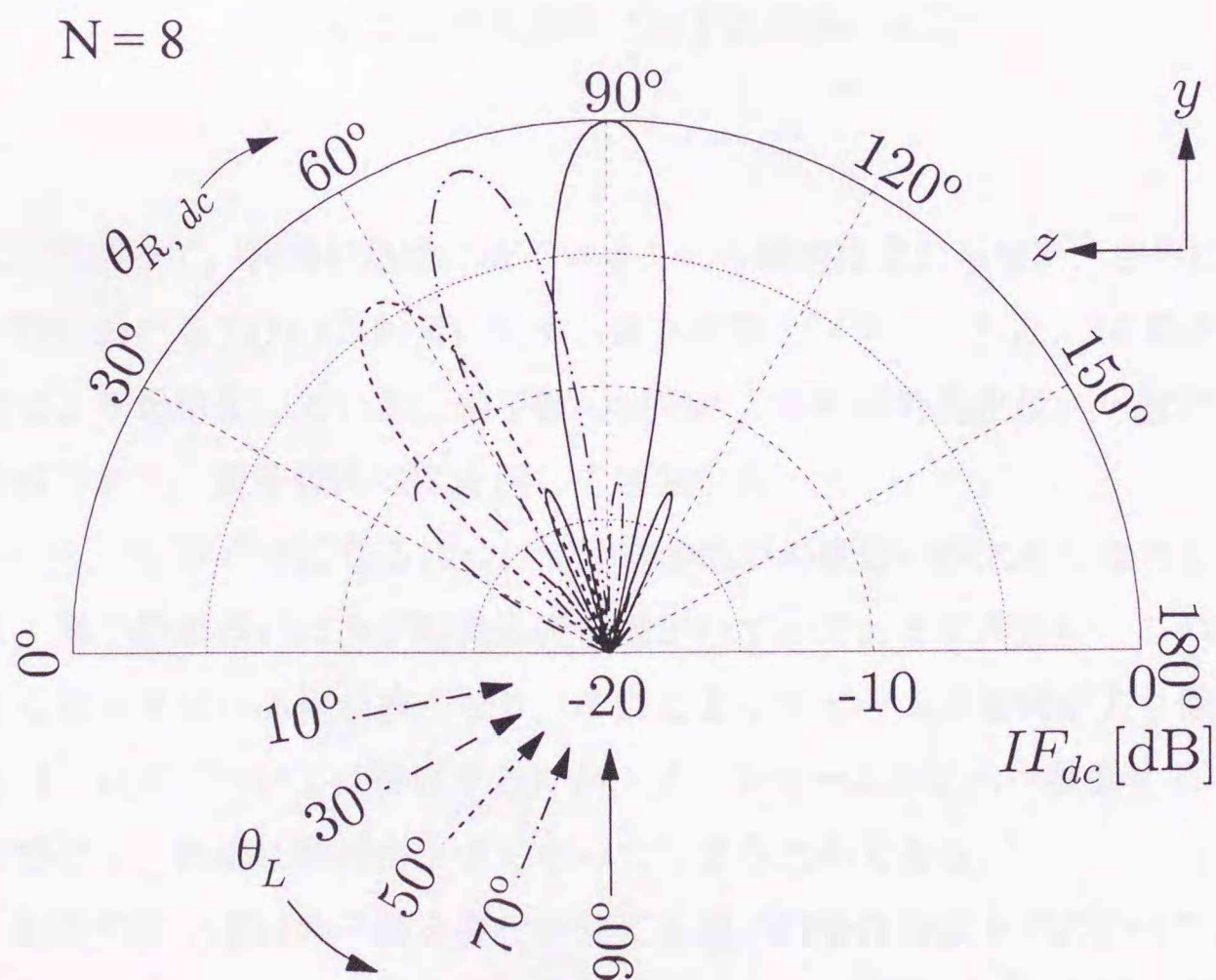


図 5.3: 利得を考慮した出力パターン

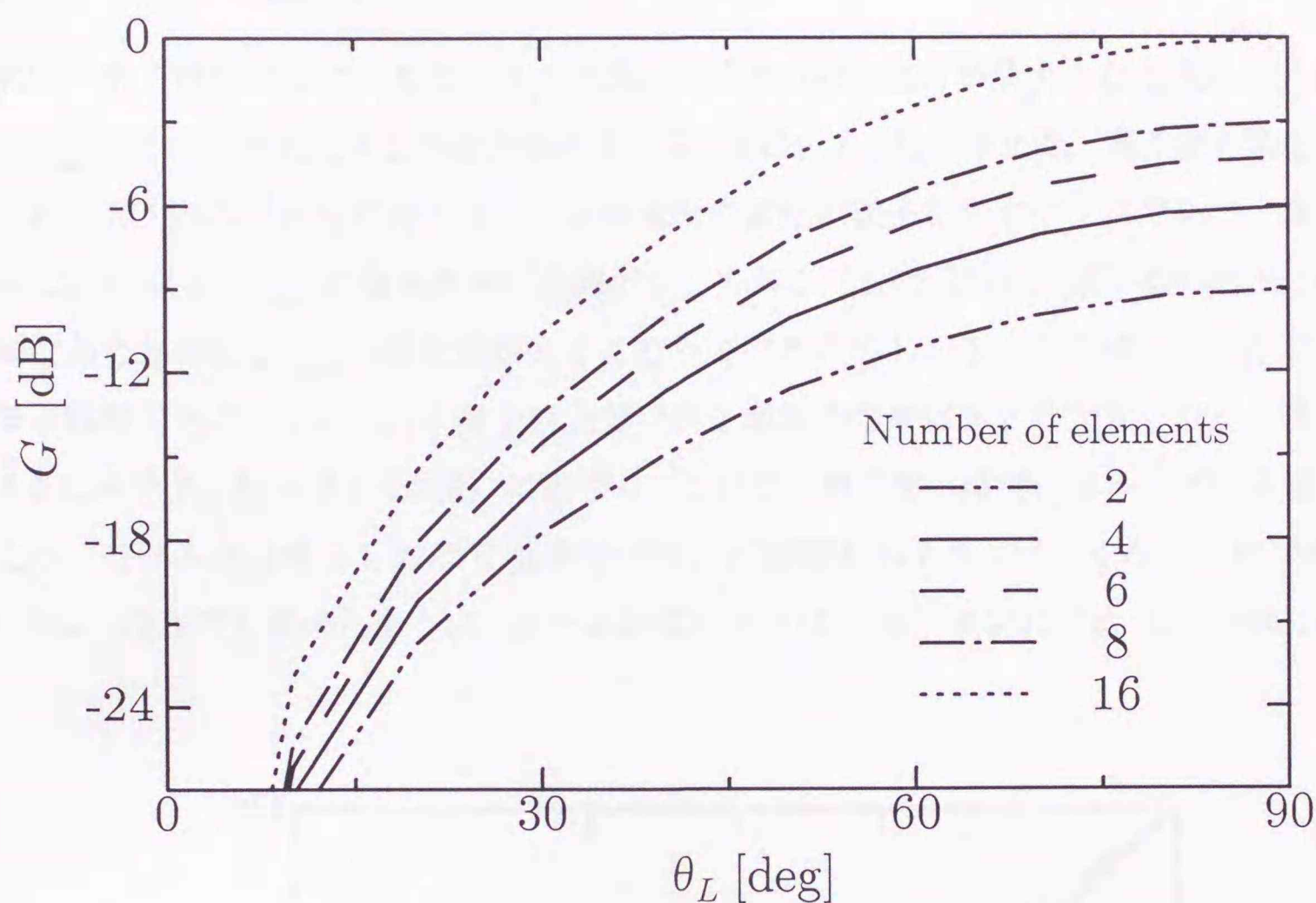


図 5.4: LO の入射角に対する利得の変化

さくなるにしたがって、利得が急激に低下するという傾向は変わらない。さらに、図 5.4 には、各素子数における LO の入射角に対する最大利得をプロットした。16 素子、 $\theta_L = 90^\circ$ のときの値により規格化している。素子数の増加による利得の変化は、一般的なアレイアンテナと同様であり、素子数にほぼ比例して増加する。

図 5.4 から、 θ_L が小さくなるにつれて利得の低下の度合いが大きくなっているのがわかる。特に、素子数が多いほうが利得の変化量がわずかであるが大きい。この理由は、素子数が大きくなるとビーム幅が狭くなり、それによってビーム走査角がより低角まで走査可能となる（この点については後述する）が、メインビームが低角へ移動すると H 面パターンの影響を受けて、極端に利得が小さくなってしまうためである。

ゆえに、利得の変化量は素子数を変化させても違いは少ないことがわかった。正確には素子数は少ないほうが LO の入射角 θ_L を変化させたときの利得の変化量はわずかではあるが小さくできる。さらに、LO の入射角 θ_L が小さくなると、利得の変化量は急激に大きくなることもわかった。但し、当然ながら絶対利得そのものは素子数の多いほうが大きい。

5.2.3 ビーム走査角

次に、素子数の変化によりビーム走査角，すなわち IF 出力が最大となる RF の入射角 $\theta_{R,dc}|_{max}$ がどの程度変化するかを考察する．図 5.5 は、 $f_L/f_R = 0.9$ で、素子数を変化させたときの LO の入射角 θ_L に対するビーム走査角の変化の様子を示すグラフである．参考のために、 $\theta_L = \theta_{R,dc}|_{max}$ の直線を薄い点線で示してある．この図から、素子数の増加に伴い θ_L 単位あたりの $\theta_{R,dc}|_{max}$ の変化量が大きくなっているのがわかる．この傾向は、 θ_L が小さいほど顕著である．しかし、8 素子以上では素子増加の効果はあまり大きくなく、第 3 章図 3.2 に示す $f_L/f_R = 0.9$ (太線) に近づく．これは、素子数の増加に伴ってビーム幅が狭くなり、ビーム走査角としては H 面素子パタンの影響をあまりうけなくなるためである．第 3 章の 3.2.3 でも述べたように、ビームが広いときは H 面パタンの形状 (90° 方向に近づ

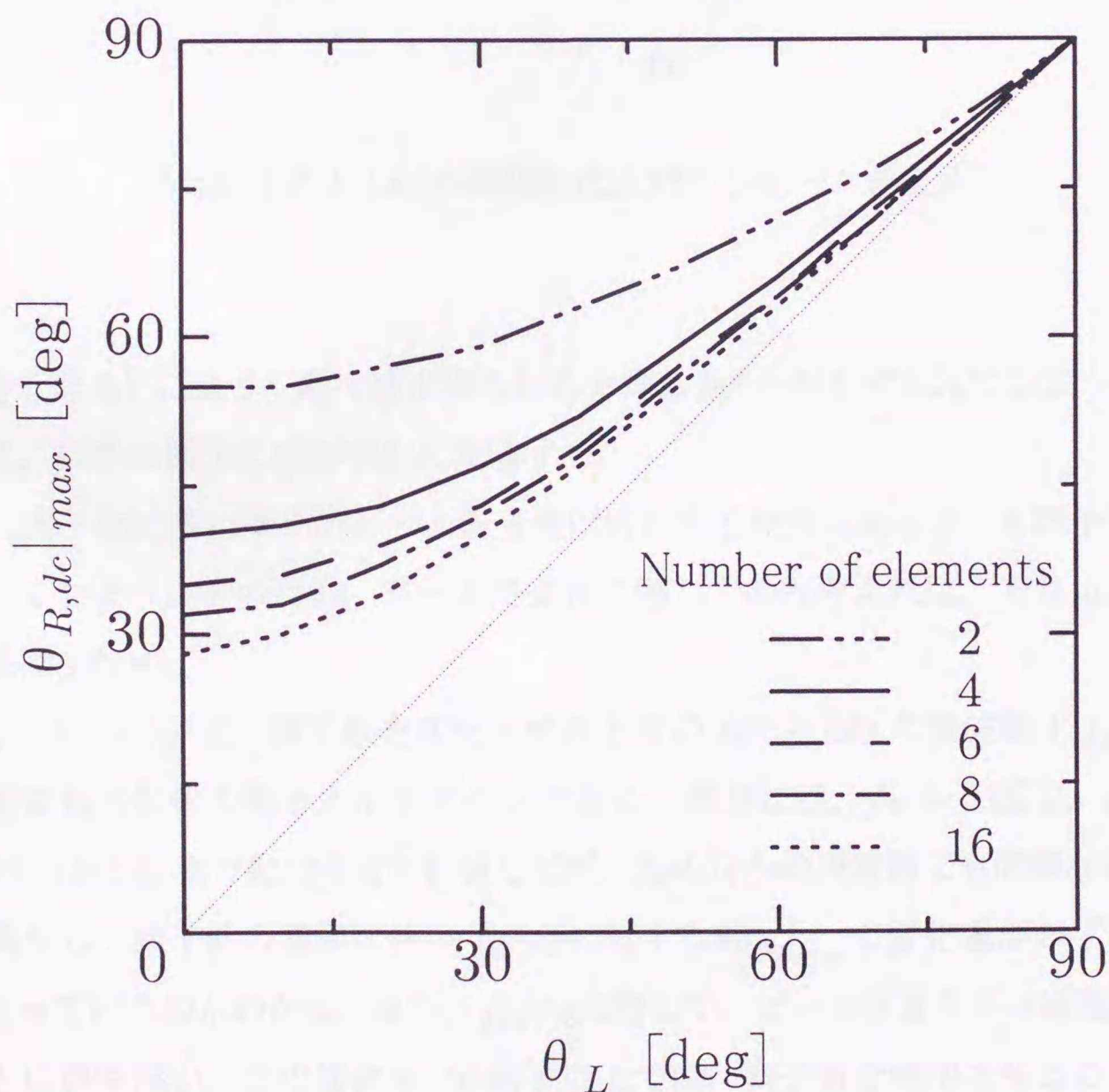


図 5.5: LO の入射角に対するビーム走査角

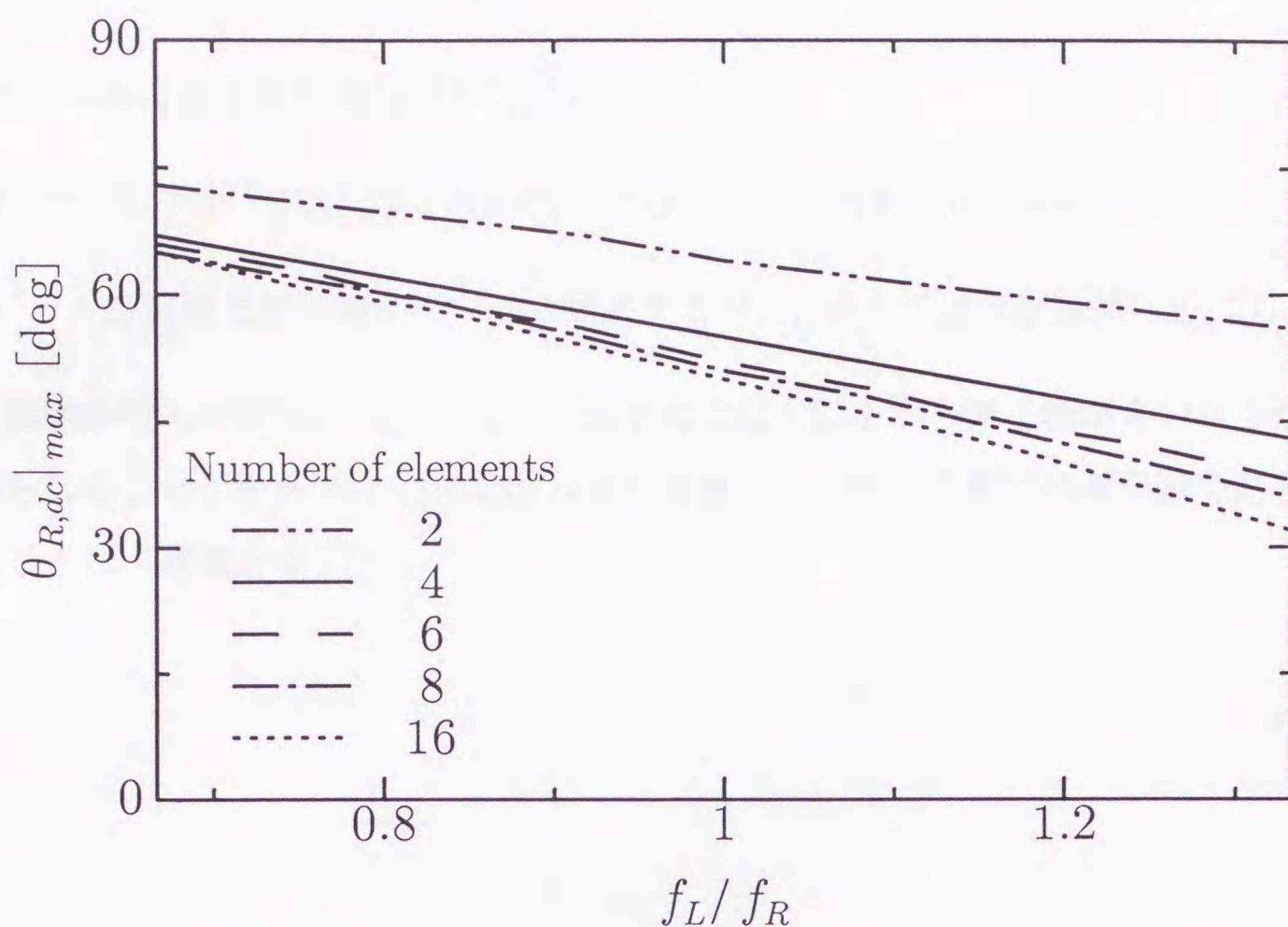


図 5.6: RF と LO の周波数比に対するビーム走査角

くほど大きくなる)により、最大値が得られる方向も 90° へ引きずられてしまう。但し、前述のように、利得の低下にはわずかに影響する。

ゆえに、素子数は多いほうがビーム走査角は増加する傾向にあるが、8 素子でほぼ理論値に近づいてしまう。そのため、ビーム走査角に関してのみ考えれば、それ以上の素子数増加の効果は少ない。

図 5.6 は、 $\theta_L = 50^\circ$ で、素子数を変化させたときの RF と LO の周波数比 f_L/f_R に対するビーム走査角の変化の様子を示すグラフである。実際には、 $f_R = 3.0\text{GHz}$ として f_L を 2.0GHz から 4.0GHz まで変化させて計算したが、 f_R のほかの周波数でも同様な傾向を示す。

この結果から、素子数の増加に伴い f_L/f_R に対する $\theta_{R,dc}|_{max}$ の変化量がわずかではあるが大きくなっているのがわかる。また、 f_L/f_R に対して、ビーム走査角がほぼ直線的な変化をすることは興味深い。この場合も、6 素子以上では、素子数を増加させることによる効果は少なくなっていく。

以上、素子数変化についてまとめると：

- (a) ビーム幅は素子数の増加に伴い狭くなる、
- (b) 最大利得については、素子数が増加するのに伴う変動はほとんどない、
- (c) ビーム走査角は素子数増加に伴い増加するが、8 素子でほぼ理論値に近づく。

という傾向が明らかとなった。従って、基本的には上記 1 から素子数が多いほうが良い結果が得られることがわかるが、上記 3 の点を考慮して以降の小節では素子数を必要最小限の 8 素子として議論を進めていく。



5.3 LO 入射角の変化

続いて、LO 入射角 θ_L について、その最適値を検討する。

図 5.2 より、素子数が 4 以上の場合、 θ_L が小さくなるとビーム幅は広くなる。従って、ビーム幅を考えたときは θ_L はなるべく大きくしたほうが良い。また、図 5.4 より、 θ_L が小さくなるほど最大利得の変動は急激に大きくなる。ゆえに、最大利得を考えたときも θ_L はなるべく大きくしたほうが良い。ただし、ここで扱っている θ_L は、前述したように 90° 以下で考えているので、正確には $\theta_L = 90^\circ$ となる方向、すなわち θ_L は y 軸方向へなるべく近くしたほうが良いという意味である。

図 5.7 は、 θ_L を変化させたときの f_L/f_R に対する $\theta_{R,dc}|_{max}$ の様子を示すグラフである。図 5.7 の中で、 $\theta_L = 40^\circ$ 以下の曲線は、 $\theta_{R,dc}|_{max}$ がおよそ 25° で打ち切られている。これは、式

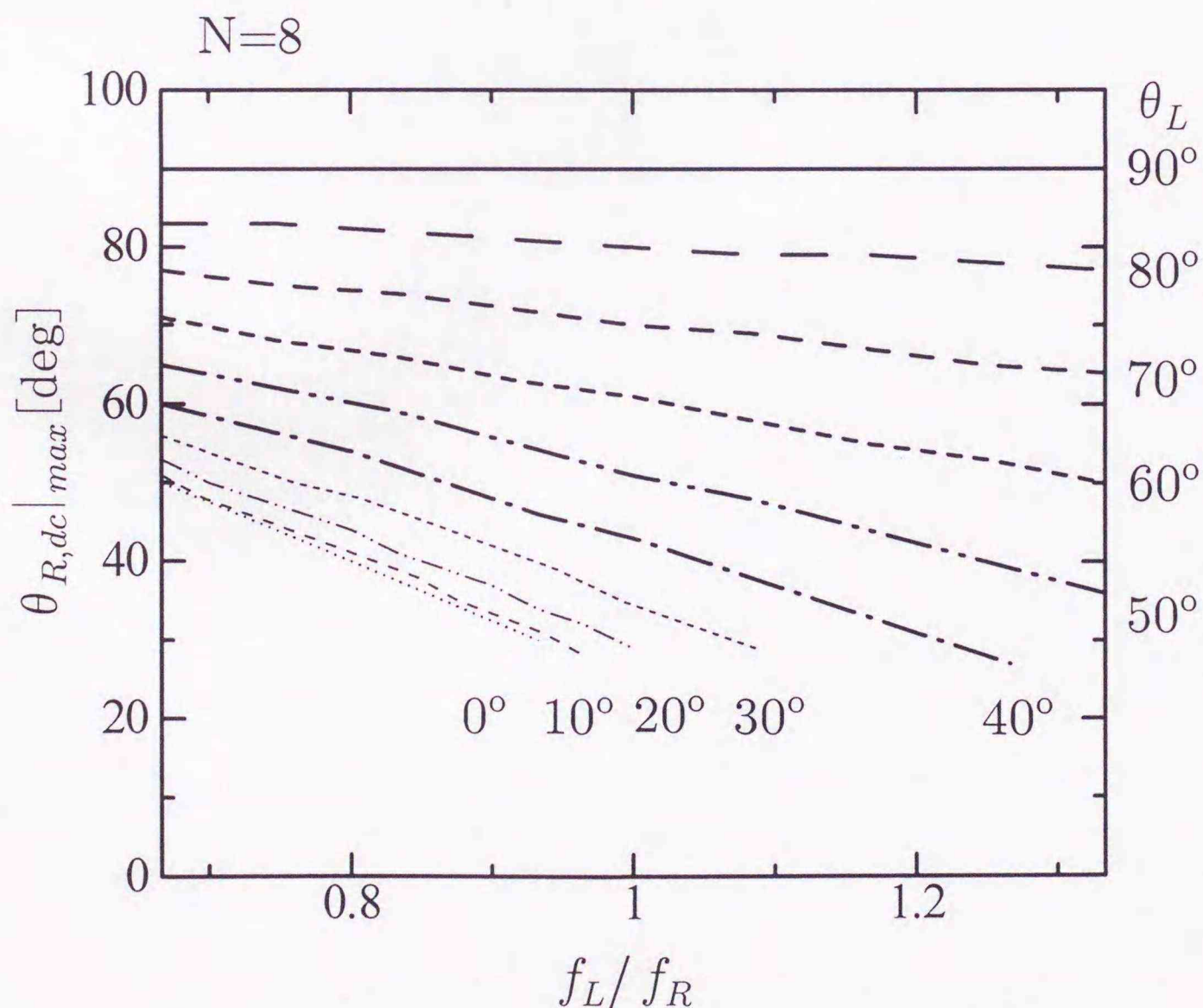


図 5.7: 周波数比に対するビーム走査角の変化

(3.16) の影響であり、打ち切られた後はグレーディングローブが発生する。

図 5.7 によれば、 θ_L は小さいほど f_L/f_R 単位あたりのビーム走査角は大きくなる。すなわち、小さい周波数範囲でより大きくビーム走査が可能となる。しかし、あまり θ_L を小さくしすぎると前述のように周波数が限定されて（打ち切られて）しまうので、 $\theta_L = 40^\circ$ 以下の使用は注意が必要である。また、前述したが、 f_L/f_R の変化に対して、 $\theta_{R,dc}|_{max}$ はほぼ直線的な変化をする。

以上を総合して、最適な θ_L の最小値は $40 \sim 50^\circ$ 程度が望ましいであろう。また、周波数によってビーム走査を行う場合は、 θ_L の値はなるべく小さくしなくてはならない。なぜなら、図 5.7 からわかるように、 $\theta_L = 90^\circ$ 付近では、ビーム走査は全くできないかあまり大きくないためである。実際は、 $0^\circ < \theta_L < 180^\circ$ で考えて良いので、最適な θ_L の値は $40^\circ < \theta_L < 70^\circ, 110^\circ < \theta_L < 140^\circ$ の範囲に設計することになる。図 5.4 より利得の変動を考慮すると、この範囲での利得の変動はおよそ 6dB に収まる。当然、利得の変動の条件を厳しくした場合は、 θ_L の範囲は小さくなる。



5.4 RF と LO の周波数比の変化

最後に、RF と LO の周波数比 f_L/f_R を変化させたときの θ_L に対する $\theta_{R,dc}|_{max}$ を考察する。図 5.8 に、 f_L/f_R を 0.7 から 1.3 まで変化させたときの様子を示した。参考のために、 $\theta_L = \theta_{R,dc}|_{max}$ の直線を薄い点線で示してある。この図は、図 3.2 の左下 1/4 に対応するが、H 面素子パターンを考慮しているため結果は全く異なっている。図中、 f_L/f_R が 1.1 以上の曲線は、図 5.6 と同様 $\theta_{R,dc}|_{max}$ がおよそ 25° で打ち切られている。これも、式 (3.16) による結果である。

図から、 f_L/f_R は大きいほど θ_L に対するビーム走査角が大きくなっているのがわかる。すなわち、小さい範囲の LO 入射角制御によって、より大きくビーム走査が可能になる。但

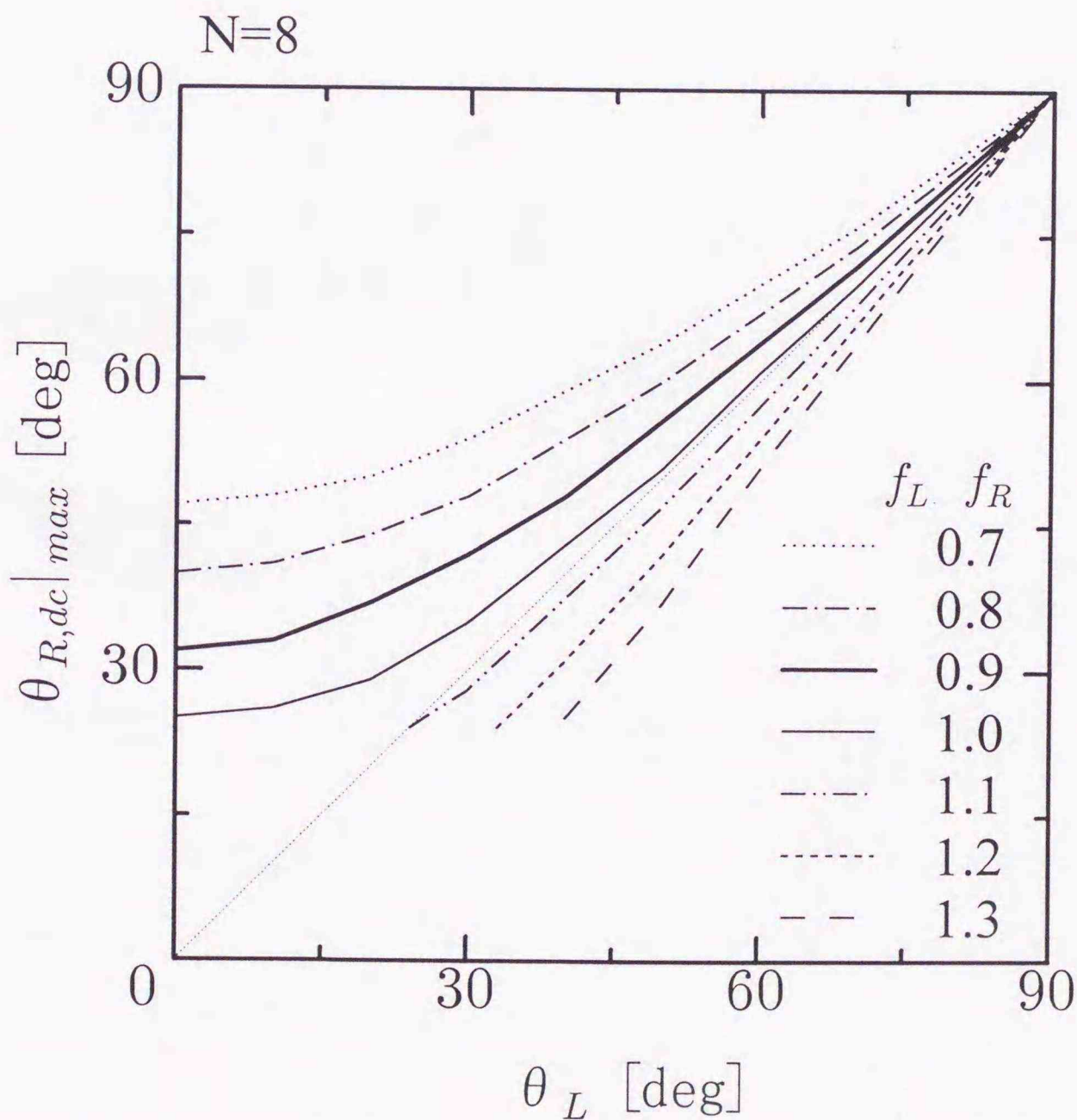


図 5.8: LO の周波数を変化させた場合のビーム走査角

し、 f_L/f_R が1を超えるということは、 $f_L > f_R$ となることを示しており、ミリ波帯のような非常に周波数の高いシステムでは非現実的である。従って、信号周波数 f_R より高い局部発振周波 f_L を発生することが可能である場合は、 $f_L > f_R$ として設計し、そうでないときはなるべく f_R と f_L を近づけて設計するとよい。但し、第2章で述べたように、 f_R と f_L を近づけすぎた場合 RF と LO のパッチのアイソレーションがとれなくなり、スプリアス放射の恐れが出てくる。そのため、 f_L は f_R の 10% 以上離す必要がある。

5.5 むすび

本章では、LO 入射角 θ_L および RF と LO の周波数比 f_L/f_R に加えて、素子数 N の 3 つのパラメータを変化させ、IF 出力が最大となる RF の入射角 $\theta_{R,dc}|_{max}$ 、1/2 電力ビーム幅 BW 及び最大利得 G の 3 つのパラメータを評価して、多素子準光学アンテナ・ミキサの最適化について考察した。最適化は、IF 出力が最大となる RF の入射角 $\theta_{R,dc}|_{max}$ ができるだけ大きく走査でき、かつ 1/2 電力ビーム幅 BW ができるだけ狭く、最大利得 G の変動が少なくなることを目的とした。その結果は、表 5.2 に示す。

また、素子数を 8、 $f_L/f_R = 0.9$ 、 $\theta_L = 40^\circ$ と 140° の出力パターンを図 5.9 に示す。この図から $\theta_{R,dc}|_{max}$ は、 48° から 132° までの 84° 走査されているのがわかる。

次に、素子数を 8、 $\theta_L = 40^\circ$ 、 $f_L/f_R = 0.9$ と 1.1 の出力パターンを図 5.10 に示す。この図から $\theta_{R,dc}|_{max}$ は、 48° から 37° までの 11° 走査されているのがわかる。

ここであげた理想値は、最低限の動作を保証するものである。実際、最適なパラメータは、目的とするアプリケーションの仕様によって変更されるだろう。例えば、角度分解能が求められるときは素子数を増やす必要があり、利得変動を小さくしたいときは LO 入射角 θ_L の範囲を小さくしなくてはならない。

表 5.2: 最適化によるパラメータの理想値

パラメータ		理想値	備考
素子数	N	8 以上	多いほどビーム幅は狭い。 8 以上でビーム走査の 理論値へほぼ達する。
LO 入射角	θ_L	$40^\circ \sim 70^\circ$ または $110^\circ \sim 140^\circ$	この範囲での 利得変動は約 6dB.
RF と LO の周波数比	f_L/f_R	<0.9 または >1.1	大きいほうが良い。

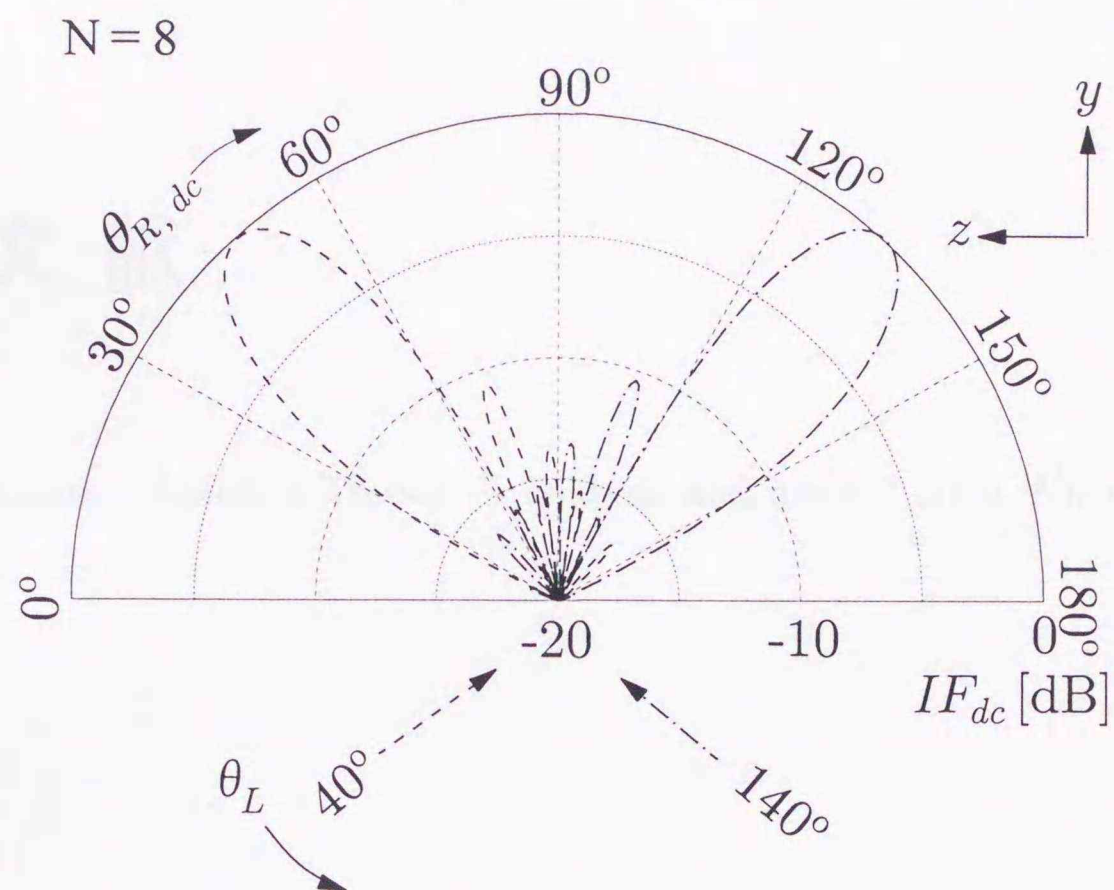


図 5.9: パラメータの理想値を用いた出力パターン ($f_L/f_R = 0.9$)

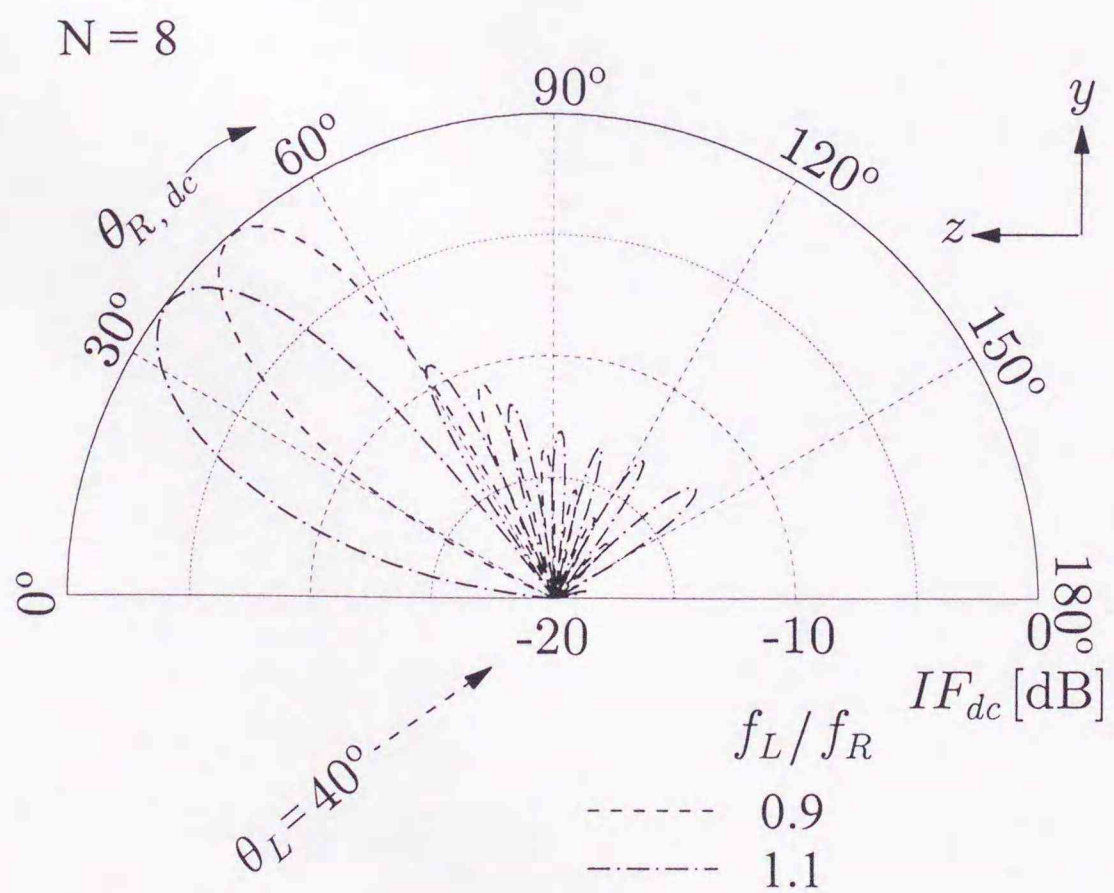


図 5.10: パラメータの理想値を用いた出力パターン

参考文献

- [5.1] C. A. Balanis, "Antenna Theory — analysis and design", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.

第 6 章

結論

本論文は、新しい構造の準光学アンテナ・ミキサを考案し、その設計法、特性評価について電磁界シミュレータによって解析し、試作・実験を行って明らかにした研究成果についてまとめたものである。さらに、提案した準光学アンテナ・ミキサ素子を複数配列することで導かれた新しいビーム走査法について、数値計算によりその動作原理を明らかにし、試作、実験を行った研究成果についてもまとめた。

ミリ波帯は、最近再び注目されている周波数帯である。これは、急速な情報通信技術の進歩と情報通信手段の需要の増加により、ミリ波帯以外の周波数帯で利用できる周波数資源がほとんど飽和状態にあることに加えて、ミリ波特有の性質を積極的に活用しようという動きが高まって来たことに起因する。さらに、MMIC 技術や半導体デバイスの開発が進んで、ミリ波帯システムの実用化に対する制限はほとんど克服されつつある。このような流れを受けて、単なる“回路”技術にとどまらず、光学的要素を取り込んだ、いわゆる準光学技術が確立してきた。中でも、準光学アンテナ・ミキサは、RF と LO を自由空間においてミキサへ直接入力し、直後に IF へ変換することのできるサブシステムとしてミリ波帯システムの実用化の重要な位置を占めている。準光学アンテナ・ミキサの利点は、RF と LO が伝送する線路が事実上存在しないので、ミリ波帯の実用化の大きな問題の一つである伝送損失を取り除くことができる点にある。しかしながら、従来提案されてきた準光学アンテナ・ミキサのほとんどは、RF と LO をアンテナに対して同じ方向から入力しなくてはならず、そのためにダイプレクサを必要とするなどシステムの構造が複雑であり、設計の自由度が極めて低いものであった。

本論文では、コプレーナ導波路給電による 2 周波マイクロストリップアンテナという新しい構造を持つアンテナ素子に着目し、ミリ波帯での設計法およびその諸特性について電磁界シミュレータを用いて明らかにした。その結果、コプレーナ導波路の特徴を生かした、2 周波動作が可能なアンテナを開発することに成功した。このアンテナにミキサダイオー

ドを組み込むことで、準光学アンテナ・ミキサが構成できる。ここで提案された準光学アンテナ・ミキサは、基板の表裏それぞれの面で RF と LO を別々に入力するため、従来の準光学アンテナ・ミキサでは必要であったダイプレクサが不要になった。これらの特徴については、マイクロ波帯スケーリングモデルを試作、実験し、良好な動作を確認した。

さらに、この準光学アンテナ・ミキサの RF と LO を基板の両面で別々に入力するという特徴から、全く新しいビーム走査が可能であることを導いた。この新しいビーム走査では、複数の準光学アンテナ・ミキサ素子を配列し、LO の入射角や周波数を変化させることで、RF の最大到来方向が走査可能となる。従来ビーム走査は、一般にフェイズドアレイを用いて行われてきたが、本研究で提案するビーム走査法では移相器などの RF 回路は一切存在せず、非常に単純な構造で構成されている。そのため、RF 損失は基本的に存在せず、構造が単純なため多様なシステムで利用できる。論文中では、その動作原理について、具体的なモデルを用いた数値計算によって明らかにし、さらに、4 素子の準光学アンテナ・ミキサを直線状に配列した試作モデルによって実証した。その結果、計算どおりビーム走査が可能であることが明らかとなった。

論文の後部では、この多素子配列準光学アンテナ・ミキサに対して、ミリ波での製作、HTS-JJ の適用についても触れた。さらに、素子数、LO の入射角や周波数の変化に対する特性の検討をして、パラメータの最適値を決定した。

以下、本論文によって得られた結果および考察を各章に分けて要約し、その意義を述べる。

第 1 章では、本論文の中心的テーマであるミリ波帯および準光学アンテナ・ミキサの歴史的背景、ならびに概要を述べた。

第 2 章では、準光学アンテナ・ミキサを実現するため、コプレーナ導波路給電による 2 周波マイクロストリップアンテナを提案し、ミリ波帯において数値解析および設計を行った。その結果、提案したモデルは、比較的容易に RF、LO の両パッチと整合がとれ、RF の 8% 以上 LO の共振周波数を離すことによって、異なる 2 つの周波数を基板の各面で独立して、かつ同時に動作可能であることが明らかとなった。また、2 つのパッチ間に接地板が存在するため RF と LO のアイソレーションが大きく保てることが示された。これは、準光学アンテナ・ミキサを実現する上で、有利な特性である。

また、周波数が 20 分の 1 となるマイクロ波帯でスケーリングモデルを試作し、解析および実験を行った。これにより、2 つの周波数 (RF と LO) を基板の表裏でそれぞれ独立に受信可能であること、いわゆる 2 周波動作が確認できた。

更に、試作モデルのコプレーナ導波路の終端部分にミキサダイオードを装荷することによって、ミキシング動作を確認した。線路損失を取り除いた後での変換利得は、約-10dBであった。故に、ミキサダイオードの後段にローパスフィルタを組み込むことで、準光学アンテナ・ミキサが実現可能である。

第3章では、複数の準光学アンテナ・ミキサ素子を直線状に配列することで実現される新しいビーム走査法を提案し、その動作原理について解説した。LOの入射角または周波数（場合によっては両方）を操作することで、移相器などの高周波回路を用いずにRFの到来方向を走査できることが導かれた。

更に、マイクロ波帯で4素子の準光学アンテナ・ミキサを用いたモデルを試作し、実験を行った。実験結果は、計算結果とほぼ一致し、LOの入射角を操作することで、RFの到来方向を走査できることが確認できた。

第4章では、ミリ波帯でのMMIC化モデルの製作に向けて必要な検討事項を挙げて、具体例を検討した。ミキサダイオードとして、ショットキバリアダイオードやHTS-JJを適用した場合のMMIC基板の製造工程を示し、その実現可能性を示した。また、コプレーナ導波路を含む導体面の構造を示し、整合とフィルタリングについて議論した。そして、ミキサダイオードを低温で駆動するための測定環境として、本論文で提案する準光学アンテナ・ミキサに適したクライオスタットを考案し、具体例を挙げて検討した。

第5章では、素子数、LOの入射角、RFとLOの周波数比をそれぞれ変化させたときの出力特性を考察し、ビーム走査が最も効果的に行われるときのパラメータ値を決定した。このとき検討した出力特性は、ビーム幅、利得変動およびビーム走査角である。この結果、LOの入射角がエンドファイア方向に近いときよりも、ブロードサイド方向に近いときのほうが、ビーム幅と利得変動については特性が良く、ビーム走査角についてはその逆であることが示された。したがって、最適なパラメータ値は、LOの入射角がエンドファイア方向とブロードサイド方向の間にあるときに最も効果的であると結論づけられた。

第6章は結論である。

以上、本研究の成果は、新しい構造の準光学アンテナ・ミキサを実現し、新しいビーム走査方式を導出したことである。この研究成果が、将来のミリ波帯送受信システムやレーダ、室内LANなどの実用化に大いに貢献・寄与し、ミリ波帯システムのさらなる進歩・発展につながることを期待する。

謝辞

本論文をまとめるにあたり、終始変わらぬ暖かい励ましとご指導を賜りました北海道大学大学院電子情報工学専攻教授 伊藤精彦 先生に心より感謝の意を表します。

また、細部にわたって御検討頂くとともに、種々の貴重な御助言を下さいました北海道大学大学院電子情報工学専攻教授 小柴正則 先生，小川恭孝 先生，宮永喜一 先生に謹んで感謝の意を表します。

その他，常日頃，御助言，御討論頂いた北海道大学工学部電子情報工学専攻情報通信エレクトロニクス講座情報伝送工学分野諸氏に感謝申し上げます。

本研究で使用したショットキバリアダイオードを提供していただいた，三洋電機株式会社の村上氏に深謝します。

本研究は文部省科学研究補助金基盤研究 (A)(2)07405019 により行われました。

研究業績

論文

1. 西村 寿彦, 土田 克実, 石井 望, 伊藤 精彦, “多素子準光学アンテナ・ミキサの受信特性,” 電子情報通信学会論文誌 B - II, J80-B-II, (1997-12), 採録決定
2. 西村 寿彦, 土田 克実, 石井 望, 伊藤 精彦, “コプレーナ導波路給電による準光学アンテナ・ミキサ,” 電子情報通信学会論文誌 B - II, J80-B-II, (1997-12), 採録決定
3. Toshihiko Nishimura, Nozomu Ishii, Kiyohiko Itoh, “Dual Frequency Operation Microstrip Antenna System Fed by Coplanar-waveguide,” Proceedings of ISS'96, 9th International Symposium on Superconductivity, 1996, pp.1265 - 1268
4. Kiyohiko Itoh, Masashi Kuribayashi, Kenji Ohshima, Toshihiko Nishimura, “Complex Conductivity and Surface Impedance of Superconductor Based on Modified Two Fluid Model,” Proceedings of ISS'96, 9th International Symposium on Superconductivity, 1996, pp.323 - 326
5. 塩崎 洋一, 西村 寿彦, 天野 有恒, 鈴木 英資, 野寄 龍介, “ACCOMMODATION OF THE K, NH4 IONS IN RS-ARS MIXED CRYSTAL SYSTEM,” Ferroelectrics, 1994, Vol.158, pp.151 - 156

国際会議発表

1. Toshihiko Nishimura, Nozomu Ishii, Kiyohiko Itoh, “Dual Frequency Operation Microstrip Antenna System Fed by Coplanar-waveguide,” 9th International Symposium on Superconductivity, Sapporo, Oct. 1996

2. Kiyohiko Itoh, Masashi Kuribayashi, Kenji Ohshima, Toshihiko Nishimura, "Complex Conductivity and Surface Impedance of Superconductor Based on Modified Two Fluid Model, " 9th International Symposium on Superconductivity, Sapporo, Oct. 1996

学会発表

電子情報通信学会アンテナ・伝播研究会

1. 西村 寿彦, 土田 克実, 石井 望, 伊藤 精彦, "多素子準光学アンテナ・ミキサのビーム走査特性, " 電気通信大学 (東京都), 1997 年 11 月発表予定
2. 西村 寿彦, 土田 克実, 石井 望, 伊藤 精彦, "多素子準光学アンテナ・ミキサの特性, " 機会振興会館 (東京都), 1997 年 2 月
(信学技報, A・P96-170, EMCJ96-105, RCS96-184, MW96-210, pp.25-32, Feb. 1997)
3. 西村 寿彦, 石井 望, 伊藤 精彦, "コプレーナ導波路給電による 2 周波マイクロストリップアンテナ, " 名古屋工業大学 (名古屋市), 1996 年 5 月
(信学技報, A・P96-19, pp.27-34, May. 1996)

電子情報通信学会マイクロ波研究会

1. 栗林 仁, 大嶋 健次, 西村 寿彦, 伊藤 精彦, "修正 2 流体モデルに基づいた超伝導帯の複素導電率と表面インピーダンス, " 室蘭工業大学 (室蘭市), 1996 年 7 月
(信学技報, MW96-62, pp.67-73, Jul. 1996)

電子情報通信学会環境電磁工学研究会

1. 村田 智宏, 西村 寿彦, 伊藤 精彦, "超伝導円形パッチのスペクトル領域法解析, " 北海道大学 (札幌市), 1995 年 6 月
(信学技報, EMCJ95-17, pp.29-34, Jun. 1995)

日本物理学会

1. 西村 寿彦, 鈴木 英資, 野寄 龍介, 塩崎 洋一, “RS-ARS 混晶系の格子定数の占有率依存,” 日本物理学会第 48 回年会, 東北大学川内キャンパス (仙台市), 1993 年 4 月 (日本物理学会第 48 回年会講演概要集, 第 2 分冊, Apl. 1993)

電気関係学会北海道支部連合大会

1. 西村 寿彦, 伊藤 精彦, “コプレーナ導波路給電系準光学アンテナ・ミキサ,” 北海道東海大学 (札幌市), 平成 8 年 10 月 (平八電気関係学会北海道支部連大講演論文集, p.124, Oct. 1996)
2. 西村 寿彦, 石井 望, 伊藤 精彦, “コプレーナ導波路給電による二周波マイクロストリップアンテナの実験的検討,” 北海道東海大学 (札幌市), 平成 8 年 10 月 (平八電気関係学会北海道支部連大講演論文集, p.123, Oct. 1996)
3. 西村 寿彦, 石井 望, 伊藤 精彦, “スロット結合マイクロストリップアンテナの形状に関する考察,” 北海道工業大学 (札幌市), 平成 7 年 10 月 (平七電気関係学会北海道支部連大講演論文集, p.241, Oct. 1995)
4. 土田 克実, 西村 寿彦, 石井 望, 伊藤 精彦, “コプレーナ導波路給電マイクロストリップアンテナの 2 周波動作,” 北海道東海大学 (札幌市), 平成 8 年 10 月 (平八電気関係学会北海道支部連大講演論文集, p.122, Oct. 1996)
5. 村田 智宏, 西村 寿彦, 石井 望, 伊藤 精彦, “SPS2000 用レクテナにおけるスロット結合マイクロストリップアンテナの解析,” 北海道工業大学 (札幌市), 平成 7 年 10 月 (平八電気関係学会北海道支部連大講演論文集, p.235, Oct. 1995)

