

# 卒業論文

## 微弱無線技術による至近距離通信の検討

指導教官 新井 宏之 教授

平成18年2月28日提出

横浜国立大学 工学部 電子情報工学科

0244086 園田 修平

# 要約

近年，ユビキタス社会の実現のため近距離無線技術の研究が盛んに行われている．ユビキタスとは「あらゆるところで」という意味で，情報通信の世界を全ての物質にまで拡張することを示している．全ての物質と情報のやり取りを行うには，その情報端末は数年に渡って動作し続ける必要があり，しかもワイヤレスであるから外部から給電を行うことができないため，低消費電力は最大の課題となる．

そこで本論文は低消費電力な至近距離無線デバイスとして微弱無線に注目する．微弱無線は，電波法の規定を満たせば免許無しで利用でき，電池駆動による使用が可能という魅力がある．微弱無線の至近距離通信デバイスの実現を目的として，まず実際に微弱無線デバイスで使われる周波数での電波の空間伝搬損失を電波暗室で測定する．更に，微弱無線トランシーバ IC の電波放射手段として必要であるアンテナを使用せずに，強く電波を放射する方法として，IC からの電波を無給電素子で電磁結合させて強い放射を得る方法を提案する．これによりアンテナと IC 間の伝送線路が不要となり，より微弱無線機器の開発が容易になると考えられる．また，全ての物質に情報が組み込まれる社会では，人が情報を得たいと思う物質とのみ通信するために，送信端末の単一指向性が必要となる場合が存在する．そのため，放射の際に無給電素子による指向性の制御についても検討を行う．

提案方法の性能を評価するために，電波暗室内で実験を行う．実験結果により二つの無給電素子を用いた電波の放射は，アンテナに伝送距離は劣るが，近距離であれば利用したい方向に対して，通信に十分な放射を得る方法として有効であるとわかる．

更なる検討のために，無給電素子の小型化を行っている．線状アンテナを小型化する方法として，メアングラインダイポールアンテナ (MDA) を用いる．解析結果から放射器として使用する無給電素子は，約 20% の大きさに小型化できることがわかる．反射器は特性を維持したまま約 60% まで小型化できることがわかる．

# 目次

第1章	序論	1
第2章	近距離通信に使用される周波数帯の伝搬損失測定	4
2.1	中波帯における各アンテナの伝搬損失測定	4
2.2	UHF帯における各無線モジュールの伝搬損失測定	9
2.2.1	315MHz帯での測定	10
2.2.2	433MHz帯での測定	13
2.2.3	距離による伝搬損失測定	15
第3章	電磁結合アンテナを用いた微弱無線通信	18
3.1	電磁結合による電界強度の変化	19
3.1.1	電磁結合する距離の検討	19
3.1.2	強く電磁結合する位置の検討	20
3.2	電磁結合による指向性の制御	24
3.2.1	導波器を用いた指向性制御	24
3.2.2	反射器を用いた指向性制御	28
3.3	放射器と反射器の両方による電磁結合	31
第4章	無給電素子の小型化の検討	33
4.1	放射器として働く無給電素子の小型化	34
4.2	反射器として働く無給電素子の小型化	38
4.3	小型化した放射器と反射器の両方による電磁結合	41
第5章	結論	43
	謝辞	45
	参考文献	46

# 第 1 章

## 序論

近年，ユビキタスという言葉が情報通信技術の次世代のキーワードとして注目されている．ユビキタスとは「あらゆるところで」という意味で，情報通信の世界を全ての物質にまで拡張することを示している．この全ての物質との情報のやり取りは至近距離無線通信デバイスを利用して行われる．このため，近距離無線技術の研究が現在盛んに行われている．近距離無線技術として注目されている既存の技術として RFID(Radio Frequency Identification) や Bluetooth，UWB(Ultra Wide Band)，ZigBee などが挙げられる．これらの規格はそれぞれ伝送速度，伝送距離，消費電力量などで様々な違いを持つ．それぞれの近距離無線技術の伝送能力と伝送距離との関係を図にしたものを図 1.1 に，伝送能力と消費電力との関係を図にしたものを図 1.2 に示す．

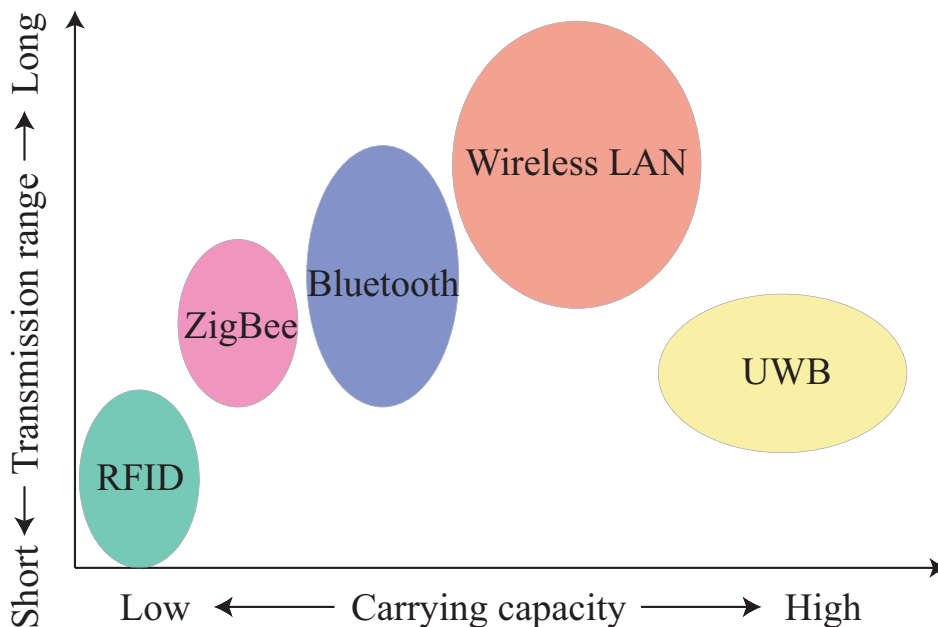


図 1.1: 各近距離無線技術の伝送距離と伝送能力の関係

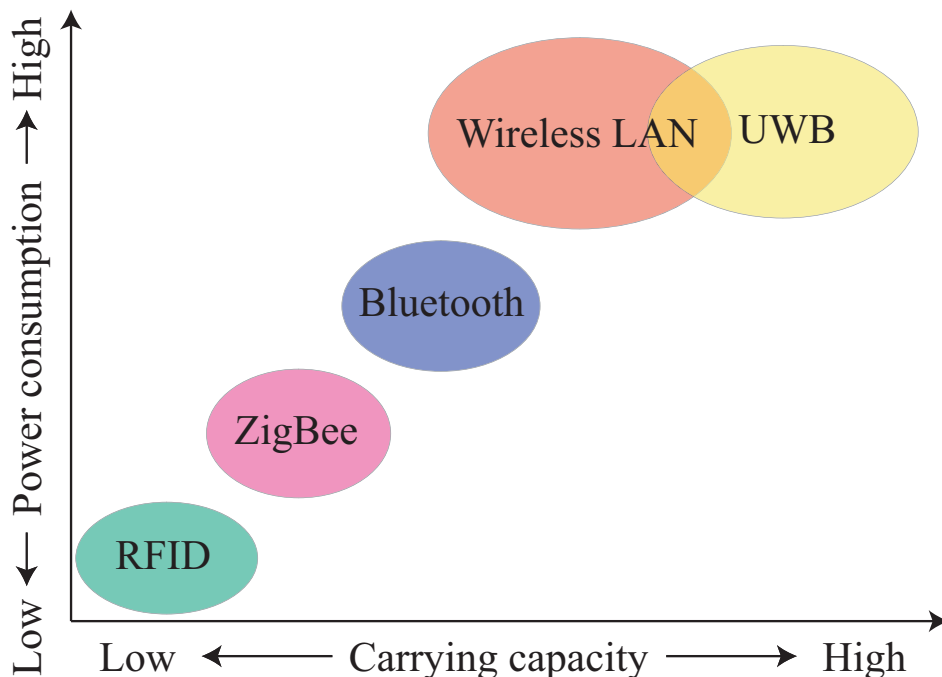


図 1.2: 各近距離無線技術の消費電力と伝送能力の関係

例えば UWB や無線 LAN は大容量のデータ伝送を目的とした近距離無線技術であり、その伝送能力ゆえに UWB は伝送距離と消費電力の点で制限され、無線 LAN は UWB よりも伝送距離が延びる分、伝送速度は UWB に劣る。Bluetooth は無線 LAN よりもデータの伝送速度や通信距離は劣る分、消費電力が改善されている。ZigBee は Bluetooth よりも更に省電力、低コストを追求したもので、転送速度が遅くても構わない家電の遠隔制御などに適している。RFID は電磁波を利用した非接触型自動認識技術の総称で、伝送能力は低いが、その低消費電力ゆえにバッテリーの利用あるいは電磁誘導による電源供給で電池を搭載しないことも可能である。このように既存の近距離無線技術は用途に応じて使い分けられる一長一短の性質を持つといえる。例えば UWB の場合、大量のデータ送信が出来るが多大な電力を消費するために持ち運びには不向きであり、据え置きでの利用が一般的である。

全ての物質と情報のやり取りを行うには、その情報端末は数年に渡って動作し続ける必要があり、しかもワイヤレスであるから外部から給電を行うことができないため、低消費電力は最大の課題となる。これに対し UWB や無線 LAN はもちろんのこと、Bluetooth も消費電力が大きすぎてしまう。ZigBee は一見適しているように見えるが使用周波数の 2.45GHz が電子レンジの周波数に等しく、使用目的とされる家電の遠隔制御の干渉の原因となる。そこで本論文は至近距離無線デバイスとして微弱無線に注目する。微弱無線とは、無線デバイスから 3m の距離での電界強度が図 1.3 に示すような電波法施行規則第六条第一項で規定された条件を満たしているものが相当する。通常、全ての無線局は

電波法の規制により，その運用にあたっては局免許や従事者免許を必要とする．また，その用途や運用方法，運用時間ならびに周波数や電波の形式，不要輻射，占有帯域幅などの電波の質についても細かく規制される．しかし微弱無線ではこれらの規制なく，免許や端末認証を必要としないためローコスト化できるという魅力がある．通信距離はその規格ゆえに数  $10m$  程度が限度で，データ伝送速度も低い，その分消費電力量は低く，電池寿命を長くとることができる．また，サービスエリアが小さいため周波数の再利用ができ，空間的に電波を有効利用することができる．このようなメリットから，現在各社から様々なデバイスが販売されている．

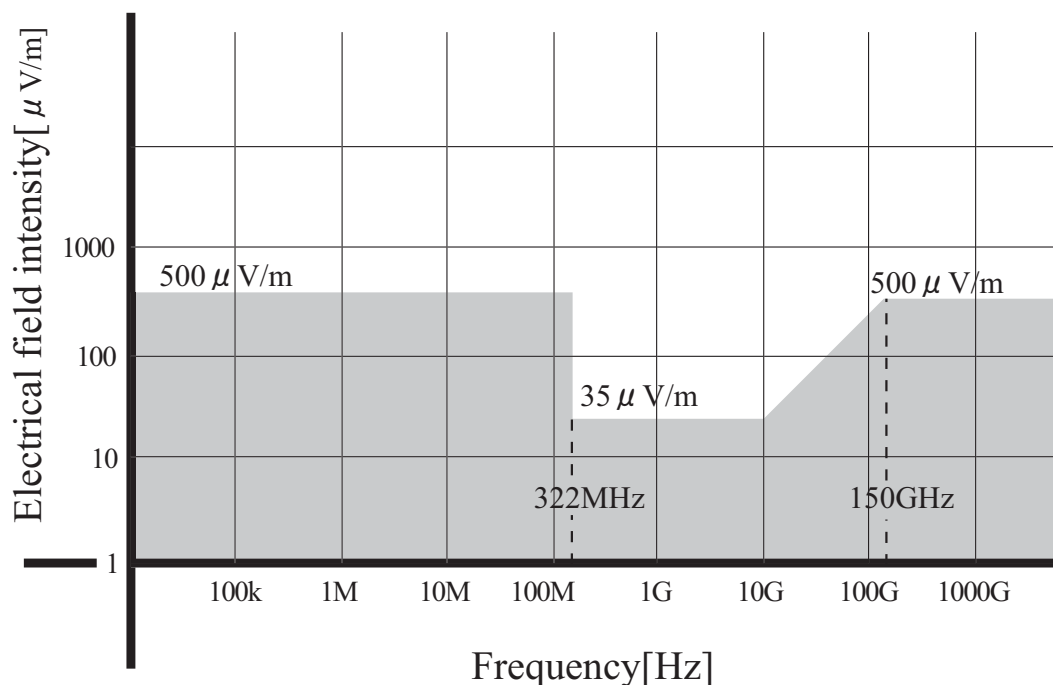


図 1.3: 微弱無線局の  $3m$  の距離における電界強度の許容値

本論文ではこの微弱無線による至近距離無線通信について様々な検討を行っている．以下に本論文の構成を示す．第 2 章では  $480kHz$  ,  $315MHz$  ,  $433MHz$  といった，実際に微弱無線デバイスで使われる周波数での電波の空間伝搬損失を電波暗室で測定する． $480kHz$  ではループアンテナと，サイズが大小二種類のバーアンテナの 3 つのアンテナを使用し，また  $315MHz$  ,  $433MHz$  では実際に販売されている微弱無線トランシーバ IC を評価ボードを用いて送信機として使用し，それぞれの周波数で  $3m$  の距離における空中の伝搬損失を測定する．第 3 章では，第 2 章で計測した微弱無線トランシーバ IC のアンテナと，その整合回路を用いず，無給電素子による電磁結合を利用することでアンテナの代わりとすることを目的として，様々な検討を行っている．第 4 章では，第 3 章の無給電素子の小型化について検討を行っている．第 5 章に本論文の結論を述べる．

## 第 2 章

# 近距離通信に使用される周波数帯の伝搬損失測定

本章では、周波数による電波の空間伝搬の様子を検討する。本論文では 480kHz、315MHz、433MHz について実験を行う。

480kHz という周波数は中波帯に分類され、電波の伝わり方が安定していて遠距離まで届くことからラジオ放送などに使用されている。また、中波帯での通信は、送信機や送信アンテナは大規模なものを必要とするが、受信機は簡単なもので済むという利点を持つ。この周波数は ISM (Industrial Scientific and Medical Band: 産業科学医療用バンド) には指定されていない。近距離無線通信としては、電池を搭載せず、ループアンテナによる電磁結合方式の RFID に使用されている周波数である。

315MHz という周波数付近は多くの微弱無線機器が集中する周波数帯である。その理由は微弱無線は図 1.3 に示すとおり、322MHz 以下では 3m 地点で  $500\mu V/m$  以下の電界強度と規定されているのに対し、322MHz 超え 10GHz 以内では  $35\mu V/m$  と厳しく電界強度が制限されてしまうことにある。また、433MHz は国際的に ISM 周波数として規定されているが、日本ではアマチュア無線に割り当てられているため ISM 周波数として利用されていない。この周波数帯は通信距離が比較的長く伝送速度が速い。また伝送損失が比較的少なく、消費電力が低いと言われる周波数で、電波が障害物に回り込むため障害物が多い環境でも安定した通信が可能とされる。

### 2.1 中波帯における各アンテナの伝搬損失測定

本節では、中波として 480kHz の周波数を持つ電波の近距離での伝搬の様子を調べるため、電波暗室にて実験を行っている。送受信のアンテナにはループアンテナと大小二種類のバーアンテナを用いている。送受信には同じアンテナを用いることで、極力空中

表 2.1: 実験諸元

Frequency	480kHz
Distance between transmitting and receiving antennas	3m
Output power	20.86dBm

の伝搬損失のみを測定できるようにしている．以下に実験手順を述べる．

まず可変コンデンサのつまみを調整して送受信アンテナの同調をとり，ゲインが最大となるようにする．送信側と受信側を 3m 離し，高さを合わせて設置する．送信側のアンテナには SG(Signal Generator) を，受信側のアンテナにはスペクトラムアナライザをそれぞれ接続する．SG を周波数 480kHz，送信出力 20.86dBm に設定したのち送信アンテナで送信し，受信アンテナで受信した電波の電界強度をスペクトラムアナライザで読み取る．送信側のアンテナは最大放射方向で固定し，受信側は送信側と同じ向きから  $\pm 90^\circ$  方向回転させて伝搬損失を測定する．この時の実験の諸元を表 2.1 に，実験の様子を図 2.1，図 2.2 に示す．また，その後 3m から 50cm ずつ送受信間の距離を縮めていき，送受信アンテナの向き合う部分の面積が最大の時と最小の時の伝搬損失を測定する．これにより距離による伝搬損失の様子を確認する．

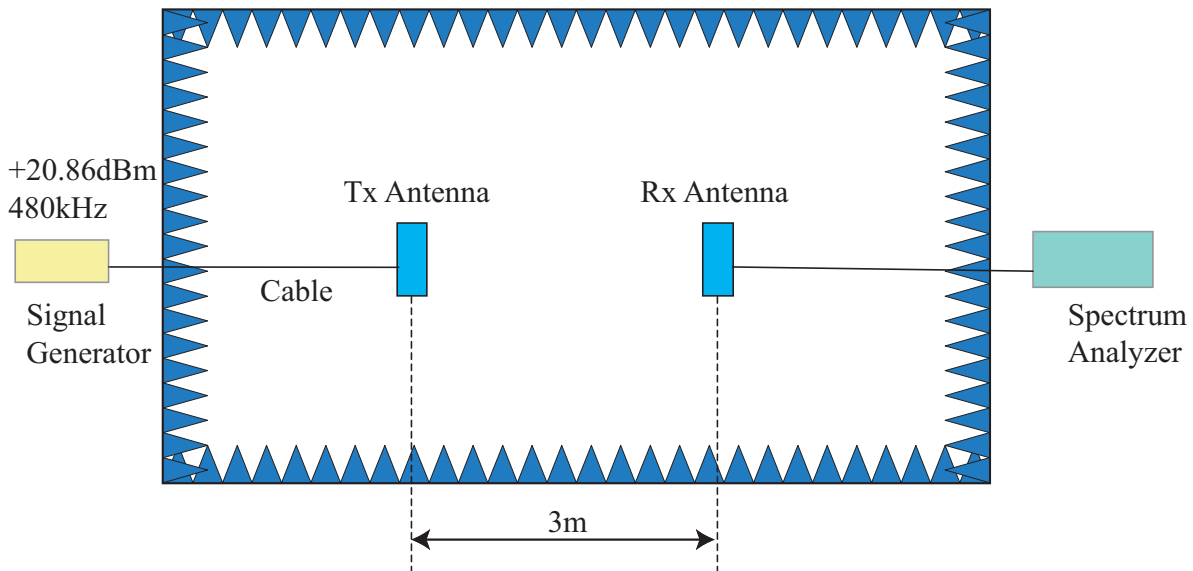


図 2.1: 中波の伝搬損失測定での暗室の様子 (図)



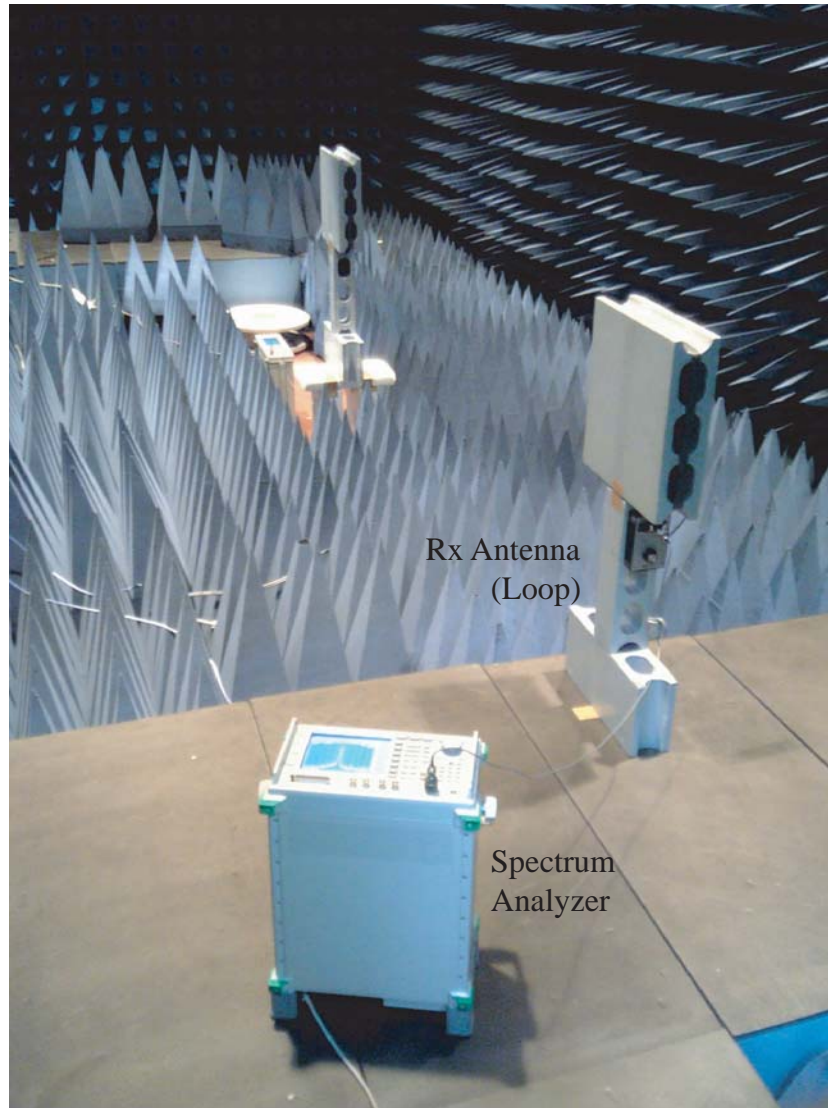


図 2.2: 中波の伝搬損失測定での暗室の様子 (写真はループアンテナの時のもの)

ループアンテナは、波長に対して遥かに小さい寸法で電波を受信できるアンテナである。通常、半波長ダイポールアンテナのようなアンテナは、エレメント長を半波長にすることで定常波を生じさせ、共振状態を作り出す。それに対しループアンテナではループをコイルに見立てており、コイル内部の磁界の変化により誘導起電力を取り出す原理を用いている。このようにエレメントの長さは直接動作には関係しないので、寸法を小さくすることが可能となる。このコイルにコンデンサを加えることで共振回路とし、共振状態を作り出すことで電波を送受信する。コンデンサは可変コンデンサとし、目的とする電波の周波数に同調した時に感度があがる仕組みになっている。このアンテナはループの巻数で受信できる周波数の範囲が決まってくる。巻数が多いと受信できる周波数帯が低くなり、少ないと受信できる周波数帯は高くなる。

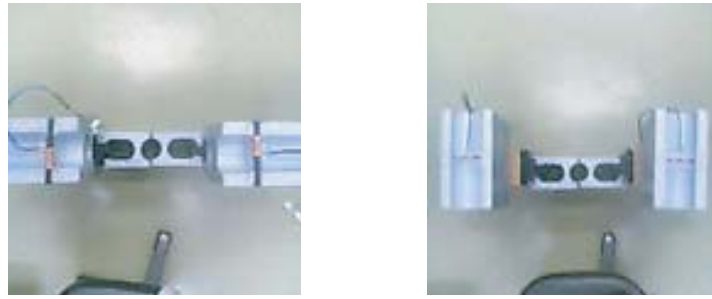
今回の実験ではミズホ通信社の大型ループアンテナ作成キット「UZ-K1」を用いて実

験を行っている．ループは正方形の発泡スチロールに巻きつけてあり，アンテナのサイズは  $380\text{mm} \times 340\text{mm}$  で 15 巻きとする．同調を取った際の最大のゲインが得られる向きは送受信アンテナの向き合う部分の面積が最小となる時であったため，この向きを  $0^\circ$  として，受信アンテナを  $\pm 90^\circ$  方向に回転させ測定を行う．使用したループアンテナと，最大ゲインが得られる向きを示した写真を図 2.3 に示す．



図 2.3: 実験に使用したループアンテナ

バーアンテナもループアンテナ同様，巻きつけた導体をコイルに見立て，可変コンデンサと共振回路をつくることで共振状態を作り出すアンテナである．これによりアンテナを波長に比べて十分小さいものにすることが可能となる．バーアンテナがループアンテナと違う点は，バーアンテナは導体を磁性体に巻きつけている点で，この磁性体はコイルの性能を高める働きをしている．コイルの断面積は大きいほど磁場に対する効率がよくなるため，断面積の大きいループアンテナよりも性能は劣るがその分小型化が可能となる．今回の実験では市販のラジオから取り出したバーアンテナを用いており，磁性体の直径が  $10\text{mm} \times 9\text{mm}$ 、長さが  $100\text{mm}$  のバーアンテナと，磁性体の直径が  $5\text{mm} \times 3\text{mm}$ 、長さが  $50\text{mm}$  のバーアンテナの二種類を測定する．同調を取った際の最大のゲインが得られる向きを調べたところ，大きいバーアンテナは，送受信アンテナの向き合う部分の面積が最大となる時がゲイン最大であったため，この向きを  $0^\circ$  とし，小さいバーアンテナは，送受信アンテナの向き合う部分の面積が最小となる時がゲイン最大であったため，この向きを  $0^\circ$  とする．この向きから送信側は固定し，受信アンテナを  $\pm 90^\circ$  方向に回転させ測定を行う．使用したバーアンテナ二つと，最大ゲインが得られる向きを示した写真を図 2.4 に示す．



Large

Small

図 2.4: 実験に使用したバーアンテナ

3つのアンテナの実験結果を図 2.5 に示す．図 2.5 の結果，ループが最大放射方向の伝搬損失が 43.89 と一番小さく，大きいバーアンテナが 87.16，小さいバーアンテナが 102.35 と一番伝搬損失が大きいという結果になった．これは導体によって見立てているコイルの断面積が大きいほど伝搬損失が小さいことを示している．また，ループアンテナと大きいバーアンテナは双方向指向性となっており， $90^\circ$  方向にはっきりとヌルが向いているが，小さいバーアンテナではバーアンテナの指向性にあるはずのヌル点を確認できない結果となった．距離による伝搬損失の変化を図 2.13 に示す．

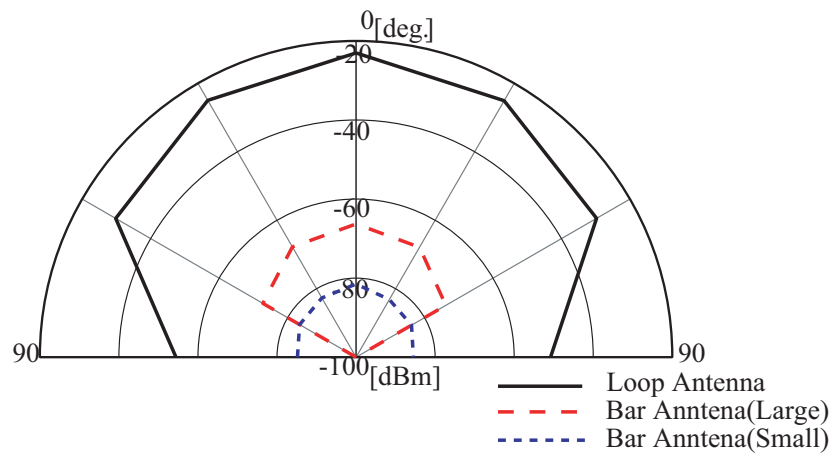


図 2.5: 中波の 3m 地点での伝搬損失測定

## 2.2 UHF 帯における各無線モジュールの伝搬損失測定

本節では、実際に販売されている無線トランシーバの伝搬の様子を調べるため電波暗室にて実験を行っている。近年では CMOS プロセスで高周波アンプができるようになったことから、ワンチップの無線トランシーバが生産されている。本論文の実験で用いているのはノルウェーの Chipcon 社から出されている UHF 帯の無線トランシーバ IC 「CC1000」と「CC1020」である。この IC は周波数や送信出力をはじめ、ほとんどのパラメータは内部レジスタのデータ設定で決まり、ソフトウェア的に書き込んで変更できるようになっている。日本の電波法にも合わせたものとなっており、日本の規格だけでなく、米国や欧州の規格にも適合するように設計されている。したがって、このデータをマイコンでコントロールすれば、いろいろな仕様のトランシーバが構成できる。つまり広い意味で一種のソフトウェア無線機と呼ぶことができる IC である。外付けの部品には、基準クロック発生用の水晶発振子とアンテナ整合回路を必要とする。この 2 つの IC の共通の特徴としては小型、超低消費電力、低価格、高感度、デジタル RSSI (Receiving Signal Strength Indicator) 及びビットシンクロナイザー内蔵などが挙げられる。単方向/双方向でデジタルデータ伝送が可能で、主な用途として Chipcon 社から挙げられているものに、認証キーレスエントリー、自動検針 (水道、ガス、電気、医療など)、ワイヤレスアラーム、工業向けリモートコントローラ、セキュリティシステムなどがある。

これら二種類のチップを同じく Chipcon 社から販売されている評価ボードを用いて実験を行っている。この評価ボードは、パソコンとつないで、同社の「SmartRF Studio」というソフトウェアを用いて所望の周波数、送信出力、変調方式を設定すると、IC が動作する仕組みとなっている。今回の実験では IC トランシーバを送信機として利用し、標準ダイポールで受信して電界強度を測定する。その際、アンテナを装着した状態、アンテナを装着するポートを開放した状態、アンテナを装着するポートを  $50\Omega$  終端した状態の 3 パターンについて、それぞれ測定を行う。実験するボードのアンテナを挿入するポートが先頭を向く時を  $0^\circ$  として、 $30^\circ$  間隔で  $360^\circ$  方向回転させる。送受信間の距離は  $3m$ 、送信出力は  $-20dBm$  でどちらも実験を行っている。暗室での実験の様子を図 2.6 に示す。また、アンテナを開放または終端する時は電界強度の値が小さすぎてスペクトラムアナライザで読み取れないので、 $35dB$  のプリアンプを接続して測定を行っている。

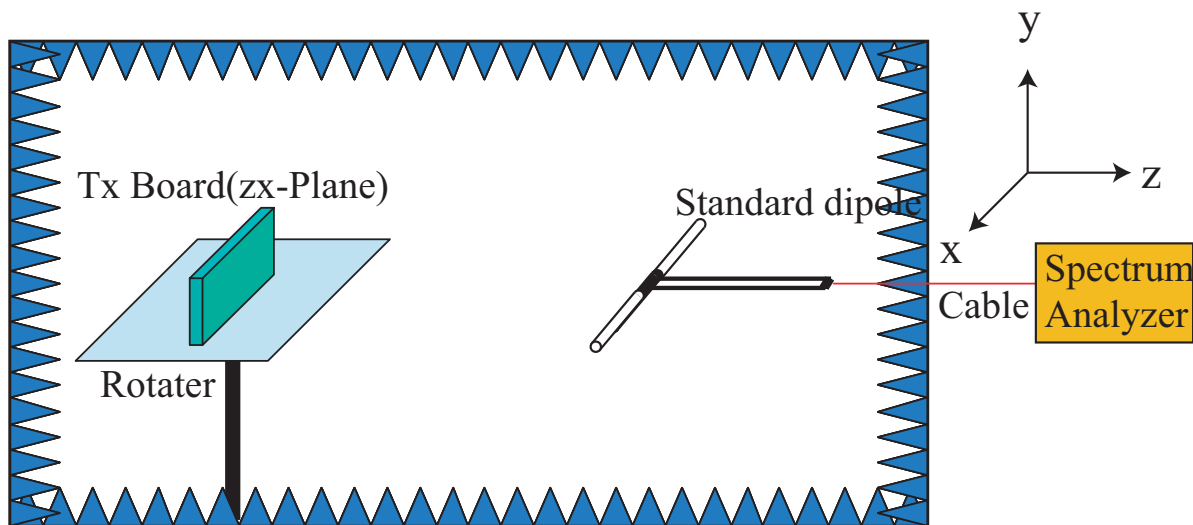


図 2.6: 微弱無線ボードの測定実験の様子 (図はボードの  $yz$  面, 水平偏波測定時)

### 2.2.1 315MHz 帯での測定

CC1000 のボードを図 2.7 に示す．CC1000 は周波数を 300MHz ~ 1000MHz で設定可能で, 315, 433, 868, 915MHz といった各国の ISM/SRD (Short Range Device) 帯に対応している．CC1020 よりも低消費電力であり, 電池で十分な期間, 駆動させることができる．今回の実験での CC1000 のデータ設定を表 2.2.1 に示す．

表 2.2: CC1000 のデータ設定

X-tal Frequency	14.745600MHz
X-tal Accuracy	$\pm 20$ ppm
RF Frequency	315.073886
Frequency Separation	64kHz
Data Rate	2.400kBaud
Data Format	Manchester
RF Output Power	-20dBm
Mode	Tx
Distance between transmitting and receiving antennas	3m



図 2.7: CC1000

CC1000の3パターンにおける電界強度を測定した結果を図2.8, 図2.9に示す。アンテナを装着して送信した時の伝搬損失は約 $50dBm$ であった。またアンテナを開放して送信した時の伝搬損失は約 $85dBm$ ほどであった。この測定によりアンテナを開放した状態でのもれ電波は、アンテナから送信した電波より約 $35dB$ 程小さい電界強度を持つことがわかる。また、開放時と終端時の電界強度はほとんど変わらないことがわかる。開放時と終端時の電界強度が変わらないということは、電波はアンテナの端子以外のどこかから漏れていると考えられる。



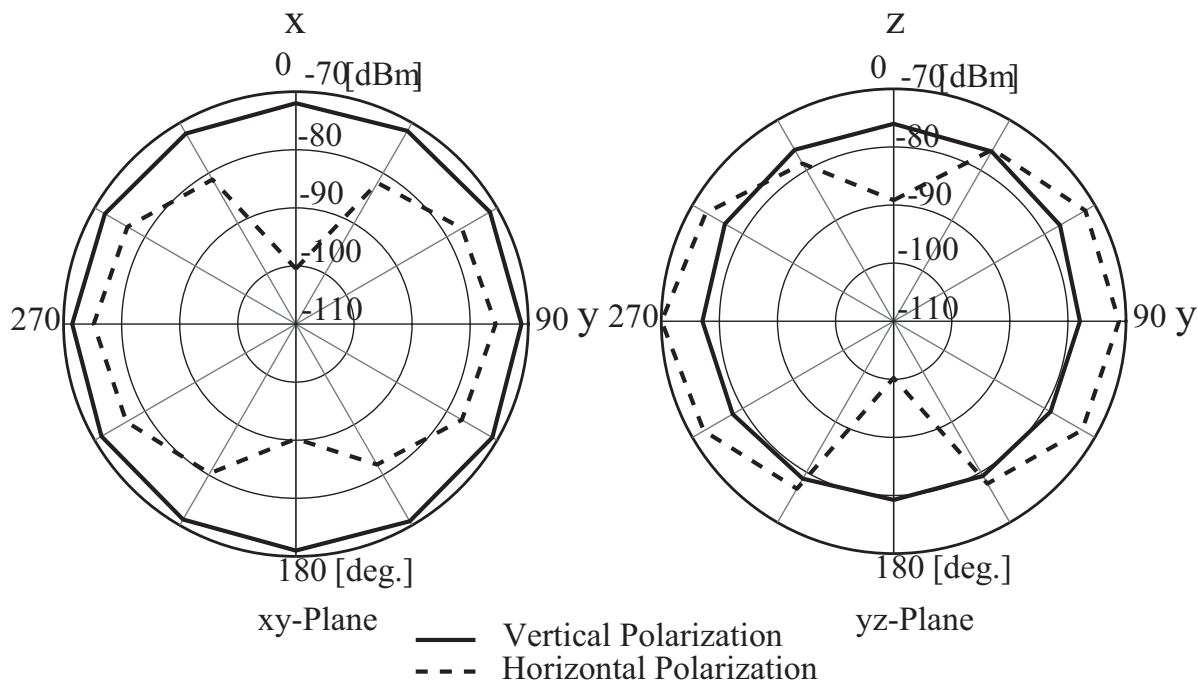


図 2.8: CC1000 アンテナ装着時の 3m 地点における電界強度

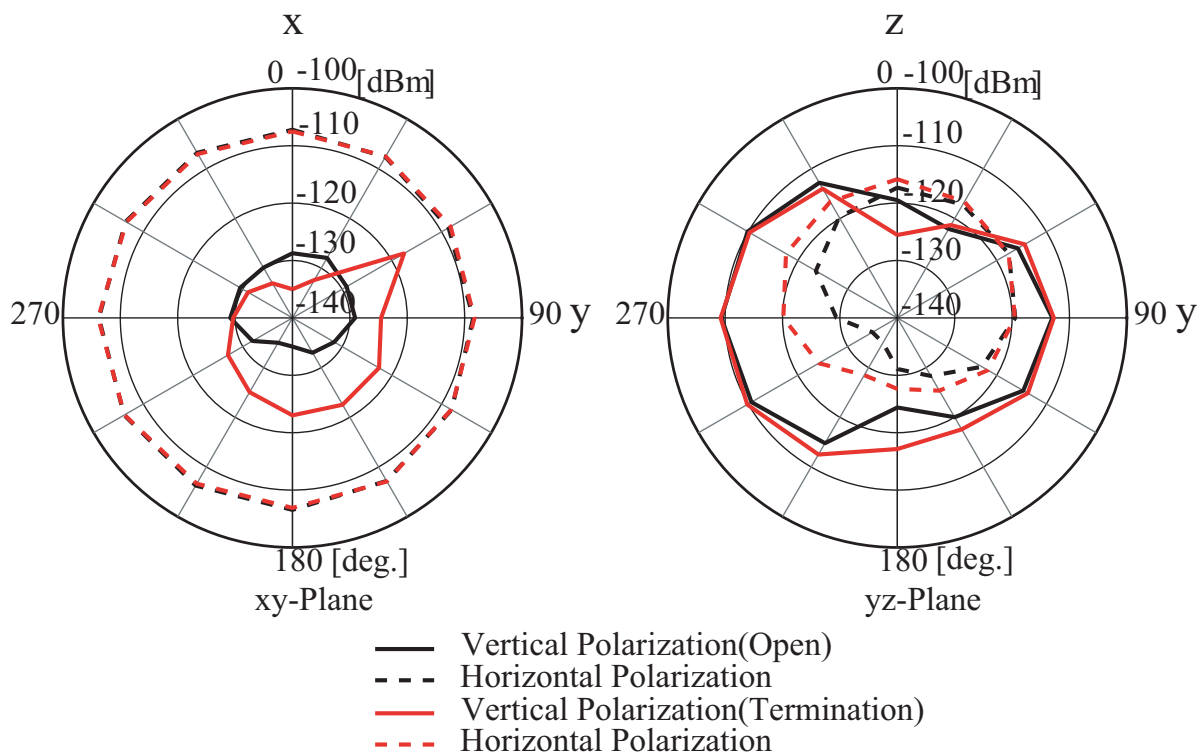


図 2.9: CC1000 アンテナ開放及び終端時の 3m 地点における電界強度

## 2.2.2 433MHz 帯での測定

CC1020 のボードを図 2.10 に示す．CC1020 の周波数レンジは 402MHz ~ 470MHz 帯と 804MHz ~ 940MHz 帯で，マルチチャネルによる狭帯域なデータ伝送に対応できる．今回の実験での CC1020 のデータ設定を表 2.2.2 に示す．

CC1020 の 3 パターンにおける電界強度を測定した結果を図 2.11，図 2.12 に示す．アンテナを装着して送信した時の伝搬損失は約  $56dBm$  であった．またアンテナを開放して送信した時の伝搬損失は約  $106dBm$  ほどであった．この測定によりアンテナを開放した状態でのもれ電波は，アンテナから送信した電波より約  $50dB$  程小さい電界強度を持つことがわかる．また，開放時と終端時の電界強度は水平面は値が低すぎて読み取れなかった．垂直面は開放時と終端時でほとんど変わらないことがわかる．

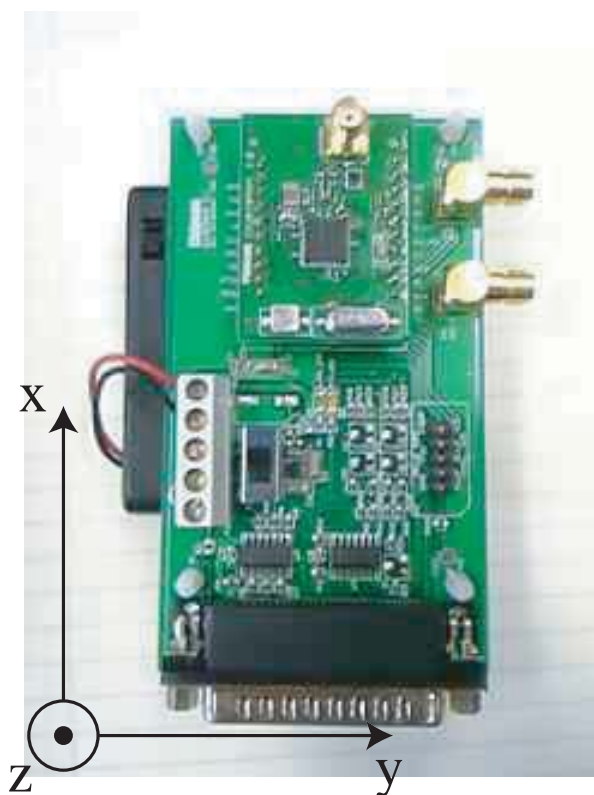


図 2.10: CC1020



表 2.3: CC1020 のデータ設定

X-tal Frequency	14.745600MHz
X-tal Accuracy	$\pm 5$ ppm
RF Frequency	433.000000
Frequency Separation	4.950kHz
Data Rate	4.800kBaud
Data Format	NRZ(Non Return to Zero)
RF Output Power	-20dBm
Channel Spacing	25kHz
Modulation	FSK
Mode	Tx Pseudo Random
Distance between transmitting and receiving antennas	3m

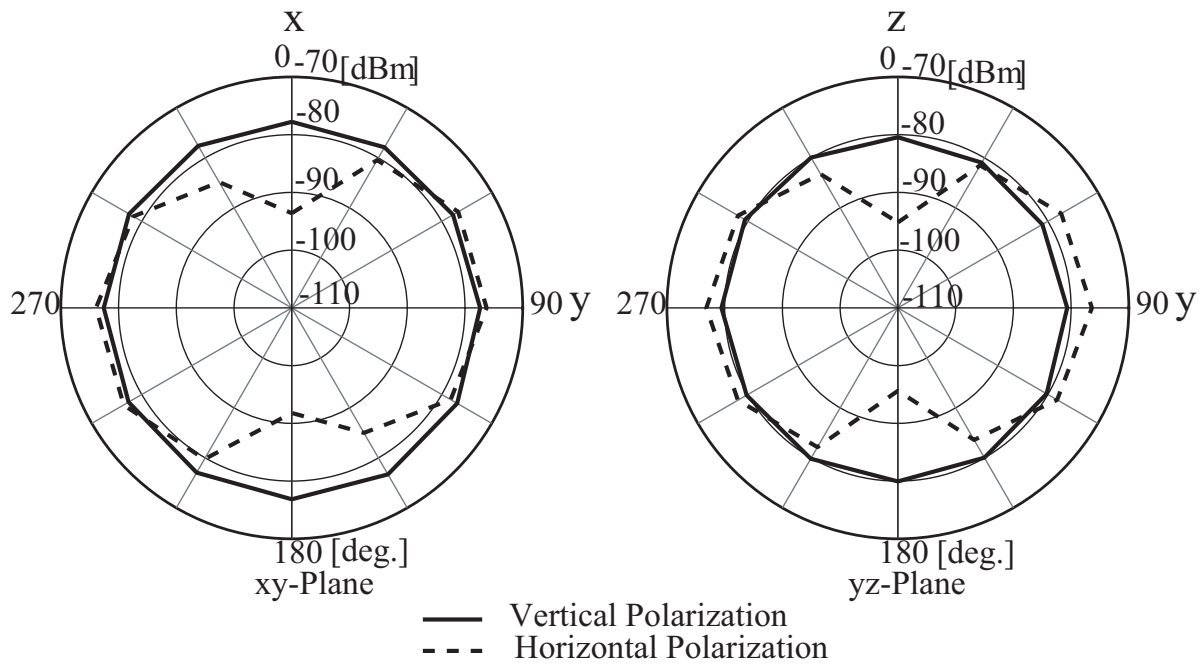


図 2.11: CC1020 アンテナ装着時の 3m 地点における電界強度

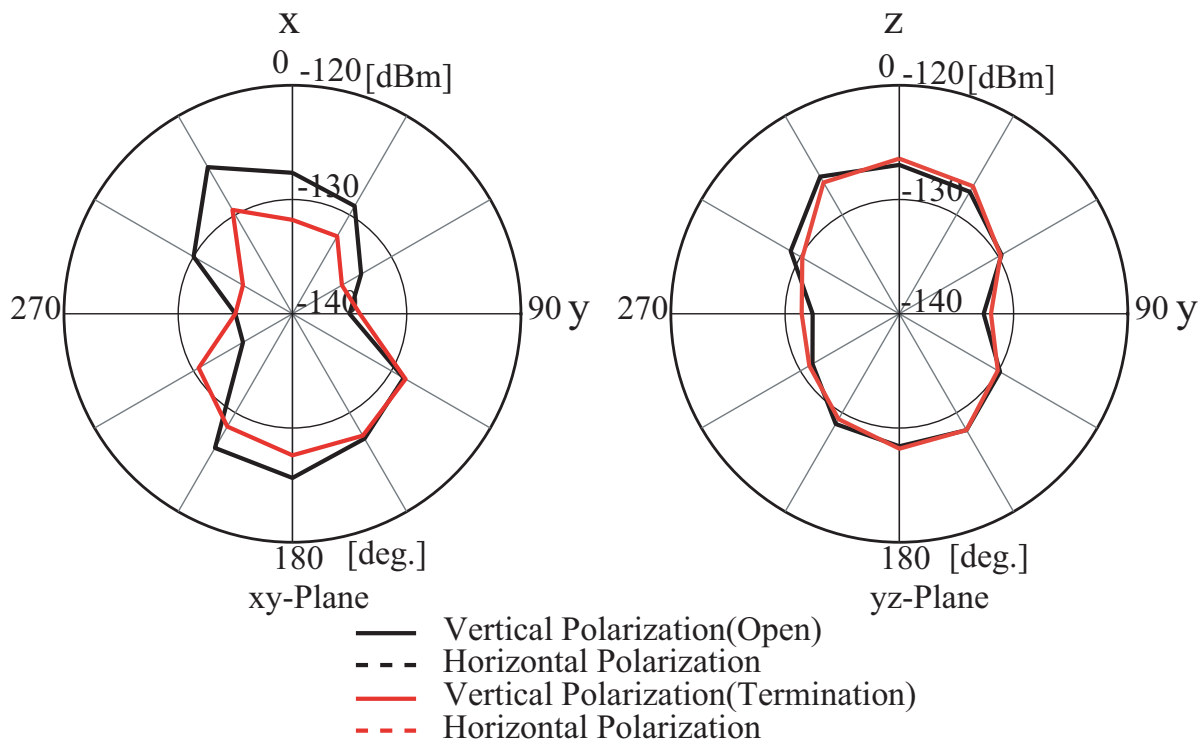


図 2.12: CC1020 アンテナ装着時の 3m 地点における電界強度

### 2.2.3 距離による伝搬損失測定

LF 帯における電波の距離による空間伝搬損失の変化を図 2.13 に、UHF 帯における電波の距離による空間伝搬損失の変化を図??に示す。図 2.13 から、アンテナにより空間伝搬損失が変化するということがわかる。また周波数別に見ると、0.5m から 3.0m にかけての LF 帯の電波の空間伝搬損失が約 40dB ~ 50dB であるのに対し、315MHz で約 12dB ~ 15dB、433MHz で約 16.5dB ~ 18.5dB と、近距離における空間伝搬損失は LF 帯の電波よりも UHF 帯の電波の方が小さいことがわかる。以上のことから、LF 帯の方が 3m 地点で損失が大きいことから UHF 帯に比べ、強い電波を出してもよいことがわかる。それに対し UHF 帯は空間伝搬損失が小さいことから電波の放射量が低くても 3m 地点である程度の放射が得られるので、低消費電力に優れると考えられる。

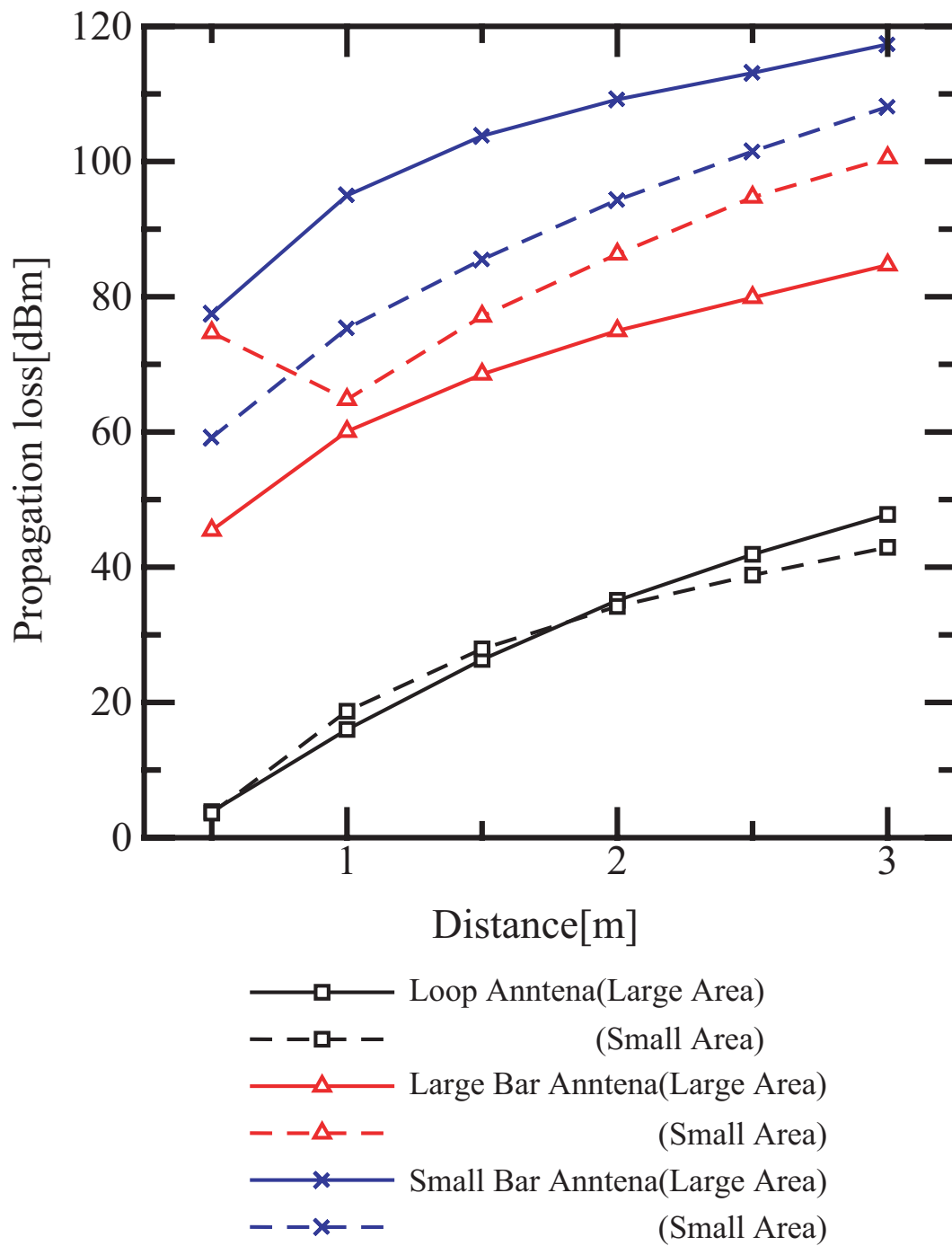
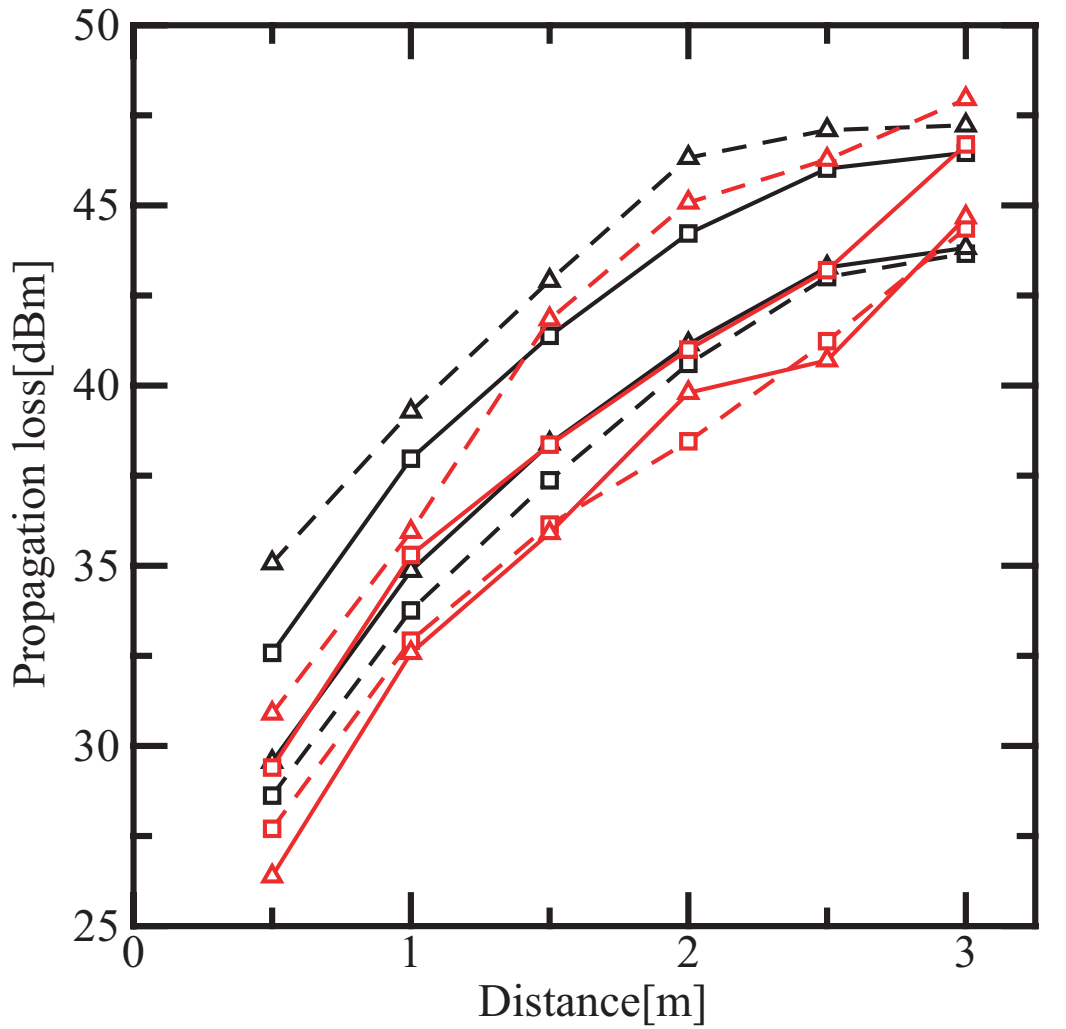


図 2.13: 中波の伝搬損失の距離による変化



- CC1000 Horizontal-polarization (xy-plane)
- -□- - (yz-plane)
- △— Vertical-polarization (xy-plane)
- -△- - (yz-plane)
- CC1020 Horizontal-polarization (xy-plane)
- -□- - (yz-plane)
- △— Vertical-polarization (xy-plane)
- -△- - (yz-plane)

図 2.14: 極超短波の伝搬損失の距離による変化

## 第 3 章

# 電磁結合アンテナを用いた微弱無線通信

本章では，2 章で測定した 315MHz の微弱無線トランシーバを使用して様々な検討を行っている．まず，自由空間に半波長空中線から出力  $p(W)$  で送信した時，距離  $r(m)$  離れた地点での最大電界強度  $E_m$  は 3.1 で表される．

$$E_m = \frac{\sqrt{p}}{r} \quad (3.1)$$

微弱無線における電波法で定められた，315MHz 帯における  $3m$  地点での最大電界強度  $500\mu V/m$  をこの式の  $E_m$  に代入し， $r$  に  $3m$  を代入して計算すると  $p$  は約  $50nW$  と求まる．つまり微弱無線の出力は  $50nW$  以下に収めなければならない．しかし， $50nW$  以下の発振部を作るのは難しい．そのため通常微弱無線機器では，送信出力回路に減衰器を挿入したり，輻射効率の悪い送信アンテナを使って  $3m$  での電界強度を  $500\mu V/m$  以下となるよう調整されている．このように微弱無線のトランシーバ IC を使用する場合は，IC からの電波の放射方法が課題となっている．

そこで本章ではこの微弱無線トランシーバ IC の電波の放射方法としてアンテナを直接接続せず，IC の出力部分から漏れ出る電波を電磁結合により強めて，アンテナのように通信に必要な電界強度や指向性を得ることができないか検討する．これにより，アンテナと IC 間の伝送線路が不要となり，微弱無線機器の開発が容易になると考えられる．まず 3.1 節にて，アンテナを開放した微弱無線機器 CC1000 に無給電素子を近づけ，電磁結合させることで強い放射を得る実験を行っている．そのために，開放状態の CC1000 に対し無給電素子をどの位置に配置するとどのくらい電界強度が強まるのかということを検討している．3.2 節では CC1000 の開放状態の放射に指向性をもたせることを目的として，無給電素子と電磁結合させる．そのために，いろんな長さの無給電素子を導波器，又は反射器として様々な位置で電磁結合させ，無給電素子の適切な長さや位置を検討している．3.3 節では 3.1 節，3.2 節の無給電素子を組み合わせると，その電磁結合の効果を見る．

## 3.1 電磁結合による電界強度の変化

### 3.1.1 電磁結合する距離の検討

給電付近に無給電素子を配置すると、電磁結合して、その無給電素子も放射を行うようになる。その結果、給電素子の放射と無給電素子の放射が空間で合成される。この現象を利用して、より強い放射を得る。本節の実験において給電素子にあたるのが CC1000 の評価ボードで、無給電素子としては 315MHz の半波長ダイポール形状の金属棒を使用する。実験方法は、図 3.1 のように  $xy$  平面でボードの IC 上に無給電素子を配置し、IC と無給電素子との距離  $d$  の変化による電界強度の変化を調べる。図 2.9 から  $xy$  平面では水平面の方が垂直面よりも電界強度が大きいいため、無給電素子と標準ダイポールを水平に配置する。無給電素子の長さは、315MHz の半波長は約  $47.6\text{cm}$  であるが、エレメントの短縮率を考慮した結果により  $44.6\text{cm}$  としている。CC1000 と受信標準ダイポールアンテナとの距離は  $2.3\text{m}$  で、電磁結合させない場合の電界強度は  $-105.6\text{dBm}$  であった。実験諸元を表 3.1 に示す。CC1000 の設定は表 2.2.1 と同じである。

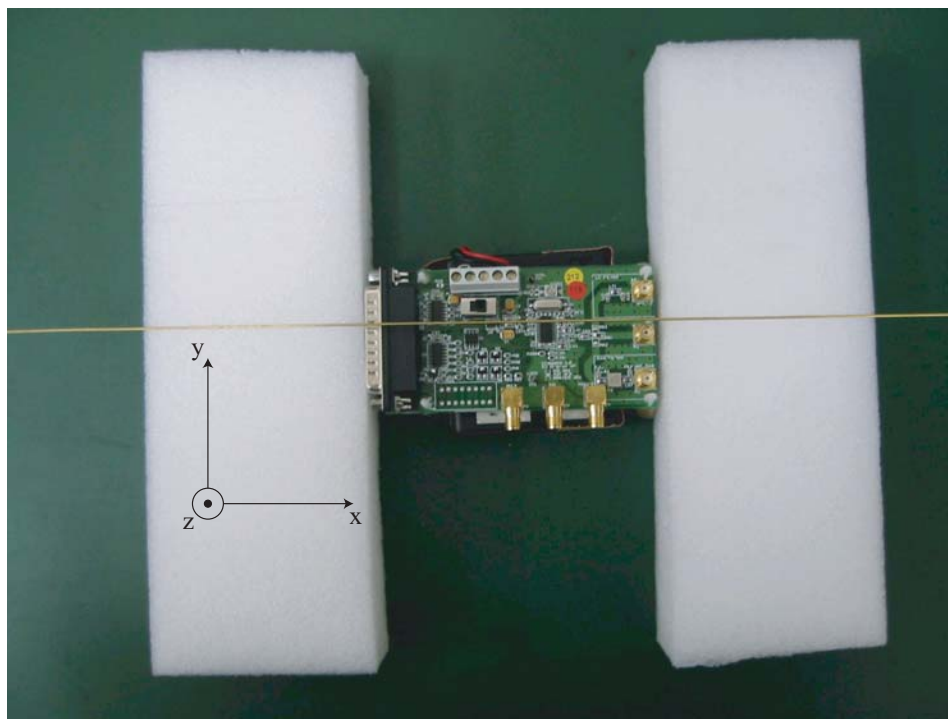


図 3.1: 3.1.1 の電磁結合のさせ方

表 3.1: 3.1.1 の実験諸元

Half-wave length	47.6cm
Element length	44.6cm
Direction of standard dipole	Horizontal direction
Distance between transmitting and receiving antenna	2.3m

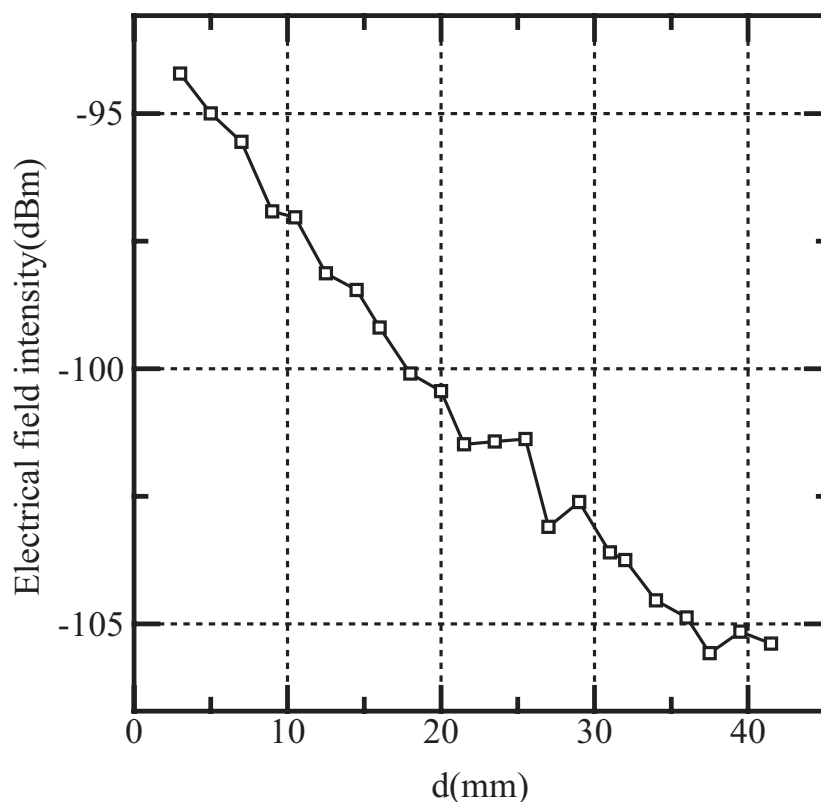


図 3.2: 回路基板と無給電素子の距離による電界強度の変化

実験結果を図 3.2 に示す．この結果より，無給電素子と給電素子との距離が近いほど強い放射を得ており，電磁結合の効果が大きいことがわかる．また電磁結合による効果は距離により単調減少していき， $3cm$  以上離れると電磁結合の効果がノイズにより見えなくなることがわかる．

### 3.1.2 強く電磁結合する位置の検討

図 2.9 からわかるとおり，アンテナをつけていない状態でも CC1000 のボードからは電波が放射されている．この電波が強く漏れている点付近に無給電素子を配置すること

が、一番電磁結合の効果が得られると考えられる。その強く漏れている点を見つけるため、図 3.3 に示すような形状の無給電素子を用意する。図 3.2 の結果より、ボードから無給電素子を約  $3cm$  離すと電磁結合の効果が得られないため、クランク部分は直線部分よりも  $3cm$  ボードに近くなるように設計してあり、その部分でのみ電磁結合するような構造になっている。このクランク形状の無給電素子を用いてボード全体にクランク部分を近づけて電磁結合させ一番強く結合する点を調べる。3.1.1 節同様、実験は  $xy$  平面、標準ダイポール及び無給電素子を水平に配置する。送受信間の距離は  $30cm$ 、送信出力は  $-20dBm$  に設定している。実験の結果、電界強度が一番強まった点を図 3.4 に示す。

また同様の実験を  $zx$  平面上の基板の表側にクランク型無給電素子を配置して行い、電界強度が一番強まった点を図 3.5 に示す。ここで、受信ダイポール水平での  $zx$  平面正面方向と、受信ダイポール垂直での  $yz$  平面正面方向は同じ事を意味するので、 $zx$  平面で電磁結合について考えている。

これより、 $xy$  平面と  $zx$  平面のどちらも IC の RFOUT というピン付近で強く電磁結合することがわかった。また、 $xy$  平面と  $zx$  平面で比較すると、電磁結合させる前では  $xy$  平面のほうが  $zx$  平面よりも、得られる電界強度の最大値は大きい。しかし、電磁結合させると、 $xy$  平面よりも  $zx$  平面の方が電界強度が強くなり、また強く電磁結合させることができる範囲が広いという事がわかる。このような理由から、電磁結合について検討するには  $xy$  平面より、 $zx$  平面で考えた方が強く結合させやすいと思われる。以降の検討は全て  $zx$  平面、受信ダイポールの向きは水平で行う。

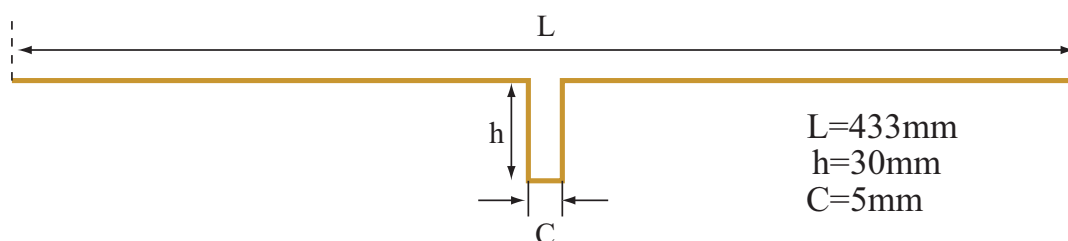


図 3.3: クランク型無給電素子の形状



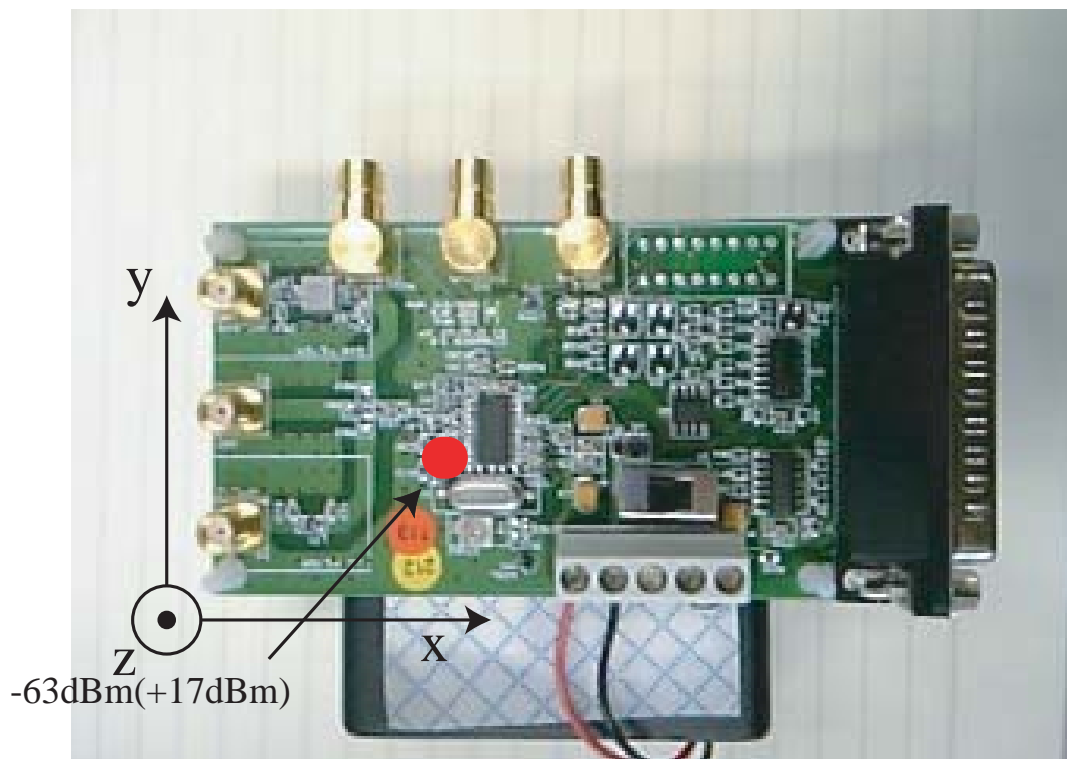


図 3.4: 電磁結合により電界強度が特に強まる点 ( $xy$  平面)

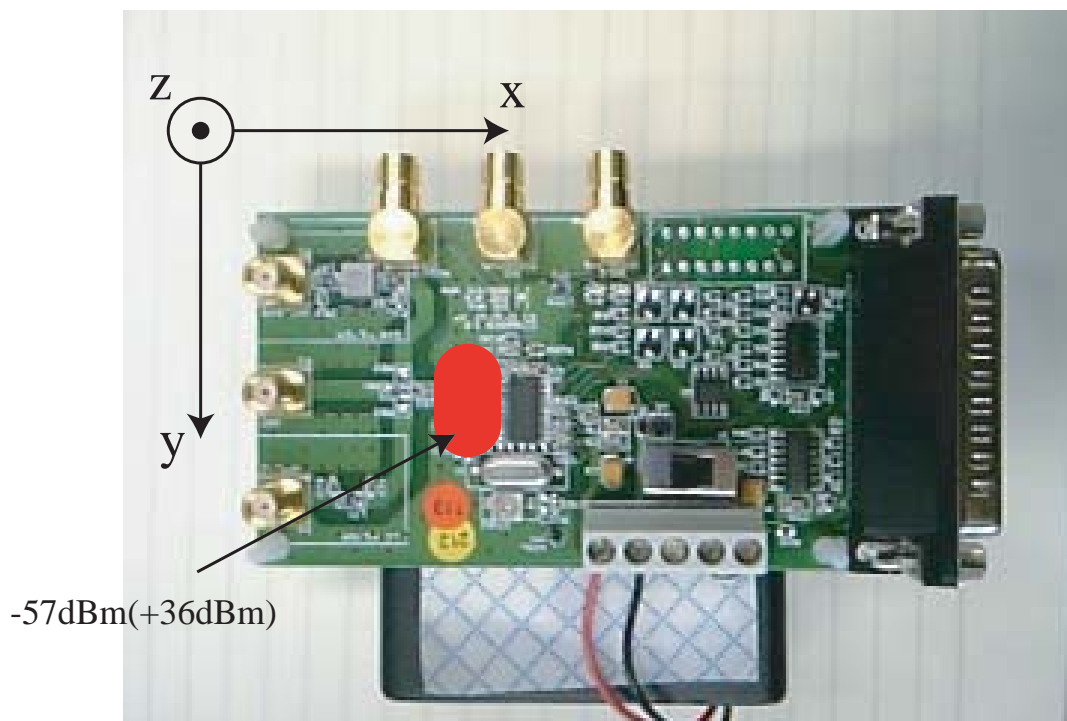


図 3.5: 電磁結合により電界強度が特に強まる点 ( $zx$  平面)

送受信間距離  $1m$  , 送信出力  $10dBm$  の時 ,  $zx$  平面で電磁結合により一番電界強度が得られる点にクランク型無給電素子を配置し ,  $360^\circ$  電界強度の変化を確認する . 実験の様

子を図 3.6, 実験結果を図 3.7 に示す.  $a$  の線は開放状態の電界強度,  $b$  の線はクランク型無給電素子で電磁結合した時の電界強度を表している.  $0^\circ$  の時が正面方向である. これより, 無給電素子の電磁結合効果で, 基板の正面方向に  $23.63dBm$  ほど強く放射することがわかる. この時の無給電素子は基板と同様に放射器として働いているといえる.

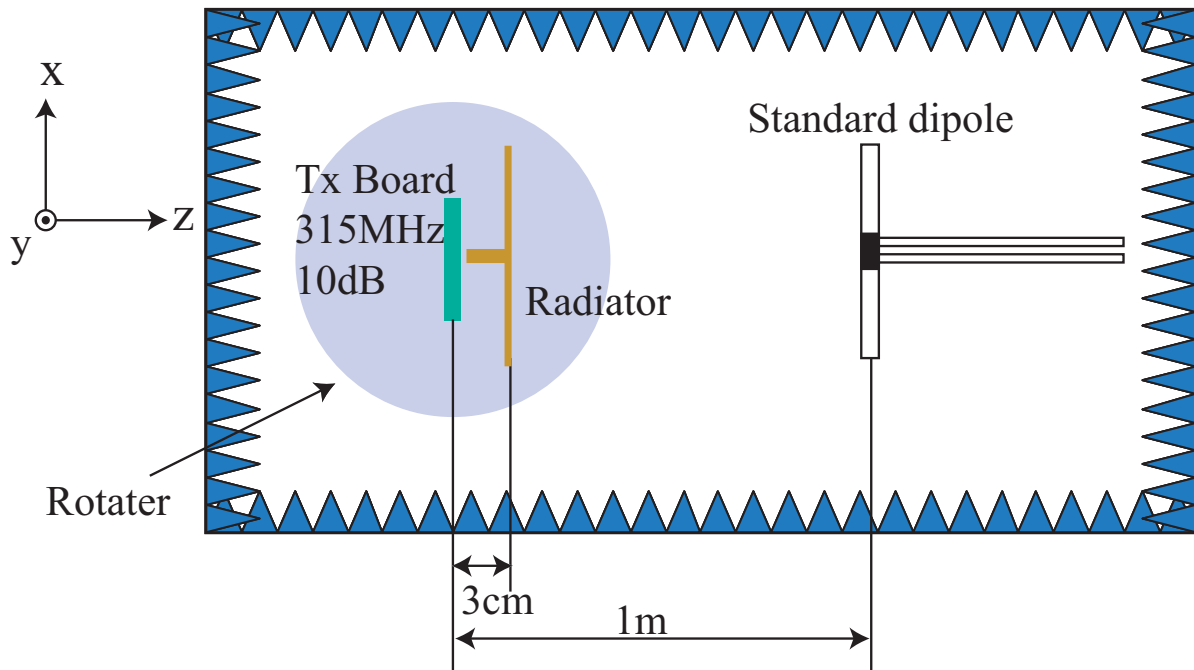


図 3.6: クランク型無給電素子による電磁結合の実験様子

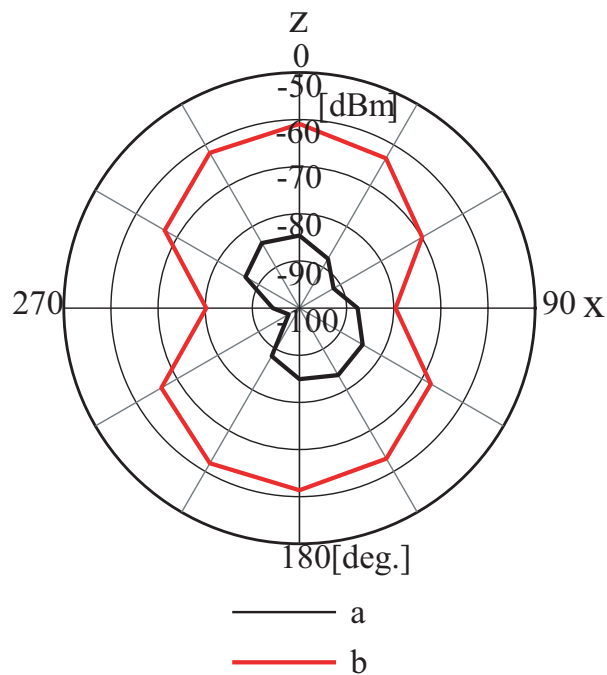


図 3.7: クランク型無給電素子をつけた時の電界強度の変化 (zx 平面)

## 3.2 電磁結合による指向性の制御

無給電素子を配置することで指向性を絞る例として八木・宇田アンテナがある。このアンテナは、導体棒が  $\frac{\lambda}{2}$  より短いと  $\frac{\lambda}{2}$  のものより電流の位相が遅れ (導波器),  $\frac{\lambda}{2}$  より長いと  $\frac{\lambda}{2}$  のものより電流の位相が進む (反射器) ことを利用したもので、給電素子と導波器・反射器の位相を、観測点までの各素子の距離で調整することにより同相にして、観測点での電界強度を強める。その時、観測点と反対側では逆相となり互いに打ち消しあって電界強度は弱まるので、単一指向性を得ることができる。

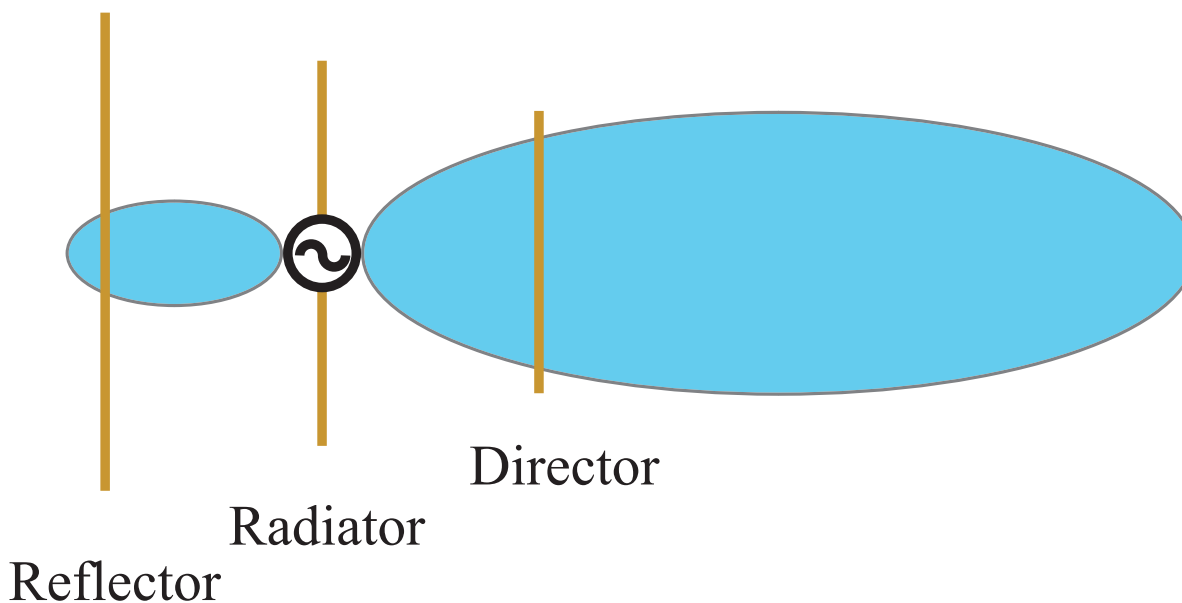


図 3.8: 導波器と反射器

全ての物質に情報が組み込まれる社会では、人が情報を得たいと思う物質とのみ通信するために、送信端末の単一指向性が必要となる場合が存在する。従って本節では、至近距離通信デバイスを無給電素子によって指向性を絞ることができるか検討する。実験では全て  $zx$  平面、受信ダイポールの向きは水平、送受信間距離  $1m$ 、送信出力  $10dBm$  で検討を行っている。

### 3.2.1 導波器を用いた指向性制御

無給電素子を導波器として使用した場合の CC1000 の電界強度、及び指向性の変化を検討する実験を行う。実験は、導波器の元素長と、導波器とボードの間隔をそれぞれ変えた時の指向性の変化を見ている。導波器とボードの間隔が大きければ大きい程、

微弱無線機器としては大型となってしまうので，導波器は基板よりも  $3\text{cm}$  ほど受信側に近い位置に配置している．実験の様子を図 3.9 に示す．

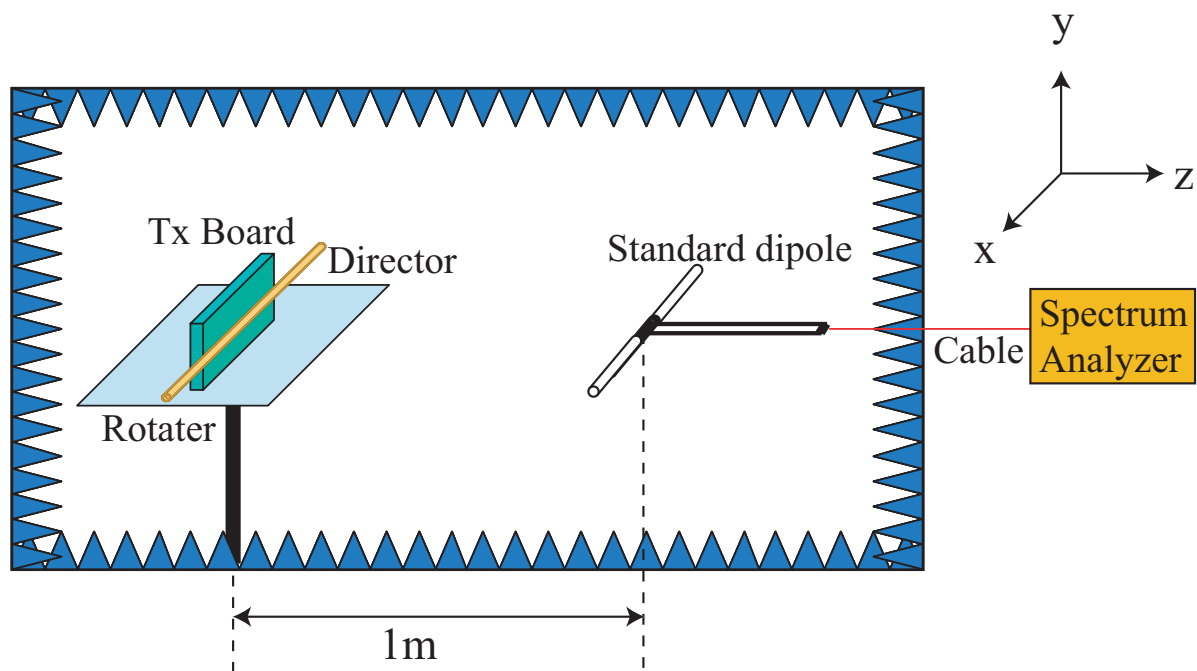


図 3.9: 導波器を用いる実験の様子

この時のエレメント長を変化させることによる指向性の比較を図 3.10 に示す． $a$  の線は開放状態の電界強度， $b$  の線は導波器で電磁結合した時の電界強度を表している．

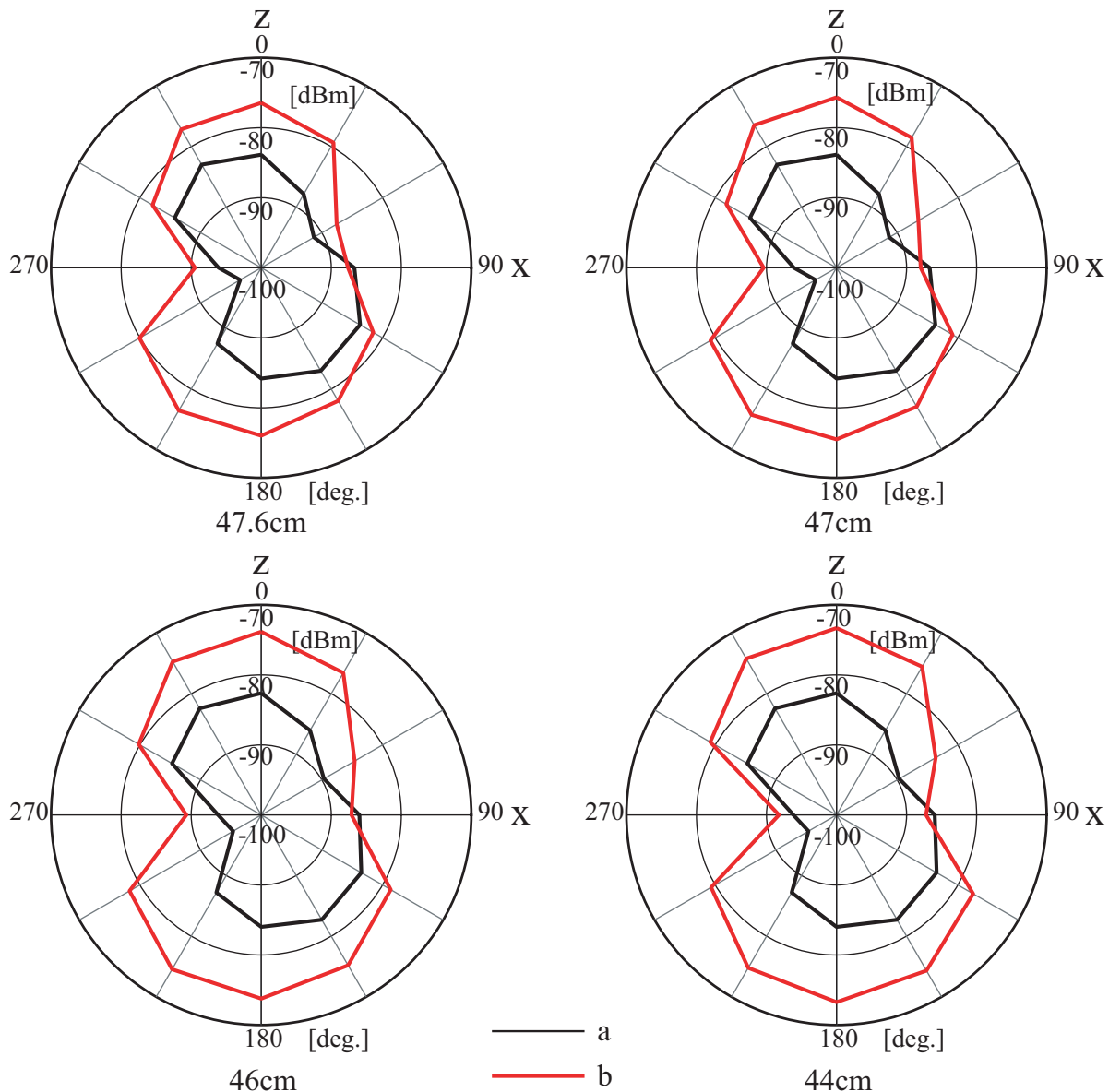


図 3.10: 間隔 3cm の導波器のエレメント長の違いによる電界強度の変化の比較

これより，無給電素子の長さに関係無く電界強度は基板の正面も裏側も強まっていることがわかる．これはボードと無給電素子の間隔が 3cm では間隔が狭すぎて，無給電素子が導波器として働いておらず，無給電素子が電磁結合され，単純にダイポールアンテナとして放射していることを意味している．また，この中で正面方向の電界強度を一番強めているエレメント長である 44cm の無給電素子で，ボードと導波器の間隔を変化させたものを図 3.11 に示す．*a* の線は開放状態の電界強度，*b* の線は導波器で電磁結合した時の電界強度を表している．

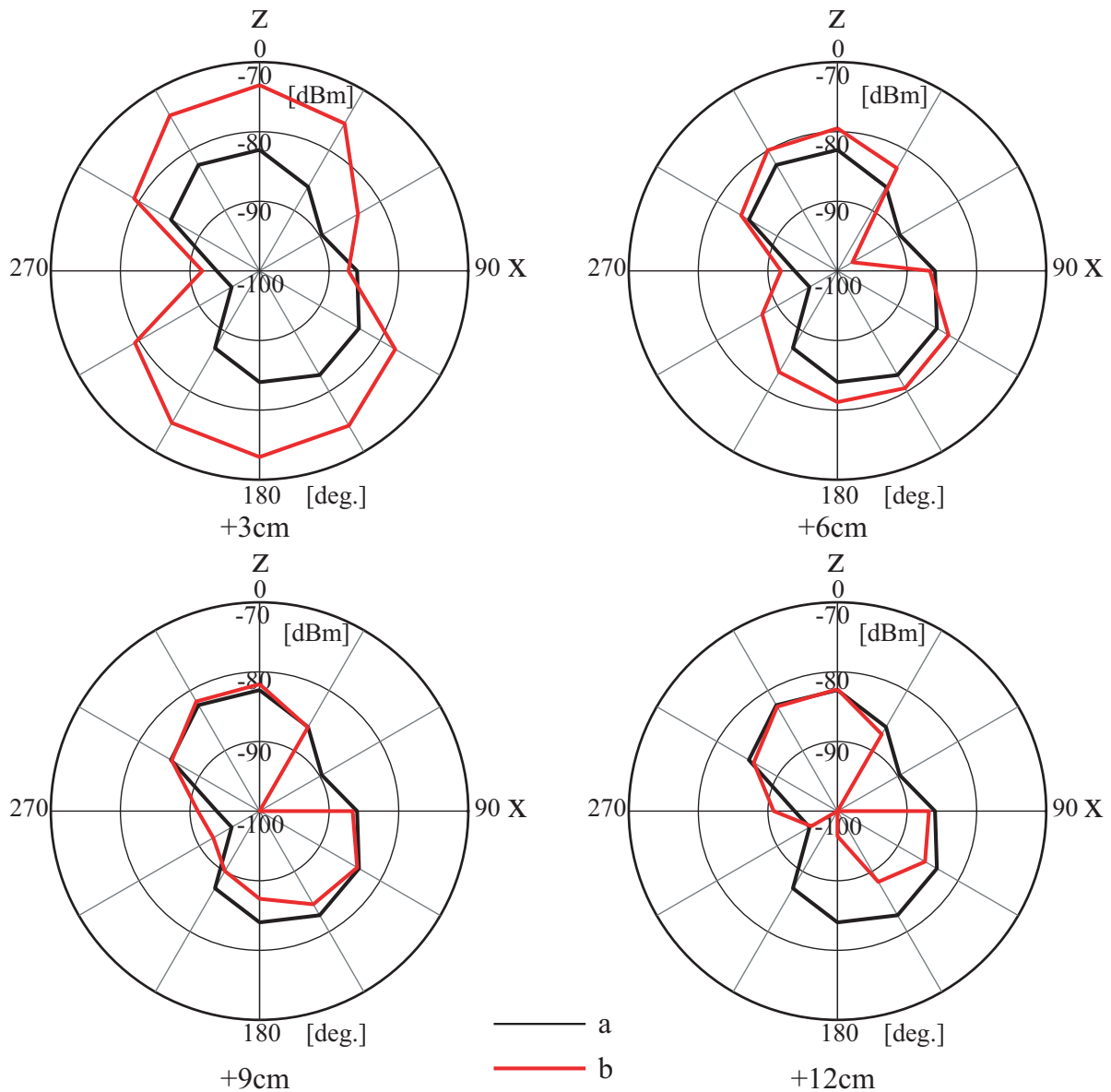


図 3.11: エレメント長 44cm の導波器の間隔の違いによる電界強度の変化の比較

これより、間隔が広くなるにつれて、指向性が単一方向に絞られていくのがわかる。しかし、正面の電界強度も間隔が広がっていくにつれて減少してしまっている。間隔を広げなくては指向性が絞れず、広げるほどに正面方向の電界強度が下がっていつてしまうことから、導波器による微弱無線機器の指向性の制御は形状が大型になってもいい時を除き、困難だと考えられる。

### 3.2.2 反射器を用いた指向性制御

無給電素子を反射器として使用した場合の CC1000 の電界強度，及び指向性の変化を検討する実験を行う．実験は導波器の時と同様，無給電素子のエレメント長と，ボードと反射器の距離を変化させた時の指向性の変化を見る．今度の実験は，無給電素子は反射器として動作させるため，受信アンテナから見てボードよりも遠くに配置する．導波器の実験同様，微弱無線機器を極力小型化すべく，ボードと反射器の間隔は  $3\text{cm}$  とする．実験の様子を図 3.12 に示す．

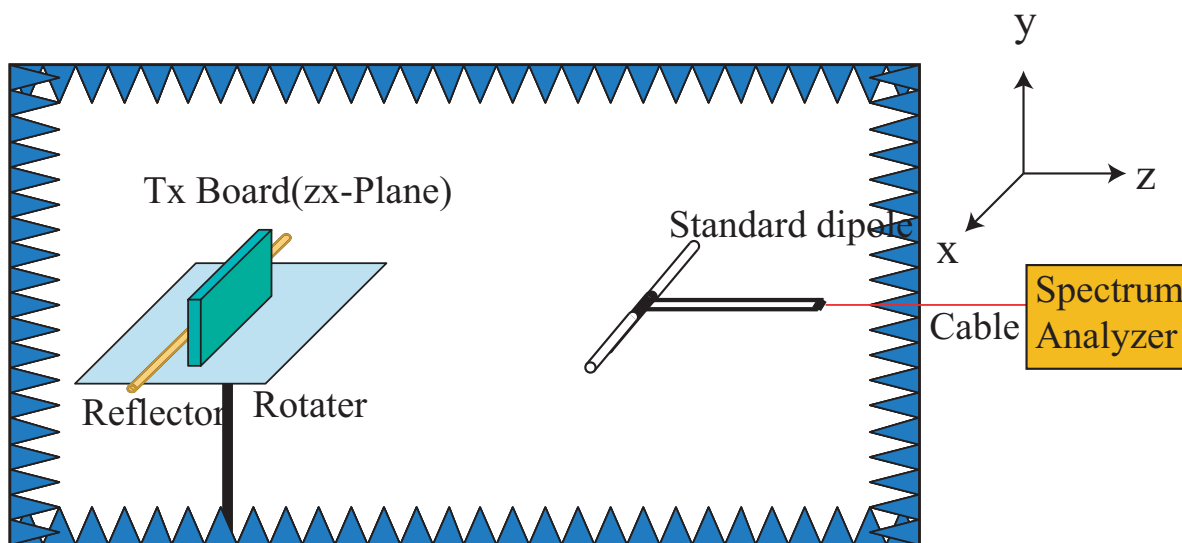


図 3.12: 反射器を用いる実験の様子

この時のエレメント長の変化による指向性の比較を図 3.13 に示す． $a$  の線は開放状態の電界強度， $b$  の線は反射器で電磁結合した時の電界強度を表している．

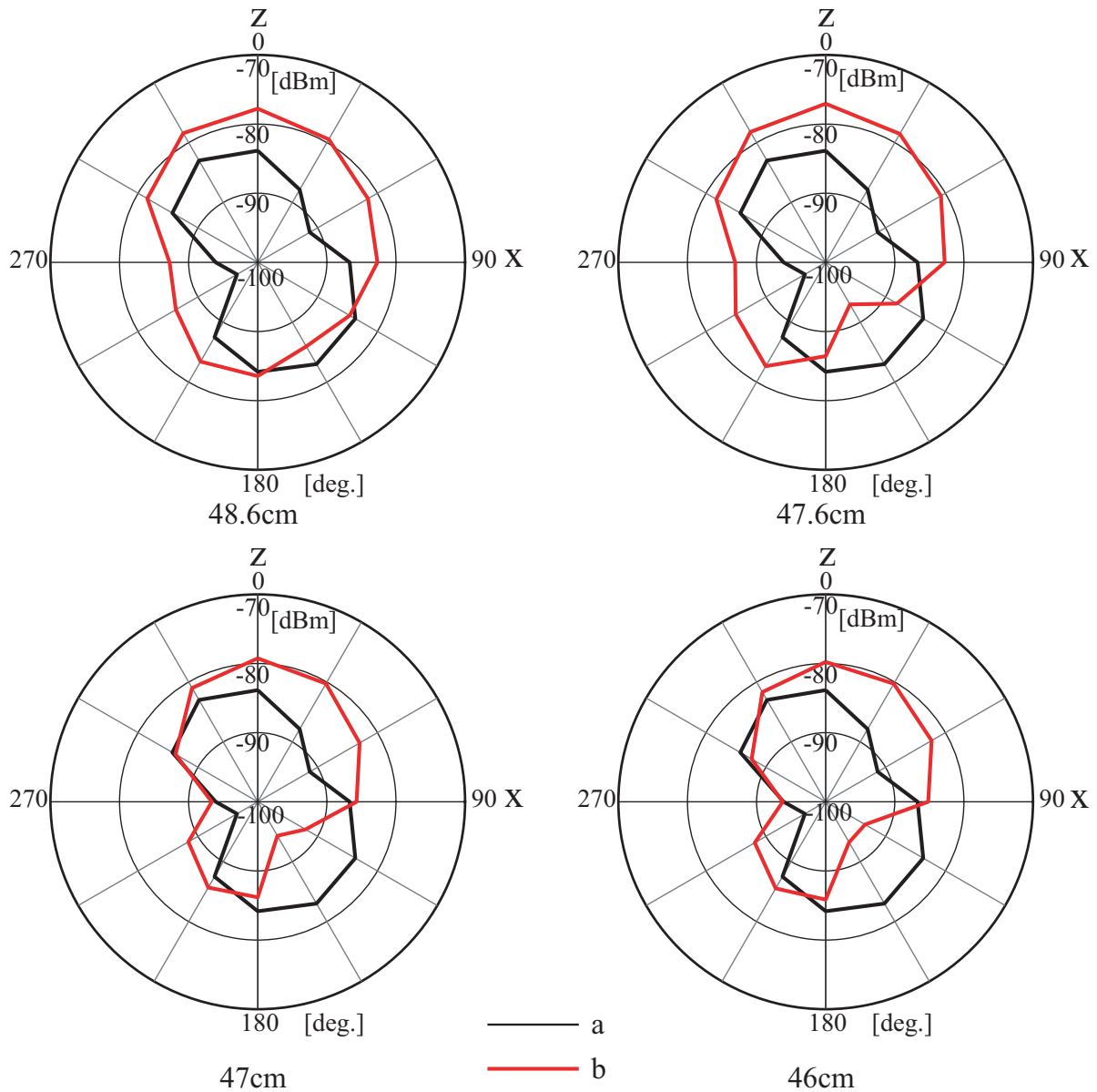


図 3.13: 間隔 3cm の反射器のエレメント長の違いによる電界強度増幅の変化の比較

これより、どのエレメント長でも全体的に  $120^\circ$ 、 $150^\circ$ 、 $180^\circ$  で電界強度は減少し、それ以外の方向の電界強度が強まっていることがわかる。つまり、 $3\text{cm}$  という非常に狭い間隔でありながら、無給電素子が反射器として動作していることがわかる。また、この中で正面方向の電界強度を一番強めているエレメント長である  $47.6\text{cm}$  の無給電素子で、ボードと導波器の間隔を変化させたものを図 3.14 に示す。a の線は開放状態の電界強度、b の線は反射器で電磁結合した時の電界強度を表している。



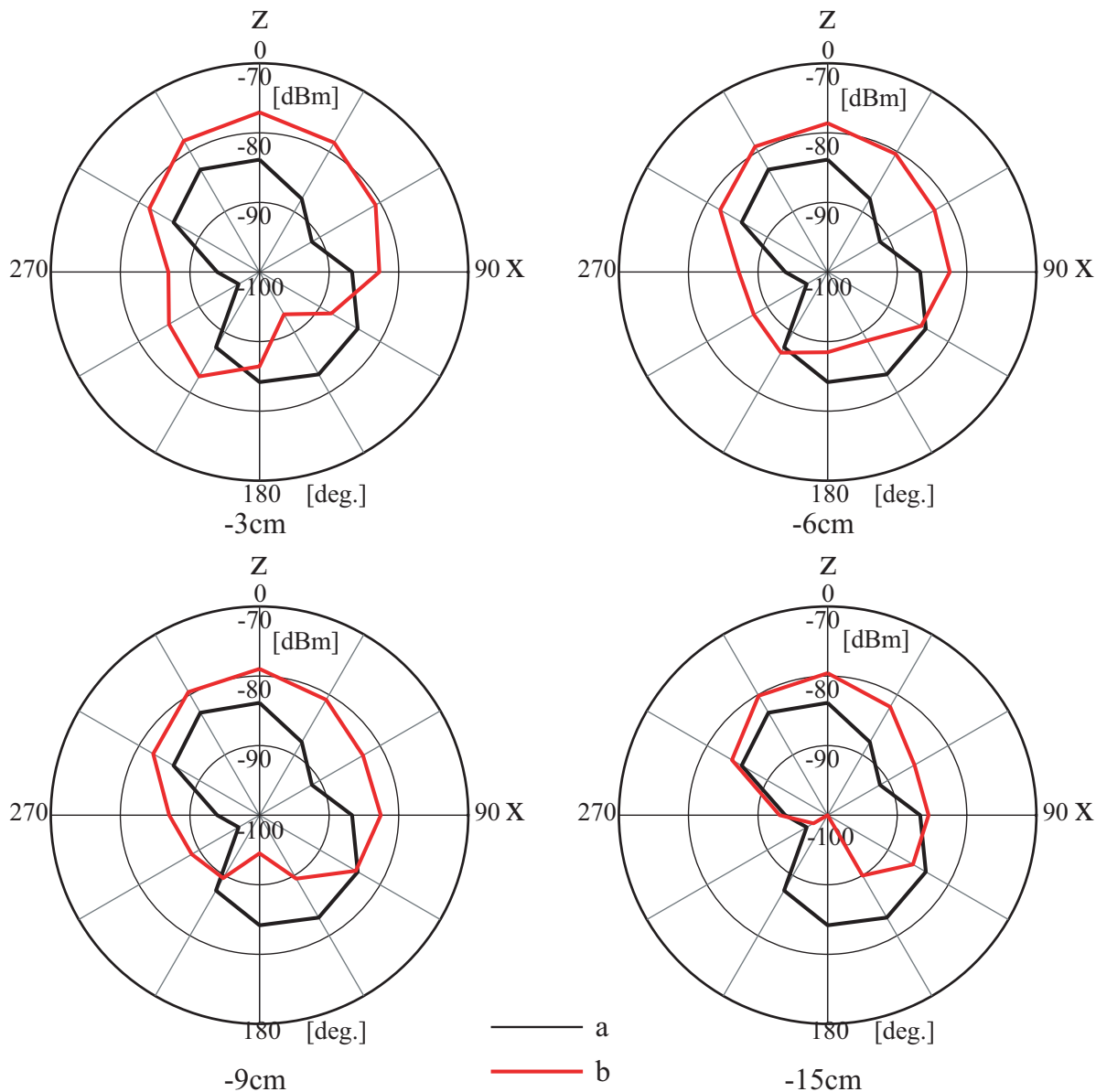


図 3.14: エレメント長 47.6cm の反射器の間隔の違いによる電界強度の変化の比較

これより、間隔が広がるにつれ、ボードの裏側の電界強度が弱められ、指向性を制御できていることがわかる。つまり間隔が広い程、より反射器として機能することがわかる。しかし、正面の電界強度のみに注目すると、電界強度を一番強めているのは、間隔の狭い 3cm の時であることがわかる。

これらの結果から一番良い無給電素子の配置位置と長さを考える。微弱無線機器をあまり大型なものにしないためには、ボードと無給電素子の間隔はできるだけ小さいことが好ましい。その中で、ある程度指向性を制御し、正面方向の電界強度を強めているものとしては、間隔 3cm、エレメント長 47.6cm の反射器が該当すると考えられる。

### 3.3 放射器と反射器の両方による電磁結合

3.1 節よりわかった，強く電磁結合する位置に配置するクランク型の無給電素子 (放射器として動作) と，3.2 節よりわかった，受信ダイポールから見て基板よりも  $3\text{cm}$  近い位置に配置する， $47.6\text{cm}$  の直線状の無給電素子 (反射器として動作) の両方を組み合わせて電磁結合させて実験を行う．実験の様子を図 3.15 に，実験結果を図 3.16 に示す． $a$  の線は開放状態， $b$  の線は導波器で電磁結合した時， $c$  の線は反射器で電磁結合した時， $b$  の線は導波器と反射器の両方で電磁結合した時の電界強度を表している．

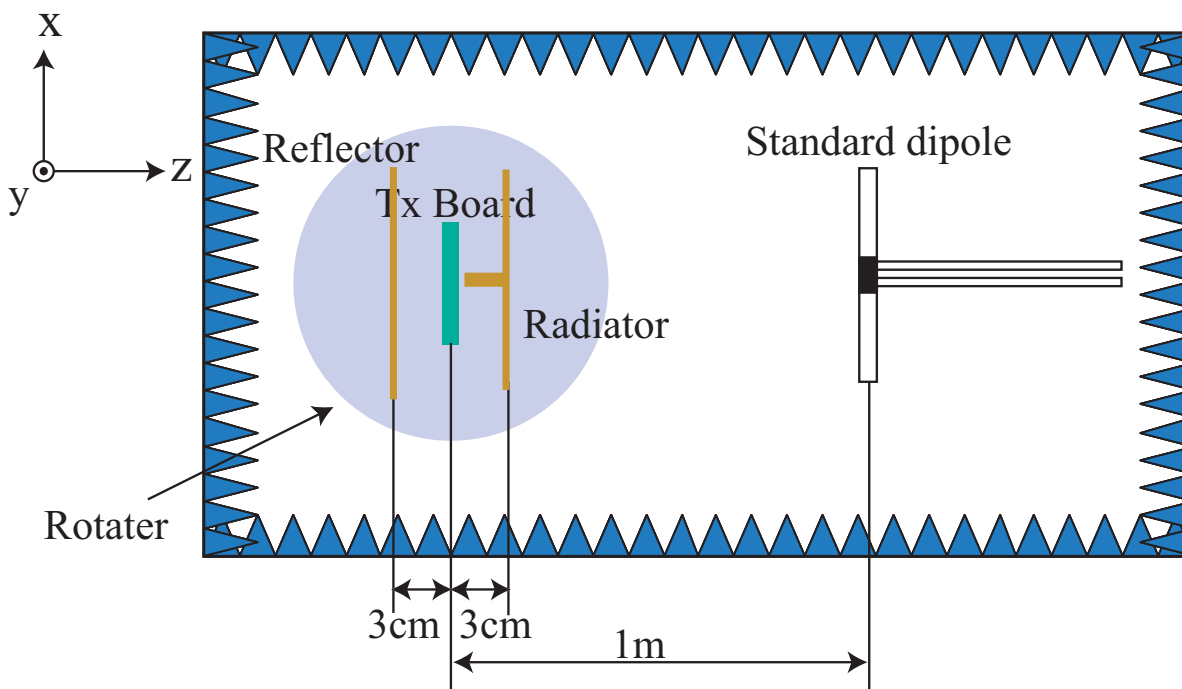


図 3.15: 放射器と反射器を組み合わせた時の実験の様子

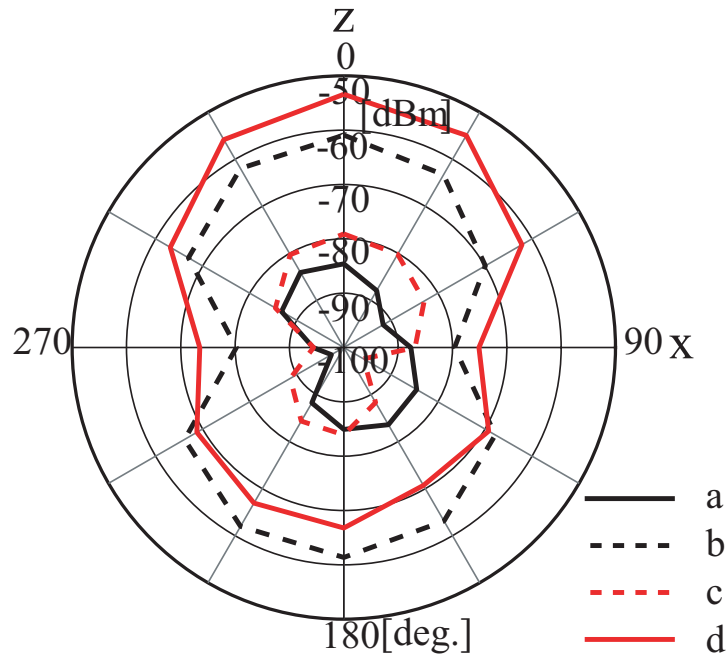


図 3.16: 放射器と反射器を組み合わせた時の電界強度の変化

これより，正面方向に  $31.1dBm$  強く放射することを確認した．放射器と反射器を組み合わせた効果により，放射器だけの使用よりも，正面方向に  $7.51dBm$  強く放射し，基板の裏側は  $5.42dBm$ ，放射が弱まっている．正面方向と後方で  $13.38dBm$  の電界強度差を得た．

以上の実験結果を表 3.3 にまとめる．

表 3.2: 実験結果

	電界強度増加分 [dBm]	FB 比 [dB]
開放状態 (電磁結合無し)	0	0.46
放射器による電磁結合	23.47	0.45
導波器	9.3	0.05
反射器	5.5	4.81
放射器と反射器	31.2	16.93

## 第 4 章

### 無給電素子の小型化の検討

第 3 章で，無給電素子による電磁結合について検討したが，微弱無線至近距離通信デバイスの実現には，この無給電素子の小型化についても検討する必要がある．

線状アンテナを小型化するひとつの方法としてメアンダラインダイポールアンテナ (MDA) がある．基本的な MDA の構造を図 4.1 に示す．図の青い部分を 1 としてメアンダの数  $N$  を表す．つまり図のメアンダ数は  $N = 6$  となる．また， $N = 0$  はメアンダがない状態，すなわちエレメント長  $b$  のダイポールアンテナを表す．MDA は直線状の導体をメアンダ状に蛇行させて線路長を長くさせたもので，ダイポールアンテナよりもアンテナ長を短くすることができ，かつ平面状に実現できるという特徴がある．またこの図でいう，垂直な部分に流れる電流は一段ごとに逆向きであるから垂直偏波は打ち消され，MDA は水平偏波となる．

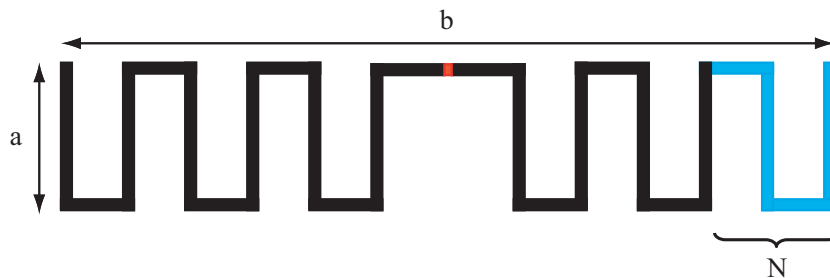


図 4.1: MDA( $N = 6$ )

そこで本章では，3.1 節と 3.2 節で検討してきた無給電素子をこの MDA 状にすることで小型化することを考える．3.1 節の無給電素子と 3.2 節の無給電素子では動作方法が異なっている．3.1 節の，クランク状にすることで電磁結合させる点のみボードに近づけて使用する無給電素子は，ボードと共に放射器として働いていると考えられる．それに対し 3.2 節の，ボードから  $3\text{cm}$  間隔をとって配置する無給電素子は，ボードが放射器で

あるのに対して，反射器として働いている．この二つの無給電素子は働き方が違うので小型化の方法も変わってくる．本章での実験の諸元は 3.2 節と全て同じである．

## 4.1 放射器として働く無給電素子の小型化

3.1 節の無給電素子を小型化することを考える．この際，CC1000 の評価ボード内 ( $5.4\text{cm} \times 10.2\text{cm}$ ) に無給電素子が収まる大きさにまで小型化することを目的としている．この無給電素子の形状を検討するのに電磁界解析ソフト NEC2 を使用する．この時の無給電素子は放射器として動作させるので，NEC2 にて，315MHz でリターンロスが大きく得られるよう設計する．まずはボードいっぱいに入るように，MDA の縦の長さは  $a = 5.4\text{cm}$ ，横の長さは  $b = 10.2\text{cm}$  に固定し，メアンダ数  $N$  を変化させることでエレメント長を伸ばしていく．この時の共振周波数とリターンロスを確認する．その時の結果を図 4.2 に示す．図中に書き込んでいる数字はリターンロスを表している．この結果からわかるとおり，メアンダ数が多い程，エレメント長は長くなるので共振周波数は下がっていく．しかし，リターンロスもメアンダ数が 1 回を超えるとエレメントを折り曲げるほどに減少していき，共振周波数が 315MHz 付近ではリターンロスは  $-1.91\text{dB}$  と大変小さく，電磁結合させても放射が望めないことがわかる．

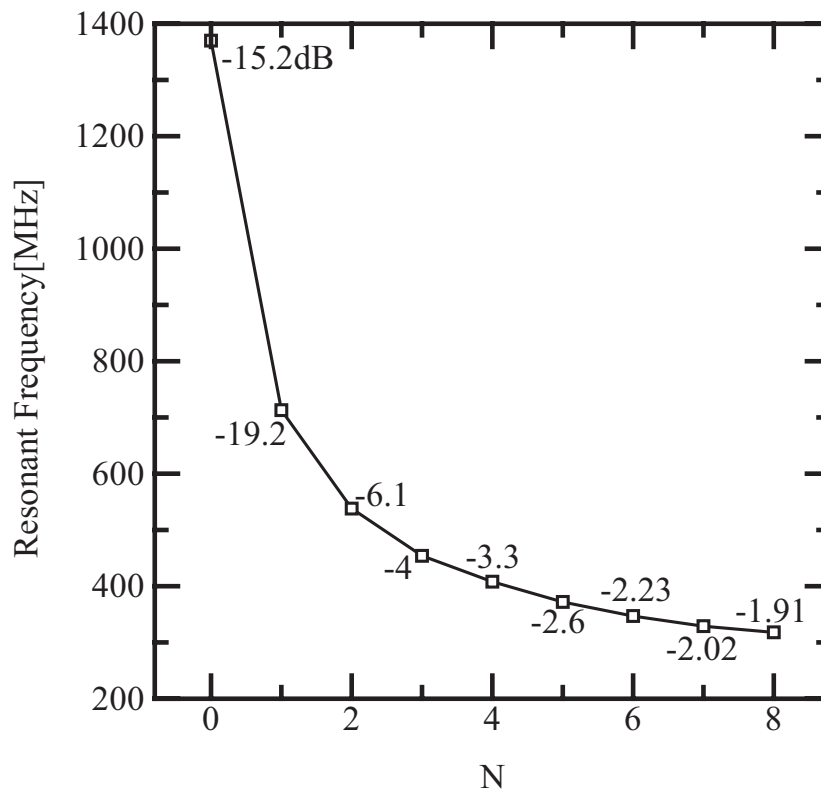


図 4.2: メアンダ数と共振周波数の関係

そこで、315MHzの共振周波数が得られるターン数  $N = 8$  の時のMDAのリターンロスが大きくとれないかを検討する。先ほどの図4.1の実験におけるMDAは全て給電点が素子の中心になるよう設計されていた。今回は315MHzで共振するMDAの給電点を図4.3に示すように変更した時のリターンロスの変化を見る。これを図4.4に示す。これより、MDAは小型化によって適する給電の位置が変わってくるのがわかる。



図 4.3: MDA の給電点

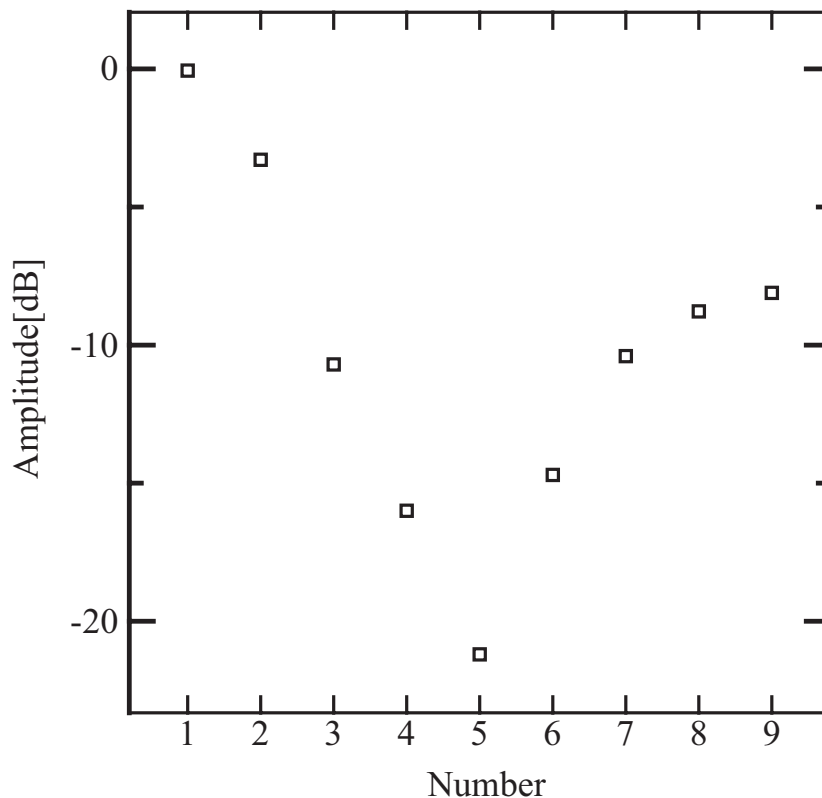


図 4.4: 給電点の位置とリターンロスの関係

この無給電素子は電磁結合する点をクランク状にしてボードに近づけることで給電する。従ってボード内で一番強く電波がもれている点からクランクで給電し、その点から

リターンロスが最大となるよう形状を探す．その時の形状は図 4.5 のような，クランクに対し片方は直線，もう片方がメアンダラインという形状で，リターンロスが  $-22dB$  であることを NEC2 で求めた．メアンダの間隔が狭いため，実際にこの無給電素子を製作する際，金属棒ではなく誘電体基板を用いて製作している．誘電体基板の片面は全て導体部分を剥いて使用する．実際に誘電体基板を用いて製作した MDA を図 4.6 に示す．そしてこの基板を用いた際の CC1000 の指向性を図 4.7 に示す． $a$  の線は開放状態， $b$  の線は放射器で電磁結合した時， $c$  の線は小型化した放射器で電磁結合した時の電界強度をそれぞれ表している．

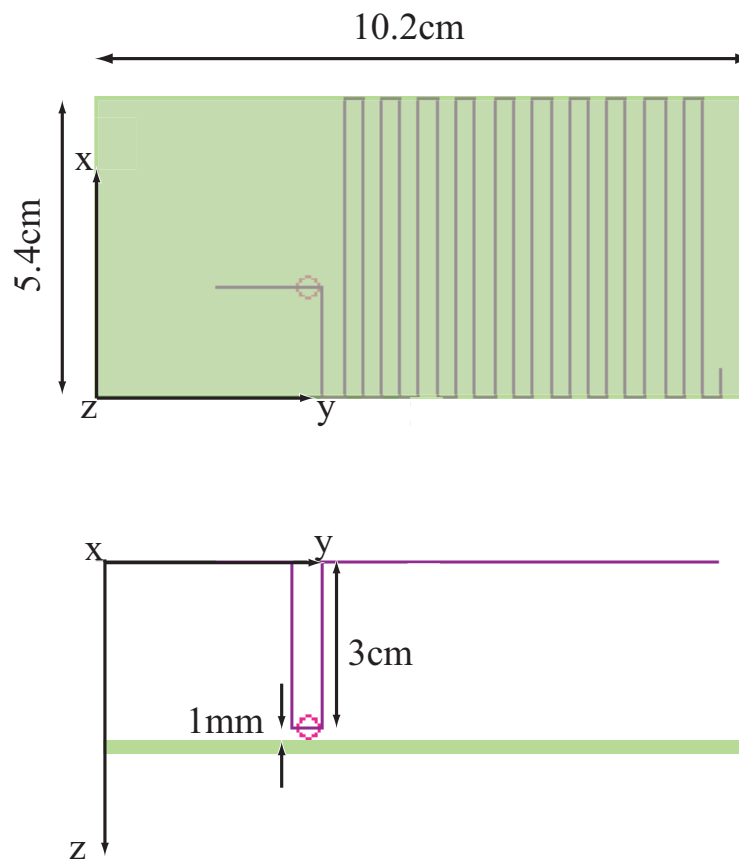


図 4.5: 4.1 にて解析した MDA



図 4.6: 製作した MDA

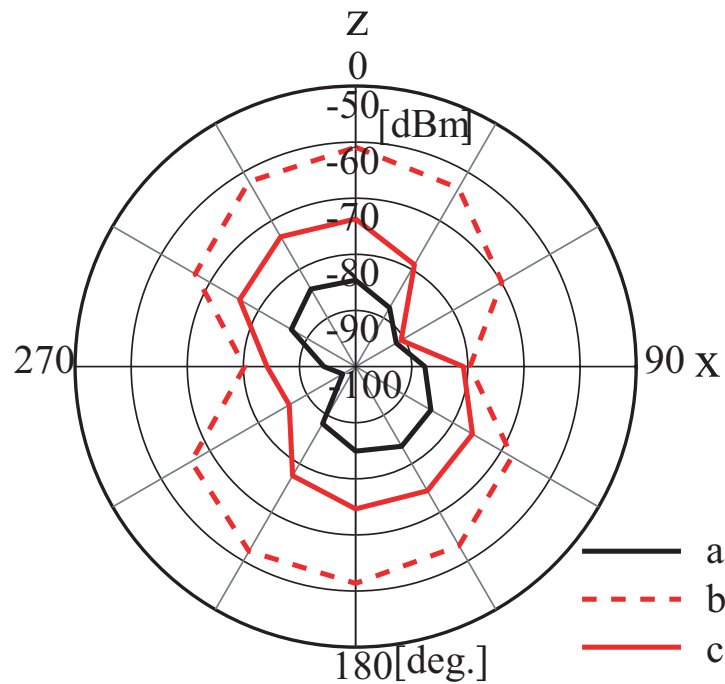


図 4.7: 小型化した放射器による電界強度の変化

これより電界強度が  $10.85dBm$  程強く放射していることがわかる．小型化する前に比べ， $12.62dBm$ ，電界強度が小さくなってしまっている．この原因としては，NEC2では無給電素子をワイヤーアンテナとして解析しているのに対し，実験では誘電体基板を用いているため，伝送路となる導体の大きさが解析よりも小さいことになる．導体幅が小さいと，それだけ導体損は大きくなるので，このように特性が劣化したと考えられる．



## 4.2 反射器として働く無給電素子の小型化

3.2節の無給電素子を小型化することを考える．3.1節のようにボード内に収まる形状まで小型化を行いたいが，この反射器として使用する無給電素子は，無給電素子とボードの間に距離が必要なので，放射器として使用する無給電素子がクランクをつけてボードから電磁結合で給電できたのに対し，同じような電磁結合をさせることはできず，無給電素子のどこで給電させるかの指定が難しい．つまり，放射器の場合のように，給電点を変えることでリターンロスを下げることは難しいと考えられる．従って，給電点をMDAの真ん中に設定し，無給電素子の $y$ 軸方向の長さ $a$ をボード内に収まる範囲に設定し， $y$ 軸方向の長さ $b$ をどこまで小型化できるかを実験している．3.2節より，反射器として使用するのは丁度半波長(47.6cm)のダイポール形状の金属棒である．これをNEC2で解析したところ，共振周波数300MHzであることがわかった．従って，ボードから3cmの距離で無給電素子を反射器として使用するには，300MHzで共振する形状であればいいと考えられる．小型化の第一段階としてまず，NEC2にて共振周波数300MHzを保ったまま半波長ダイポール形状の無給電素子の両端を一回折り曲げる．この無給電素子の形状を図4.8に示す．

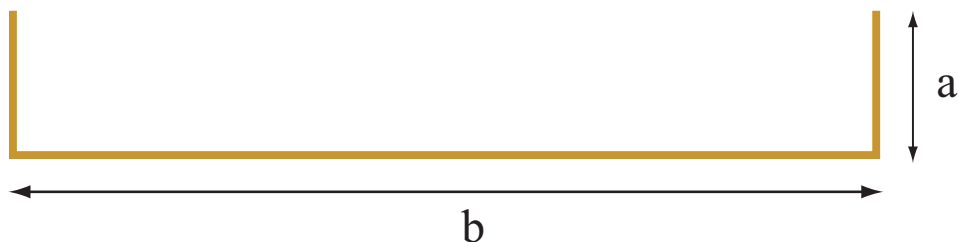


図 4.8: 両端を一度折り曲げた無給電素子の形状

折り曲げた部分が長いほど，共振周波数300MHzを維持するためエレメント長は長くなり，また，インピーダンスが減少していく．この一回折り曲げた無給電素子を反射器として使用し，電磁結合効果を確認する．折り曲げた部分の長さを $a$ ，中心部分を $b$ とする．つまり $b$ が小さくなれば $a$ は大きくなる． $b$ の変化による，正面方向への電界強度の変化を図4.9に示す．赤い破線は電磁結合する前の値を，グラフ中の数値は無給電素子のインピーダンス実抵抗部分を表している．

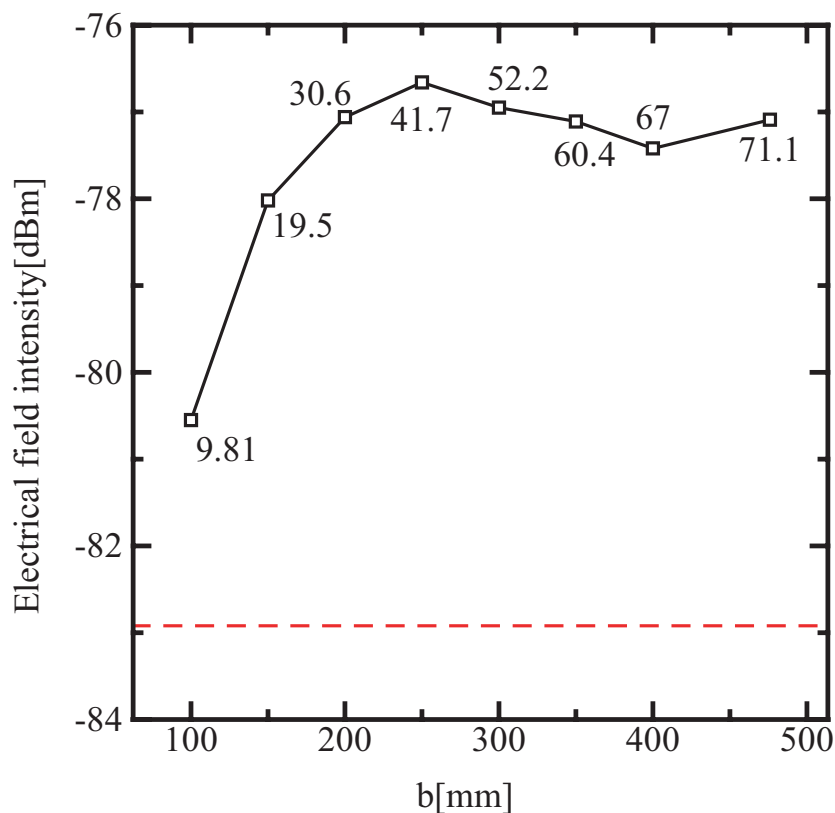


図 4.9:  $b$  と正面方向への電界強度の関係

これより，正面方向に一番強く放射したのは  $a = 125(mm)$ ， $b = 250(mm)$  の形状の時であるとわかる．この時のインピーダンスは  $300MHz$  で  $41.7 + 0.49j$ ， $315MHz$  のときは  $49.29 + 53.42j$  であった．このことから， $3cm$  離れた点での最適な反射器の形状は， $300MHz$  を共振周波数とし， $315MHz$  で実抵抗部分が  $50\Omega$  となる時であると推測され，このような条件を満たしたまま形状を変化させる分には，特性を悪くせずに小型化が可能であると考えられる．解析により，MDA は  $x$  軸方向にエレメントを使用するほどインピーダンスが減少し， $y$  軸方向にエレメントの長さが長くなるほどインピーダンスが増加することがわかる．つまりメアンダ数が多くなるにつれ  $x$  軸方向に使用するエレメント部分が長くなりインピーダンスが減少していく． $315MHz$  におけるインピーダンス  $50\Omega$  を保ったまま小型化を行うと  $N = 6$  が，金属棒で製作できる無給電素子の限界で，その時の  $b$  の長さは  $b = 274mm$  となる．従ってボードの  $y$  軸の長さである  $a = 50mm$  と固定するならば，半波長の時から約  $58\%$  までは特性が劣化することなく小型化することができるといえる．製作した MDA の形状を図 4.10 に，写真を図 4.11 に，それぞれ示す．

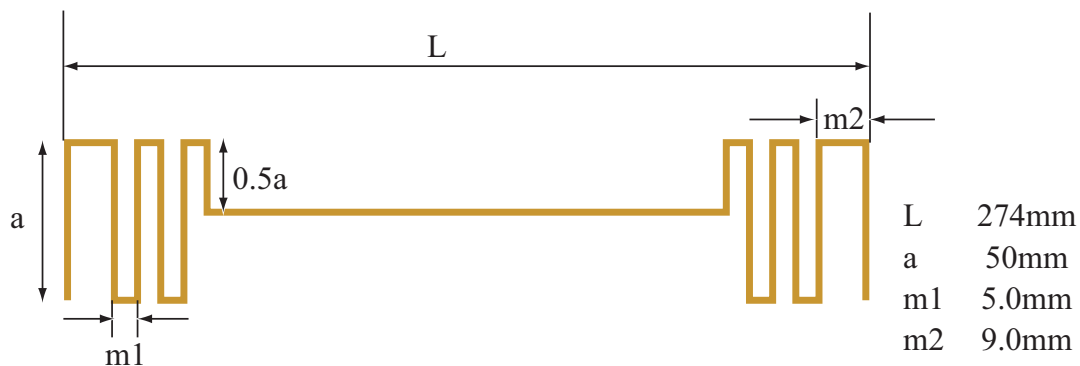


図 4.10: 製作した小型化反射器の形状

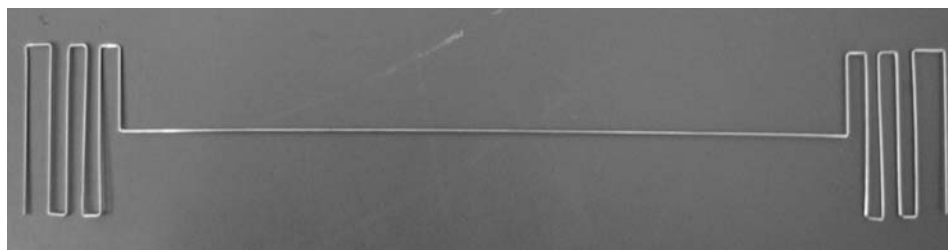


図 4.11: 製作した小型化反射器

この無給電素子の中心を，CC1000の基板の一番強く電磁結合する点に，受信ダイポールからみて基板より  $3\text{cm}$  遠くに配置する．これによる電界強度の変化を図 4.12 に示す． $a$ の線は開放状態， $b$ の線は反射器で電磁結合した時， $c$ の線は小型化した反射器で電磁結合した時の電界強度をそれぞれ表している．

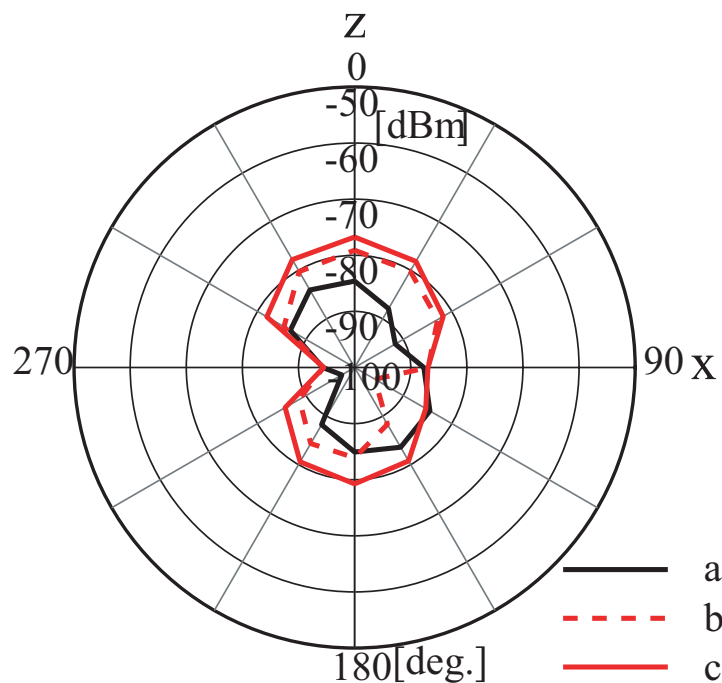


図 4.12: 小型化した反射器による電界強度の変化

これより、小型化した反射器を配置した場合の F/B 比は  $3.51dB$  となり、小型化前の F/B 比  $4.81dB$  に比べて特性が劣化した。この原因としては、小型化する前の反射器は半波長ダイポールなので、インピーダンスの実抵抗部分は  $71.1$  であるのに対し、小型化したものは、より正面方向の電界強度が強くなるよう  $41.93$  に合わせてある。この結果、反射器が少し放射器のようにも働いてしまい、正面方向に強く放射するだけでなく後方にも放射してしまっていると考えられる。

### 4.3 小型化した放射器と反射器の両方による電磁結合

4.1 節で小型化した放射器と、4.2 節で小型化した反射器の二つを配置して、CC1000 をアンテナなしに正面方向へ強く放射させる。この結果を図 4.13 に示す。a の線は開放状態、b の線は小型化した放射器で電磁結合した時、c の線は小型化した反射器で電磁結合した時、d の線は小型化した放射器と反射器の両方で電磁結合した時の電界強度をそれぞれ表している。また、小型化する前と後を比較したものを図 4.14 に示す。a の線は開放状態、b の線が小型化前、c の線は小型化後で電磁結合した時の電界強度をそれぞれ表している。

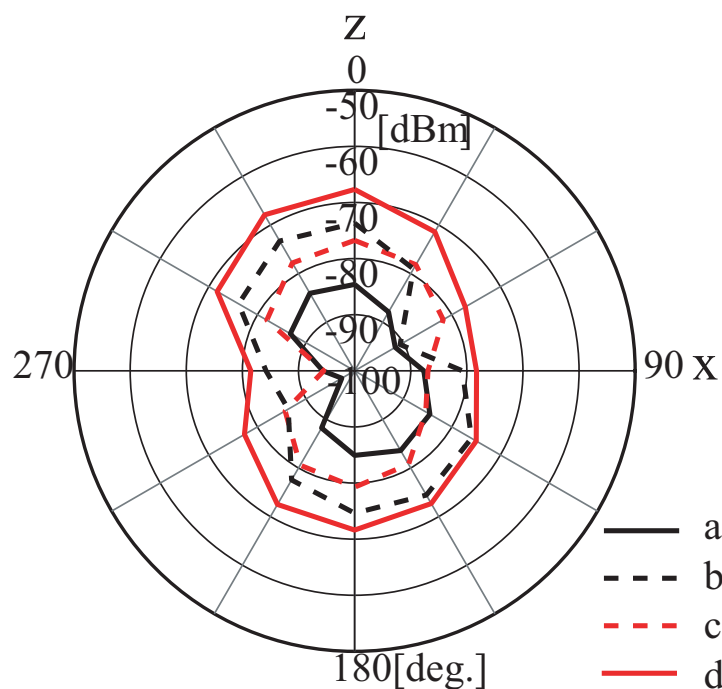


図 4.13: 小型化した導波器及び反射器による電界強度の変化

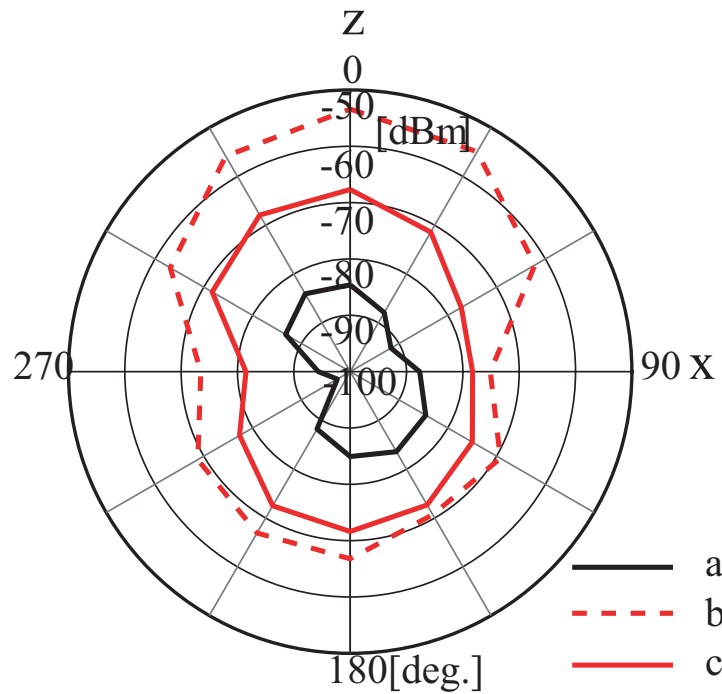


図 4.14: 小型化する前後での電界強度の比較

これより、今回小型化した二つの無給電素子により正面方向に最大  $16.87dBm$  強く放射させることが可能であることを確認した。正面方向と後方の電界強度の差は  $4.12dBm$  と、小型化する前の  $13.38dBm$  に対し、かなり減少してしまっている。この改善には、実際の製作時の導体幅の狭さを考慮して、より細かい解析を行うことで放射器の特性を改善すること、また反射器のインピーダンス実抵抗部分を上げるまたは下げることで、放射器的に働くことを防ぐことなどが挙げられる。

以上の実験結果を表 4.3 にまとめる。

表 4.1: 実験結果

	電界強度増加分 [dBm]	FB 比 [dB]
開放状態 (電磁結合無し)	0	0.46
放射器による電磁結合	23.47	0.45
小型化した放射器	10.85	0.74
反射器	5.5	4.81
小型化した反射器	7.85	3.51
放射器と反射器	31.2	16.93
小型化した放射器と反射器	10.85	4.83

## 第 5 章

### 結論

本論文では、微弱無線での至近距離通信デバイスの基礎的検討として、微弱無線で実際に使用される周波数での空間伝搬の様子を測定した。その測定した中から、電波法での電界強度規定が比較的ゆるい 315MHz 帯に対応する微弱無線近距離通信デバイス CC1000 を利用し、そのデバイスの電波の放射に、アンテナでなく無給電素子による電磁結合を用いる方法を提案した。

まず、CC1000 のアンテナ装着時、開放時、 $50\Omega$  終端時の電界強度を測定し、CC1000 のアンテナ開放時の電界強度は装着時に比べ非常に小さいことがわかった。また、アンテナ開放時はアンテナの端子以外の点から放射していることがわかった。

その電波が放射される点を探すために、クランク型の無給電素子を用いて強く電磁結合する点を探した。その結果、トランシーバ IC の RFOUT ピンから一番強く放射されていることを確認した。その点で電磁結合させることで正面方向に対し、電磁結合させる前より  $23.63dBm$  強く放射した。この無給電素子は基板とともに放射器として動作していると考えられる。

更に、単一方向性を得るための手段として、無給電素子を導波器又は反射器として動作させることについて検討した。その結果、導波器よりも反射器の方が、基板と無給電素子の間隔が狭くても効果を確認できた。従って基板に  $3cm$  の間隔で反射器を配置したところ、正面方向に対し配置前より  $5.44dBm$  強く放射し、クランク型の無給電素子と二つ配置することで  $31.1dBm$  強く放射させることができた。また、前方と後方とで  $13.38dBm$  電界強度差を得た。この結果、提案方法はアンテナ装着時よりも伝送距離は劣るが、近距離であれば利用したい方向に対して、通信に十分な放射を得る方法として有効であるとわかった。

これら二つの無給電素子の小型化についても検討した。線状アンテナの小型化として MDA を用いた。その結果電磁結合前よりも、正面方向に対し放射器で  $10.85dBm$ 、反射器で  $7.79dBm$ 、両方で  $16.87dBm$  強く放射した。小型化前に比べ特性が悪化したのは、

放射器の解析時，無給電素子をワイヤーとしているのに対し，実験では誘電体基板を用いているため，伝送路となる導体幅が解析のものより小さく，結果導体損が大きくなったことが挙げられる．このことと，反射器の形状が今回の小型化でもまだ大きいこと，小型化しても反射器により電磁結合による単一指向性を得ることが今後の課題として挙げられる．

# 謝辞

本研究を進めるにあたり，熱心に御指導下さった新井宏之教授に深く感謝致します．また，研究内容全般でお世話になった．KDDI 研究所の前山利幸氏，有限会社アドテクスの山崎清氏，向井英之氏に深く感謝致します．最後に，新井研究室の諸先輩方に深く感謝致します．



## 参考文献

- [1] 小池, "微弱無線機器の動作/設計例と最新デバイスの使い方," トランジスタ技術, pp.258-265, October 1999.
- [2] 武井利行, "ワンチップ無線トランシーバ IC CC1020," トランジスタ技術, pp.203-211, November 2005.
- [3] 飯島進, "アマチュアの八木アンテナ," 東京: CQ 出版, 1978.10.
- [4] 山内規義, "微弱無線によるセンサネットワーク実験システム," 信学技報, RCS2005-19, May 2005.
- [5] 遠藤勉, 砂原米彦, 佐藤眞一, 片木孝至, "メアングラ状ダイポールアンテナの共振周波数と放射効率," 電子情報通信学会論文誌, B-II, Vol.J80-B-II, No.12, pp.1044-1049, December 1997.
- [6] 野口啓介, 東海林英明, 水澤丕雄, 山口尚, 奥村善久, 別段信一, "小形メアングラインアンテナのインピーダンス特性," 電子情報通信学会論文誌, B-II, Vol.J81-B-I I, No.2, pp.183-184, February 1998.
- [7] 大館紀章, 関根秀一, 庄木裕樹, "携帯無線機用 4分の1 波長メアングラ素子給電半波長ダイポールアンテナの設計," 電子情報通信学会論文誌, B, Vol.J86-B, No.9, pp.1777-1785, September 2003.
- [8] 根日屋英之, 小川真紀, "ユビキタス無線デバイス IC カード・RF タグ・UWB・ZigBee・可視光通信・技術動向," 東京電機大学出版局, 2005 年.
- [9] 新井宏之, "新アンテナ工学," 総合電子出版社, 1996