

金属背面板を用いた低姿勢な電気的小形アンテナの開発と近距離無線ネットワークへの応用

代表研究者	福迫 武	熊本大学自然科学研究科 准教授
共同研究者	齋藤 嘉也	熊本大学大学院自然科学研究科博士前期課程 2年
共同研究者	田之頭 優太	熊本大学大学院自然科学研究科博士前期課程 2年
共同研究者	張 曄	熊本大学大学院自然科学研究科博士前期課程 2年
共同研究者	山浦 真悟	熊本大学大学院自然科学研究科博士前期課程 2年
共同研究者	沖田 光司	熊本大学大学院自然科学研究科博士前期課程 1年

1 はじめに

アンテナの小形化は携帯端末等の作成の際に求められるが、大きさを波長に対して十分小形にし、かつ、金属背面板をあらかじめ近接させた設計は、実装密度の高い最近の携帯端末において重要であると言える[1]-[10]。本研究では、そのようなコンセプトをもつアンテナで、無線ネットワークのように、どこにでも取り付けられるアンテナの設計をめざした。特に、背面に金属板を持ち、低姿勢な構造をしているところが主な特徴である。

2 研究内容

今回の研究内容は、次のとおりである。

1. 容量給電構造を用いた小形且低姿勢なアンテナ.
2. ドッグボーン構造を用いたアンテナ
3. 容量給電を用いた細長い円偏波アンテナ
4. ノンフォスター整合回路を用いた低姿勢アンテナ

このうち、1については、本研究の基礎的事項とも言えるので、特に詳しく述べたい。

3. 容量給電構造を用いた 1/4 波長メアンダラインアンテナ

3.1 アンテナ特性

提案するアンテナ(QCFMA: Quarter-wavelength C-Feed Meander line Antenna)を図 3.1 に示す[10]-[12]. 基板は RT /Duroid 5880 基板 ($\epsilon_r:2.2, \tan\delta:0.001$) を用いており、基板厚 $th1 = th2 = 0.8 \text{ mm}$ である. 提案構造の基板とグラウンドは CFMA と同じ $22.5 \text{ mm} \times 14 \text{ mm}$ ($0.121\lambda_0 \times 0.075 \lambda_0$) であり、給電は容量給電構造を用いている. よって、CFMA と同じアンテナサイズを保ちながら放射素子の形状のみを変えることで放射特性の向上を図っている. 提案構造は、メアンダラインの末端をグラウンドに短絡した 4 分の 1 波長アンテナとなっている. そして、放射特性向上のために素子の幅を 4.5 mm と幅広くしている. 素子の幅を広くすることで、メアンダの先端に生じる磁流が強まり、放射抵抗を増加させることができると考えられる^[9]. 隣り合うエレメント間隔は 0.5 mm であり、CFMA と同じである. また、Feed plate のサイズを長さ(f_l) 1.5 mm 、幅(f_w) 2 mm にすることで整合をとっている. ka 値は $0.426 (< 0.5)$ である. 提案構造の設計周波数は、 ka 値が 0.5 を超えない範囲で決められており、その範囲で放射特性をどこまで向上できるかを検討する.



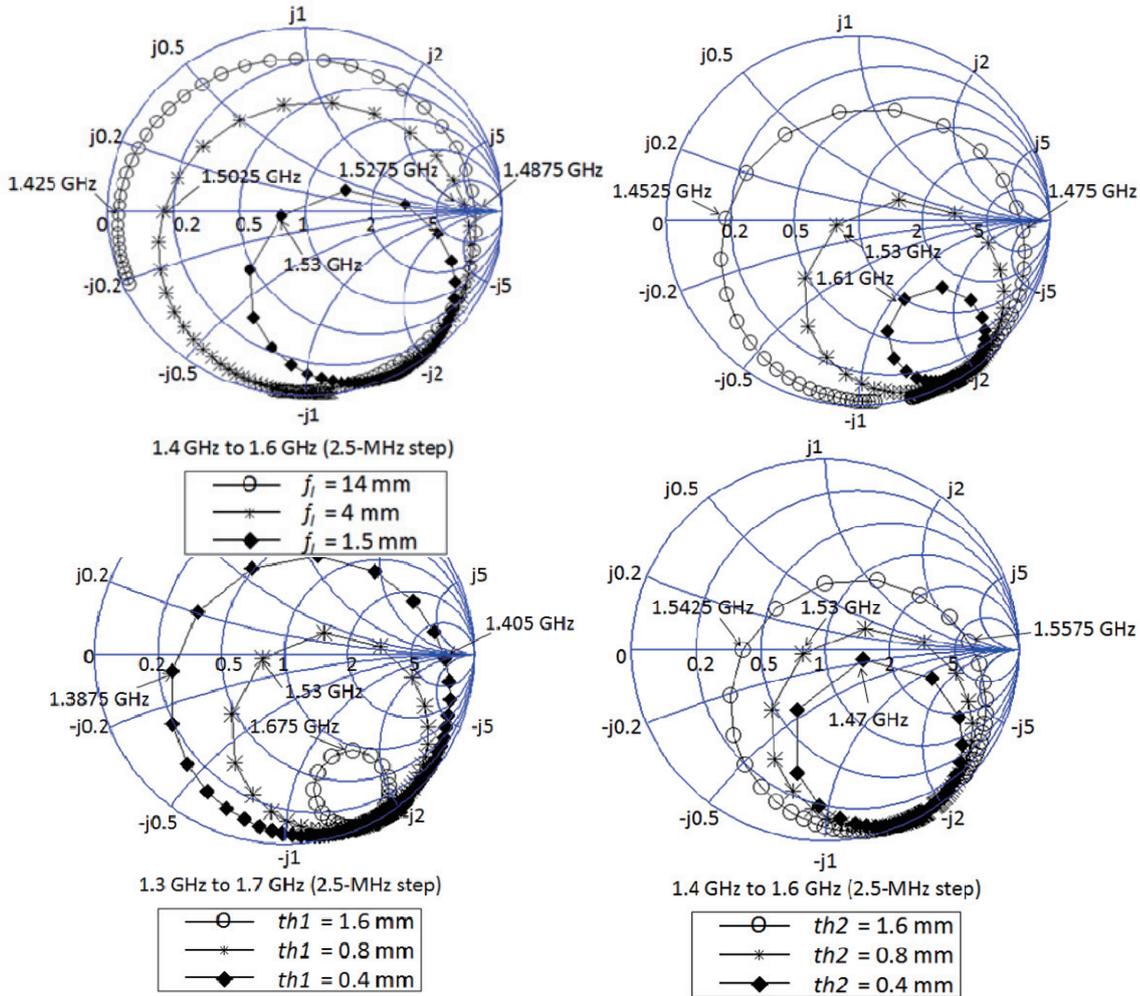
(a) xy平面

(b) yz平面

図3.1 容量給電構造を用いた1/4波長メアンダラインアンテナ (QCFMA)

(a) 入力特性

シミュレータは HFSS10.1 を使用した。提案構造は、2つのキャパシタンスを持つので、虚部を制御できるパラメータが多い。図 3.2 に f_i , f_w , $th1$, $th2$ を変化させた場合の入力インピーダンス特性を示す。虚部は、これらのパラメータによりスミスチャート上で自由に制御することができる。Feed plate による制御は、そのサイズが小さくなる程、虚部が容量性へと移行していることが分かる。これは、アンテナの高さを変えずに容易に $50\ \Omega$ の整合をとることができるので、非常に有益である。



(c) $th1$ 変化

(d) $th2$ 変化

図3.2 パラメータによるインピーダンスの変化

図 3.3 に提案アンテナ (QCFMA) の S_{11} 特性を示す。比較のために、先行アンテナ (CFMA) のシミュレーション結果も示す。提案アンテナは、 ka 値が 0.5 を超えない程度までメアングラインの幅を幅広くしたので、共振周波数は CFMA よりやや高周波側にある。図 3.4 に、CFMA と QCFMA の入力インピーダンスと放射インピーダンスをそれぞれ示す。放射インピーダンスを比較すると、QCFMA の方が CFMA に比べて直列共振付近における放射抵抗が大きいことが分かる。よって、放射素子の幅を幅広くしたことで磁流が強まり、放射抵抗を増加させることができたと考えられる。

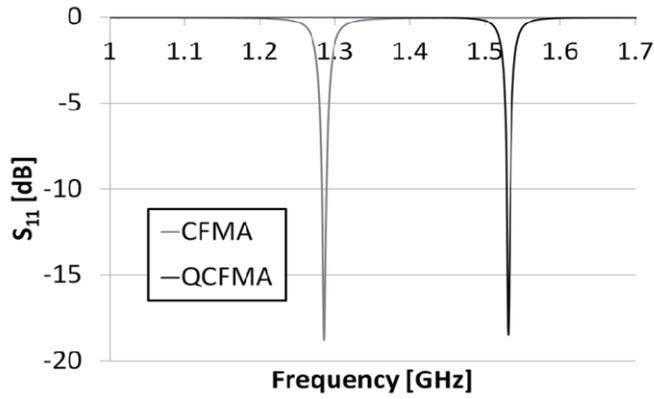
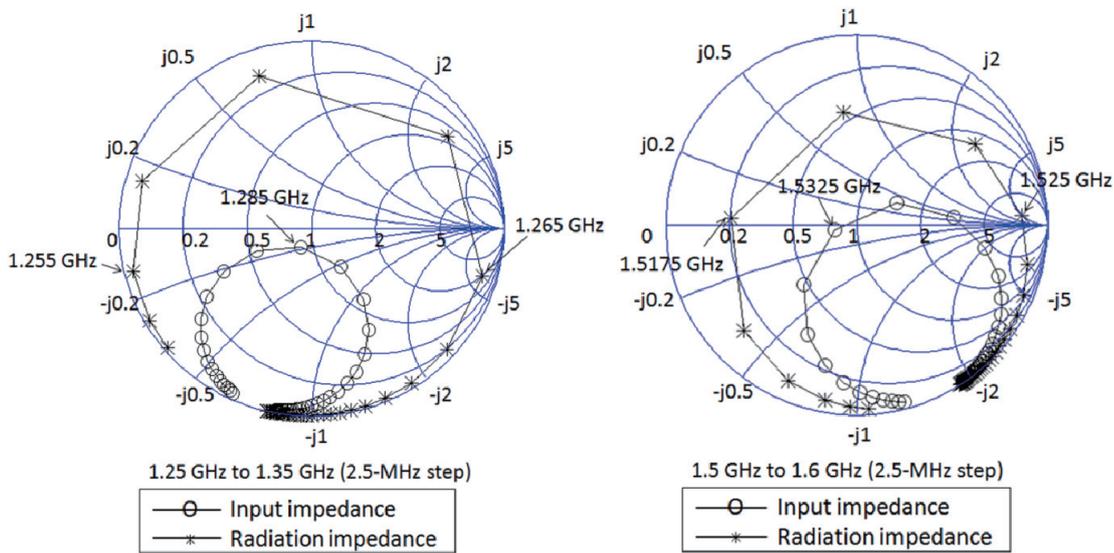


図3.3 S_{11} 特性



(a) CFMA

(b) QCFMA

図3.4 インピーダンス特性

(b) 放射特性

アンテナの正面方向 ($\varphi = 0^\circ$, $\theta = 0^\circ$) の動作利得を図 3.5 に示す. QCFMA の正面方向の利得は -5.57 dBi となり, CFMA の -9.90 dBi に比べて約 4 dBi 向上した. 次に, 放射効率を図 3.6 に示す. QCFMA の共振周波数における放射効率は 30.47% となり, CFMA の 6.07% に比べて約 24% 向上した. 以上のように, 提案構造は放射素子のみを改良したことで, アンテナサイズを保ったまま放射特性を向上させることができた.

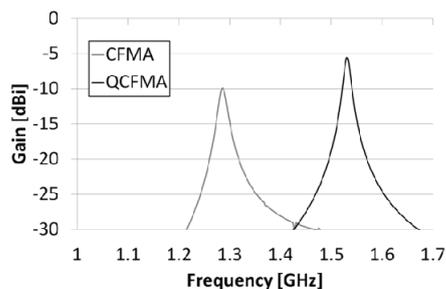


図 3.5 正面方向 ($\varphi = 0^\circ$, $\theta = 0^\circ$) の動作利得

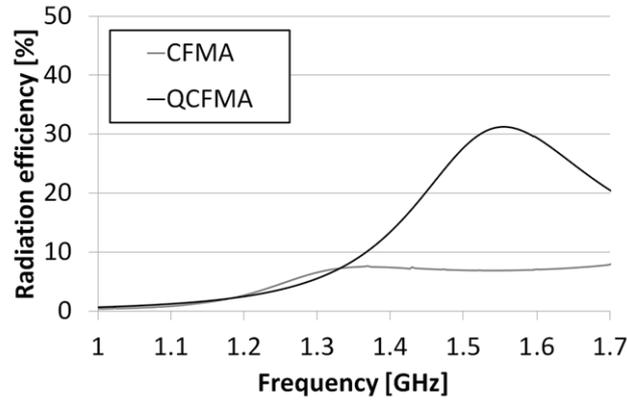


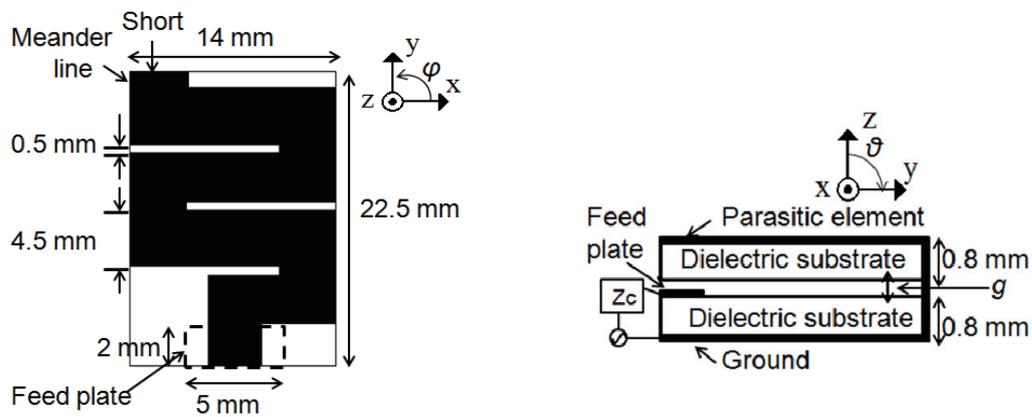
図 3.6 放射効率

3.2. 誘電体基板間のギャップの影響

提案構造における二つの誘電体基板間の空気層（ギャップ）の影響について検討する。

3.2.1. ギャップを追加した構造

図 3.7 にアンテナ構造を示す。図に示すように、二つの基板の間にギャップを設けている。ギャップの厚さ (g) は作製等を考慮して 0.4 mm とする。また、Feed plate のサイズを長さ 5 mm 、幅 2 mm に調整して整合をとっている。



(a) xy平面

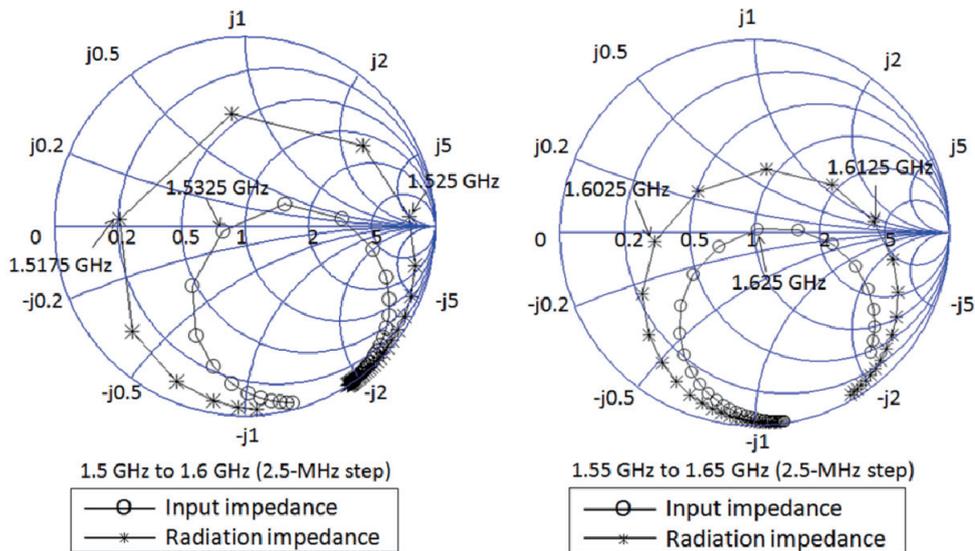
(b) yz平面

図3.7 ギャップ (g) を追加した構造

3.2.2. シミュレーション結果

(a) 入力特性

図 3.8 に、ギャップを追加しない場合と追加した場合の入力インピーダンスと放射インピーダンスをそれぞれ示す。放射インピーダンスを比較すると、ギャップを追加したことで、放射抵抗が増加しているのが分かる。また、 S_{11} 特性を図 3.9 に示す。図より、ギャップの追加により共振周波数が高域側にシフトしていることが分かる。これは、基板間の等価誘電率が小さくなったためだと考えられる。



(a) $g = 0$ mm

(b) $g = 0.4$ mm

図 3.8 インピーダンス特性

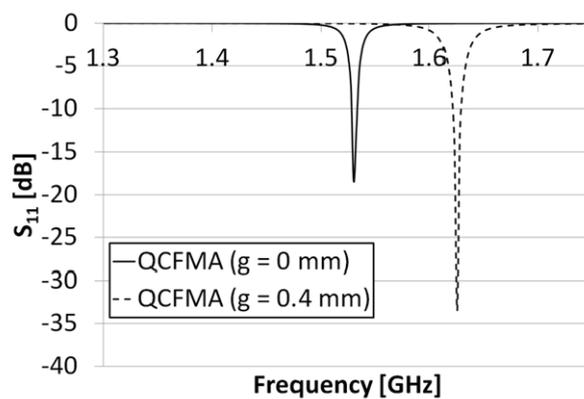


図 3.9 S_{11} 特性

(b) 放射特性

アンテナの正面方向 ($\varphi = 0^\circ$, $\theta = 0^\circ$) の動作利得を図 3.10 に示す. ギャップを 0.4 mm 追加した場合の正面方向の利得は -5.57 dBi となり, 追加する前に比べて約 4 dB 向上した. また, 放射効率を図 3.11 に示す. ギャップを追加した場合の共振周波数における放射効率は 67.28 % となり, 追加する前に比べて約 37% 向上した. このように, 厚み 0.4mm という僅かなギャップを追加するだけで, 放射特性を大きく向上させることができた. この理由として, ギャップ付近は電界が集中している所なので, 等価誘電率が低下したことで, その付近の電界が強まったためと考えられる. 以上のように, ギャップが放射特性に大きく影響することが分かった.

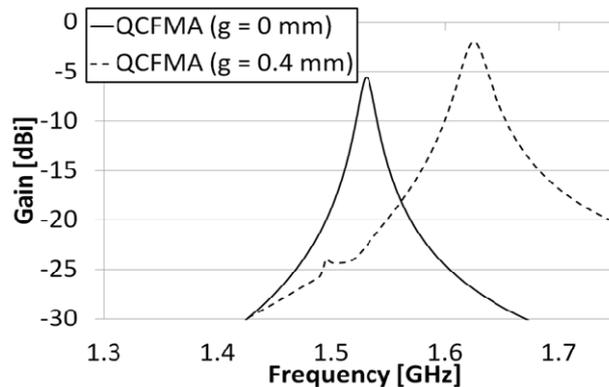


図 3.10 正面方向 ($\varphi = 0^\circ$, $\theta = 0^\circ$) の動作利得

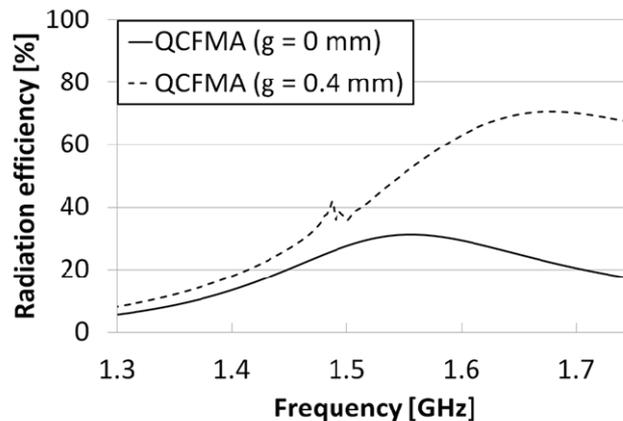
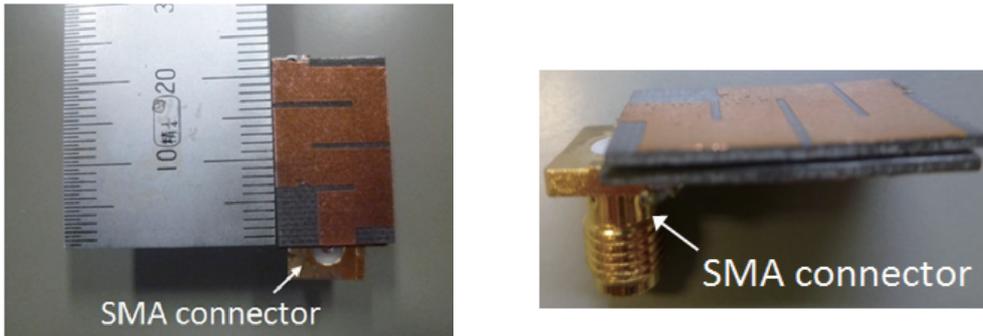


図 3.11 放射効率

3.3. 測定結果

3.2.1. 作製アンテナ

図 3.12 に作製したアンテナ (QCFMA) を示す。図のように、背面金属板の裏側に装着した SMA コネクタにアンテナを接続している。また、誘電体基板間のギャップ ($g = 0.4 \text{ mm}$) は、給電部における半田と少量の接着材で実現している。



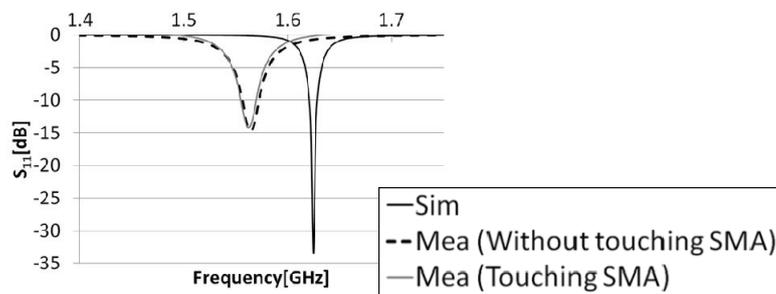
(a) 正面図

(b) 側面図

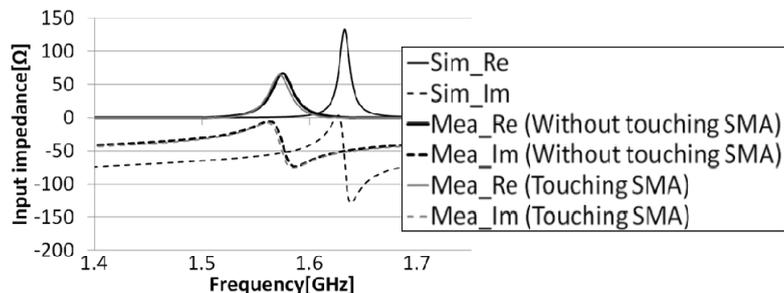
図3.12 作製アンテナ (QCFMA, $g = 0.4 \text{ mm}$)

3.2.2. 入力特性

図 3.13 に入力特性である S_{11} 特性と入力インピーダンスを示す。測定では、アンテナに接続している SMA コネクタのグラウンド部分を人間の手によって接触、非接触の 2 種類を行った。測定結果より、手で接触した場合としていない場合で、ほとんど特性が変化していないことから、提案アンテナが漏洩電流の少ない構造であることを確認できた。これは、提案アンテナの Q 値が非常に高いため、アンテナの方に電流が集中しているからと考えられる。よって、グラウンドの大きさはアンテナ素子と同じ程であるが、十分なサイズだといえる。また、測定ではシミュレーション結果に比べて共振周波数が低域側にシフトしている。これは、作製誤差によって、二つの基板間の等価誘電率に誤差が出てしまったからだと考えられる。



(a) S_{11} 特性



(b) 入力インピーダンス

図3.13 入力特性

3.2.3. 放射特性

図 3.14 に正面方向の動作利得を示す。測定値は-2.46 dBi と、シミュレーション結果の-1.98dBi とほぼ近い値となった。

次に放射効率の測定を行った。放射効率は、ホイラーキャップ法^{[13],[14]}を用いて計算した。この方法は、アンテナを放射抑制のための金属キャップで覆ったときと覆わないときの入力インピーダンスを、ネットワークアナライザで測定する方法であり、小形アンテナの放射効率測定法として広く用いられている。金属キャップの大きさは、ラジアン球 ($2\pi/\lambda$) より大きく、かつキャップの共振周波数がアンテナの共振周波数と近くならないように選ぶ。この方法によると、アンテナをキャップで覆ったときの Q 値を Q_{cap} 、覆わないときの Q 値を Q_{no_cap} としたとき、放射効率 η は式(3.1)のように計算で求められる。

$$\eta = 1 - \frac{Q_{no_cap}}{Q_{cap}} \quad (3.1)$$

実験では、図3.15 に示すように直径 24 cm の銅製ボウルを 2 個用いた。放射効率の測定結果を表 3.1 に示す。計算結果より、放射効率の測定結果は 65.8 % となり、シミュレーション結果の 67.3 % に近い値となった。

図 3.16 に放射パターンの結果を示す。yz 面に注目すると、主ビームの方向が正面方向($\theta = 0^\circ$) から 40° 傾いているのが分かる。これは、容量給電構造における Feed plate からの放射の影響だと考えられる。また、測定結果の最大方向($\theta = 320^\circ$)の利得は 0.62 dBi であった。

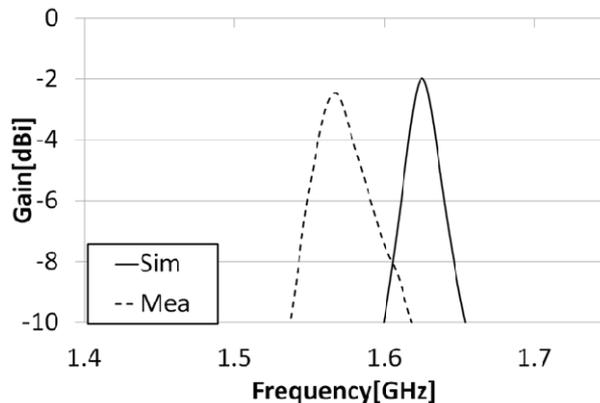


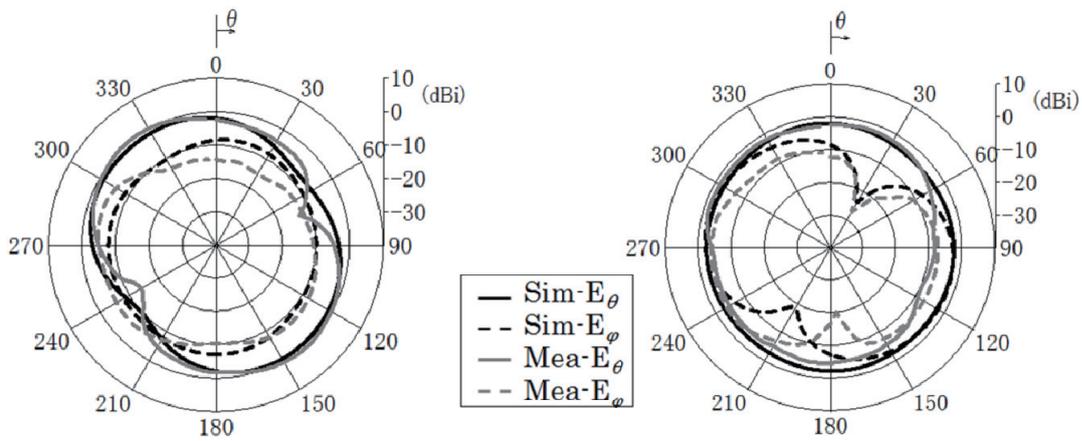
図3.14 正面方向 ($\varphi = 0^\circ$, $\theta = 0^\circ$) の動作利得



図3.15 ホイラーキャップ法

表 3.1 放射効率測定結果

$Q_{no\ cap}$	Q_{cap}	η (Mea)	η (Sim)
28.25	82.56	0.658	0.673



(a) yz-plane

(b) xz-plane

図3.16 放射パターン

3.2.4. まとめ

QCFMA のシミュレーション・測定結果を CFMA のシミュレーション結果とともに表 3.2 にまとめた。提案した QCFMA は CFMA に比べて、最大利得において約 10 dB, 放射効率において約 60% の向上を達成することができた。また、この特性は、文献[25]の放射素子を積層させた構造（最大利得：-3.81 dBi, 放射効率：31.6%）と比較しても良いことが分かる。

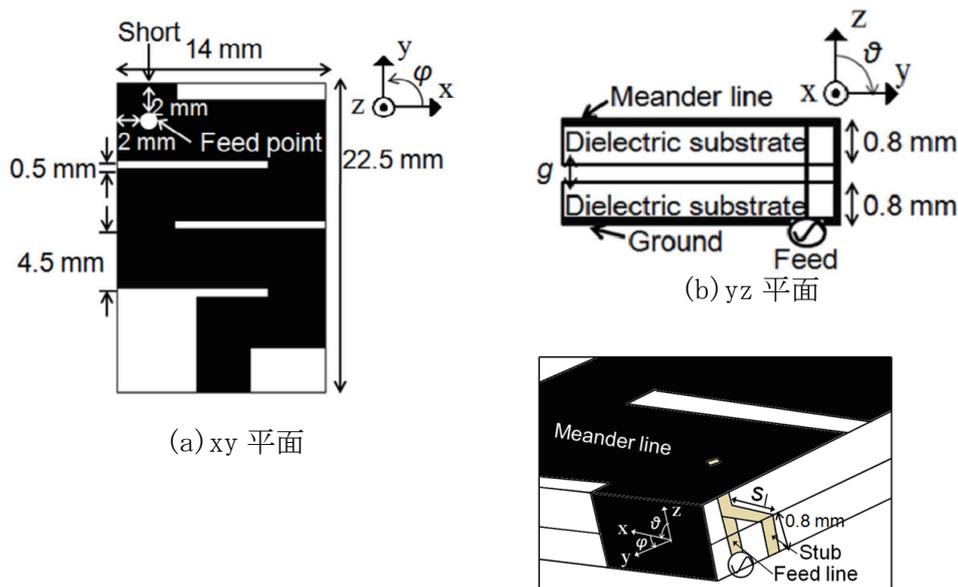
表 3.2 まとめ

Antenna	Resonance frequency [GHz]	ka
CFMA (Sim)	1.28	0.357
QCFMA (Sim)	1.63	0.452
QCFMA (Mea)	1.56	0.432
Antenna	Radiation efficiency [%]	Peak gain [dBi]
CFMA (Sim)	6.07	-9.90
QCFMA (Sim)	67.3	-0.80
QCFMA (Mea)	65.8	0.62

3.3 逆 F 給電構造

小形アンテナを給電する従来の方法として、放射素子を逆 F 状に給電する方法^{[26]-[29]}がある。本章では、同じメアンダ素子に対して逆 F 状に給電した構造を設計し、その特性を容量給電構造と比較検討する。

逆 F 給電構造 (IFMA: Inverted-F Meander line Antenna) を図 3.17 に示す。この構造は、容量給電構造と同じ寸法で構成しており、RT/Duroid 5880 基板 ($\epsilon_r:2.2$, $\tan\delta:0.001$) にプリントされている。放射素子は QCFMA と同じメアンダラインアンテナを扱う。給電方法は容量給電の場合と異なり、メアンダラインは給電線から直接給電される。また、整合のために、給電線に幅 0.5 mm の短絡スタブを付加している。この構造は、容量性成分を打ち消すための誘導性成分が不足していたため、短絡スタブを設けることで虚部に誘導性を与えている。その x 軸方向の長さ (S_l) を 2 mm にすることで、整合がとれている。また、QCFMA と同じように、2つの誘電体基板間にギャップ (g) を設けている。 ka 値は 0.458 である。



(c) 整合のための短絡スタブ

図3.17 逆F給電構造 (IFMA)

3.4. シミュレーション結果

容量給電構造 (QCFMA) と逆 F 給電構造 (IFMA) のアンテナ特性をシミュレーションで比較する。

3.4.1. 入力特性

まず、短絡スタブの効果について述べる。図 3.18 は、 $g = 0.4 \text{ mm}$ のときの短絡スタブを付けた場合と付けない場合のインピーダンスの変化を示している。また、短絡スタブの x 軸方向の長さ (S_l) を変化させた場合のインピーダンスも載せている。まず、短絡スタブの追加によって、虚部が誘導性に移行していることが分かる。さらに、 S_l を小さくすることで虚部がより誘導性に移行していることが分かる。このように、短絡スタブを追加し、そのパラメータを調整することで、虚部の制御が簡単にできる構造となっている。

図 3.19 に入力インピーダンスと放射インピーダンスを示す。ギャップ (g) が 0.4 mm のときの結果を載せており、比較のために QCFMA ($g = 0.4 \text{ mm}$) のシミュレーション結果と重ねている。まず、入力インピーダンスに注目する。QCFMA では、整合のために虚部を容量性へと移行させたため、共振周波数が並列共振点より低域側にある。一方、IFMA では、整合のために虚部を容量性へと移行させたため、共振周波数が並列共振点より高域側にある。しかしながら、どちらの構造も直列共振点と並列共振点の周波数が近いので、共振周波数はほぼ変わらない。次に、放射インピーダンスを比較すると、QCFMA の方が、IFMA に比べて高い放射抵抗を持つことが分かる。よって、QCFMA の方が放射効率が良さそうだと推測できる。

図 3.20 に S_{11} 特性の比較を示す。ギャップがない場合 ($g = 0 \text{ mm}$) とギャップがある場合 ($g = 0.4 \text{ mm}$) の結果を載せている。先述したように、どちらのアンテナもほぼ同じ共振周波数を持つことが分かる。また、どちらもギャップを追加することで共振周波数が高域側に移行している。これは、基板間の等価誘電率が小さくなったためだと考えられる。

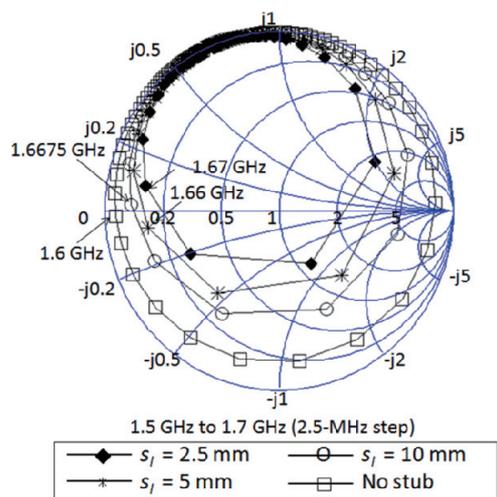


図3.18 短絡スタブの効果 ($g = 0.4$ mm)

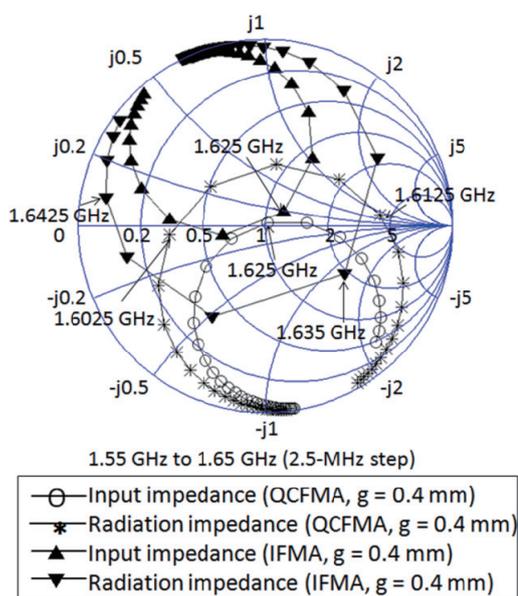


図3.19 インピーダンス特性 ($g = 0.4$ mm)

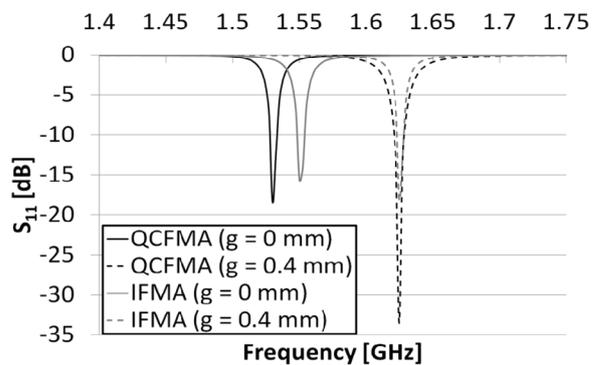


図3.20 S_{11} 特性

3.4.2. 放射特性

図 3.21 に放射効率の比較を示す。ギャップの影響を調べるため、 g の値を 0 mm から 0.6 mm まで、0.1 mm ずつ増やしていったときの、共振周波数における放射効率をプロットしている。ギャップに関係なく、QCFMA の方が IFMA よりも放射効率が高いことが分かる。また、どちらのアンテナも、ギャップの厚みを増やしていくと放射効率が上がっていくのが分かる。これは、ギャップ付近に電界が集中しているため、等価誘電率が低下したことで、その付近の電界が強まるからと考えられる。特に、QCFMA の方がギャップの影響がより大きいことが分かる。この理由として、容量給電は電圧による給電であるため、Feed plate の周りにおける電界もギャップによってより強められるからと考えられる。以上のことから、容量給電構造を用いた QCFMA の方が放射特性が良いことが分かった。次節より、アンテナを作製して実験を行うが、 g を 0.4 mm より大きくしても放射効率はあまり改善されなく、かつ共振周波数が高くなることから、今回は、アンテナを電気的小形な大きさの範囲で検討するため、 $g = 0.4$ mm の場合の結果に注目して比較検討をする。 $g = 0.4$ mm のとき、QCFMA の共振周波数における放射効率は 67.28 % となり、IFMA の 36.48 % に比べて約 31 % 高い結果となった。

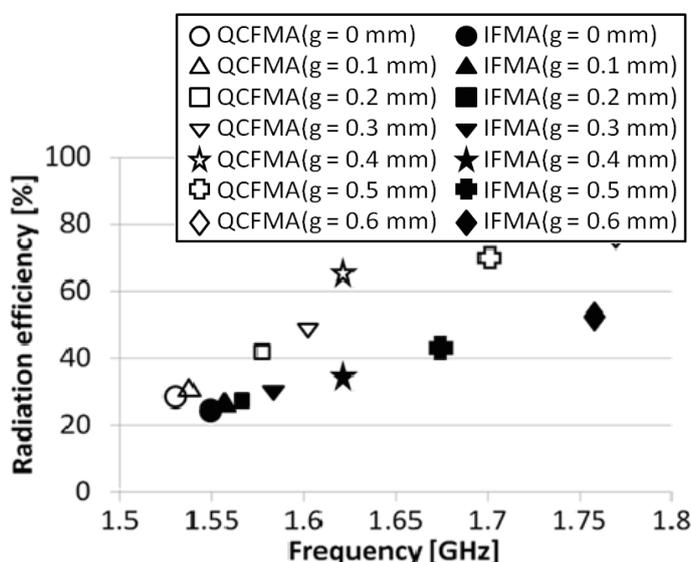


図3.21 放射効率

3.5 誘電体基板間の検討

容量給電構造は、誘電体基板間の空気層（ギャップ）により、放射効率が大きく向上することが分かった。しかしながら、空気層の挿入というのは、実際のメーカーからすると安定性に欠ける構造である。そこで、本章では、QCFMAにおいて、空気層の部分に厚みの薄い誘電体基板を用いた構造を設計する。そして、誘電体基板を部分的に切り抜いた構造をいくつか提案し、放射効率の向上がどれほど見込めるかを検討する。

図 3.22 にアンテナ構造を示す。アンテナは今までと同じ厚み ($th1$) が 0.8 mm の RT/Duroid 5880 基板 ($\epsilon_r:2.2$, $\tan\delta:0.001$) にプリントされている。今回、空気層であった部分に厚み ($th2$) が 0.25 mm の Arlon DiClad 522 基板 ($\epsilon_r:2.5$, $\tan\delta:0.001$) を 2 枚挿入している。アンテナの高さは 2.1 mm ($0.01 \lambda_0$) である。

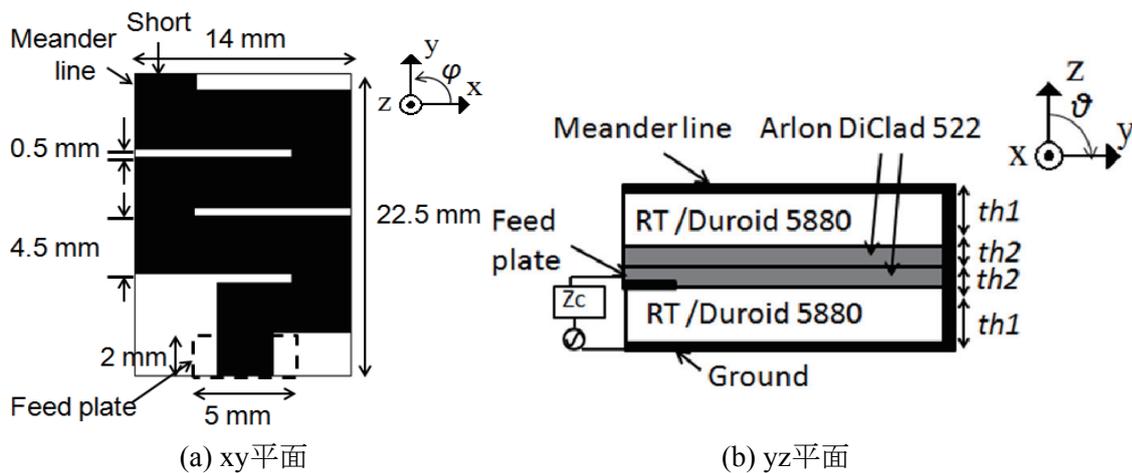
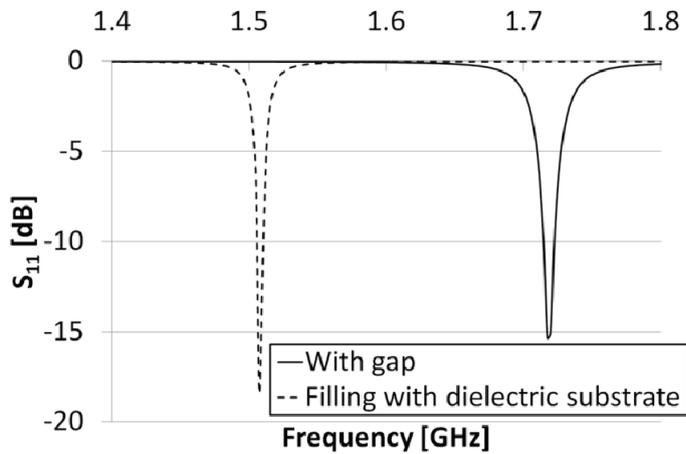
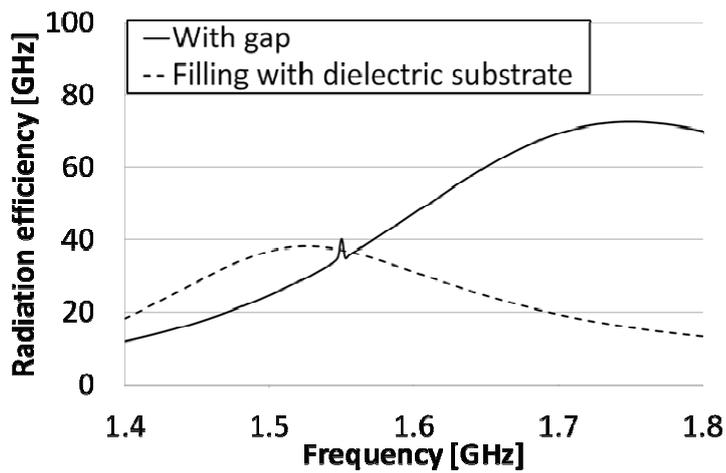


図3.22 誘電体基板 (Arlon DiClad 522) を挿入した構造

図 3.23 に S_{11} 特性と放射効率のシミュレーション結果を示す. 比較のために, QCFMA におけるギャップ ($g=0.5\text{ mm}$) を追加した構造 (With gap) のシミュレーション結果も載せている. ギャップの部分をも 2 枚の薄い誘電体で埋めると, 等価誘電率が上がるため, 共振周波数は低域側にシフトし, 放射効率は下がることを確認した.



(a) S_{11} 特性



(b) 放射効率

図3.23 ギャップを誘電体基板で埋めた場合のシミュレーション結果

3.6. 誘電体を部分的に切り抜いた構造の検討

次に、追加した Arlon DiClad 522 基板を部分的に切り抜いた構造について検討する。いくつかのパターンを設計し、それぞれの場合で放射効率にどれほどの影響が出るかを調べる。

3.6.1 誘電体基板を給電部側から切り抜いた構造

まず、電界が強く出ている Feed plate 付近の影響を検討するために、誘電体基板を給電部側から $2\text{ mm} \times 14\text{ mm}$ 切り抜いた構造 (Type 1) と、給電部側から $5\text{ mm} \times 14\text{ mm}$ 切り抜いた構造 (Type 2) を検討する。それぞれの構造を図 3.24 と図 3.25 に示す。

図 3.26 に S_{11} 特性と放射効率のシミュレーション結果を示す。まず、誘電体を切り抜いていない場合 (Without cutting) と Type 1 の放射効率の結果を比較すると、Feed plate 付近の誘電体を少し切り抜いただけで、共振周波数が高域側に約 80 MHz シフトし、放射効率が 6% 向上したことが分かる。また、Type 1 と Type 2 の放射効率の結果を比較すると、値がほぼ変わらないことが分かる。これより、Feed plate 付近は電界が強いために、等価誘電率を下げたときの放射効率への影響が大きいことが分かった。

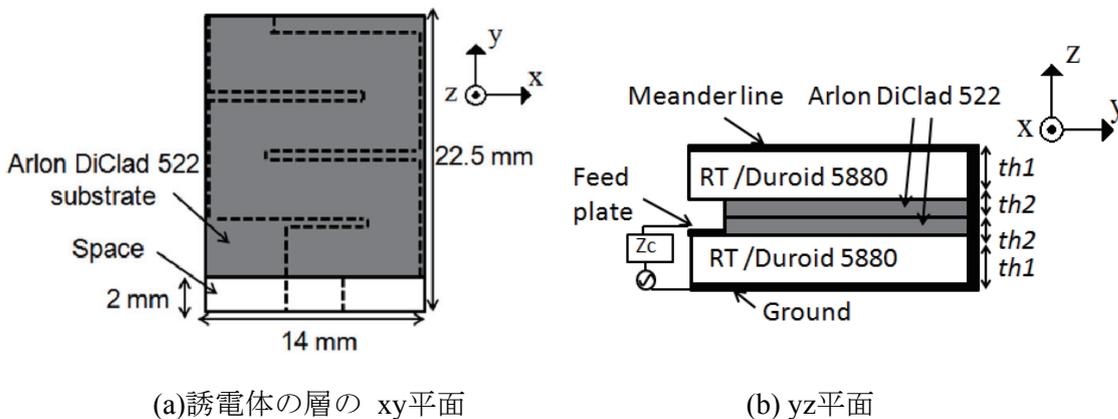
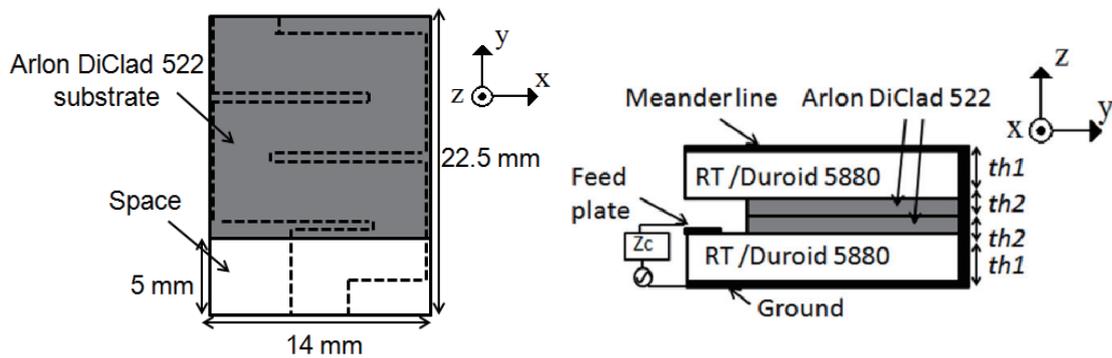
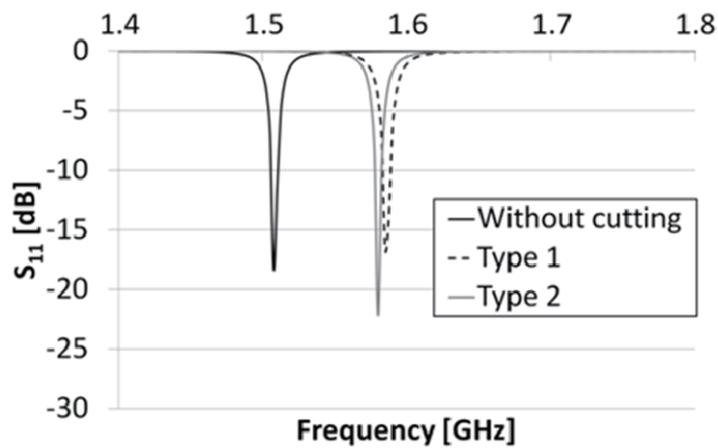


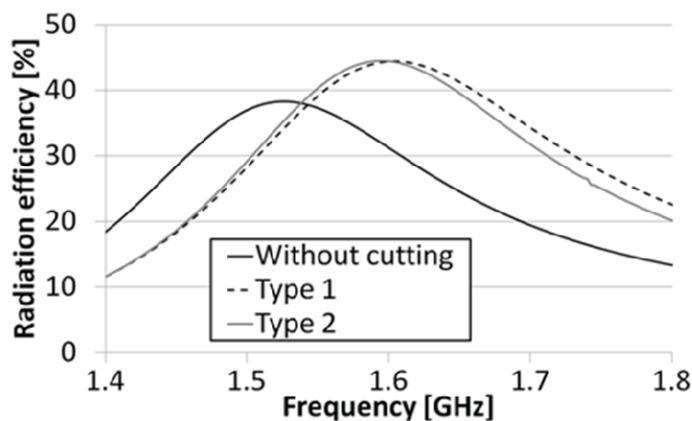
図3.24 誘電体基板を給電部側から $2\text{ mm} \times 14\text{ mm}$ 切り抜いた構造 (Type 1)



(a) 誘電体の層の xy 平面 (b) yz 平面
 図3.25 誘電体基板を給電部側から5 mm×14 mm 切り抜いた構造 (Type 2)



(a) S_{11} 特性



(b) 放射効率

図3.26 シミュレーション結果

次に、誘電体基板を放射素子の短絡側から 2 mm × 14 mm 切り抜いた構造 (Type 3) を検討する。構造図を図 5.6 に示す。この構造を、図 5.3 の誘電体基板を給電部側から 2 mm × 14 mm 切り抜いた構造 (Type 1) と比較する。

図 3.27 に S_{11} 特性と放射効率のシミュレーション結果を示す。Type 3 は、誘電体を切り抜く前に比べて放射効率が 2 % ほど向上しているが、給電部側から誘電体を切り抜いた Type 1 に比べるとあまり向上していないことが分かる。よって、誘電体基板は、磁界の強い短絡部付近よりも、電界の強い給電部付近を切り抜いた方が放射効率に大きく影響するといえる。

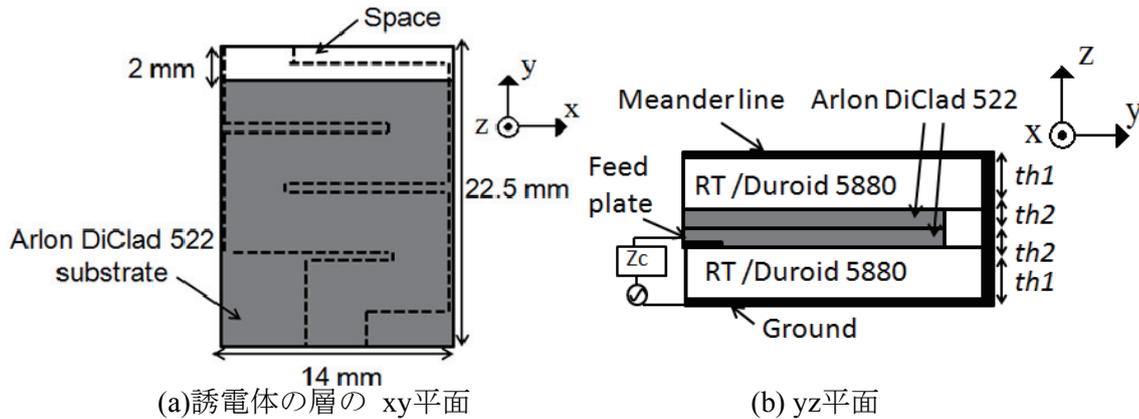
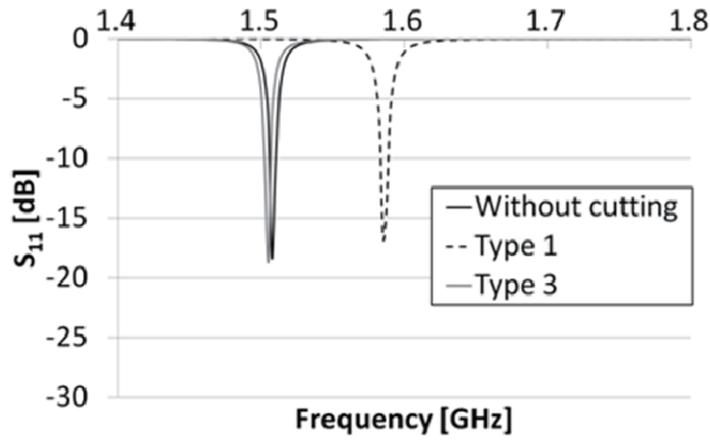
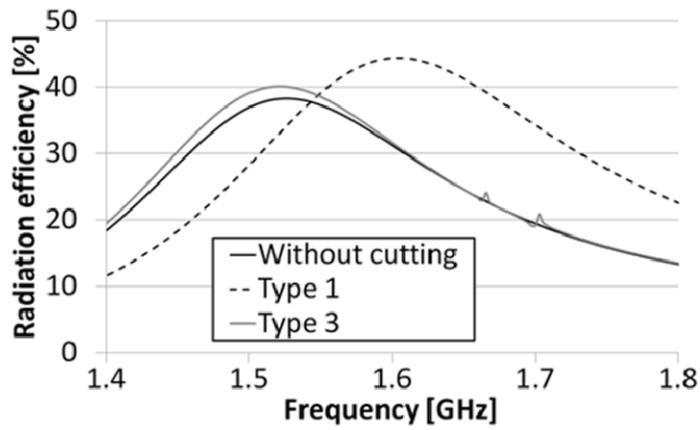


図 3.27 誘電体基板を短絡側から 2 mm × 14 mm 切り抜いた構造 (Type 3)



(a) S_{11} 特性



(b) 放射効率

図 3.28 シミュレーション結果

Feed plate 付近のように，電界の強い部分の誘電体を切り抜くことが，放射効率に大きく影響すると推測できる．そこで，次に，メアンダ素子において電界が強くなる部分に注目し，その付近の誘電体を切り抜いた構造を検討する．図 3.29 は，メアンダラインがプリントされた上層の誘電体における電界分布を示している．図に示すように，Feed plate の真上である開放端部分の他に，素子間のキャパシタンスが大きくなる部分でも強い電界が出ていることが分かる．

よって，その部分の誘電体を切り抜いた構造を検討する．アンテナ構造 (Type 4, Type 5) を図 3.30 と，図 3.31 にそれぞれ示す．Type 4 と Type 5 は，メアンダ素子において電界が強くなる付近の誘電体をそれぞれ 2 mm × 14 mm 切り抜いた構造となっている．

これらの構造の特性をシミュレーションした結果を図 3.32 に示す．まず，どちらの構造も，誘電体を切り抜く前に比べて共振周波数が約 80MHz 高域側にシフトしている．また，放射効率への影響を確認すると，Type 4 では約 4%，Type 5 では約 6%向上しており，電界の弱い短絡付近を切り抜いた構造 (Type 3) と比べても向上していることが分かる．これより，電界の強い部分の誘電体を切り抜くことは放射効率に大きく影響することが分かった．

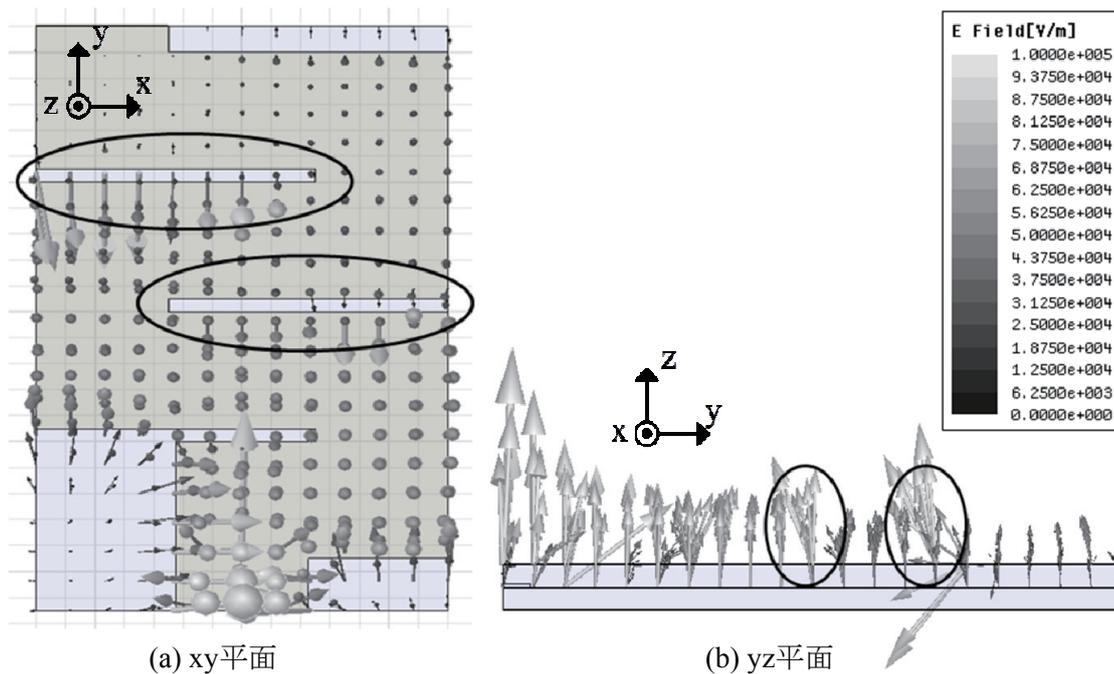
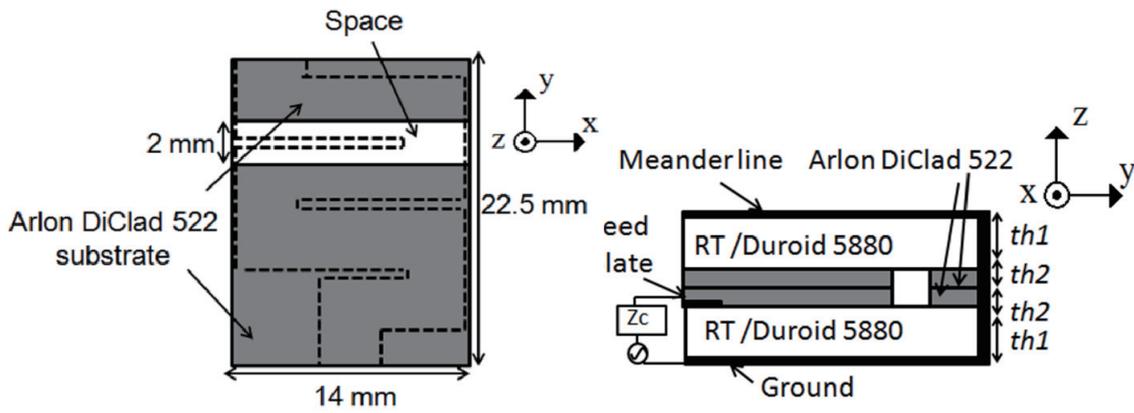


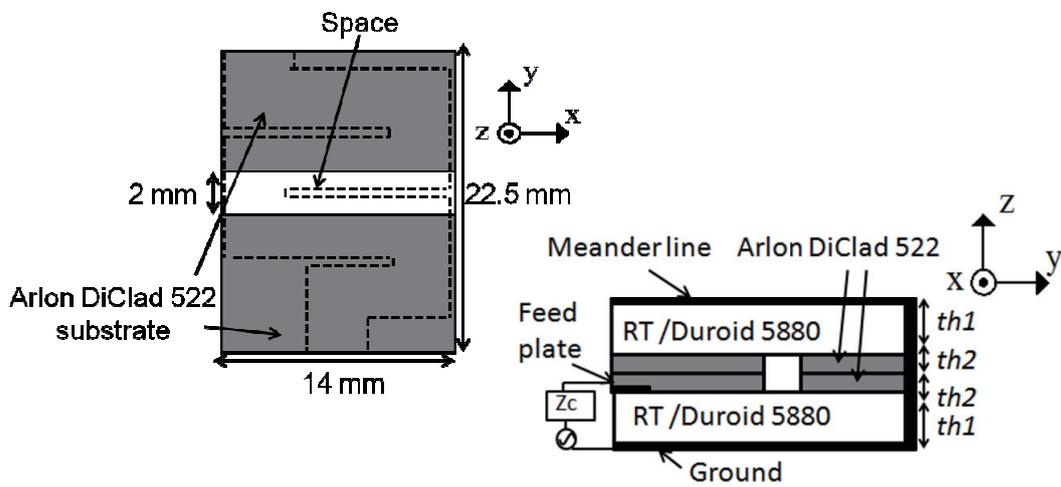
図 3.29 メアンダラインがプリントされた誘電体における電界分布



(a)誘電体の層の xy平面

(b) yz平面

図 3.30 メアング素子における電界の強い部分の誘電体を切り抜いた構造 1 (Type 4)



(a)誘電体の層の xy平面

(b) yz平面

図 3.31 メアング素子における電界の強い部分の誘電体を切り抜いた構造 2 (Type 5)

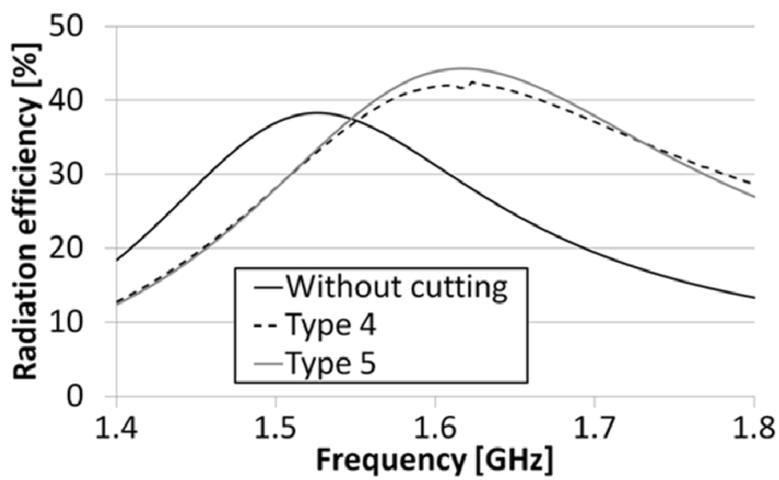
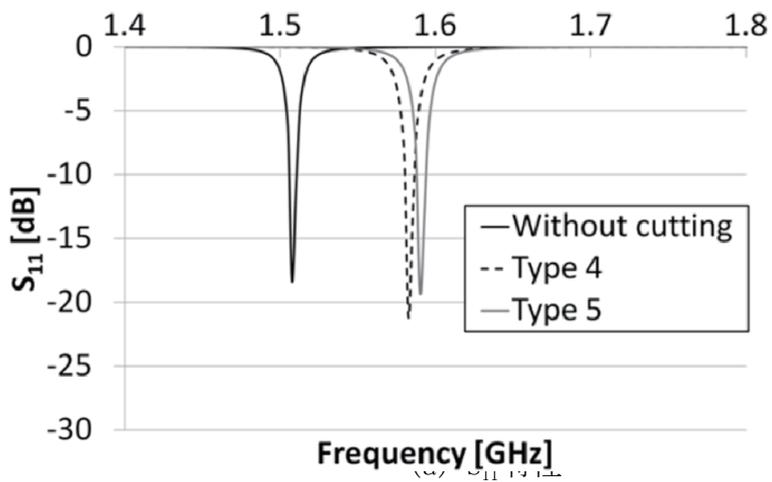


図 3.32 シミュレーション結果

3.6.2 誘電体基板を全体の約 3 分の 2 切り抜いた構造

5.2.1 から 5.2.3 では、誘電体基板を様々な箇所ですこしだけ切り抜いた構造を設計し、放射効率への影響を検討した。最後に、安定した構造で、できるだけ放射効率の高いアンテナを実現するため、誘電体基板を全体の約 3 分の 2 ほど切り抜いた構造を提案し、実際に作製・測定まで行う。設計した構造 (QCFMA2) を図 5.12 に示す。図に示すように、作製における構造の安定性を考慮して、誘電体は周りの角を残して中を大きく切り抜いた形にした。また、5.2.1 の結果を考慮し、放射効率をできるだけ向上させるために給電部側は端まで切り抜いた。

図 5.13 に QCFMA2 の S_{11} 特性と放射効率のシミュレーション結果を示す。誘電体を切り抜いていない場合と比べると、共振周波数は高域側に約 150 MHz シフトしている。また、放射効率は 55.9% となり、約 18% 向上させることができた。

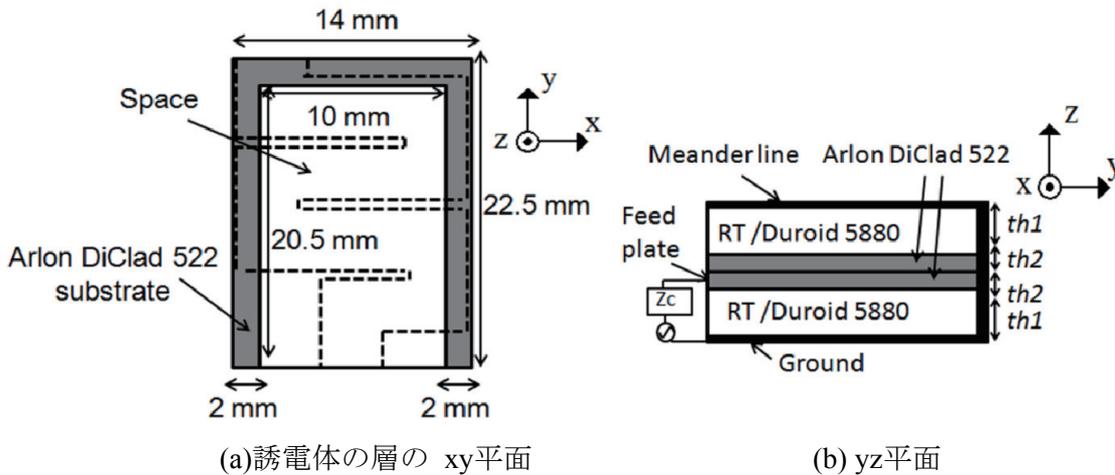
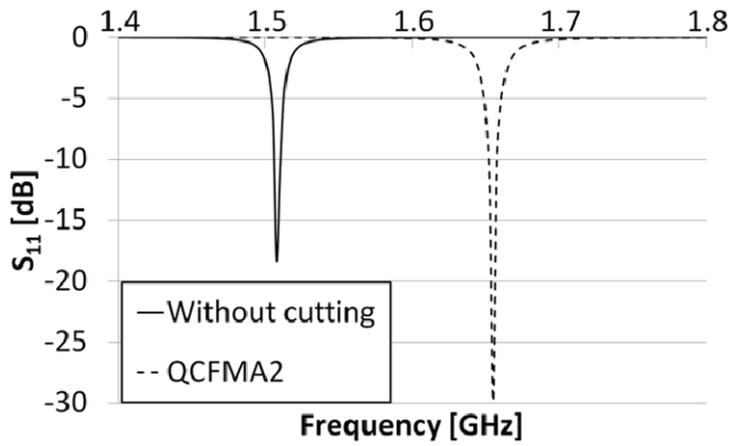
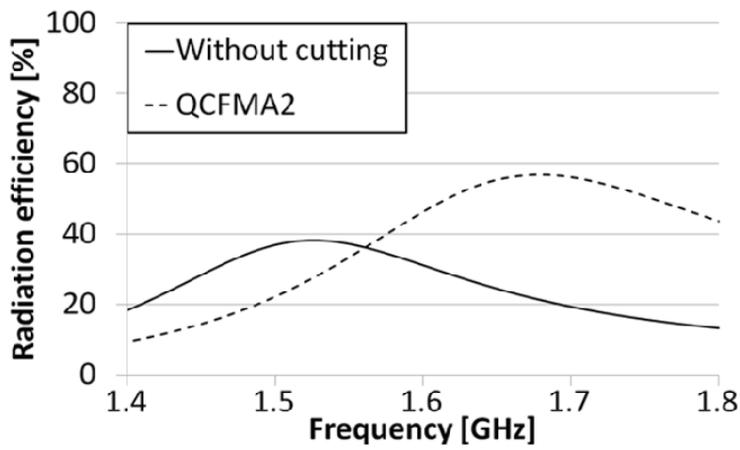


図 5.12 誘電体基板を全体の約 3 分の 2 切り抜いた構造 (QCFMA2)



(a) S_{11} 特性



(b) 放射効率

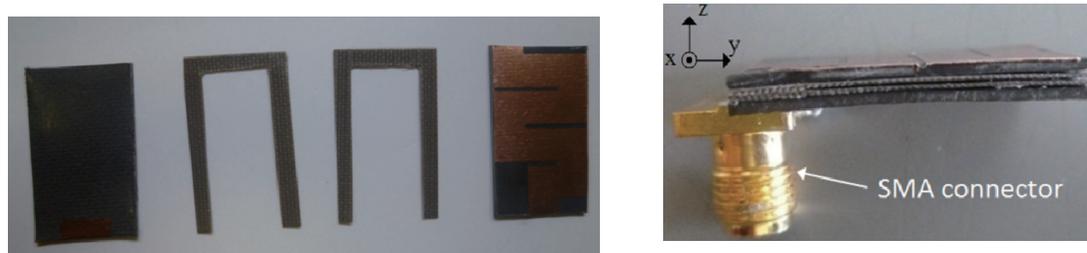
図 5.13 シミュレーション結果

3.7. アンテナ作製・測定

図 5.12 の，誘電体基板を全体の約 3 分の 2 切り抜いた構造（QCFMA2）を実際に作製し，測定を行った。

3.7.1 作製アンテナ

図 5.14 に作製したアンテナ（QCFMA2）を示す。



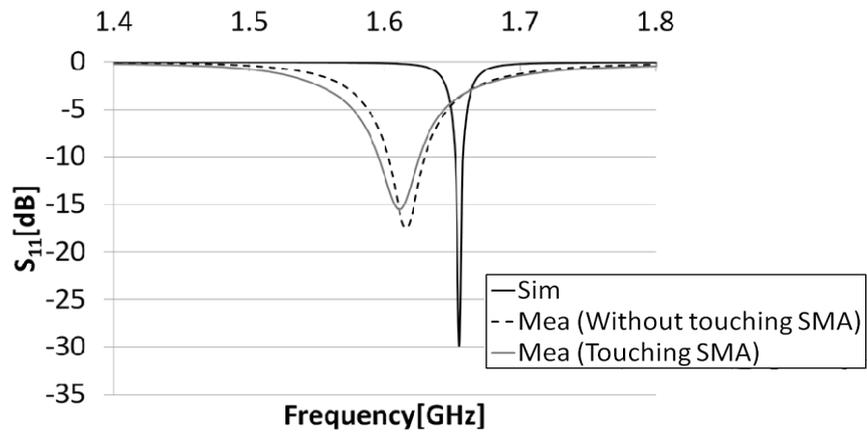
(a) 各層の基板

(b) 側面図

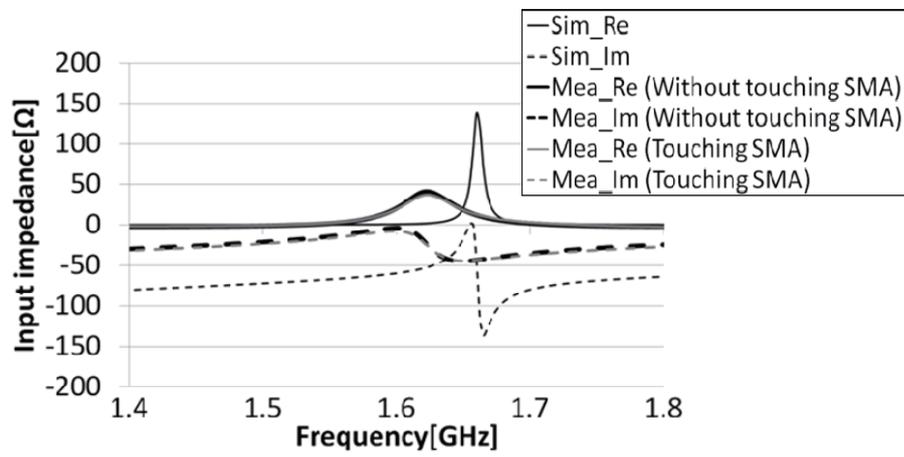
図 5.14 作製アンテナ

3.7.2 入力特性

図 5.15 に入力特性である S_{11} 特性と入力インピーダンスを示す。まず，SMA コネクタのグラウンド部分を人間の手で触れた場合と，触れていない場合の比較を行ったが，ほとんど特性が変化していないことから，QCFMA 同様漏洩電流の少ない構造であることを確認した。測定ではシミュレーション結果に比べて共振周波数が約 40MHz 低域側にシフトしているが，ほぼ近いため，細かい作製誤差の範囲といえる。



(a) S_{11} 特性



(b) 入力インピーダンス
図5.15 入力特性

3.7.3 放射特性

表 5.1 に放射効率の測定結果を示す。放射効率は、ホイラーキャップ法を用いて行い、式(3.1)によって計算で求めた。計算結果より、放射効率の測定結果は 54.2% となり、シミュレーション結果の 55.9% に近い値となった。

また、図 5.16 に放射パターンの結果を示す。測定結果の最大方向の利得は 0.25 dBi であり、シミュレーション結果の -1.15 dBi と近い値となった。

表 5.1 放射効率測定結果

$Q_{no\ cap}$	Q_{cap}	η (Mea)	η (Sim)
37.031	53.691	0.542	0.559

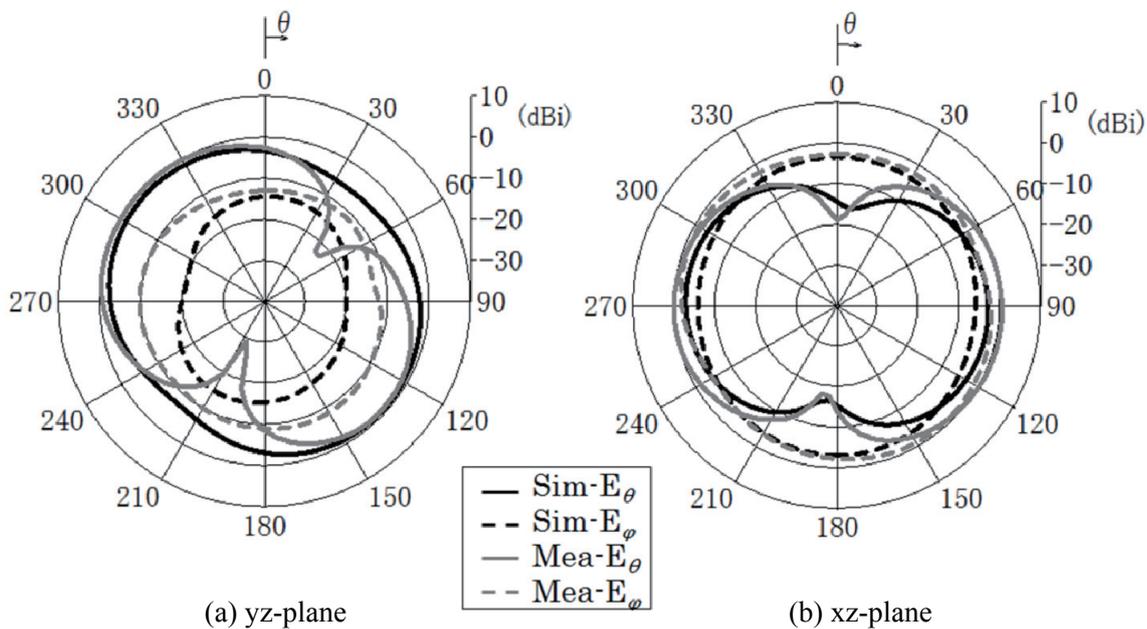


図5.16 放射パターン

3.7.4 まとめ

シミュレーション・測定結果を表 5.2 にまとめた。基板間における空気層の部分に厚みの薄い誘電体基板を挿入して中を切り抜いた QCFMA2 は、QCFMA に比べると特性が劣るものの、構造に安定性があり、放射効率において 54.2%、最大利得において 0.25 dBi と十分良い特性を持つ構造であることを確認できた。

表 5.2 シミュレーション結果と測定結果

Antenna	Resonance frequency [GHz]	ka
QCFMA2 (Sim)	1.65	0.460
QCFMA2 (Mea)	1.61	0.448
Antenna	Radiation efficiency [%]	Peak gain [dBi]
QCFMA2 (Sim)	55.9	-1.15
QCFMA2 (Mea)	54.2	0.25

4. 層状メアンダ構造アンテナ

また、低姿勢アンテナとしての一つの試みとして、積層型のメアンダアンテナについて検討した。当初は、メアンダアンテナをかまぼこ型にする等でQ値を下げることを検討したが、あまり変化はなかったので計画を一部変更し、小形かつ低姿勢アンテナで、マルチ共振が実現できるアンテナの一例として、今回提案した。その構造を図4.1に示す。

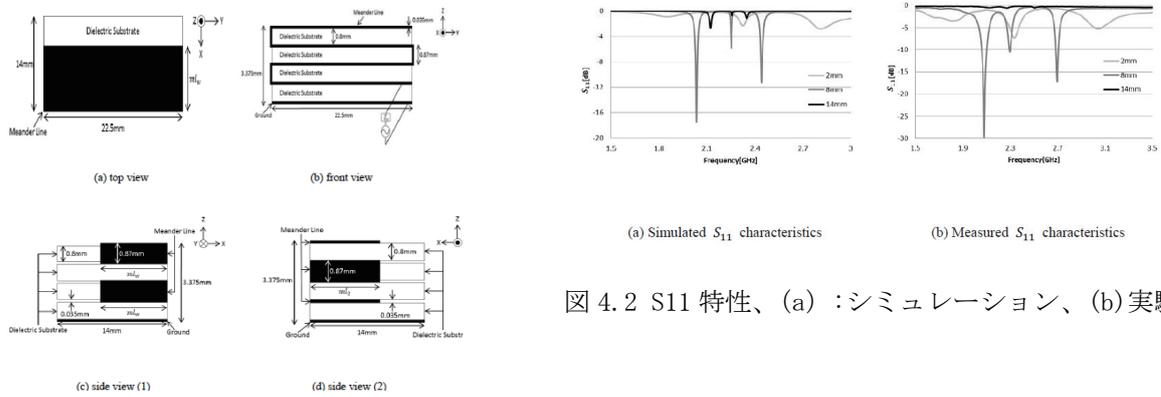


図 4.2 S11 特性、(a) :シミュレーション、(b)実験

図 4.1: 積層型メアンダアンテナ

この構造は、3章の構造をグラウンドに対して垂直にメアンダラインの放射素子を設けたものであるが、図4.2のごとく、複数の共振が得られた。3章と同様に背面板を持つアンテナであり、同時に低姿勢であるが、このような新たな特徴が見られたと考えられる。この構造は、共振周波数がグラウンドの長さに依存するため、共振周波数が制御できる。また、3つの共振周波数のうち、低い方から第一共振周波数と、第三共振周波数は、放射効率が50%程度となるが、第二共振周波数では、ほとんど放射に寄与しない。これは、素子の全長が1波長程度の動作となるため、電流分布の節の前後で位相が逆となり、打ち消しあうためである。このうち、第一共振周波数と第三共振周波数の放射パターンを図4.3、4.4にしめす。

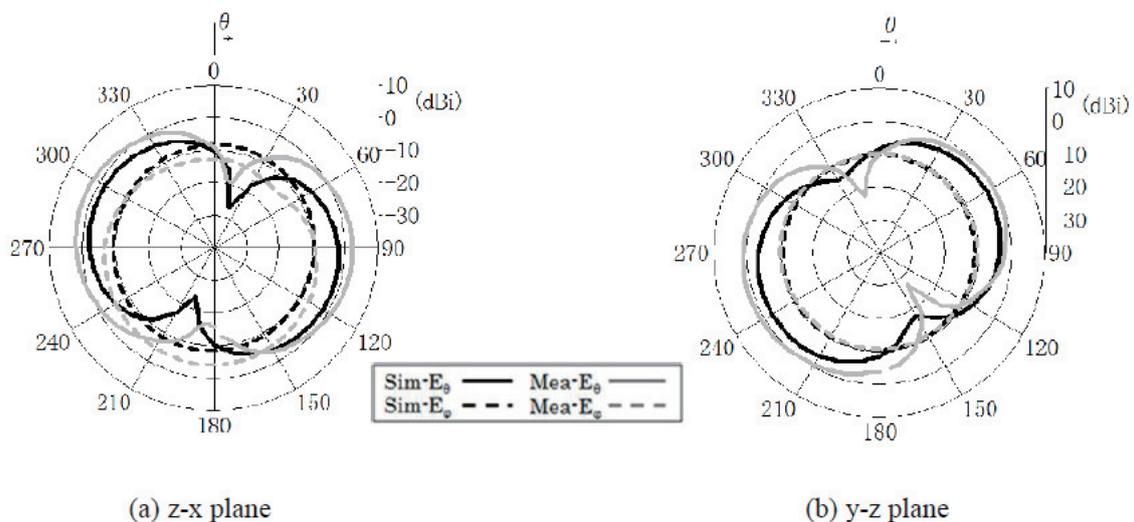


図 4.3 放射パターン (第一共振周波数)

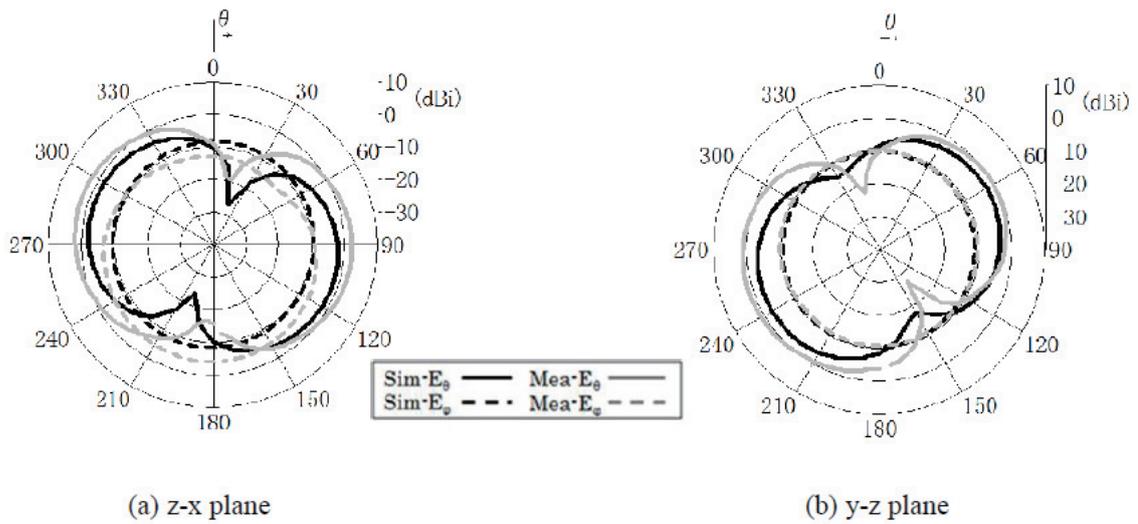


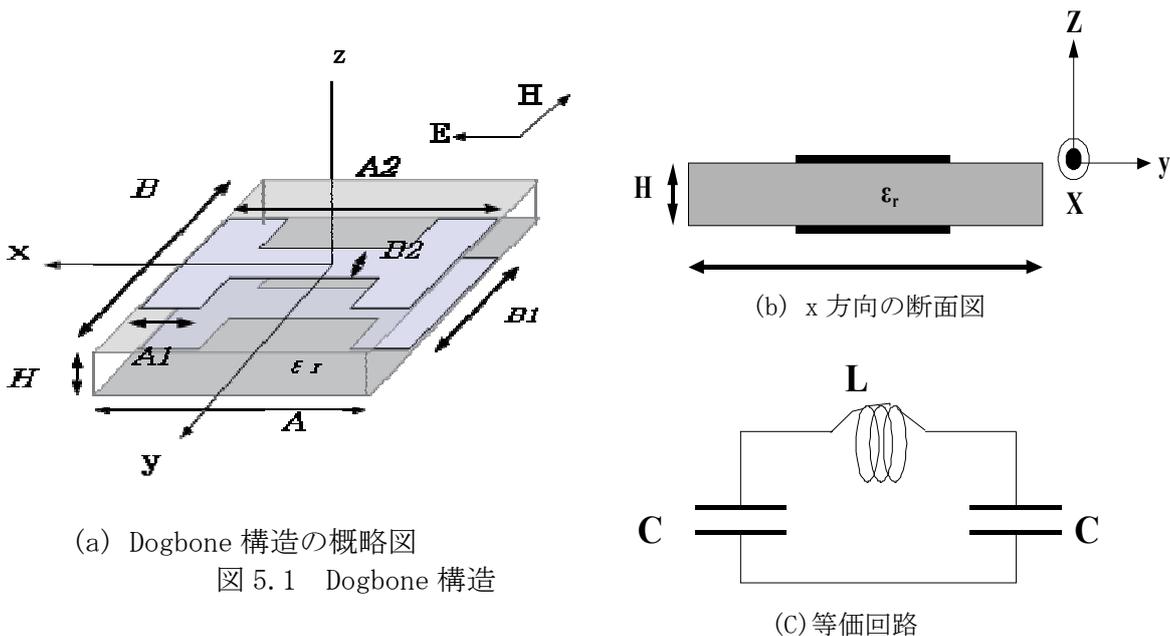
図 4.4 放射パターン (第二共振周波数)

5. ドッグボーンペアを用いた低姿勢垂直偏波アンテナ

5.1 構造と等価モデル

Dogbone 構造は図 5.1(a)に示すように、誘電性の基板の両側に配置された導体の密結合の周期的配列で構成された NIR (Negative Index of Refraction) 媒体である [15] [16]. この構造はある周波数帯で人工磁気導体 (Artificial Magnetic) として振る舞い、Dogbone 構造のそれぞれのパラメータを変化させることで、磁気共振、電気共振をコントロールできることが特徴である [15]-[19].

図 5.1(c)に Dogbone 構造の等価回路を示す. 図 2.1(c)のように等価的にキャパシタンスとインダクタンスからなる回路と見なせる.



(a) Dogbone 構造の概略図
図 5.1 Dogbone 構造

図2. 1に示すDogbone構造のデフォルトのパラメータは以下に設定してある。
 $A = B = 7.5\text{mm}$, $B1 = 4\text{mm}$, $A2 = 7.4\text{mm}$, $B2 = 0.8\text{mm}$, $A1 = 1\text{mm}$, $H = 0.254\text{mm}$
 $\epsilon_r = 2.5$

まずは 2×2 のDogbone構造でシミュレーションを図った。図5.2にアンテナの図を示す。アンテナの高さは 3.402mm ($1/10$ 波長)と十分に低姿勢といえる[20]。図5.3, 5.4に入力特性, 放射パターンのシミュレーション結果を示す。比較のため 2×2 の正方形パッチを配置したアンテナの放射パターンも示している。放射パターンはいずれも S_{11} が最小となった 9.74GHz におけるものであり, 垂直偏波となっている。

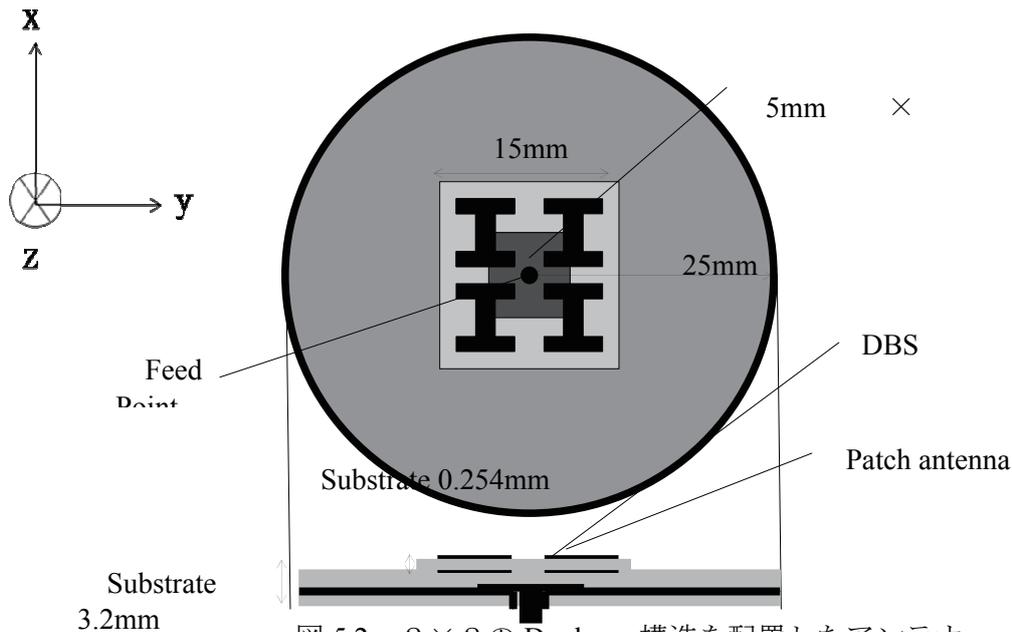
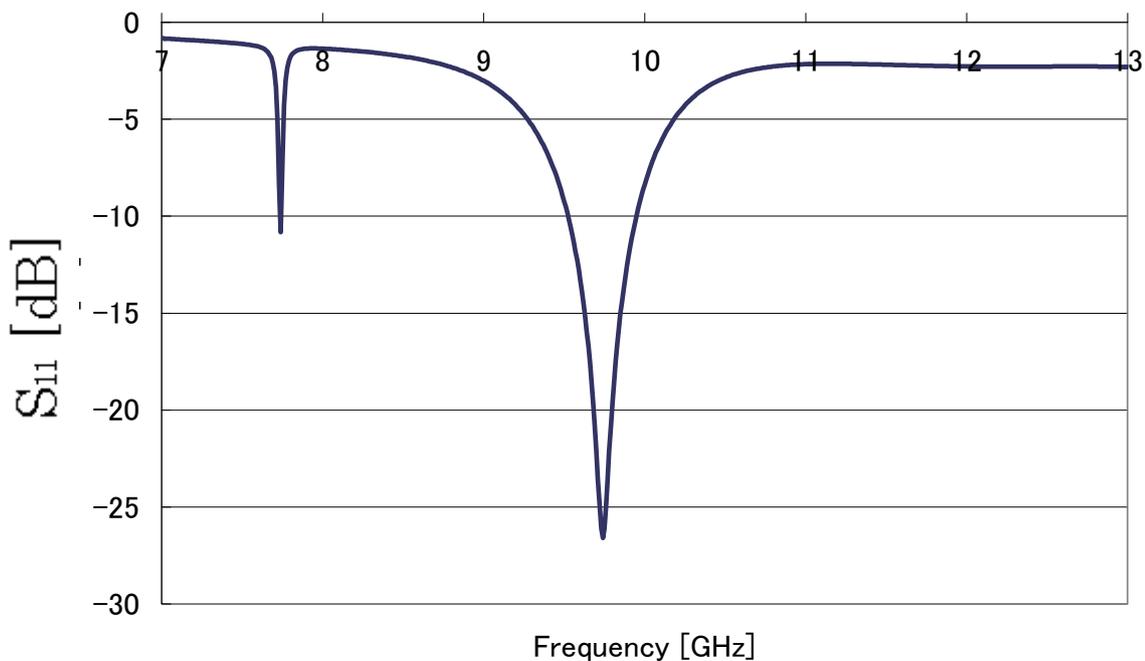
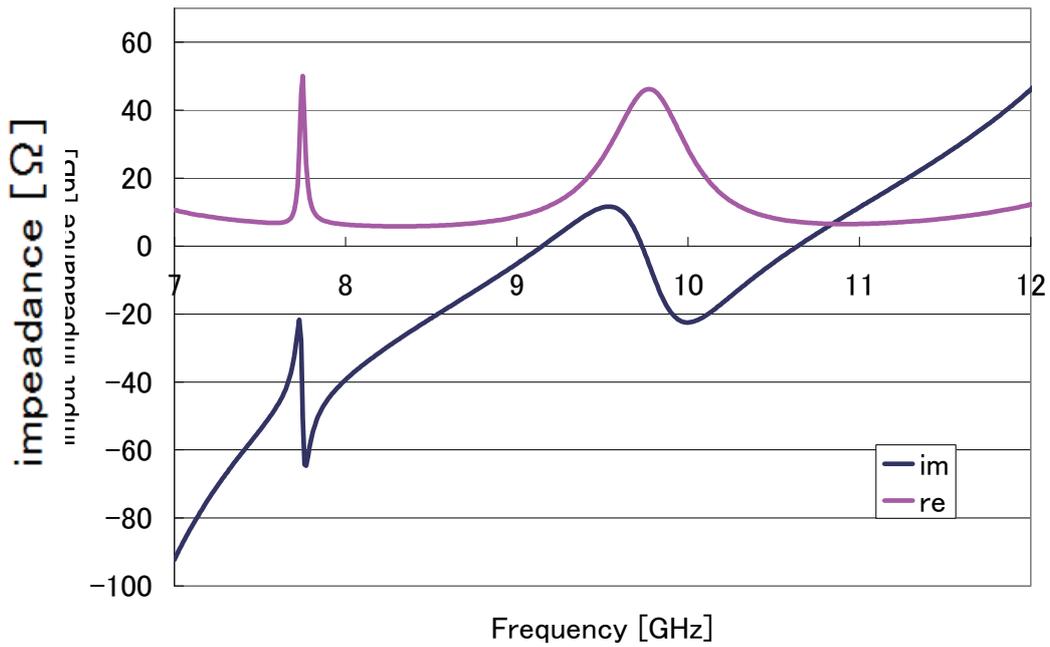


図 5.2 2×2 の Dogbone 構造を配置したアンテナ

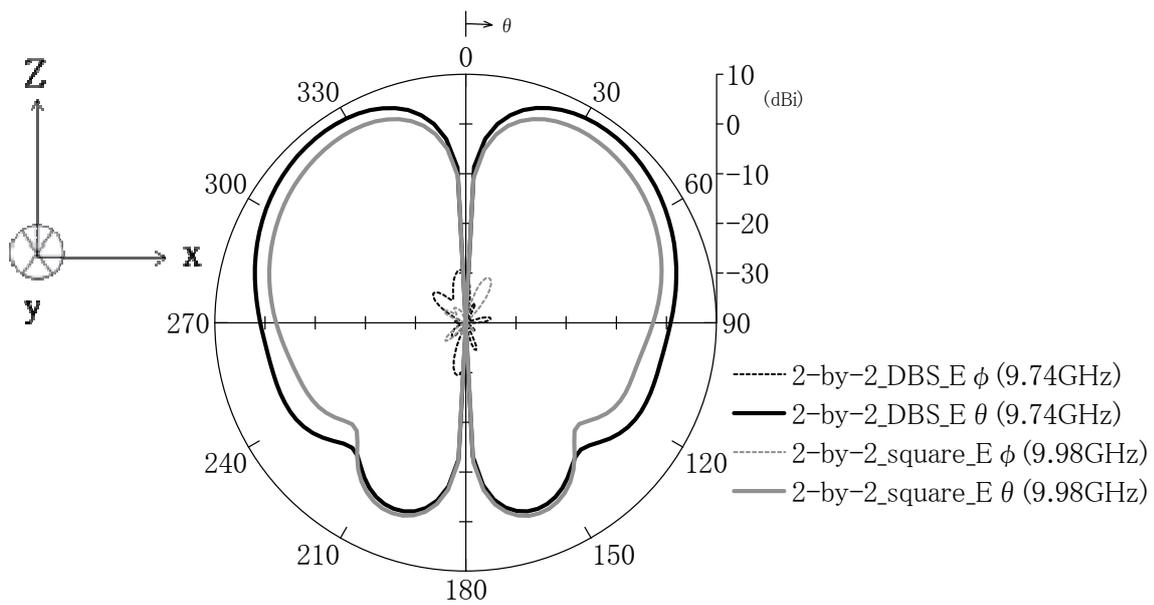


(a) 入力特性

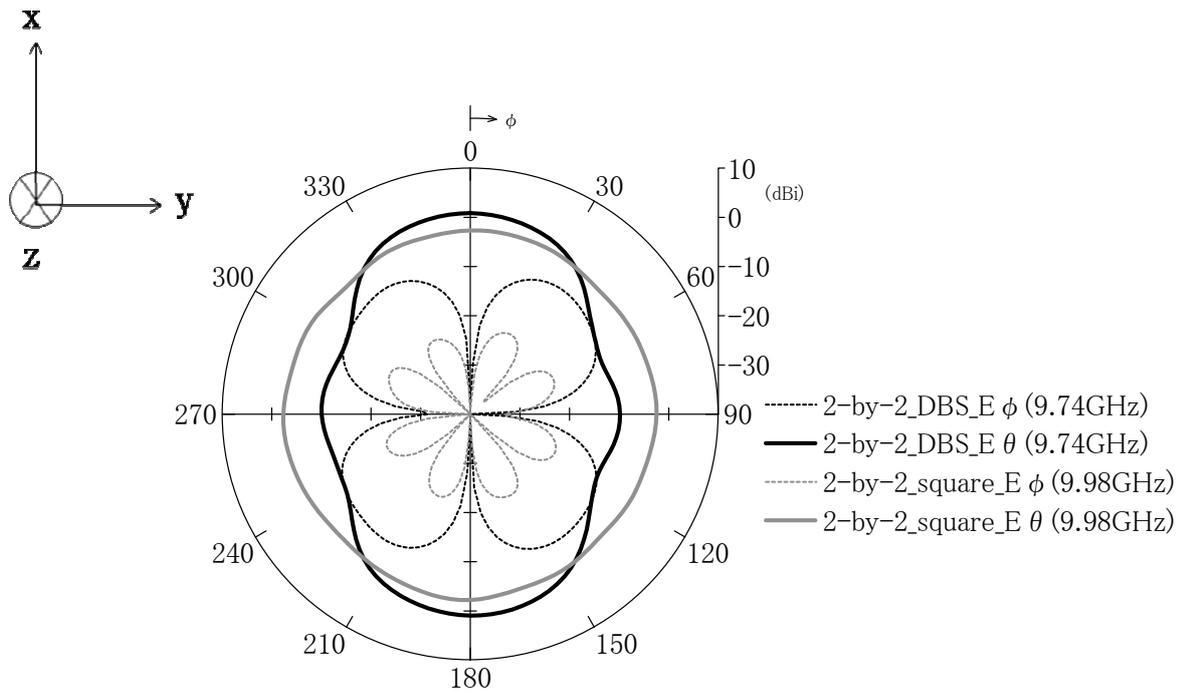


(b) 入力インピーダンス

図 5.3 入力特性



(a) 垂直平面 x-z 面 ($\phi = 0 \text{ deg}$)



(b) 水平面 x-y 面 ($\theta = 90^\circ$)

図 5.4 放射パターン

正方形パッチを配置したアンテナは参考アンテナ同様に水平方向で無指向性のパターンが得られている。一方、Dogbone構造を配置することで水平面において 90° と 270° 方向の利得が下がり、無指向性だったパターンが絞れたことがわかる。また、 0° と 180° 方向の利得が 0.8dBi であり、DBSWAと比べて 2dB 向上した。ただ、交差偏波については悪化してしまった。

5.2 x 方向に Dogbone 構造を配置

本項では x 方向に Dogbone 構造を並べた 2×6 の構造と y 方向に並べた 6×2 の構造を試みた。図 5.5 にその構造を示す。

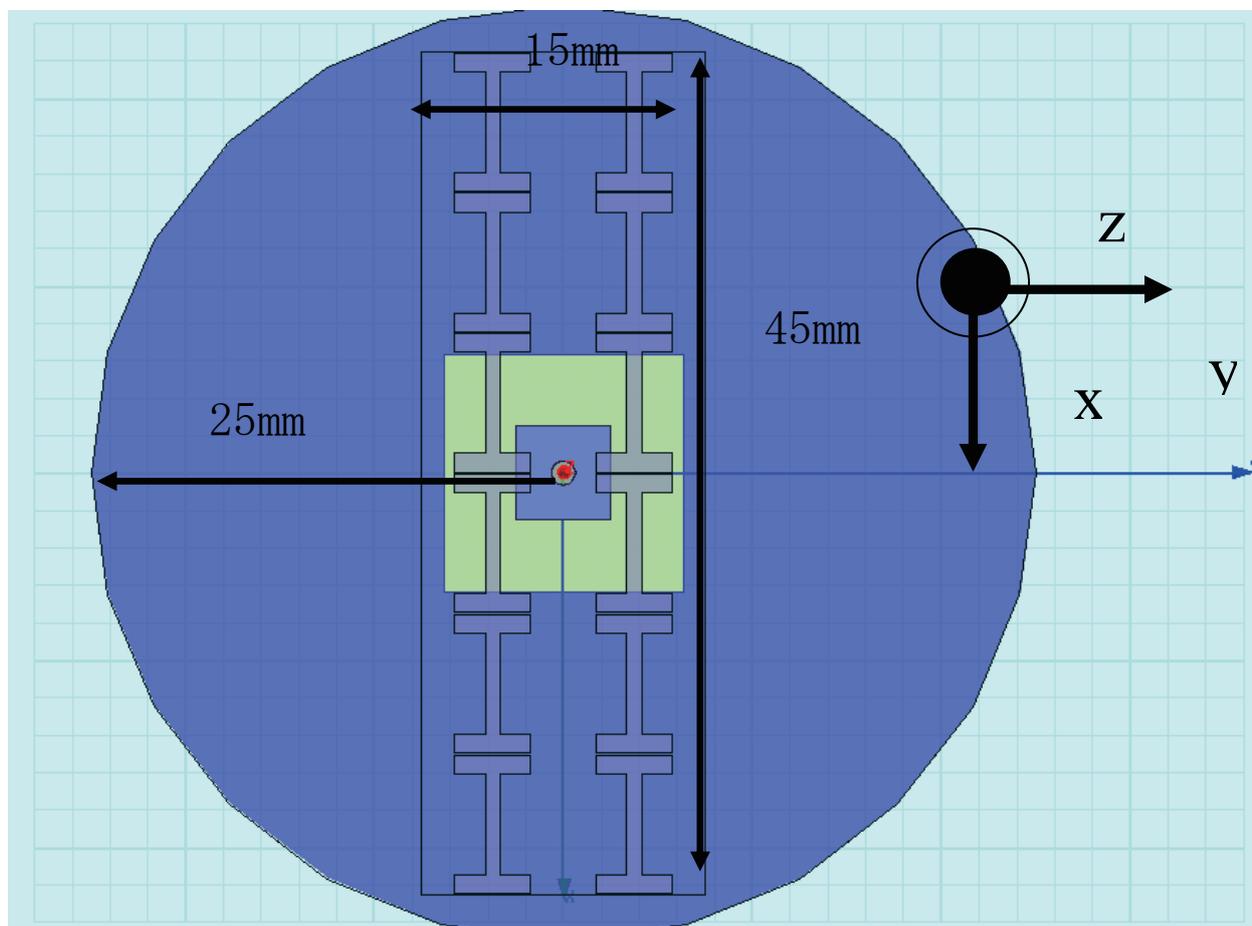
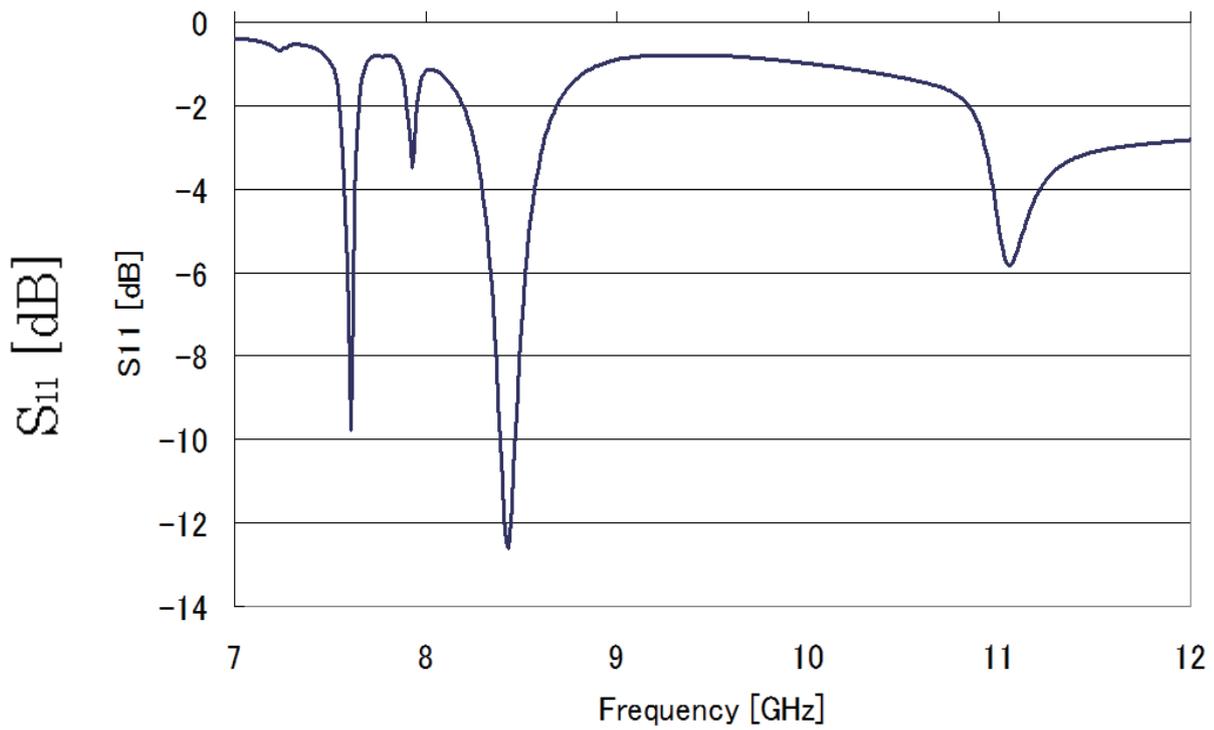
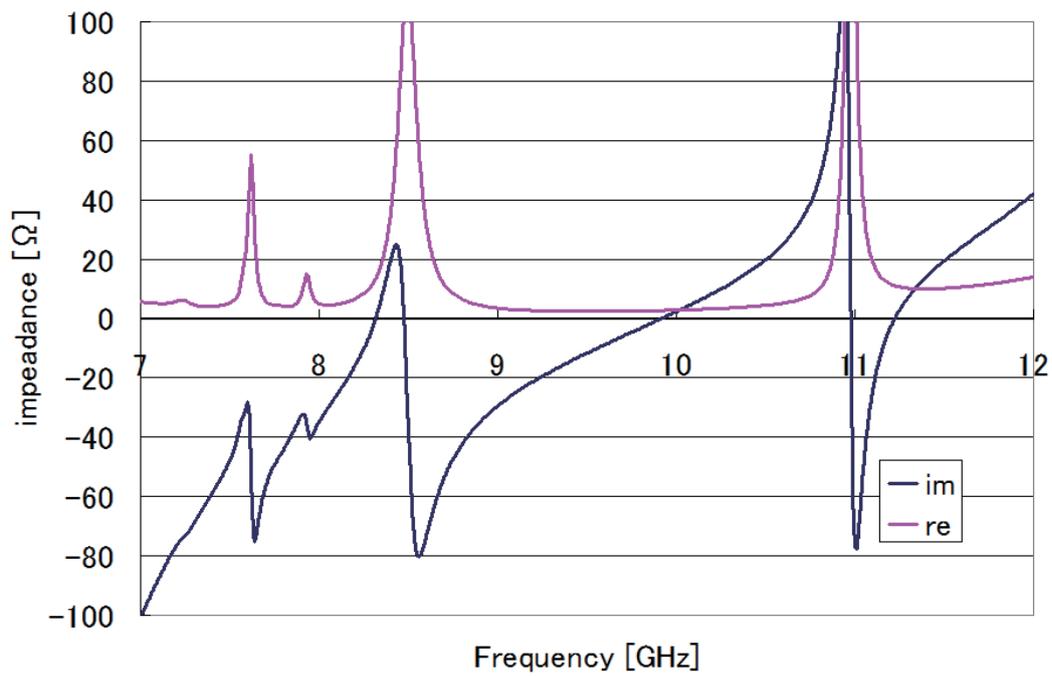


図 5.5 x 方向に Dogbone 構造を配置したアンテナ

さらに、入力特性を図 5.6 に示す。

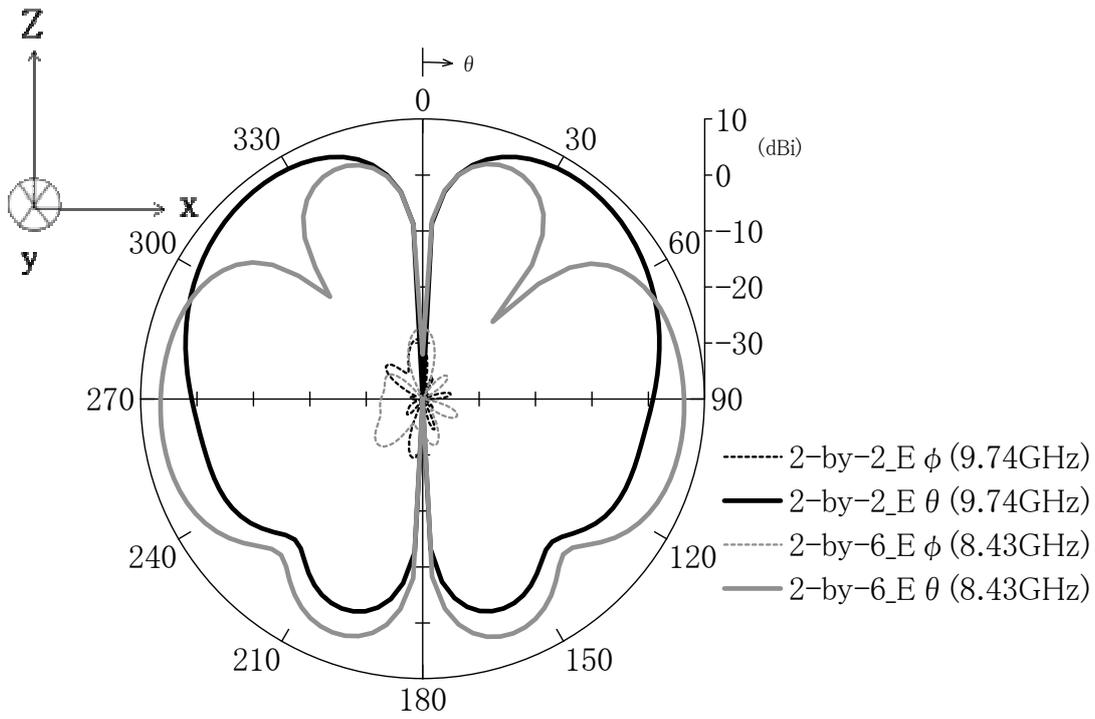


(a) S₁₁ 特性

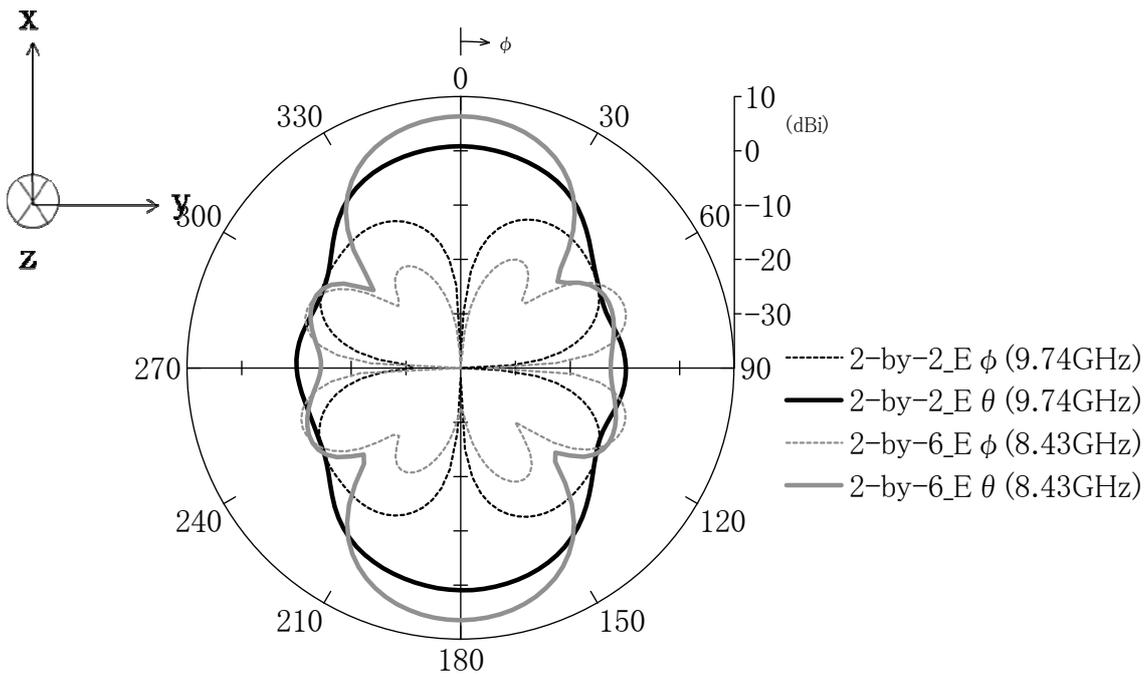


(b) 入力インピーダンス特性

図 5.6 入力特性

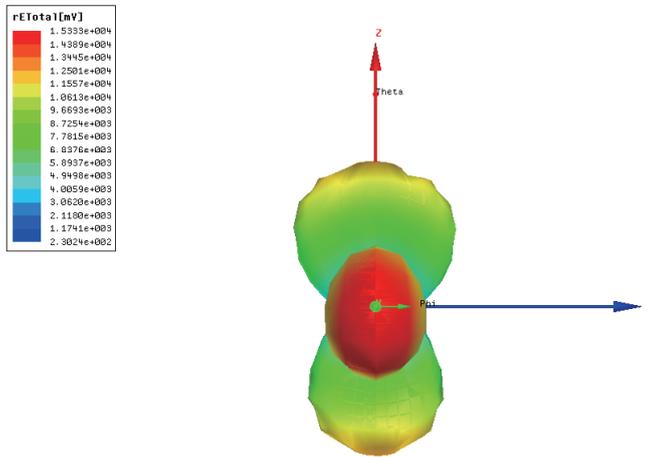
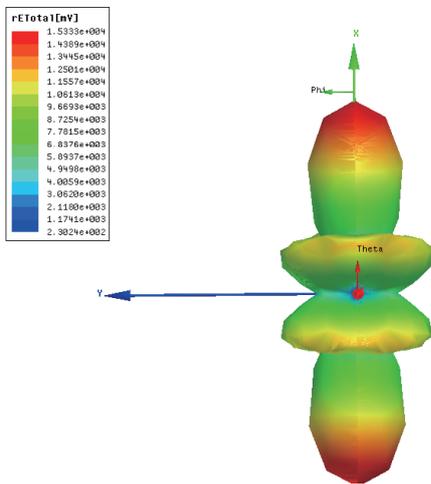
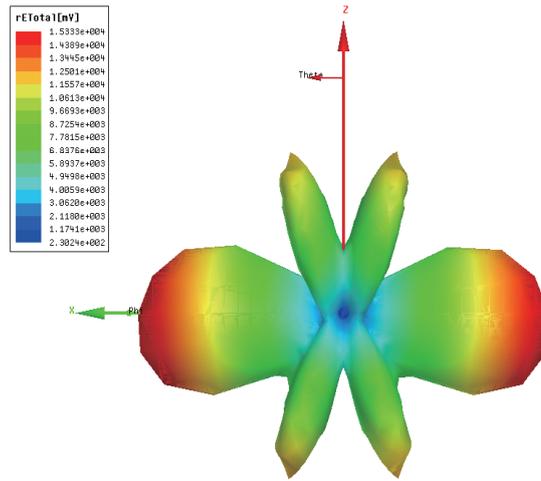
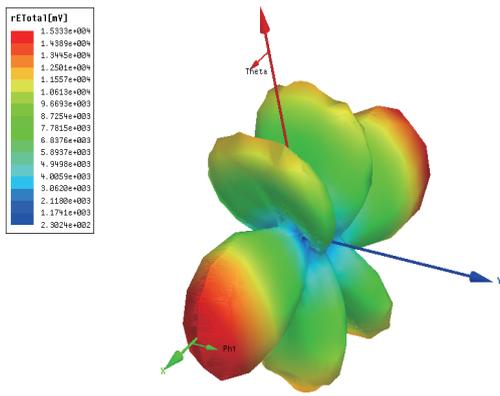


(a) 垂直平面 x-z 面 ($\phi = 0 \text{ deg}$)



(b) 水平平面 x-y 面 ($\theta = 90 \text{ deg}$)

図 5.7 放射パターン



(c) x-y 面

(d) z-y 面

図 5.8 3D 画像

図 5.7 および 5.8 に放射パターンを示す。水平平面(x-y 面)において、2×6 の場合は 0 度、180 度方向の利得が向上し、交差偏波も軽減できている。0 度方向の利得が 6.3dBi で 2×2 の場合(0.8dBi)と比べ、5.5dB 向上した。垂直平面(x-z 面)において、4×4 や 8×8 など今までは主ビームが垂直方向(z 方向)に向いていたのが、2×6 の場合は 90 度・270 度方向に向いており、垂直方向への放射を軽減できている。ピークゲインは±99 度方向で 6.5dBi で、水平平面とほぼ同じ利得が得られた。3D 画像を確認してもわかるように、放射が水平方向(x 方向)に強まっている。

これらは Dogbone 構造を x 方向に並べたため、放射パターンが x 方向に強まる形になったと考えられる。

前項では、x 方向に 2×6 の Dogbone 構造を並べた構造で、x 方向に放射を向けることができた。そこで、y 方向に 6×2 の Dogbone 構造を並べれば今度は放射を y 方向に向けることができるのではないかと考え、この構造を試みた。

図 5.9 にアンテナを示す。前項と同様に y 方向に Dogbone 構造を並べ、6×2 の構造を配置している。

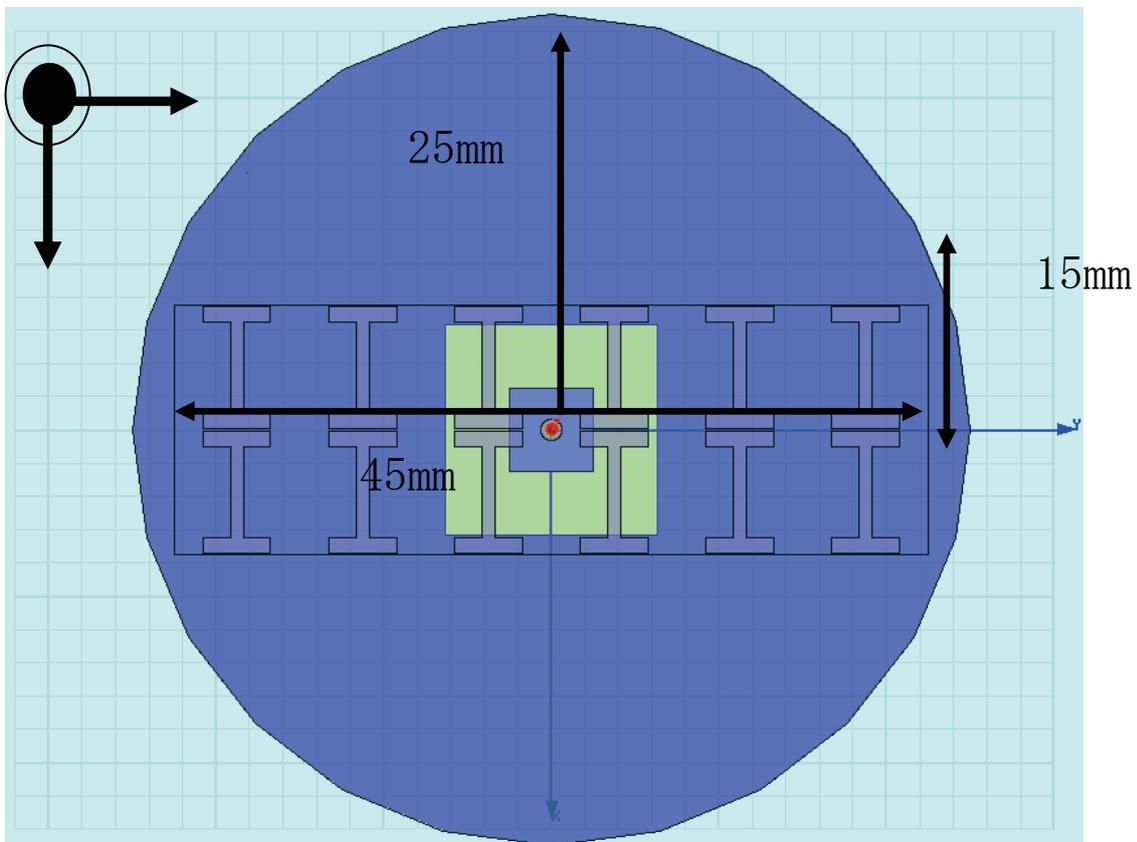
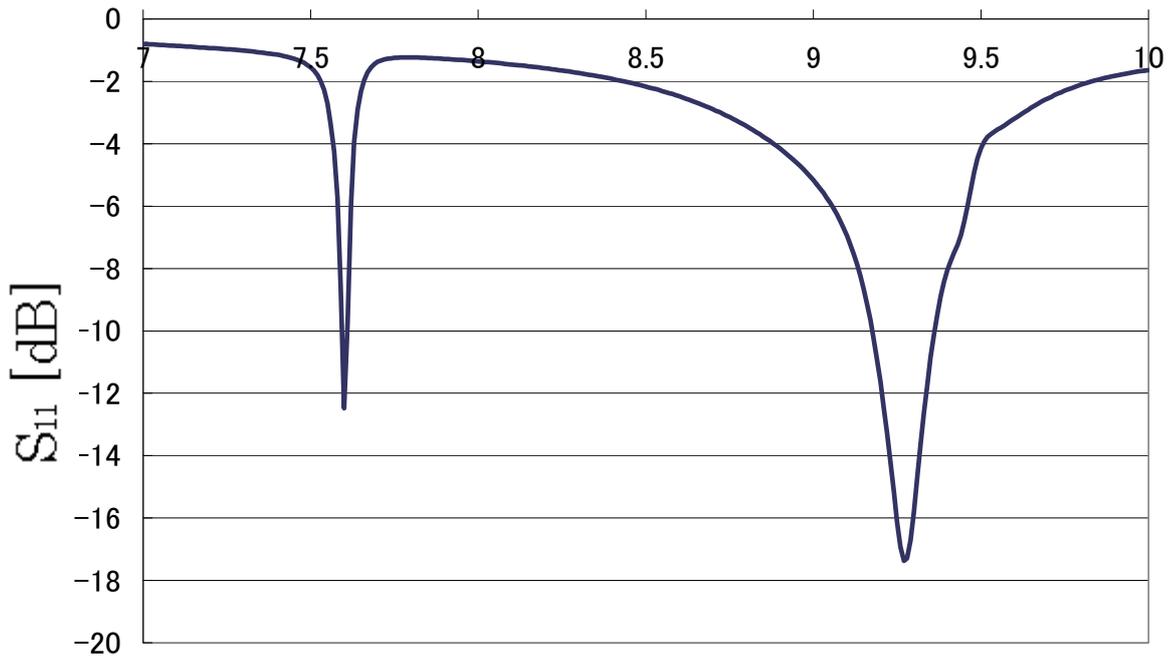
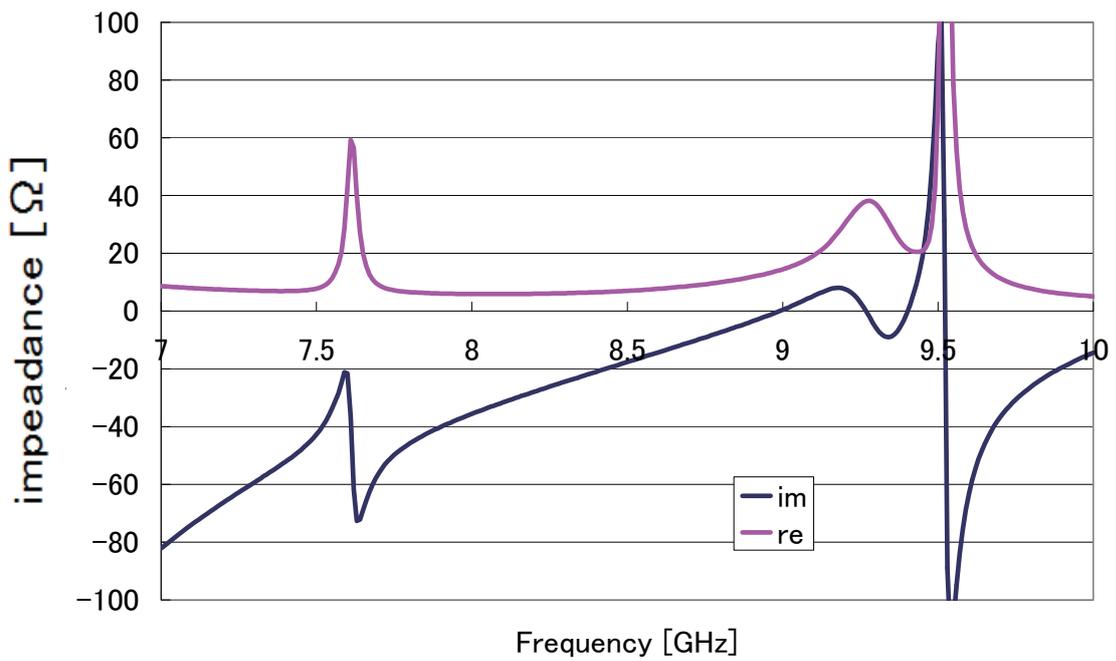


図 5.9 y 方向に Dogbone 構造を並べたアンテナ

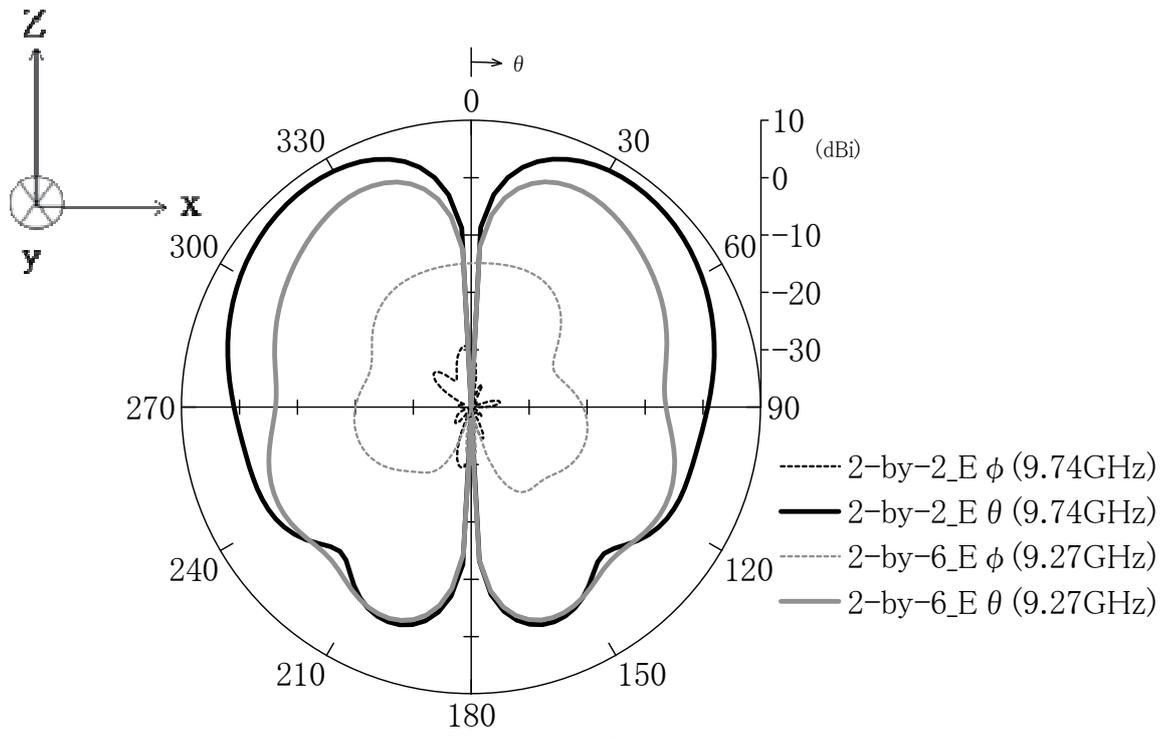


(a) S11 特性

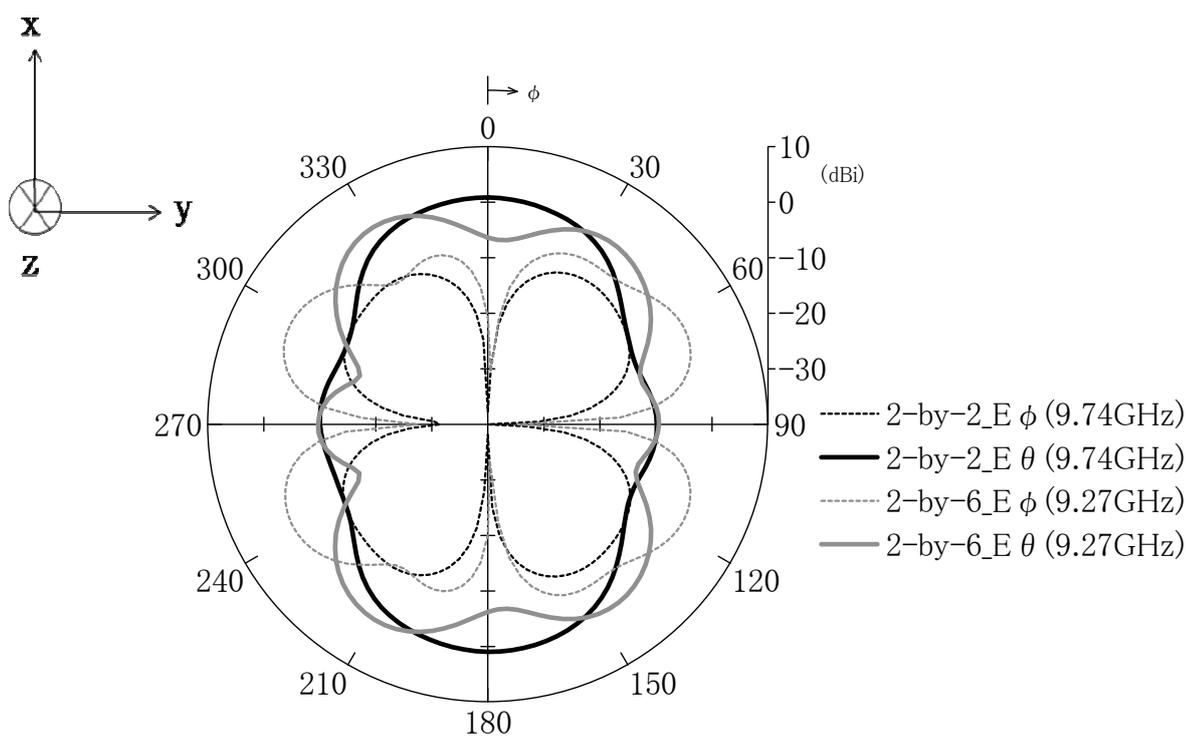


(b) 入力インピーダンス特性

図 5.10 入力特性



(a) 垂直平面 x-z 面 ($\phi = 0 \text{ deg}$)



(b) 水平平面 x-y 面 ($\theta = 90 \text{ deg}$)

図 5.11 放射パターン

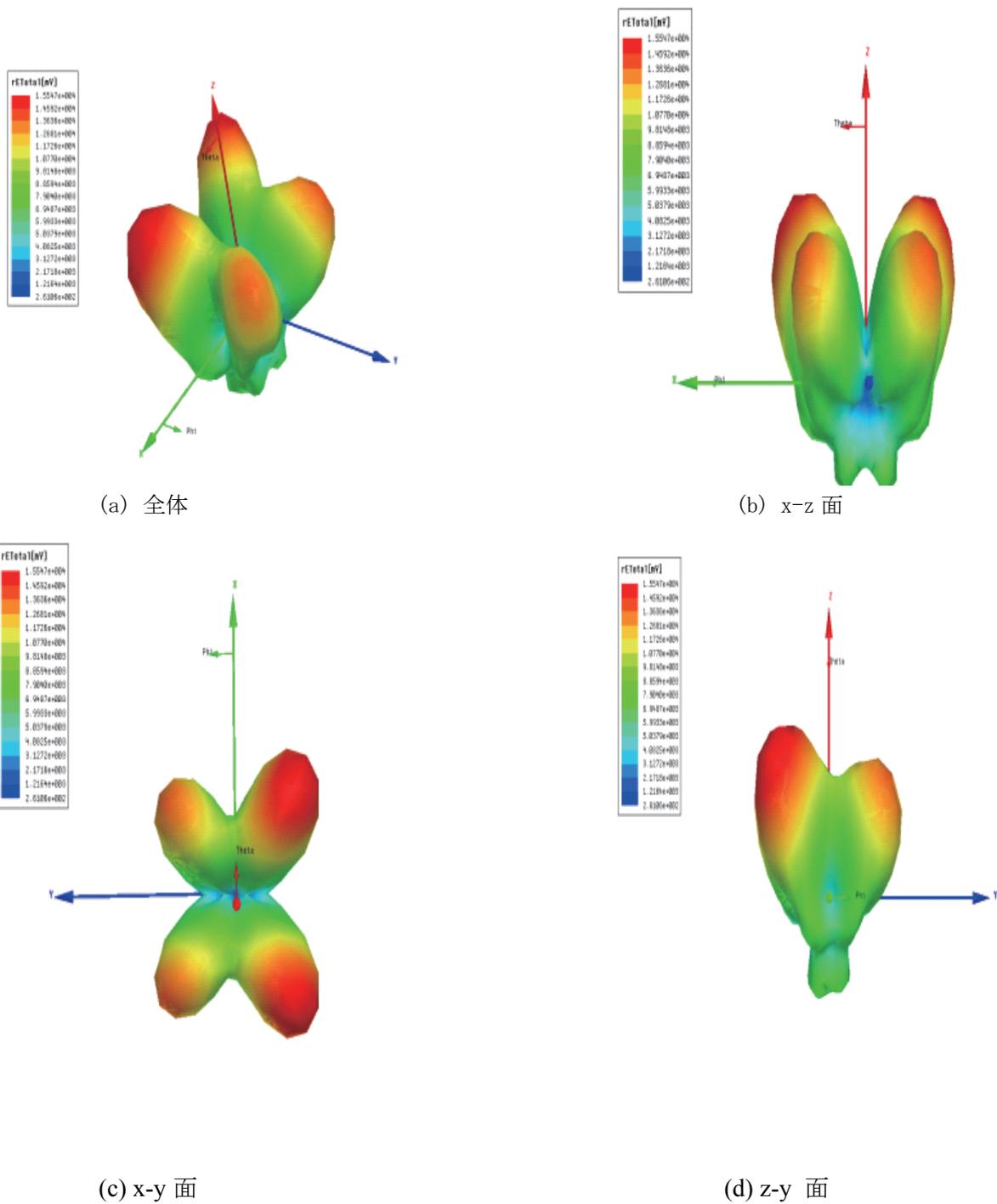


図 5.12 3D 画像

垂直平面，水平平面共に交差偏波が悪化する結果となっている．利得も減少しており，ビームも広がっている．3D 画像を見てみると，放射は多少-y 方向に傾いているが全体的に垂直方向(z 方向)への放射が強い．しかし，ヌル点が生じ放射の方向が4 方向できていることがわかる．水平方向のパターンを見てみると，30deg(-0.7dBi)，144deg(-0.3dBi)，210deg(0.5dBi)，330deg(0.9dBi)の4 方向に放射が強い．同時に4 方向に放射するアンテナは少なく，このことから家庭内センサネットワークなどへの応用が見込める可能性がある．ただ，まだ利得が低く，-y 方向の方が強いいため今後改良する必要がある．

ここまで x 方向に並べた構造と y 方向に並べた構造を比較した．これまでの結果より放射パター

ンのメインビームは Dogbone 構造の長手方向に平行に向くことがわかっているが、今回の構造により Dogbone 構造の数を増やし長手方向に並べると、その方向に放射パターンが傾き、利得も向上することがわかった。4×4 や 8×8 などのように正方形上に数を増やしていくよりも、2×6 のように長方形上に Dogbone 構造の数を増やし配置する方が、指向性アンテナとして応用が見込める可能性がわかった。

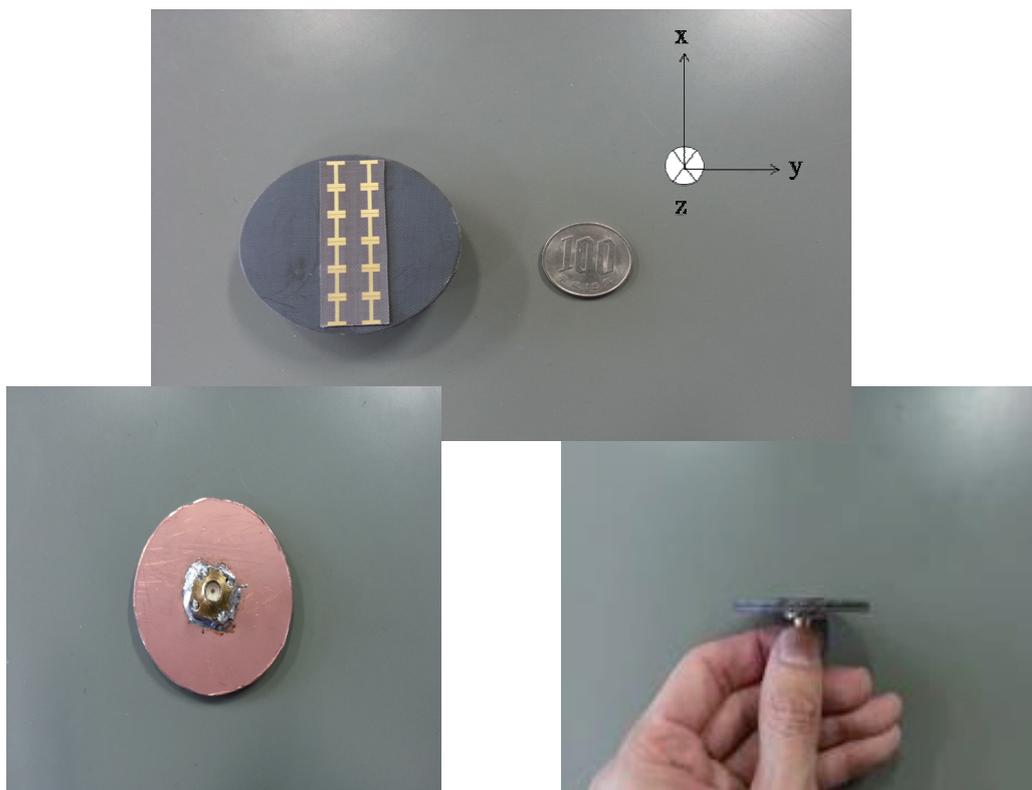
また Dogbone 構造を y 方向に増やしていくことで放射パターンにヌル点が生じ、ビームを同時に 4 方向に飛ばせたり、配置場所を非対称に少しずらすと単方向のパターンが得られたりと、今回の研究より Dogbone 構造の配置や数を変えることで、放射の用途に合わせたパターンを得ることができる可能性がでてきた。

5.3 実験

本研究で提案するアンテナを実際に製作して、測定を行うことで、これまでのシミュレーション結果と同様の特性を持つことを示し、本アンテナが実際に実用できることを証明する。今回作製したのは前項で述べた x 方向、y 方向にそれぞれ 2×6 の Dogbone 構造を配置した構造である。プリント技術およびエッチング技術を用いてパターンを形成した。

5.3.1 x 方向に 2×6 の Dogbone 構造を配置

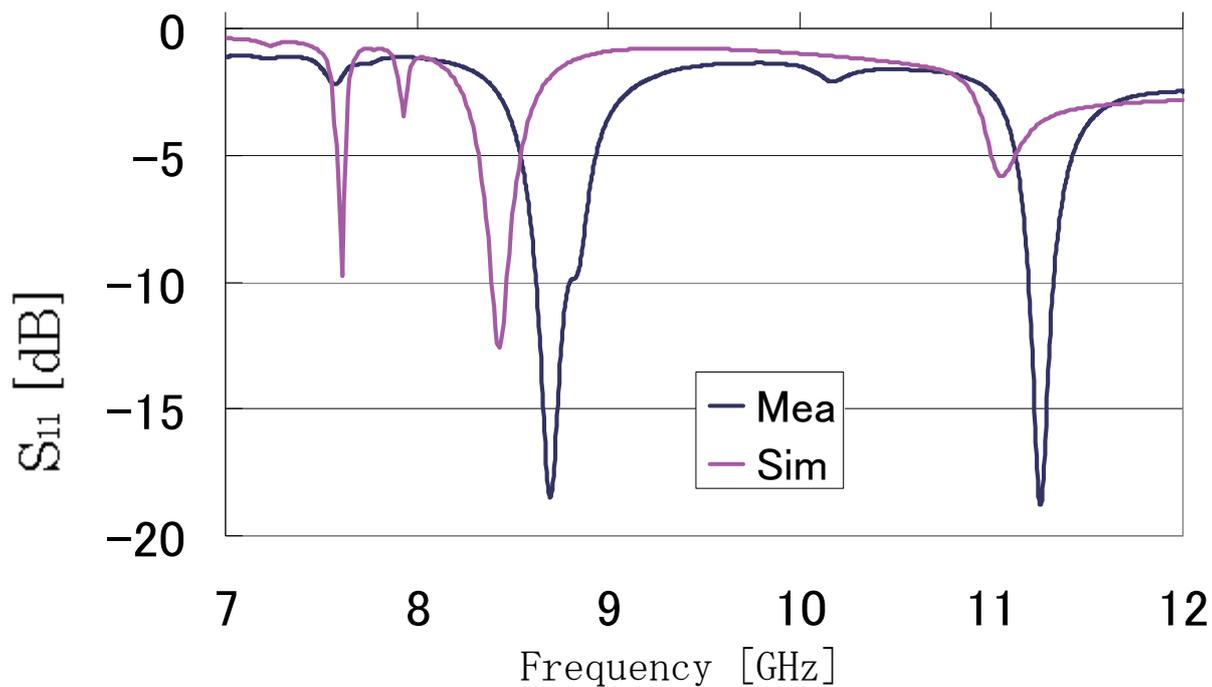
作製した 2×6 の Dogbone 構造を配置したアンテナを図 5.1 に示す。測定を行った入力特性、放射特性をそれぞれ、図 5.2 および図 5.3 に示す。比較のためにシミュレーション結果をあわせて示す。いずれの結果においても、若干の誤差を生じているが、傾向としては良い一致を示していることがわかる。



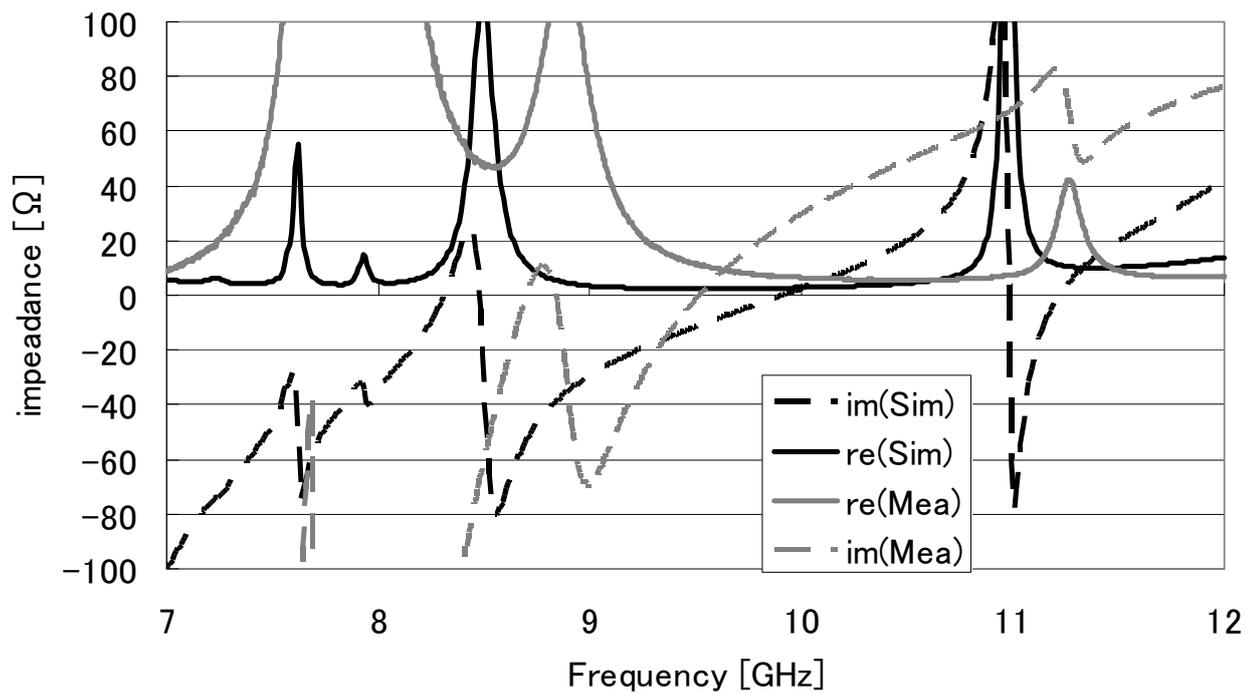
(b) 裏面

(c) 側面

図 5.13 作製した 2×6 の Dogbone 構造を x 方向に並べたアンテナ

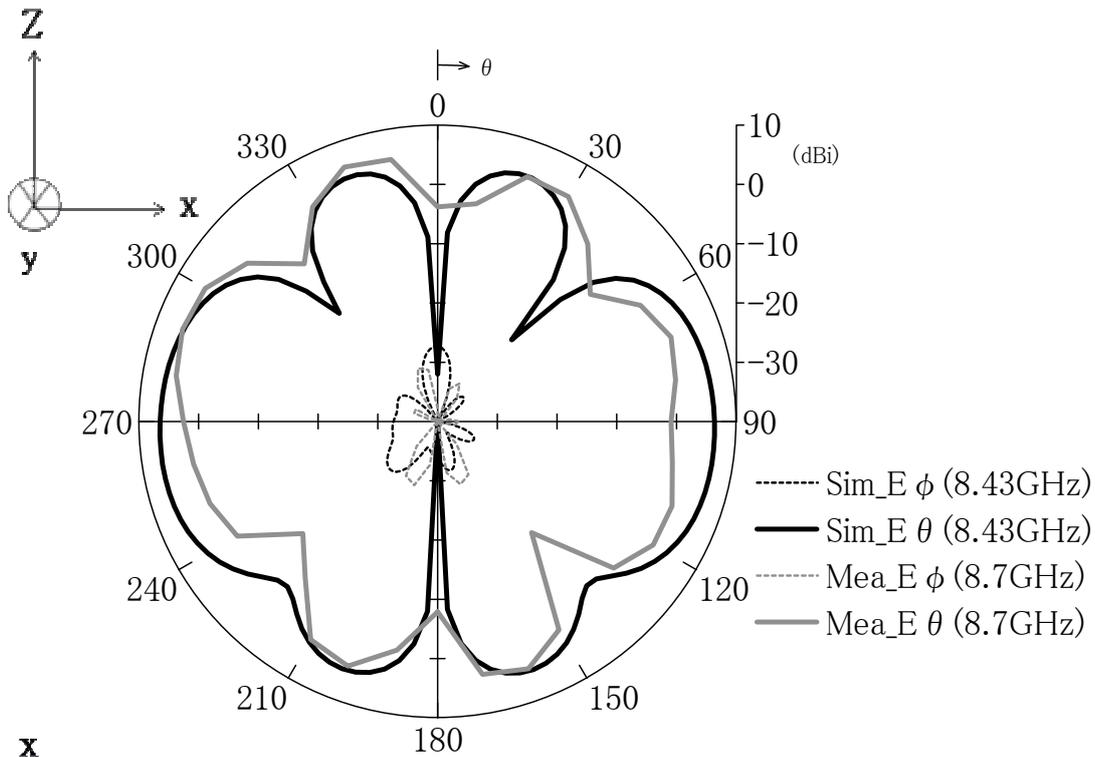


(a) S_{11} 特性

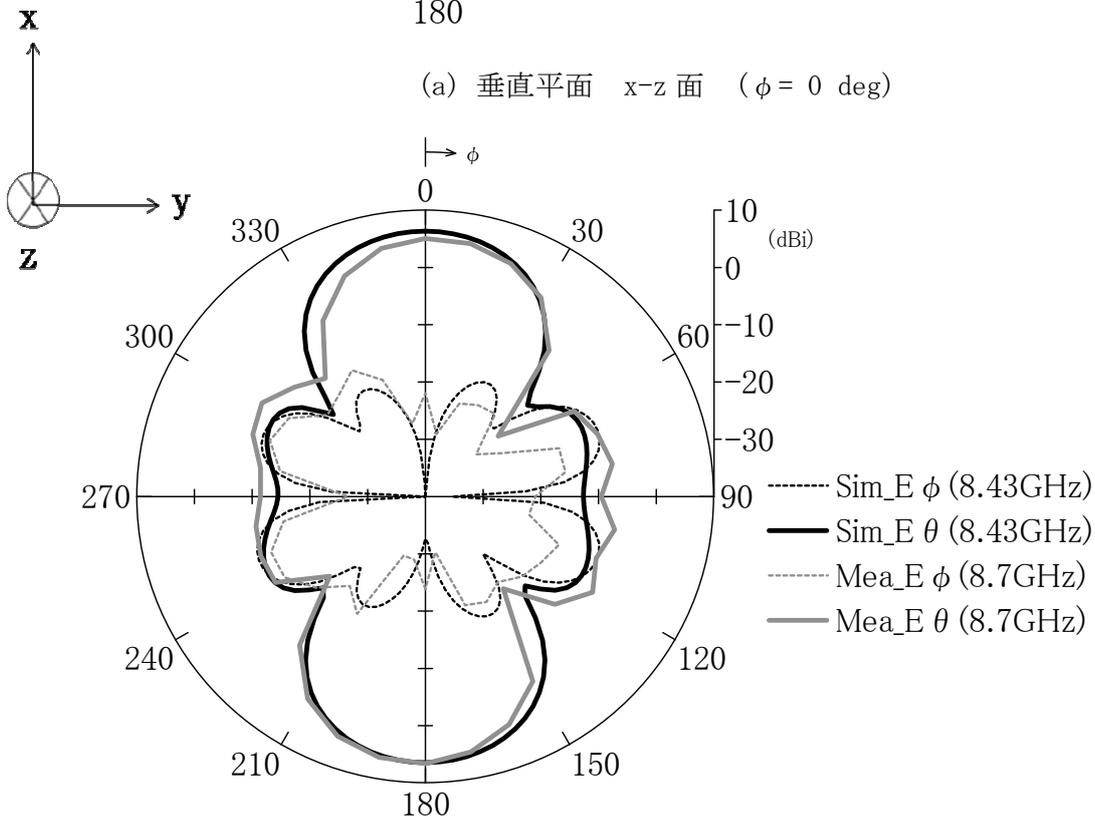


(b) 入力インピーダンス特性

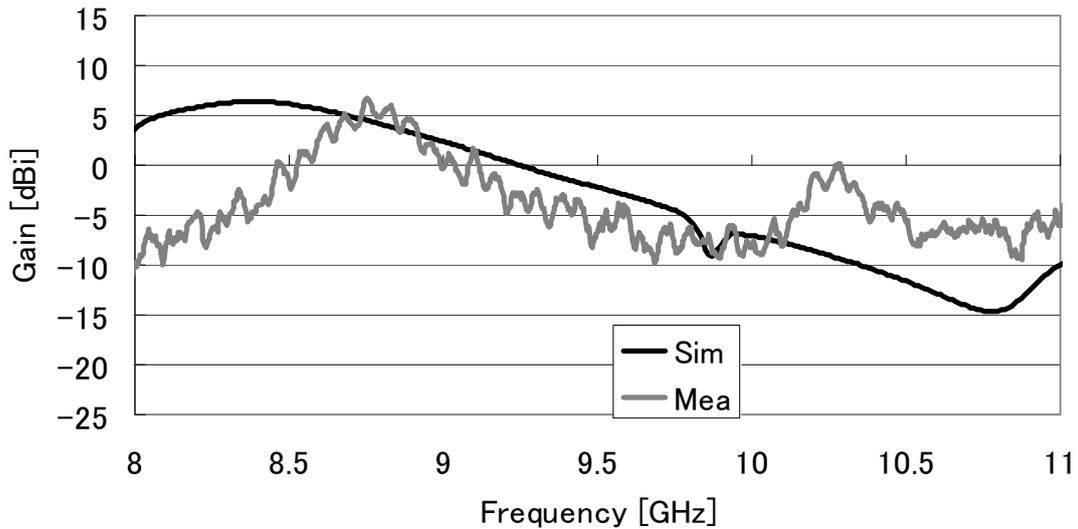
図 5.14 入力特性



(a) 垂直平面 x-z 面 ($\phi = 0$ deg)



(b) 水平平面 x-y 面 ($\theta = 90$ deg)



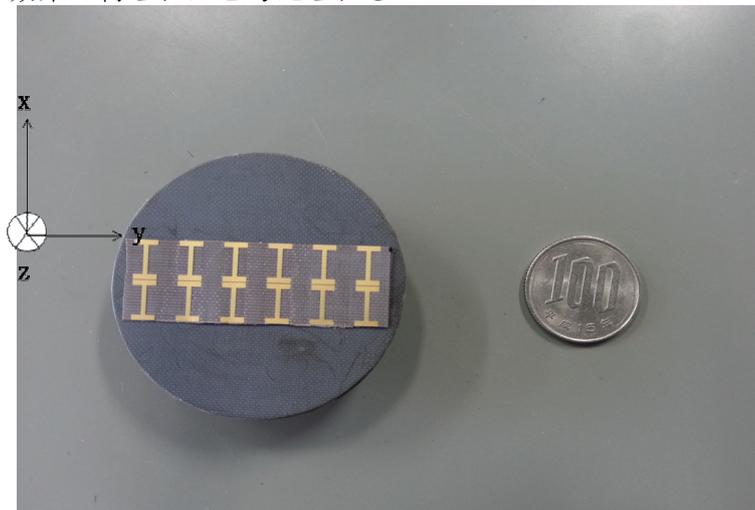
(c) 利得特性 (+x 方向 $\theta=90\text{deg}$, $\phi=0\text{deg}$)

図 5.15 放射特性

利得特性の測定結果においてリップルが発生している. この原因としてはアンテナとネットワークアナライザをつなぐ同軸ケーブルでの反射や損失が考えられる. また, 入力特性測定の際コネクタを触れると若干の変化が見られたため, 多少なりとも漏洩電流が流れていることがわかる. この漏洩電流もリップルの原因だと考えられる.

5.3.2 Y 方向に 6×2 の Dogbone 構造を配置

作製した 6×2 の Dogbone 構造を配置したアンテナを図 5.4 に示す. 測定を行った入力特性, 放射特性をそれぞれ, 図 5.5 および図 5.6 に示す. 比較のためにシミュレーション結果をあわせて示す. 入力特性の結果においては, 若干の誤差を生じているが, 傾向としては良い一致を示していることがわかる. 放射パターンの結果においては, x-z 面は良好な一致を示している. その一方で, x-y 面では, シミュレーション結果よりも測定結果の方が 0° 方向, 180° 方向の利得が減少しており, +x 方向の利得特性も低い値を示している. しかし, 90° 方向, 270° 方向の利得は増加しており. シミュレーション結果よりも, y 方向にビームが広がる結果となっており, y 方向に Dogbone 構造を並べた効果が得られたと考えられる.



(a) 正面

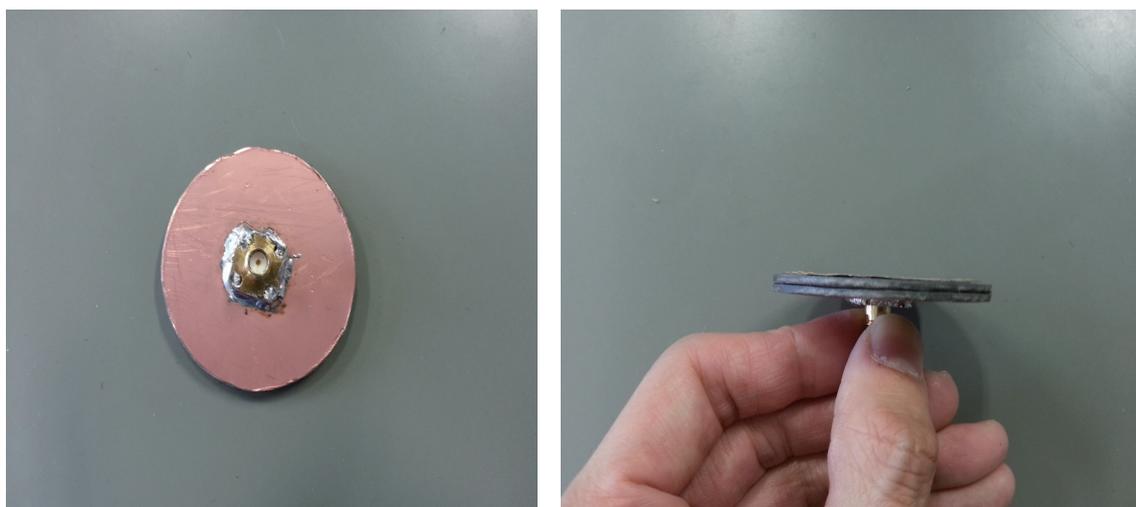
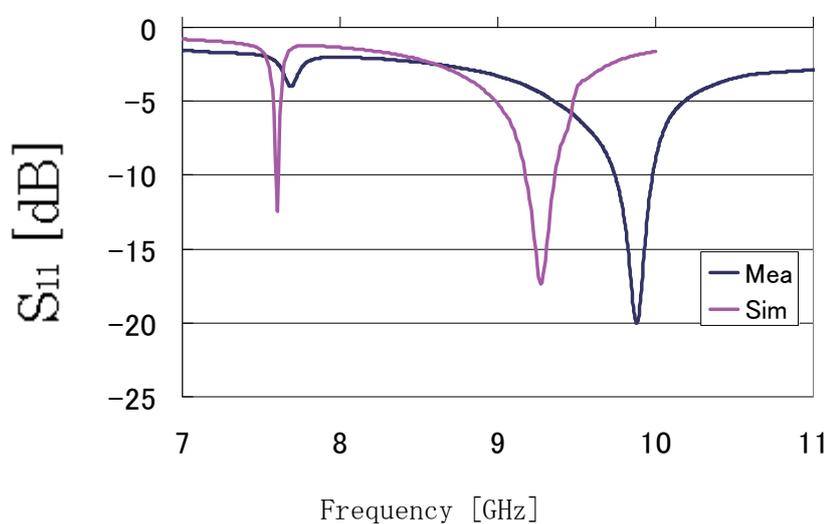
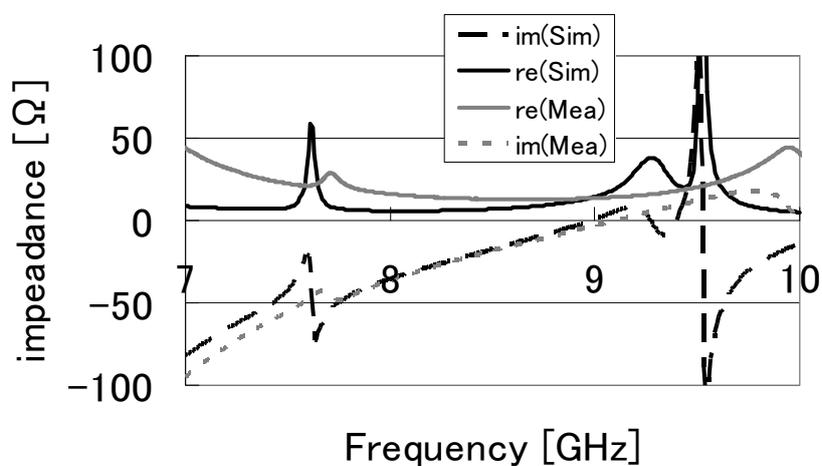


図 5.16 作製した 2×6 の Dogbone 構造を y 方向に並べたアンテナ

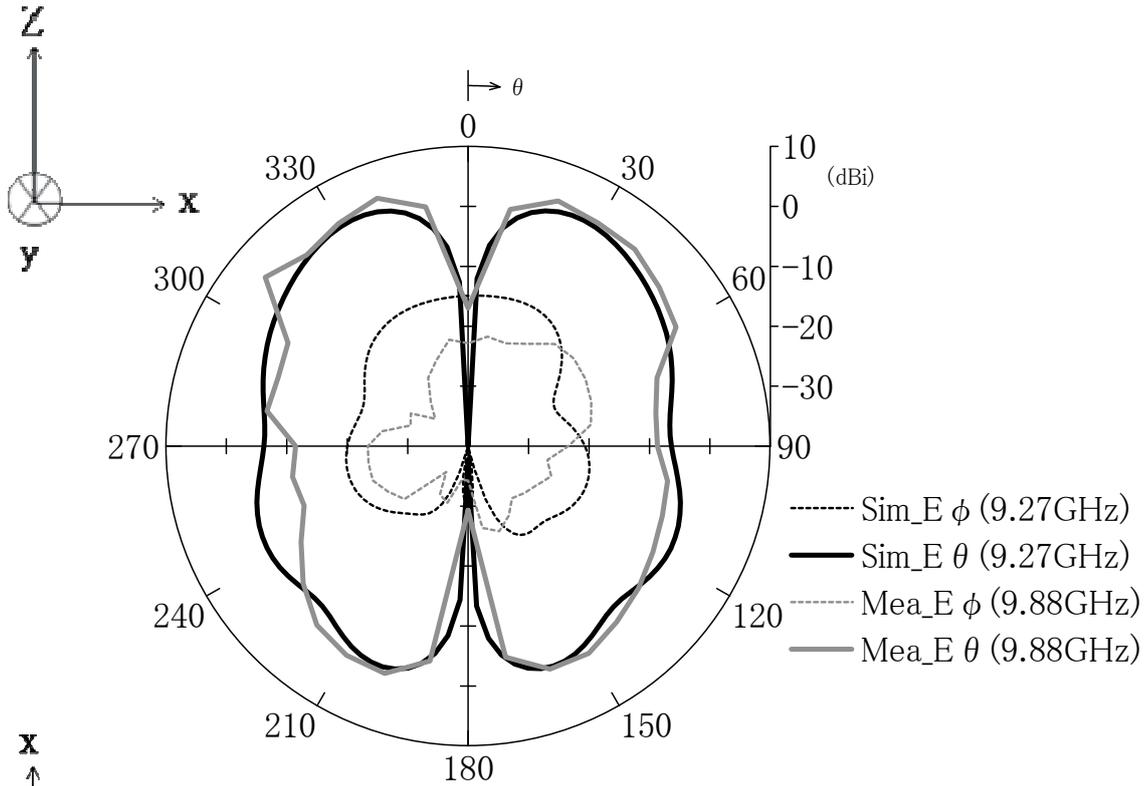


(a) S_{11} 特性

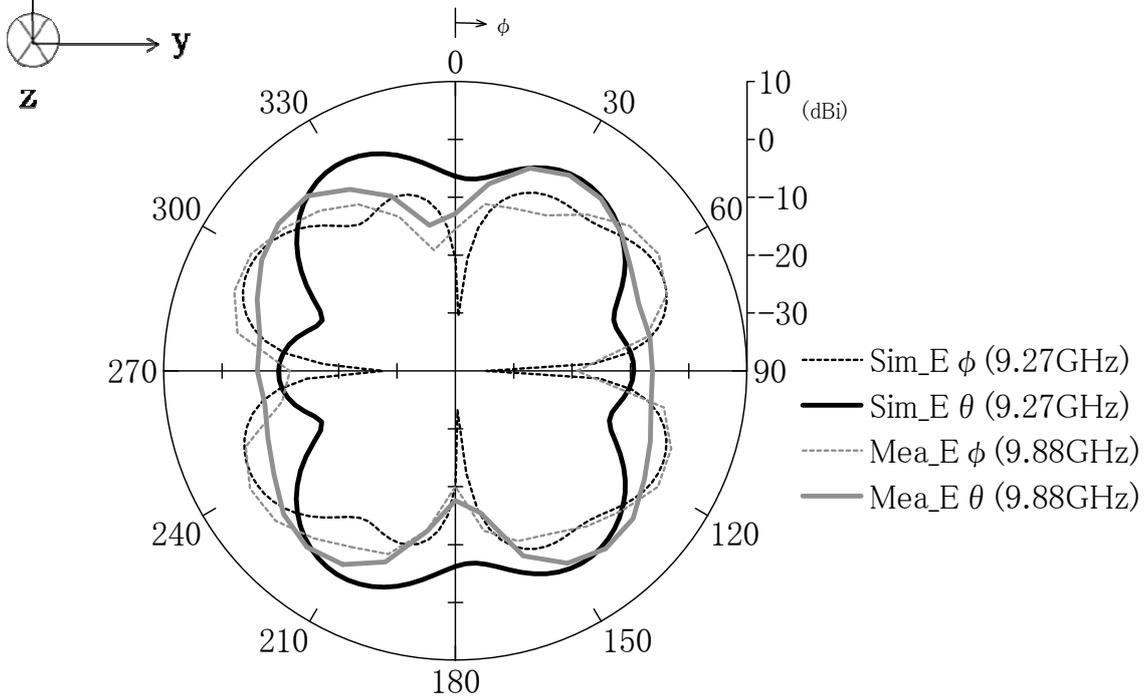


(b) 入力インピーダンス特性

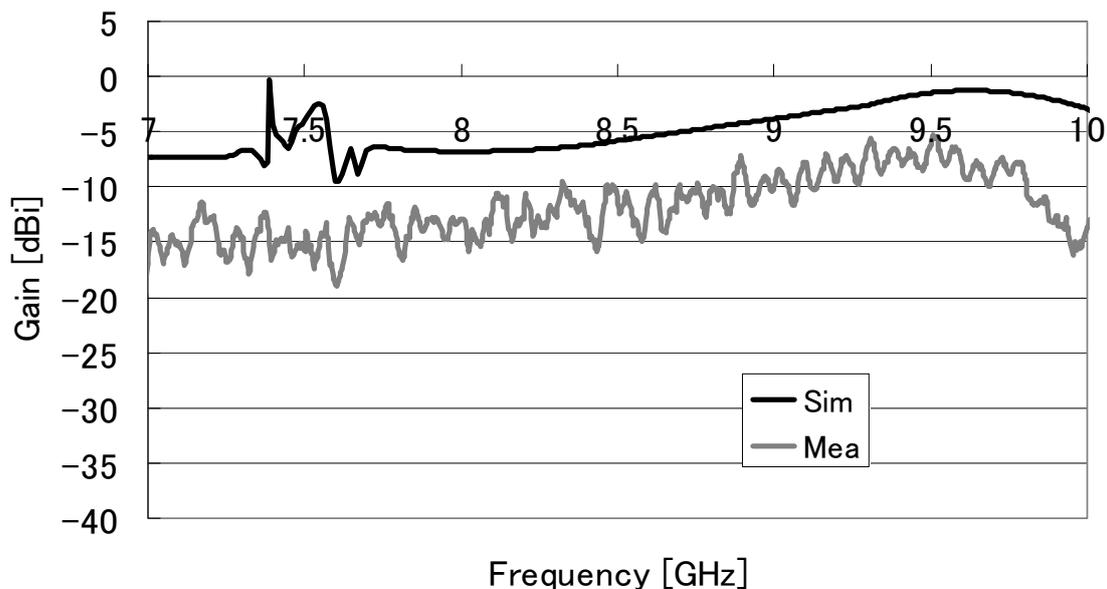
図 5.17 入力特性



(a) 垂直平面 $x-z$ 面 ($\phi = 0$ deg)



(b) 水平平面 $x-y$ 面 ($\theta = 90$ deg)



(c) 利得特性 (+x 方向 $\theta=90\text{deg}$, $\phi=0\text{deg}$)

図 5.18 放射特性

図 5.18 を見る限り、利得特性にもリップルが生じている。こちらも入力特性測定の際コネクタを触れると若干の変化が見られたため、漏洩電流が流れていることがわかる。よって、同軸ケーブルの反射、損失そして漏洩電流が原因だと考えられる。

本章ではアンテナを実際に作製してシミュレーション結果との比較を行った。測定結果とシミュレーション結果を比べると、それぞれ若干の誤差が生じているが、これらは測定において金属の腐食等のシミュレーションで考慮しにくい物理的な損失等が含まれているためと考えられる。また、その他の誤差の要因としては、基板の上層と下層間のエアギャップが関係しているものと考えられる。この間はシミュレーションではエアギャップが存在しない仮定の上で行われているが、実験では上層と下層を両面テープで貼り付けているため、エアギャップが存在してしまう。この差が入力特性や放射パターンに大きな影響を与えており、実際にアンテナを作製する際には、設計どおりにこの間隔を制御することは非常に難しく、この作製誤差による影響が出ているのではないかと考えられる。

6. 容量給電構造を用いた小形で細長い円偏波アンテナ

同じ要領給電構造を用いた円偏波アンテナについて検討した。このアンテナは、通常の円偏波とは異なり、細長い形状を持つことを特徴とする。このため、端末等の実装密度の高い状況においても使用できると考えられる。この図を図 1 8 に示す。基本的にはヘリカルアンテナのノーマルモードを利用している[21]。

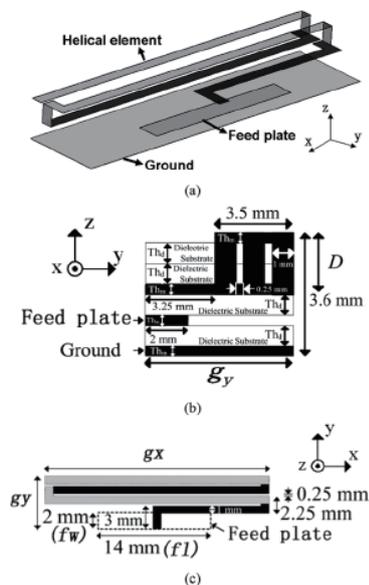


図 6.1 ヘリカル素子を用いた円偏波アンテナ

このアンテナは、ヘリカル素子の持つ誘導性と、容量給電構造[10][11]のもつ容量性で整合をとる。円偏波は、ヘリカルアンテナの構造を工夫することで、ノーマルモードの円偏波が発生できることが知られているが、今回は、背面板をうまく使用することで、細長い形状での円偏波が発生可能であることを示した。

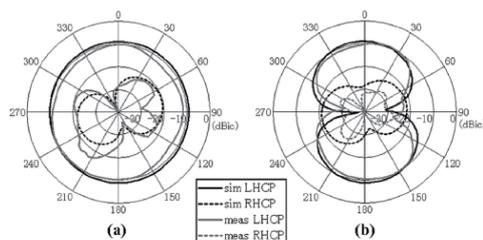


図 6.2 放射パターン

7 非フォスター整合回路

小形且つ低姿勢なアンテナは、放射効率が小さくなる傾向があると共に、帯域が狭くなる傾向がある。本研究では、放射効率を改善する方法を検討したが、一方で、その帯域は狭くなる。これらの関係は、トレードオフの関係であり、そこから抜け出すためには、別の観点からの検討が必要である。本研究では、整合回路をアクティブな発振回路とし、発振回路の持つ負のインピーダンス特性[22]を利用して、広帯域に整合を取ることを検討した。

その回路を図 7.1 に示す。

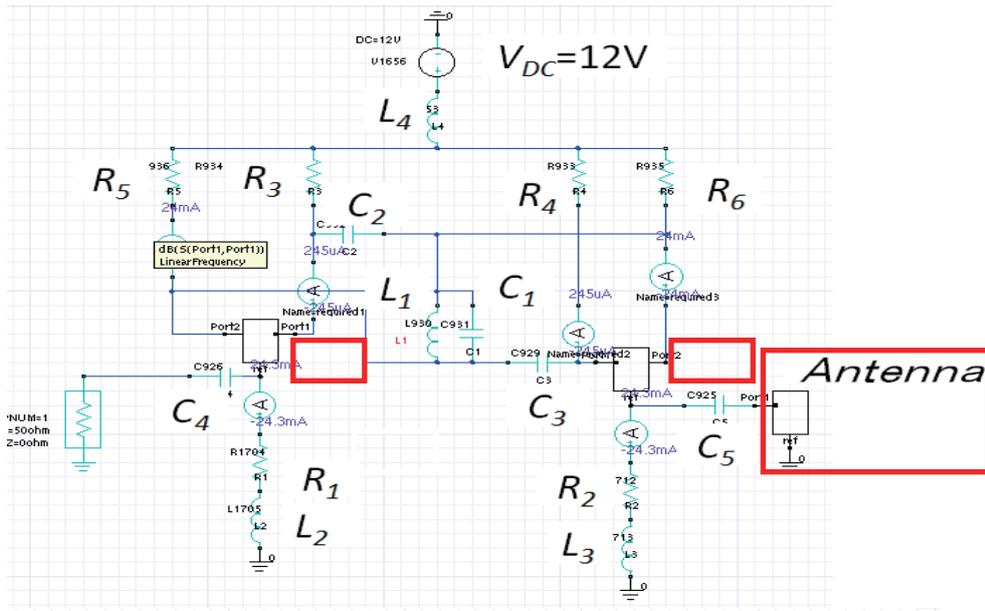
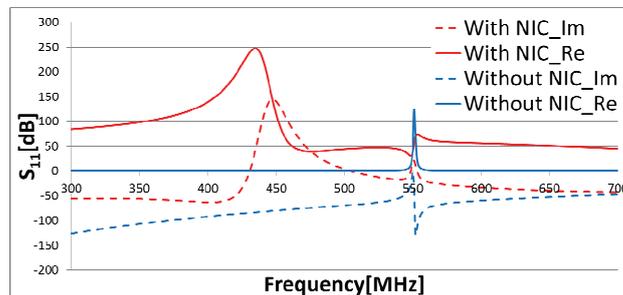
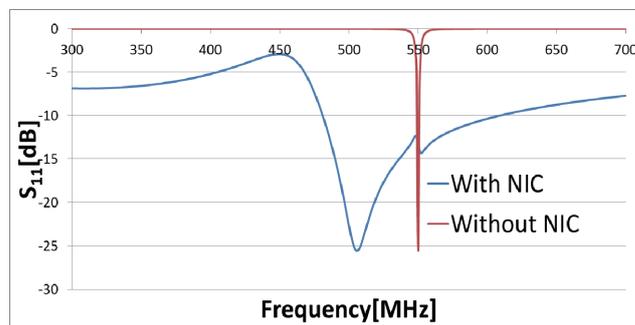


図 7. 1 負インピーダンス変換回路 (NIC)

この回路図は、Afsoft Circuite designer にて設計された。アンテナは図 3.1 の構造を 500MHz 付近の共振周波数とし、図 7. 1 の回路をアンテナとネットワークアナライザに挿入した。その結果得られた入力特性を図 7.2 に示す。



(a) 入力インピーダンス



(b) S11 特性

図 7. 2 入力特性

図 7.2(a)より、NIC を挿入前に比べて、挿入後の方が 500MHz 付近で虚部が打ち消されていることが分かり、NIC の効果がうかがえる。図 7.2(b)より、得られた帯域は約 23% であり、低姿勢かつ小形なアンテナにとっては、広帯域な特性が得られたと言える。今後はこの NIC を作成する予定である。これについては、放射効率への影響、ノイズレベル、安定性の評価等が重要になると思われる。

【参考文献】

- [1] A. Erentok and R. W. Ziolkowski, "Metamaterial-inspired efficient electrically small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 3, pp. 691–707, Mar. 2008.
- [2] H. D. Chen and Y. H. Tsao, "Low-profile meandered patch antennas for RFID tags mountable on metallic objects," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 118–121, 2010.
- [3] K. Ide and T. Fukusako, "Low-profile, electrically small meander antenna using a capacitive feed structure," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 52, no. 10, pp. 2269–2274, Oct. 2010.
- [4] K. Ide, S. Ijiguchi, and T. Fukusako, "Gain enhancement of low-profile, electrically small capacitive feed antennas using stacked meander lines," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2010, p. 606717, Aug. 2010.
- [5] K. Kagoshima, K. Tsunekawa, and A. Ando, "Analysis of a planar inverted F antenna fed by electromagnetic coupling," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Int. Symp.*, Jul. 1992, vol. 3, pp. 1702–1705.
- [6] R. K. Mongia, A. Ittipiboon, and M. Cuhaci, "Measurement of radiation efficiency of dielectric resonator antennas," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 4, no. 3, pp. 80–82, Mar. 1994.
- [7] J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 44, no. 5, pp. 672–675, May 1996.
- [8] A. Erentok and R. W. Ziolkowski, "Metamaterial-inspired efficient electrically small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 3, pp. 691–707, Mar. 2008.
- [9] H. D. Chen and Y. H. Tsao, "Low-profile meandered patch antennas for RFID tags mountable on metallic objects," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 118–121, 2010.
- [10] K. Ide and T. Fukusako, "Low-profile, electrically small meander antenna using a capacitive feed structure," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 52, no. 10, pp. 2269–2274, Oct. 2010.
- [11] K. Ide, S. Ijiguchi, and T. Fukusako, "Gain enhancement of low-profile, electrically small capacitive feed antennas using stacked meander lines," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2010, p. 606717, Aug. 2010.
- [12] K. Kagoshima, K. Tsunekawa, and A. Ando, "Analysis of a planar inverted F antenna fed by electromagnetic coupling," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Int. Symp.*, Jul. 1992, vol. 3, pp. 1702–1705.
- [13] R. K. Mongia, A. Ittipiboon, and M. Cuhaci, "Measurement of radiation efficiency of dielectric resonator antennas," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 4, no. 3, pp. 80–82, Mar. 1994.
- [14] J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 44, no. 5, pp. 672–675, May 1996.
- [15] G. Donzelli, F. Capolino, A. Schuchinsky, "Parametric analysis of electric and magnetic resonances in a metamaterial in planar technology", in: *Proceedings URSI 2007, North*
- [16] D. R. Smith et al. "Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity" *Physical Review Letters* 84-18 May 2000 pp4184–pp4187.
- [17] J. Zhou, T. Koschny, L. Zhang, G. Tuttle, C. M. Soukoulis, "Experimental demonstration of negative index of refraction", *Appl. Phys. Lett.* 88(2006) 221103.
- [18] G. Donzelli, A. Vallecchi, F. Capolino, A. Schuchinsky, "Metamaterial made of paired planar conductors: Particle resonances, phenomena and properties", *Metamaterial*, Volume 3, issue 1, March 2009, Page 10-27.

- [19] G.Donzelli, F.Capolino, A.Schuchinsky, “Anisotropic metamaterial in planar technology: phenomena, model, and particle resonances”, in: Proceedings of Metamaterials 2007, First International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics, Rome, Italy, October 22–24, 2007, pp.911–914.
- [20] Asem Al-Zoubi, Member, IEEE, Fan Yang, Member, IEEE, and Ahmed Kishk, “A Low-Profile Dual-Band Surface Wave Antenna With a Monopole-Like Pattern” IEEE Transactions On Antennas And Propagation, vol.55,no. 12, December 2007.
- [21] J. D. Kraus, “The helical antenna,” Proc. IRE, pp. 263–272, 1949.
- [22] Stephen E. Sussman-Fort, and Ronald M. Rudish,” Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas ” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.57, 8, pp.2230-2241, Aug.2009.

〈発表資料〉

題名	掲載誌・学会名等	発表年月
Dogbone 構造を用いた表面波アンテナの指向性制御	電子情報通信学会	2012年11月
Low-Profile and Electrically Small Meander Line Antenna Using a Capacitive Feed Structure	IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, vol. 11, pp. 1281-1284	2012年10月
Directional Radiation Pattern of Surface Wave Antenna Using Dogbone Structure	IEICE Communication Express, vol 1, 2, pp. 85-88	2012年7月
Design of Circularly Polarized Low-profile and Slender Antenna with a Helical Element	IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 11, pp. 523-526,	2012年5月
Gain Enhancement of Circularly Polarized Slender Antenna Using a Wider Helical Element	Progress In Electromagnetic Research Symposium (PIERS) Proceedings 2013 in Taipei	2013年3月
A Comparison of Feed Methods for Electrically Small and Low-Profile Meander Line Antennas	2012 International Symposium on Antennas and Propagation	2012年11月
An Electrically Small Layered Meander Line Antenna with Multiple Resonances	2012 International Symposium on Antennas and Propagation	2012年11月
An Evaluation of Capacitive Feed Methods for Electrically Small and Low-profile Meander Line Antennas	Progress In Electromagnetic Research Symposium (PIERS) Proceedings 2012 in Moscow	2012年8月