

— 修士論文 —

メタマテリアル素子を利用した円偏波共  
用パッチアレーアンテナの交差偏波識別  
度の向上手法の検討

平成 30 年 8 月提出

指導教員： 齋藤 宏文 教授

電気系工学専攻

37-166512 李誠一

2018/07/10 16:41 版

# 目次

<b>第1章</b>	<b>序論</b>	<b>1</b>
1.1	研究背景 . . . . .	1
1.2	研究目的 . . . . .	2
1.3	本論文の構成 . . . . .	2
<b>第2章</b>	<b>偏波共用を行う通信システム</b>	<b>3</b>
2.1	高速通信システムの概要 . . . . .	3
2.2	偏波共用 . . . . .	5
2.3	交差偏波識別度 . . . . .	5
<b>第3章</b>	<b>シーケンシャル配列を用いた円偏波共用平面アンテナ</b>	<b>7</b>
3.1	本ミッションにて使用するアンテナ . . . . .	7
3.2	円偏波共用アレーアンテナ . . . . .	7
3.3	マイクロストリップアンテナ . . . . .	11
3.4	シーケンシャル配列 . . . . .	14
3.5	給電 . . . . .	15
<b>第4章</b>	<b>メタマテリアル素子による交差偏波識別度の向上</b>	<b>21</b>
4.1	メタマテリアル素子 . . . . .	21
4.2	寄生素子 . . . . .	21
4.3	円偏波共用アンテナへのメタマテリアル素子の応用 . . . . .	23
4.4	メタマテリアル素子の働き . . . . .	27
4.5	結果の比較 . . . . .	33
4.6	アレー化 . . . . .	34
<b>第5章</b>	<b>実際のアンテナへの応用</b>	<b>40</b>
5.1	給電素子を含めたアンテナ . . . . .	40
5.2	給電素子を含めたアンテナ . . . . .	42
<b>第6章</b>	<b>結論</b>	<b>46</b>
6.1	まとめ . . . . .	46
6.2	今後の課題 . . . . .	47
	<b>参考文献</b>	<b>48</b>

# 目 次

2.1	小型衛星の周波数帯	3
2.2	右旋円偏波の多重チャンネル化	4
2.3	左旋円偏波の多重チャンネル化	4
3.1	設計した円偏波共用シーケンシャルアレーアンテナ	8
3.2	シーケンシャルアレーの構造	8
3.3	アンテナのSパラメーター	9
3.4	アンテナの右旋偏波ゲイン	10
3.5	アンテナの左旋偏波ゲイン	10
3.6	メタ材料を導入する前のマイクロストリップアンテナ	11
3.7	マイクロストリップアンテナの基盤背面	12
3.8	メタ材料を導入前のS11	13
3.9	メタ材料を導入前のゲイン	13
3.10	シーケンシャル配列	14
3.11	給電回路	15
3.12	1/4波長回路	16
3.13	1/4波長回路のS11	16
3.14	90°カップラー回路	17
3.15	90°ハイブリッド回路	18
3.16	ラットレース回路のS11、S12、S13、S14	18
3.17	位相差をつける回路	19
3.18	回路による位相差	20
4.1	Sprit Ring Resonator	22
4.2	Spiral Resonator	22
4.3	アンテナに使用するメタ材料素子	24
4.4	メタ材料を配置したパッチアンテナ	24
4.5	メタ材料の周波数特性	25
4.6	メタ材料の周波数特性	26
4.7	メタ材料素子を導入したS11	26
4.8	メタ材料素子を導入したアンテナのゲイン	27
4.9	一点給電のマイクロストリップアンテナ	28
4.10	メタ材料素子のある一点給電のマイクロストリップアンテナ	28
4.11	素子があるときとない時のゲインの比較	29

4.12	素子がない時の放射素子の表面電流	30
4.13	素子がある時の放射素子の表面電流	31
4.14	パッチアンテナの等価回路	32
4.15	メタマテリアル素子があるときとないときの放射の比較	33
4.16	素子がない時の交差偏波の放射（絶対値）	34
4.17	素子がある時の交差偏波の放射（絶対値）	34
4.18	アレー化したアンテナ	35
4.19	アレー化して、メタマテリアル素子を配置したアンテナ	35
4.20	アレー化した時のゲイン	36
4.21	メタマテリアル素子がない時の交差偏波の放射（絶対値）	36
4.22	メタマテリアル素子を配置したアンテナのゲイン	37
4.23	メタマテリアル素子を配置したアンテナの交差偏波の放射（絶対値）	37
4.24	メタマテリアル素子を配置したアンテナの交差偏波の放射	38
4.25	$\Phi=30^\circ$ のメタマテリアル素子を配置したアンテナのゲイン	38
4.26	$\Phi=60^\circ$ のメタマテリアル素子を配置したアンテナのゲイン	39
5.1	メタマテリアルアンテナを導入したパッチアレーアンテナ	40
5.2	メタマテリアル素子を導入したパッチアレーアンテナのゲイン（右旋偏波）	41
5.3	メタマテリアル素子を導入したパッチアレーアンテナのゲイン（左旋偏波）	41
5.4	$\Phi=0$ 右旋偏波のゲインの比較	42
5.5	$\Phi=90$ 右旋偏波のゲインの比較	42
5.6	$\Phi=0$ 左旋偏波のゲインの比較	43
5.7	$\Phi=90$ 左旋偏波のゲインの比較	43
5.8	右旋偏波の交差偏波の放射	44
5.9	左旋偏波の交差偏波の放射	44
5.10	右旋偏波の交差偏波の放射	45
5.11	左旋偏波の交差偏波の放射	45



# 表 目 次

3.1	アレイアンテナのパラメータ . . . . .	9
3.2	パッチアンテナのパラメータ . . . . .	12
4.1	メタマテリアル素子のパラメータ . . . . .	25

# 第1章 序論

## 1.1 研究背景

近年、小型の人工衛星の開発が進んでいる。そのメリットとして、低コストで打ち上げ可能であるとともに複数機によるコンステレーション運用システムの構築が可能となる。多くの地球観測衛星は、高度 2000km 以下の地球低軌道を周回しており、これにより地球と衛星の距離が近くなるため分解能が高くなり、打ち上げコストが安くなるというメリットがある。しかし、高い分解能を維持しつつ、広範囲を一度に観測するために、観測機器が大きくなる傾向があり、それに伴う電力要求を満たすために重量 1t 以上コスト数百億円の大規模衛星での観測が行われていた。また大規模衛星では開発期間が長くなり、開発、打ち上げコストが高くなることから複数機によるコンステレーション運用は行われなかったため、観測頻度に限りがあることも課題である。一方、小型衛星は開発期間が短く済み、打ち上げ時も専用のロケットを必要としないため、他の衛星打ち上げロケットの余剰能力を利用して打ち上げるピギーバック打ち上げが可能になる。低コストで打ち上げることができる。だけでなく複数機による運用も容易になるため、高い観測頻度にもつながる。センサ能力も向上し、500kg 以下の小型衛星でも従来の大規模衛星と同程度の分解能をもっており、低コスト、高頻度の観測、と合わせて災害時や途上国での利用が期待される。

特に近年開発、研究されているのが SAR と呼ばれる観測レーダーを搭載した小型衛星である。地球観測衛星では、可視光や赤外領域の光学センサを用いた観測がよく用いられているが、夜間や降雨などの悪天候時にはこれらのセンサでは観測を行うことができない。しかし、マイクロ波を利用した合成開口レーダ (synthetic aperture radar, SAR) を利用することで全天候で観測可能となり、夜間や悪天候時の災害にも対応できるようになる。

実際の例としては、NEC 社が開発した 300kg 級の標準衛星バス「NEXTAR」に SAR アンテナを含むミッション部を組み合わせた 500 kg 級の小型 SAR がある [1]。国外では英国の Surrey Satellite Technology 社 (以下「SSTL」) が S バンド (3.2 GHz 帯) SAR を搭載した小型衛星を開発している。質量は 430 kg で 4 つの観測モードを有し、分解能は最大  $6\text{ m} \times 13.7\text{ m}$  で観測幅は 400 km、データ伝送速度は 500 Mbps である。SAR アンテナには  $3\text{ m} \times 1\text{ m}$  のマイクロパッチフェーズドアレイを採用し小型化を実現している。他にもフィンランドの Iceye 社は 100 kg 級の SAR 衛星を開発している [2]。円偏波における交差偏波の影響により、海上の 10 m 程度の小さな氷の特徴の検出は衛星が用いる低電力な送信電力では困難であったが、SAR システムの実証実験により検出に成功した。このように様々な SAR 搭載衛星が研究されている。

## 1.2 研究目的

前節で述べたような背景から、所属研究室においてオンデマンド即時観測が可能な「小型合成開口レーダ」(SAR : Synthetic Aperture Radar) 衛星システムが開発中である。SAR には従来方式とは異なる「受動平面展開アンテナ方式」を採用しており、1m 級の分解能で、100kg 級の軽量化と収納性を実現。量産コストも従来の 10 分の 1 程度の 20 億円に収めることを目標にする。これらの特徴により、災害発生時等で衛星観測が必要な際に、衛星を打ち上げ、観測可能なシステムの構築を目指している。

即時観測という観点から重要となる点に、高速データ伝送システムの構築が挙げられる。人工衛星が地上と通信ができるタイミングは、地上のアンテナの上空を通過する限られた時間だけであり、一度の通信で地上にデータを送るためには高い通信速度が必要となる。これまでに 505Mbps の高速通信に成功しており、周波数多重化、偏波多重化を行うことにより X バンドで 2Gbps を超える超高速ダウンリンク通信システムの構築を目指す。

その中で、課題として挙げられるのがアンテナの交差偏波識別度である。偏波の方向の違う 2 つの円偏波を同時に使用する偏波多重化を行えば、理想的には 2 つの電波は影響しないが、実際には一方の電波には主偏波成分と交差偏波成分が含まれてしまう、交差偏波成分が他方の主偏波成分に対してノイズのような働きをする。そのため、それぞれの偏波をどれだけ別々に受信できるかという交差偏波識別度が重要なパラメータとなる。特に、前回にミッションで使用されていたマイクロストリップアンテナは、平面アンテナの一種であり軽くて薄いという特徴を持つが、他のアンテナと比較して交差偏波識別度はあまり良くないという特徴がある。そこで本研究では、交差偏波識別度の高い衛星通信用マイクロストリップアンテナの設計を目的とする。その際先行研究により設計された衛星通信の地上局での使用を想定されたアンテナを宇宙で使用実績のある素材で再設計を行い、さらにメタマテリアル素子を組み合わせることで交差偏波識別度の改善を行う。

## 1.3 本論文の構成

本論文は、第二章に通信システムと交差偏波識別度についてさらに詳しく解説する。第三章では実際にアンテナの設計を行って性能を確認し課題を確認する。第四章にて更なる特性の向上のため、メタマテリアル素子の導入を検討する。最後に第五章でメタマテリアル素子を実際のアンテナに導入して性能の確認を行い。第六章にてまとめを行う。

## 第2章 偏波共用を行う通信システム

### 2.1 高速通信システムの概要

本ミッションでは、多重バンド、偏波共用を同時に行い4つのチャネルを利用することで2Gbpsの通信速度を達成することを目標としている。以前のJAXAのミッションであるほどよし4号にて達成した、通信システムはFig.2.1のような周波数帯域を使用しており、Xバンドの125MHzの帯域幅で64APSK方式を使用し、50 kg級の超小型衛星とISAS屋上の3.8 mアンテナの間で505Mbpsを達成している。

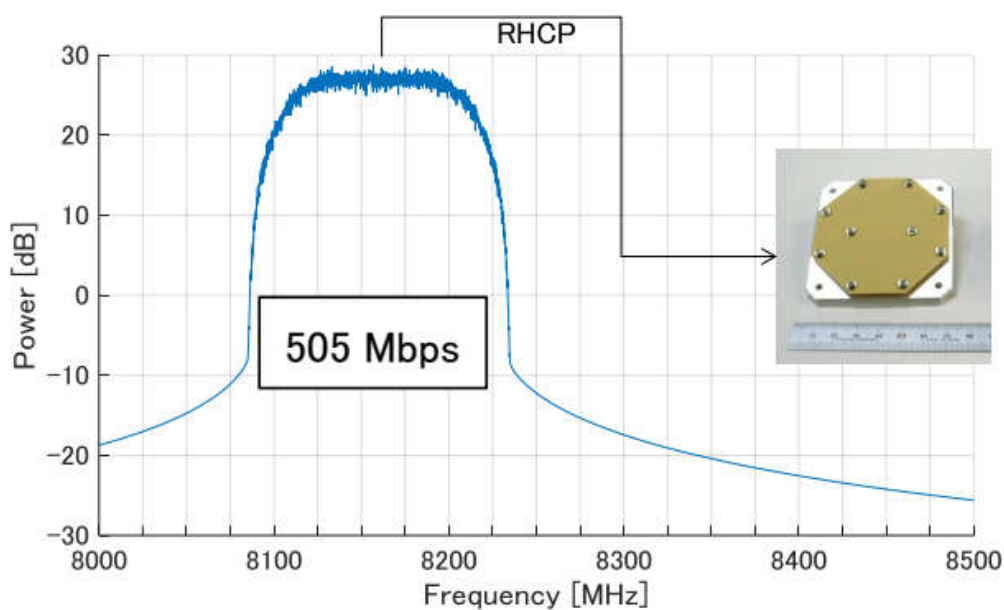


Fig. 2.1: 小型衛星の周波数帯

地球観測衛星に割り当てられているXバンドの帯域は8025-8400 MHzであり、Fig.2.2のように多重バンドを行うことでチャネルを増やすことができる。また、前回ミッションでは右旋円偏波 (RHCP) のみの利用であったが偏波共用を行うことで左旋円偏波も使用し、Fig.2.3のように両偏波を合わせて4チャネルで通信を行う。それにより

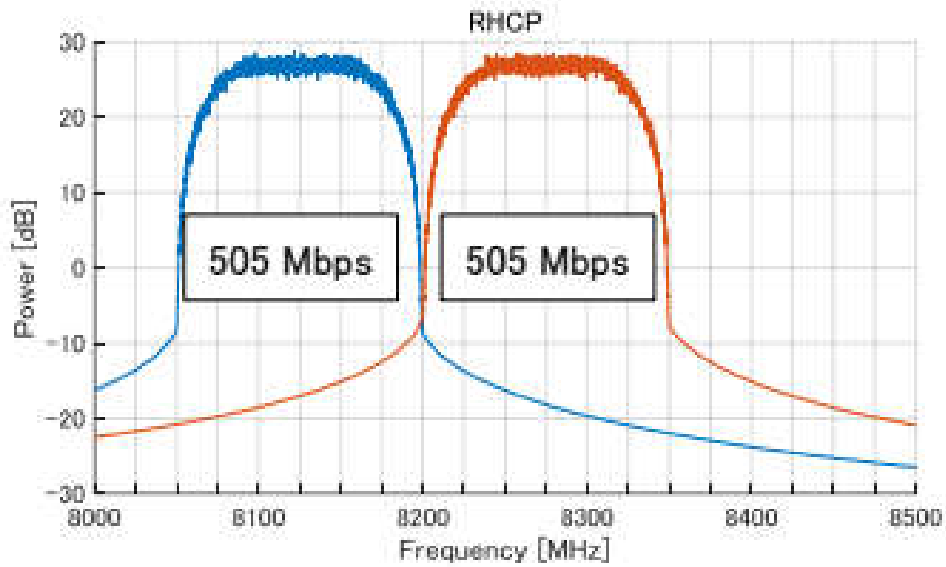


Fig. 2.2: 右旋円偏波の多重チャネル化

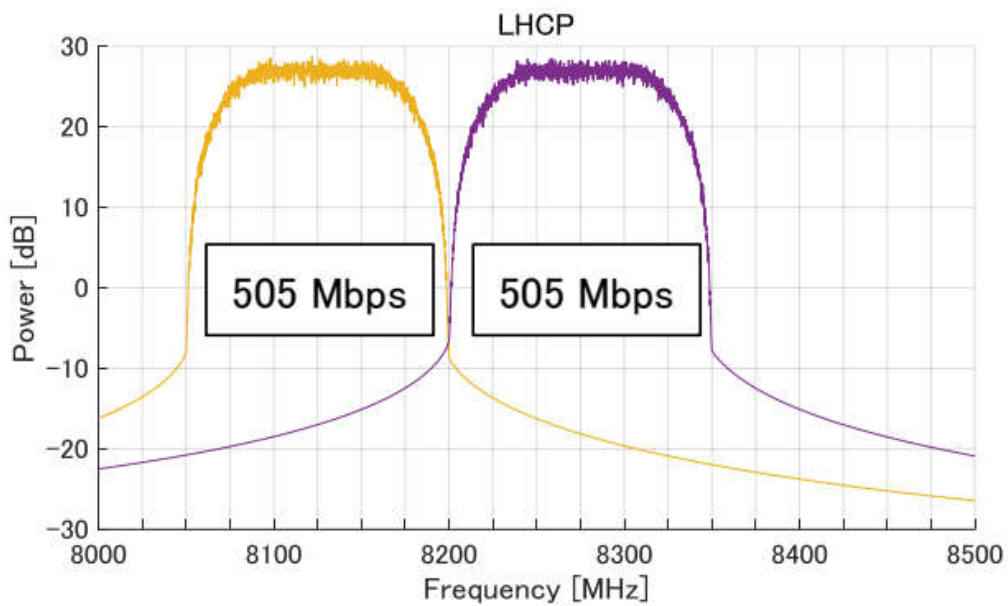


Fig. 2.3: 左旋円偏波の多重チャネル化

最終的にはこのようなシステムでの運用を想定したアンテナの開発を行う。本研究では、特に交差偏波に注目し中心周波数を 8.2GHz に設定し、その周辺での交差偏波特性の改善を目指す。

## 2.2 偏波供用

本研究では通信速度を上げるための手法として、偏波供用を行う。偏波供用とは偏波方向の違う 2 つの電波を同時に使用し、2 倍の通信速度を実現する手法である。衛星通信では衛星の姿勢によらず受信が可能な円偏波が使用されるため、右旋偏波と左遷偏波を同時に使用することで偏波供用を行う。

## 2.3 交差偏波識別度

前節で述べたように、本ミッションでは偏波共用を行うため、それぞれの偏波の識別度合いを示す交差偏波識別度 (cross polarized discrimination: XPD) が重要なパラメータとなる。XPD は次のように定義される。

$$XPD = 10 \log_{10} \left( \frac{E_{co}}{E_{cross}} \right) \quad (2.1)$$

$E_{co}$  は主偏波を表し  $E_{cross}$  は交差偏波を表す。一方の交差偏波成分が他方の主偏波成分に対してノイズのような働きをするため、高い XPD を達成することが重要である。XPD が実際にどのように影響を与えるかは次のように計算される [3]。XPD と  $E_b/N_0$  (the energy per bit to noise power spectral density ratio) の関係を示す。ここで  $E_b$  は 1 ビット当たりの信号エネルギー、 $N_0$  は 1Hz あたりの雑音電力を表しており、全体としてビット当たりの正規化エネルギーを表している。

$E_b/N_0$  は主偏波の減衰と他方の交差偏波によって影響を受ける、そこで  $N_0$  を減衰に影響を受ける主偏波のノイズ  $N_{0s}$  と他方の交差偏波によって発生するノイズ  $i_0$  に分けることで

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E_b}{N_{0s} + I_0} = -10 \log_{10} \left( 10^{-(E_b/N_{0s})/10} + 10^{-(E_b/I_0)/10} \right) \quad (2.2)$$

と表すことができる。 $E_b/N_{0s}$  成分は 1 偏波のみの通信と等価であり、主偏波の減衰 (copolar attenuation: CPA) のみの影響を受け

$$\frac{E_b}{N_{0s}} = \left( \frac{E_b}{N_0} \right)_{nom} - CPA \quad (2.3)$$

と表すことができる。ここで、 $(E_b/N_0)_{nom}$  はシステムから決まるノミナルな  $E_b/N_0$  を表す。一方  $E_b/I_0$  では主に交差偏波によって決まる。

$$\frac{E_b}{I_0} = XPD + 10 \log_{10} \left( \frac{B}{R} \right) = XPD - 10 \log_{10} (\Gamma) \quad (2.4)$$

ここで、 $B$  は使用周波数帯域、 $R$  は二進伝送効率を表す。 $\Gamma$  はスペクトラム伝送効率を表している。この式 (2.4) と式 (2.3) から、式 (2.2) は次のようにあらわすことができる。

$$\frac{E_b}{N_{0s}} = \left( \frac{E_b}{N_0} \right)_{nom} - CPA - 10 \log_{10} \left( 1 + \Gamma 10^{((E_b/N_0)_{nom} - CPA - XPD)/10} \right) \quad (2.5)$$

ここで  $E_b/N_0$  を悪化させる要因を  $F$  と置くと式 (2.5) は次のようにあらわすことができる。

$$\frac{E_b}{N_0} = \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{nom} - F \quad (2.6)$$

$F$  は次のようになる。

$$F = CPA + 10 \log_{10} \left(1 + \Gamma 10^{((E_b/N_0)_{nom} - CPA - XPD)/10}\right) \quad (2.7)$$

この  $F$  によって  $E_b/N_0$  が悪化する。

本研究では、この交差偏波識別度を改善させることを目的とし、次章以降に実際に交差偏波識別度を下げる手法を提案する。

# 第3章 シーケンシャル配列を用いた円偏波共用平面アンテナ

## 3.1 本ミッションにて使用するアンテナ

本ミッションでは薄くて軽いという特徴を持つマイクロストリップアンテナを採用する。マイクロストリップアンテナは誘電体基板の両面に印刷配線された放射素子とグラウンドを構成要素とする平面アンテナである。半導体素子を製造する場合と同様に、フォトリソグラフィ技術を駆使することで、低コストで同じアンテナを大量に生産することができる。小型衛星に使用されるアンテナとして、他にはホーンアンテナやヘリカルアンテナがある。マイクロストリップアンテナが平面構造であるのに対し、その他のアンテナは高さを持つため、重量が大きくなる、他のセンサー機器との兼ね合いを考える必要があるなどのデメリットがある。一方でマイクロストリップアンテナのデメリットとしては、その他のアンテナに比べ高い XPD を達成しづらいという特徴がある。-40dB を達成するホーンアンテナが報告されている一方 [4]、XPD の良いマイクロストリップアンテナでも 30dB 程度となっている [5]。本研究では、まず衛星通信の地上局での使用を想定して設計された先行研究 [5] のマイクロストリップアンテナの使用周波数帯の変更と、宇宙空間での使用実績のある素材 rogers TMM 4 を使った設計を行う。その後、アンテナの性能をシミュレーションで確かめたあと、XPD の改善のためにメタマテリアル素子を使用した手法を考える。

## 3.2 円偏波共用アレーアンテナ

実際に設計をしたアンテナを示す。設計、シミュレーションは電磁界シミュレーションソフト HFSS を使用した。



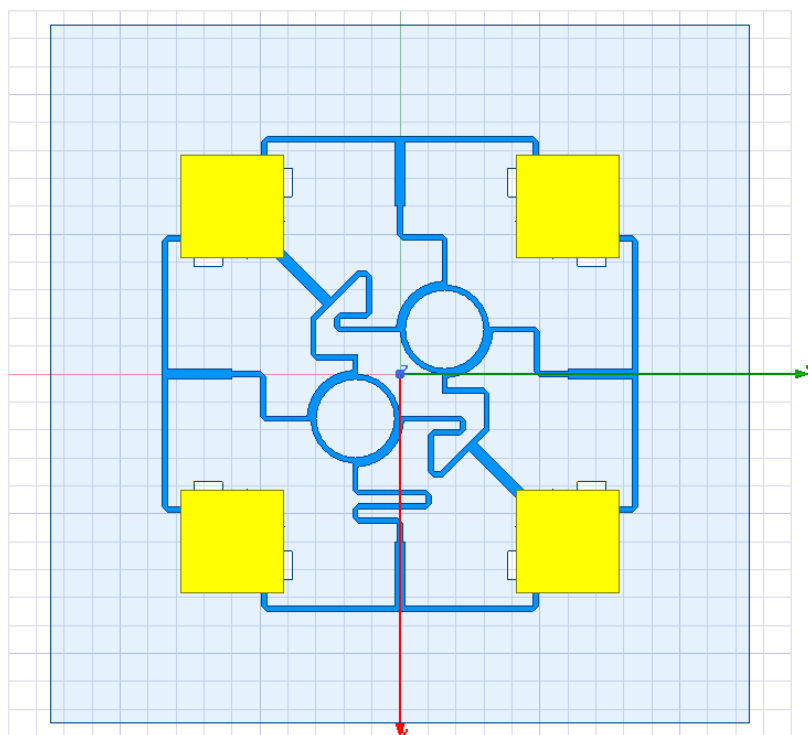


Fig. 3.1: 設計した円偏波共用シーケンシャルアレーアンテナ

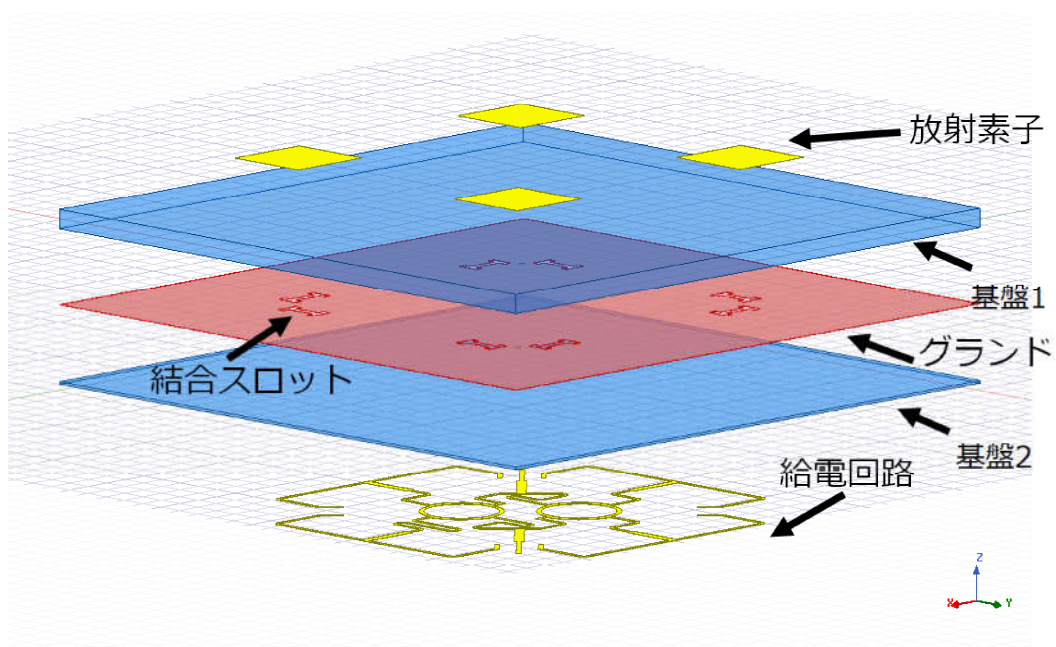


Fig. 3.2: シーケンシャルアレーの構造

Fig.3.2のように、一番上の層は銅でできたアンテナの放射部であり、第二層は誘電

体、第三層はグランド、第四層に誘電体で最後に銅による給電回路がついている構造である。誘電体は rogers TMM4 (誘電率 4.5, 誘電正接 0.002) を使用している。また使用周波数帯は X バンドである 8000MHz から 8450MHz を想定し、その中心周波数である 8200MHz で動作するように設計する。このアンテナのパラメータは Table.3.1 に示す

Table 3.1: アレイアンテナのパラメータ

	サイズ
放射素子	7.39mm × 7.39mm
基盤 1	1.5mm 厚
基盤 2	0.2mm 厚

このアンテナの性能を以下に示す。

給電点での電力の反射を表す S11 を Fig.3.3 に示す。これは、Port から入力した信号の反射を表しており、反射が少なければ少ないほど、信号のエネルギーがアンテナに伝わっていることを示す。Fig.3.3 から 8200GHz 付近で -15dB を達成できていることがわかる。

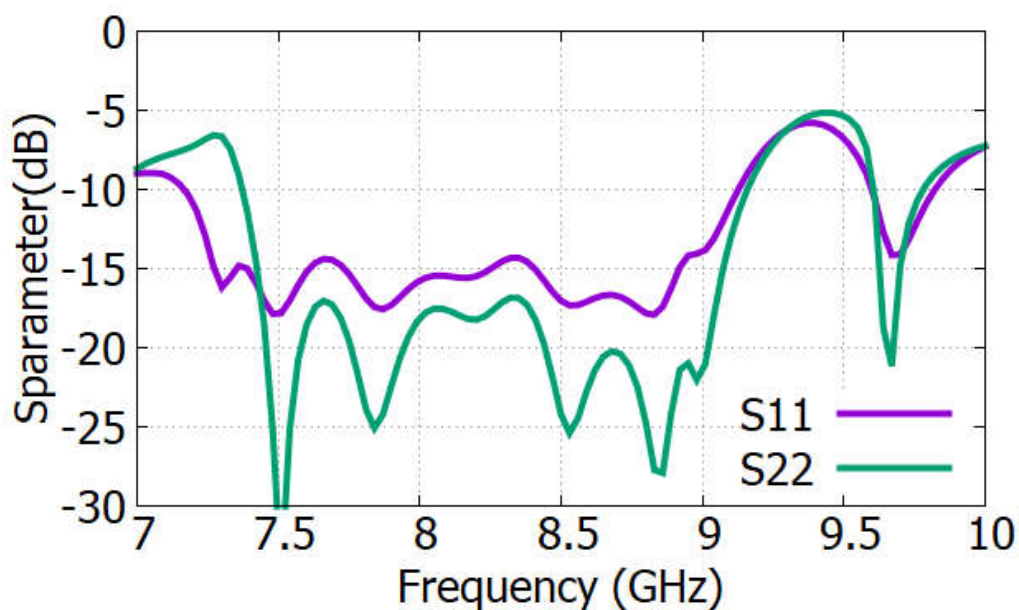


Fig. 3.3: アンテナの S パラメーター

次に、アンテナのゲインを示す。右旋円偏波が Fig.3.4、左旋円偏波が Fig.3.5 である。理想的なパッチアンテナのゲインは 6dB であり、アレーかでアンテナが 4 つ並んだ場合は 12dB となる。本アンテナで正面方向で 11.5dB となっており、0.5dB は給電によるロスだと考えられる。主偏波と交差偏波の比である XPD は右旋円偏波、左旋

円偏波ともに正面方向では約-30dBである。次節以降にてこのアンテナの詳しいパラメータと構造を示す。

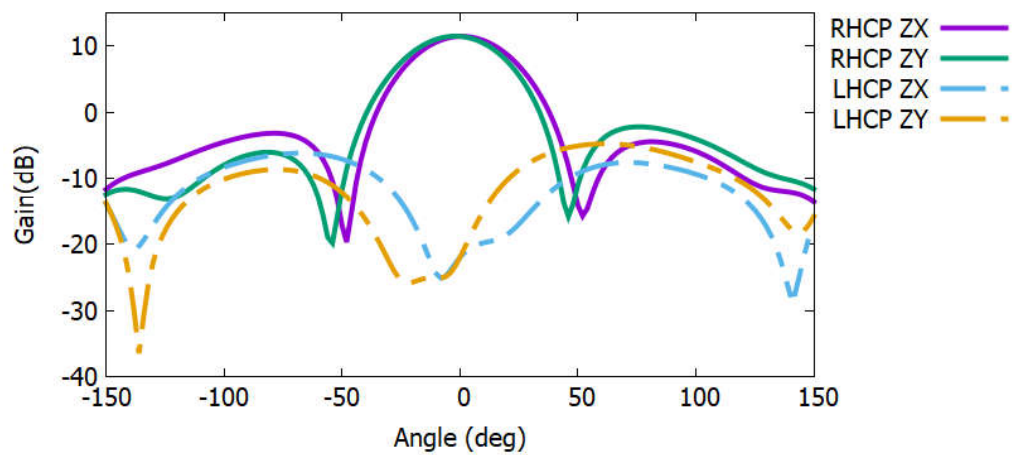


Fig. 3.4: アンテナの右旋偏波ゲイン

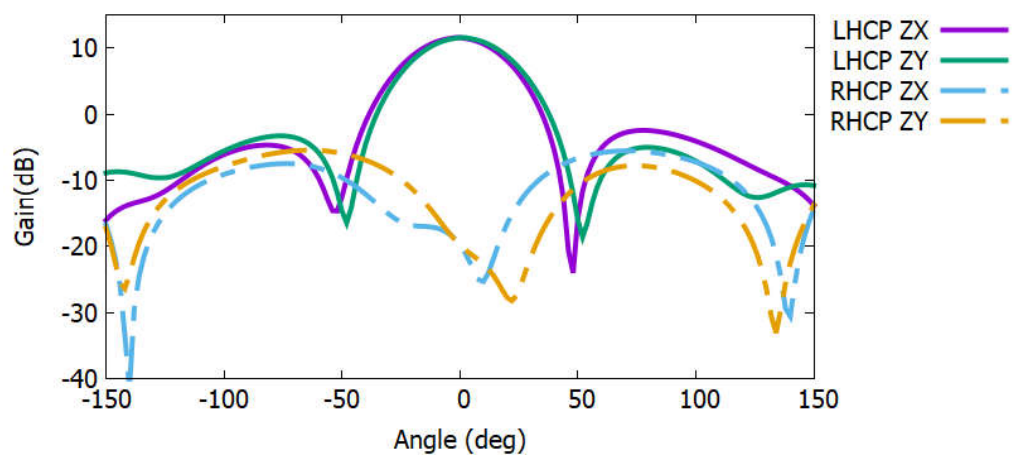


Fig. 3.5: アンテナの左旋偏波ゲイン

### 3.3 マイクロストリップアンテナ

まずは基本となるアレー化を行っていないマイクロストリップアンテナの構造を Fig.3.6 と 3.7 に示す。2つの給電点から位相を 90 度ずらした信号を送ることで円偏波を発生させることができる。

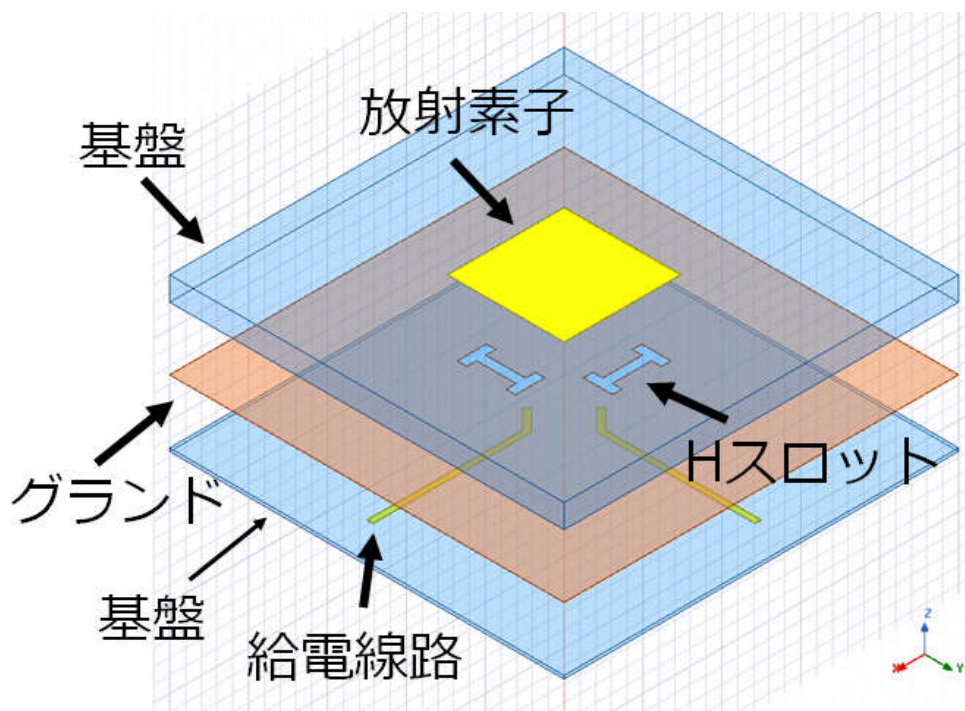


Fig. 3.6: メタマテリアルを導入する前のマイクロストリップアンテナ

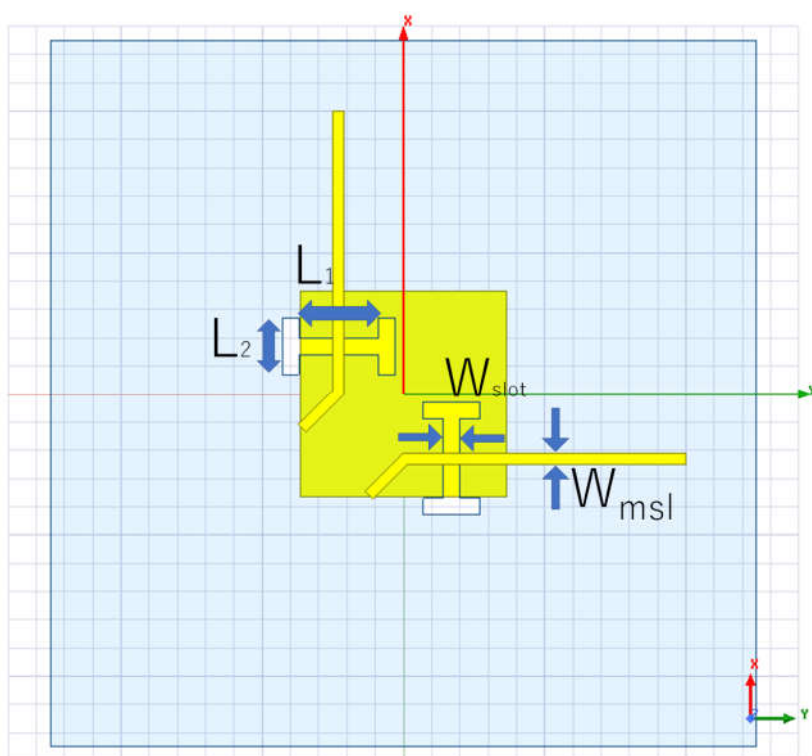


Fig. 3.7: マイクロストリップアンテナの基盤背面

給電の際はスロット給電を行っている。スロット給電とは、マイクロストリップラインからグラウンドに開けたスロットを通して給電を行う回路である。スロット給電を行わず、グラウンドの裏側から給電を行おうとした場合、グラウンドに穴を開けそこから同軸線路やコネクタを通して給電を行うことになるが、ハンダによる取り付けが必要となり設計の難易度が上がることや、物理的な接触を必要とするため、アンテナの信頼度が下がってしまうという問題がある。グラウンドの裏側ではなく、同一平面に給電回路と放射素子を配置することもできるが、その場合グラウンドによる給電回路に対する蓋の効果がなくなるため、給電回路からの放射が大きくなり余計な放射が増えてしまう。給電回路の先を1/4波長ほどスロットの先に伸ばして開放とすることでスロットとの整合を取る。この時のアンテナのパラメータを Table.3.2 に示す。

Table 3.2: パッチアンテナのパラメータ

	サイズ
$L_1$	1.85mm × 7.39mm
$L_2$	2.5mm
$W_{slot}$	0.6mm
$W_{msl}$	0.38mm

このときの S11 は Fig.3.8 である。

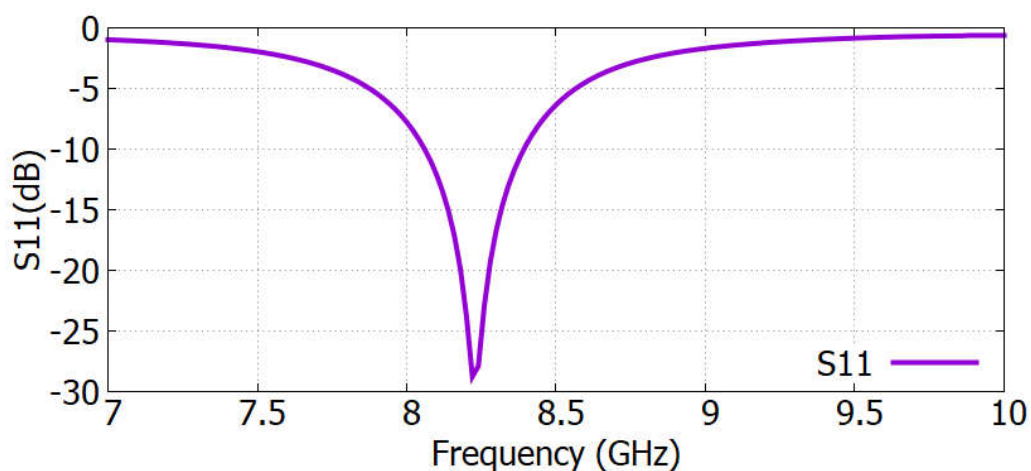


Fig. 3.8: メタマテリアルを導入前の S11

放射特性は Fig.3.9 である。この時点では、全体の対称性から右旋偏波と左遷偏波でほとんど結果に差がないので、右旋偏波のみの放射特性を表示している。この時の正面方向での XPD は 18.08dB となっている。

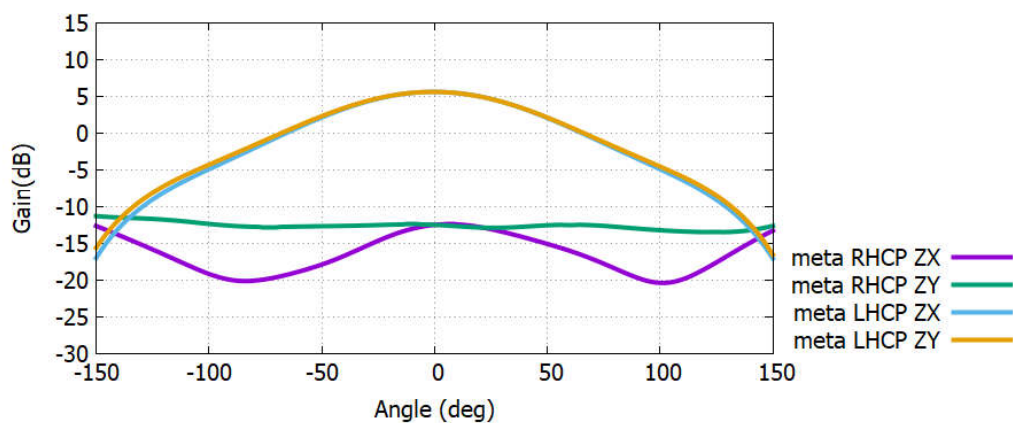


Fig. 3.9: メタマテリアルを導入前のゲイン

### 3.4 シーケンシャル配列

前節で設計した単一のマイクロストリップアンテナはアレー化の際に。シーケンシャル配列で配置される。シーケンシャル配列とは、Fig.3.10のようにアンテナを回転させて配置し、それに伴って給電の位相もずらして配列し、XPDを改善する手法である [6]。それぞれの放射の余計な部分が打ち消しあうことで交差偏波特性が良くなる。

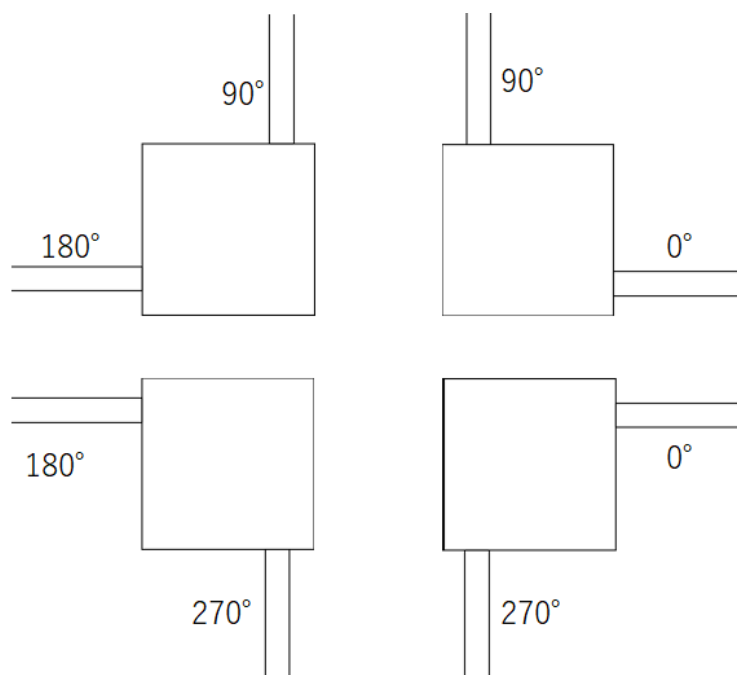


Fig. 3.10: シーケンシャル配列

### 3.5 給電

以下に詳しい給電回路を示す。給電回路の様子を Fig.3.11 のように示す、この回路により入力を実定の位相差をつけてそれぞれのアンテナ素子に給電を行う。この給電の設計は2つの port から入力された信号を、それぞれ右旋円偏波と左旋円偏波と別々に放射素子に給電する構造になっている。

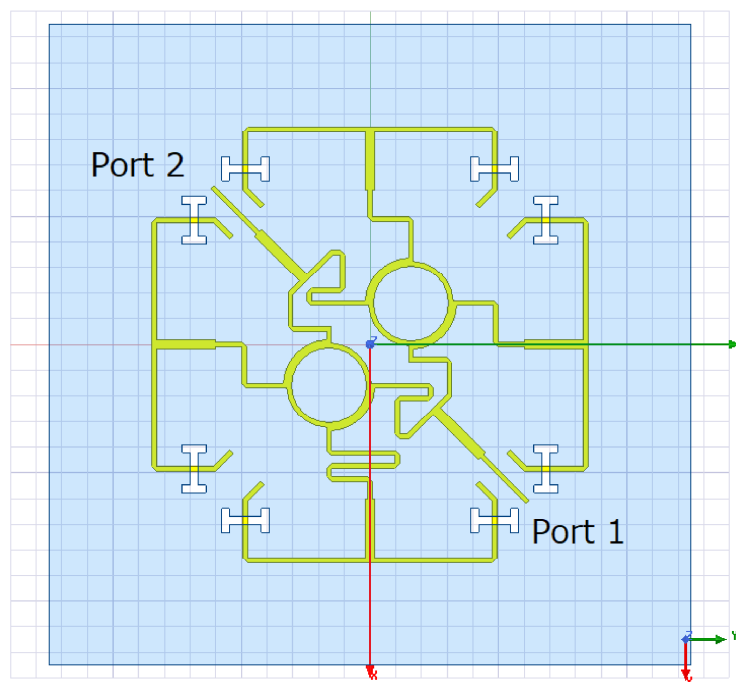


Fig. 3.11: 給電回路



以下に Port から入力された信号がアンテナの放射部に届くまでの経路を示す。入力された信号は Fig.3.12 の回路を通して 2つの回路に別れ、1/4 波長差 (90°) をつけて、90°ハイブリッド回路に送られる。信号を分ける際の反射を抑えるため、回路が二股に分かれる手前で回路を太くすることでスタブを作っている。この回路の S11 を Fig.3.13 示す。スタブの効果により、使用周波数帯で S11 が-20dB を達成している。

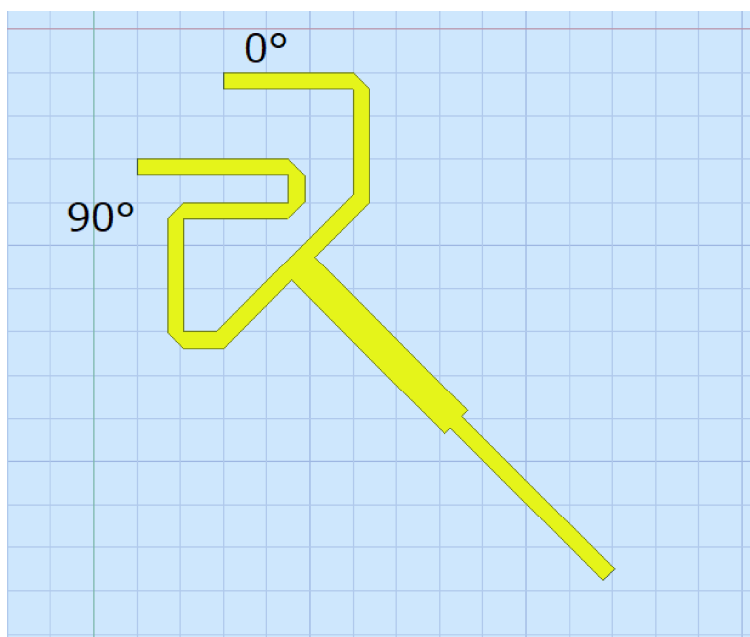


Fig. 3.12: 1/4 波長回路

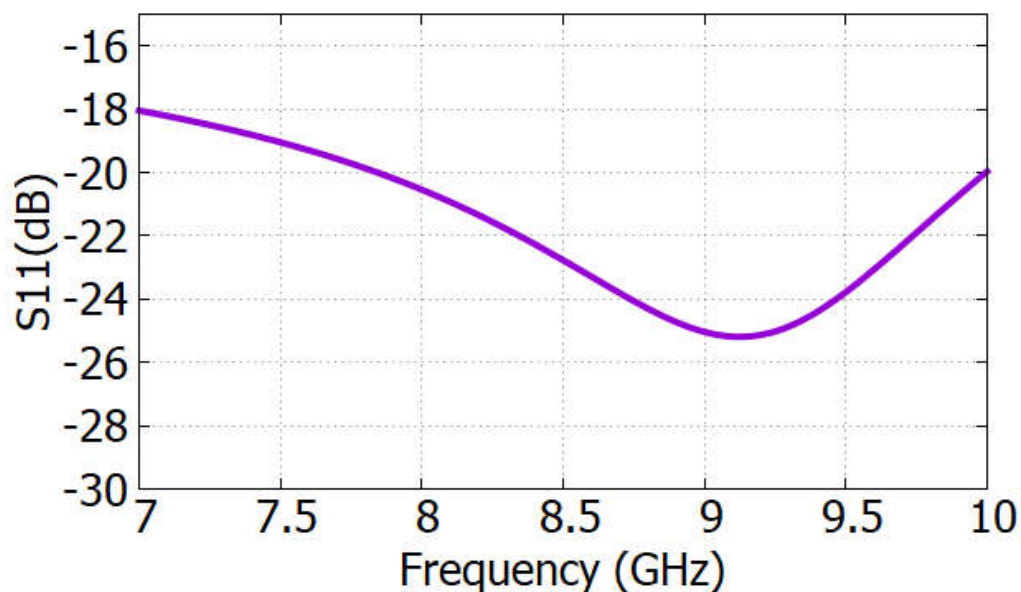


Fig. 3.13: 1/4 波長回路の S11

次に通るのが90°ハイブリッド回路である。90°ハイブリッド回路とは Fig.3.14 のような回路であり。port1 から入力した信号を port2 と port3 から出力の強さを半分に分け、更に90°の位相差をつけて分配する回路である。port4 からは信号は出ない。

[H]

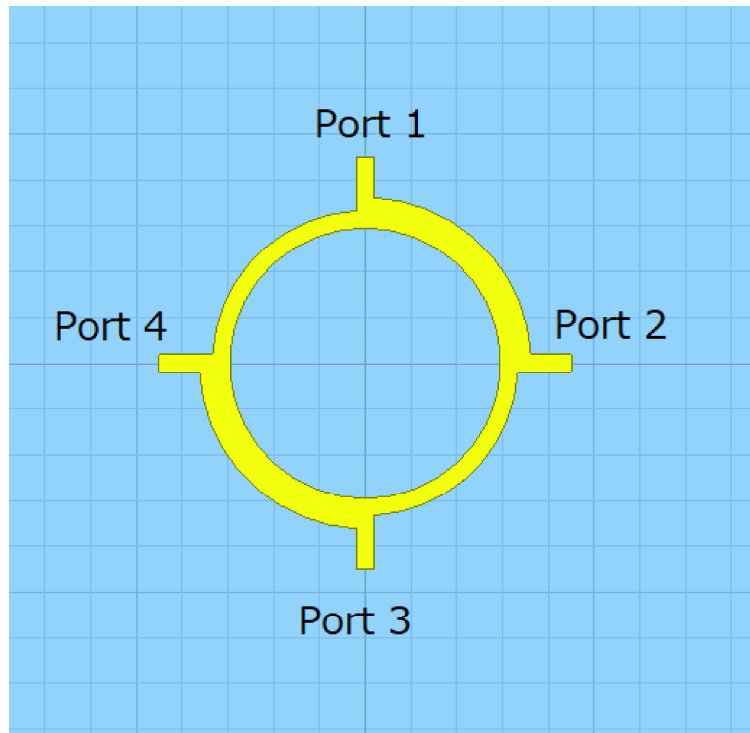


Fig. 3.14: 90°カップラー回路

この回路の構成を Fig.3.15 に示す。4つの抵抗の組み合わせになっており抵抗  $R$  に対して  $R/\sqrt{2}$  の抵抗を組み合わせることで、入力の信号を分配する。

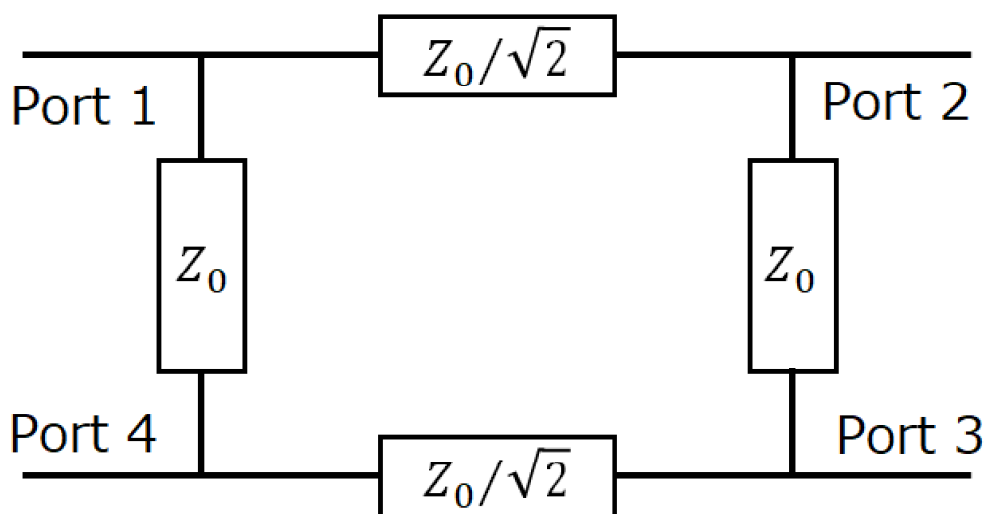


Fig. 3.15: 90°ハイブリッド回路

位相差は経路差によって決まり、マイクロストリップラインに流れる電流の波長は、誘電体の厚み、誘電率、マイクロストリップ線路の線幅、高さによって決まる。

以下に実際に設計した90°ハイブリッド回路の S11、S12、S13、S14 を Fig.3.16 に示す。

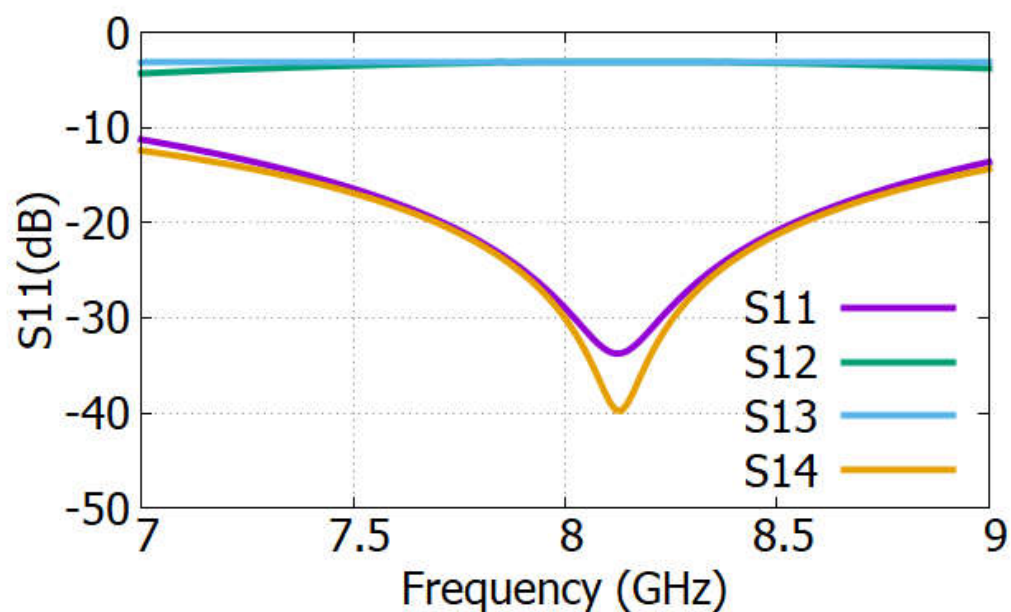


Fig. 3.16: ラットレース回路の S11、S12、S13、S14

使用周波数 8200MHz で S11 と S14 が -30dB に近い値になっている一方で S12 と S13 は -3dB に近い値になっており、port1 から入力された信号が port2 と port3 でほぼ半

分の強さで出力されていることがわかる。

この 90°ハイブリッド回路と 1/4 波長回路を合わせたものを Fig.3.17 に示す。

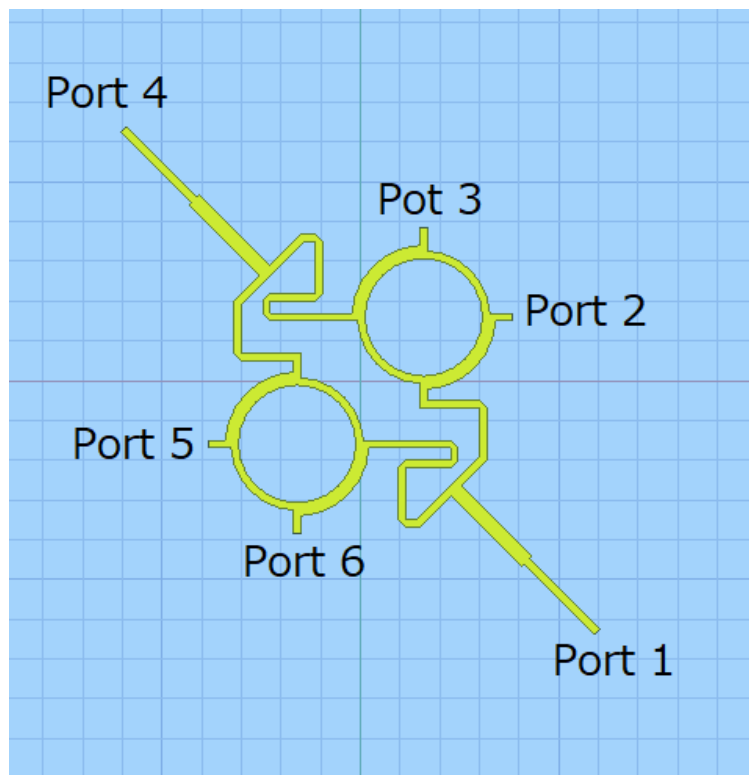


Fig. 3.17: 位相差をつける回路

この回路が主に信号に位相差をつけて放射素子に給電を行う。Fig.3.17には6つのポート（Port1、2、3、4、5、6）がある。Port1から信号を送ったときに、Port2の位相を0°としたときの出てくる信号の位相を Fig.3.18 に示す。この結果からそれぞれの回路により、Port3が92.8°、Port5が180.0°、Port6、が93.8°となっており、それぞれの回路で狙った位相差に近い値になっている。

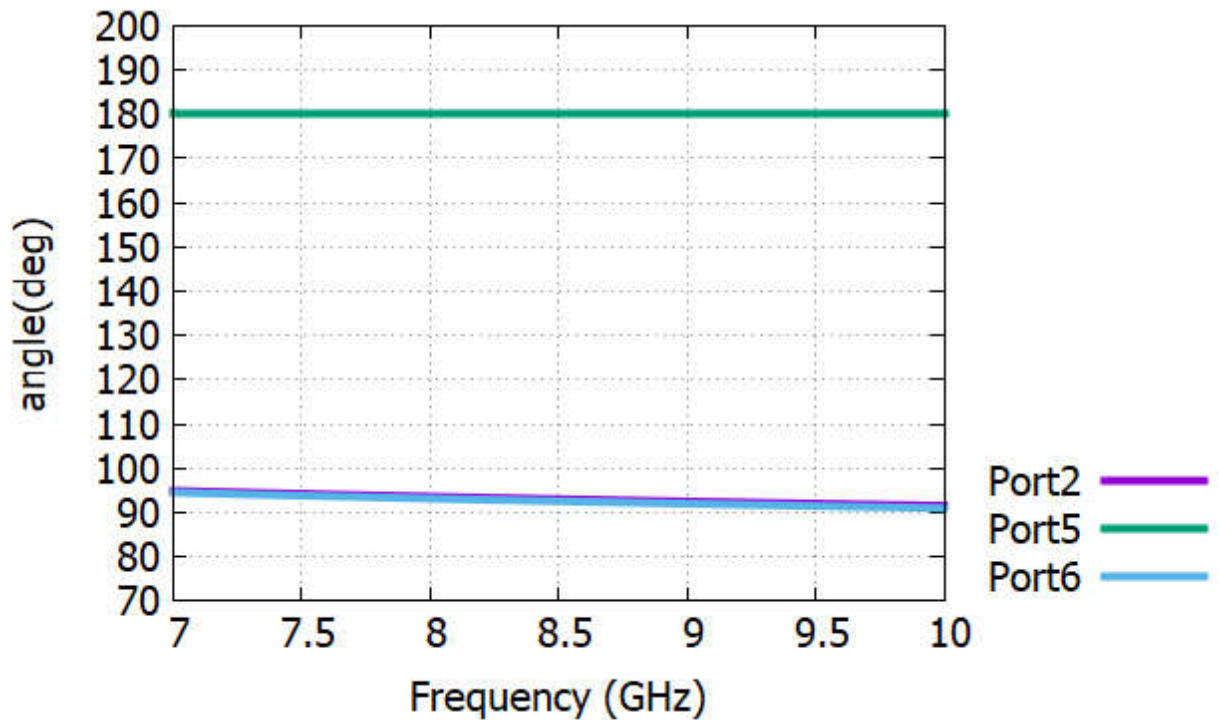


Fig. 3.18: 回路による位相差

90°ハイブリッド回路から送られた信号は、更に 2つの回路に分けられてそれぞれの放射素子に送られる。このとき、2つの90°カップラーから出る 4つの回路のうち1つは、更に位相差をつけるために1/2波長の経路差を持つ回路を挿入する。これにより Fig.3.11 に示された回路となる。これらの回路を組み合わせて、給電を行った結果のゲインが Fig.3.4、Fig.3.5 になる。次章以降このアンテナの交差偏波識別度を向上させるために、メタマテリアル素子を導入したアンテナの設計を検討する。

## 第4章 メタマテリアル素子による交差偏波識別度の向上

本章では更なる XPD の改善のためにメタマテリアル素子の利用を考える。

### 4.1 メタマテリアル素子

メタマテリアル素子とは金属や誘電体に特定の形状を持たせることで、本来は持っていない特性を持たせた素子のことである。これまでにアンテナに対して応用された例としては、伝送線路に対してメタマテリアル素子を応用したとして、直列の C と並列の L をメタマテリアル構造により作り出し、誘電率を変化させることで、モノポールアンテナの大きさを  $\lambda/25$  まで小さくした例 [7]、一方伝送線路にメタマテリアル構造を組み込むのではなく、放射素子の周りにメタマテリアルアンテナを配置することで交差偏波識別度を改善する手法も提案されている [8]。

### 4.2 寄生素子

メタマテリアルの基本的な素子として Split Ring Resonator(SRR) と Spiral Resonator(SR) がある。これらは Fig.4.1 や Fig.4.2 のような形をしている。コイルとコンデンサの働きを持っており  $\square$ 、電磁波に対して反応しバンドリジェクトフィルタとして働く。



$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (4.1)$$

ここで、Lはインダクタンスを表し、SRRと同じ幅を持つ円形のリングと同じ値を持つ。半径はSRRの二つのリングの半径の平均をとった値になる。一方でCはキャパシタンスを表し、SRRの形状によって値が変わる。これは、角度と電圧の関係を見ることで求めることができる。SRRではそれぞれのリングがキャパシタンスとして働いており、それが直列に繋がっているようなふるまいをする。リングのキャパシタンスは $C_0/2$ で求められ、 $C_0$ は次の式で表される。

$$\frac{C_0}{2} = 2\pi r_0 C_{pul} \quad (4.2)$$

$C_{pul}$ は同じ幅の直線の二つのストリップラインを使用したときの単位当たりのキャパシタンスを示している。曲げることによる効果は無視している。

SRの場合についても考える。SRの場合LはSRRと同様にして求めることができる。一方キャパシタンスは素子の巻き数によって変化し、一巻きの場合は $C_0$ となり、二巻きの場合は $2C_0$ となる。このようにして使用周波数帯を求めることができ、同じ大きさでも形状によって $C_0$ の大きさが変化することが分かる。

### 4.3 円偏波共用アンテナへのメタマテリアル素子の応用

先行研究 [ ] において示された、直線偏波共用アンテナに対してメタマテリアル素子を応用する手法を、円偏波共用アンテナに対して応用する。先行研究ではアンテナの放射素子の周りに、リングレゾネーターを2つ繋げたような素子を配置することでXPDを改善している。使用する。周波数帯域はXバンドで中心周波数8.2Ghzを想定し、スロットを通して二点給電により設計を行う。メタマテリアルアンテナの効果を検証するため、まずは基本的な二点給電のパッチアンテナに対してメタマテリアル素子を応用する。メタマテリアル素子は、Fig.4.3のような形であり、それをFig.4.4のようにアンテナの放射部の周りに二つ配置する。



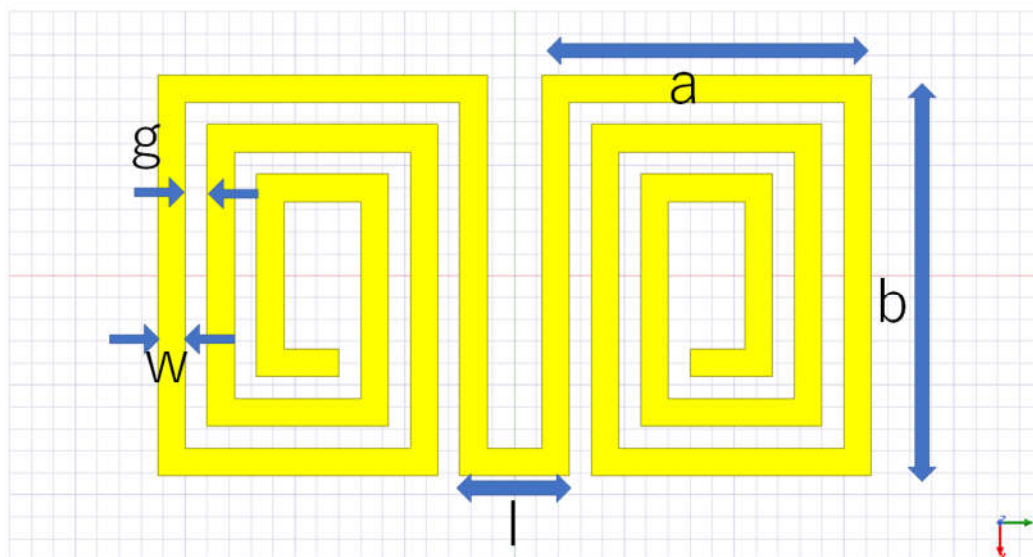


Fig. 4.3: アンテナに使用するメタマテリアル素子

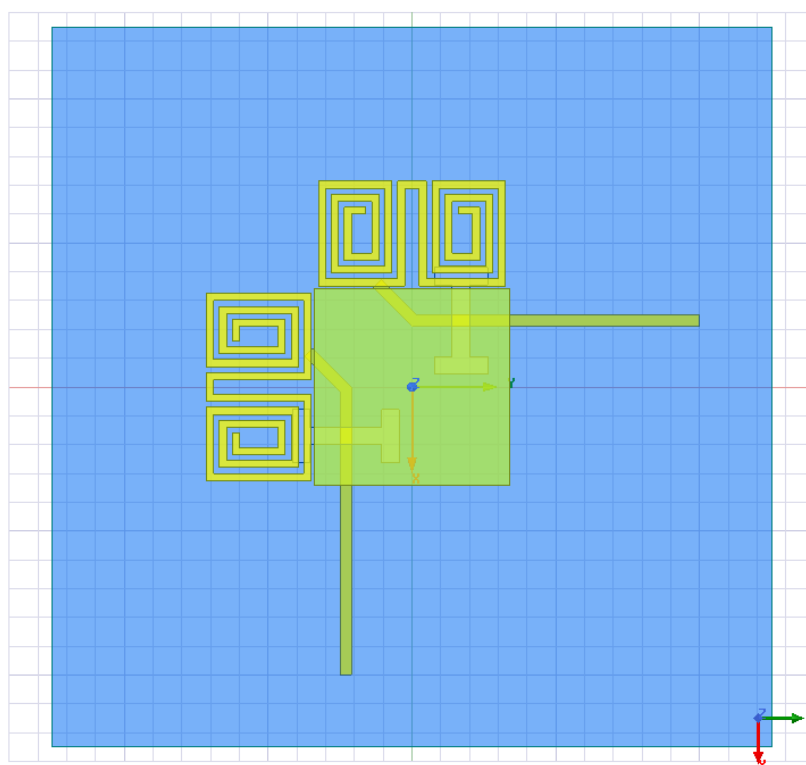


Fig. 4.4: メタマテリアルを配置したパッチアンテナ

アンテナの放射素子の周りに配置をすることによって、放射素子に流れる電流を制御し、よりきれいに電流を流す効果がある。この時のパラメータを Table.4.1 に示す。

Table 4.1: メタマテリアル素子のパラメータ

	サイズ
a	3mm
b	3.65mm
g	0.2mm
l	1mm
w	0.25mm

つぎにシミュレーションを通してメタマテリアル素子の特性を調べる。まず Fig.4.5 のような設計を行った。このとき空間にメタマテリアル素子を配置し、2つの Port と向かい合う2つの面を完全導体、もう一つの向かい合う2つの面を完全磁気導体と設定している。そうすることで Port から送られた波が平面波のように振る舞い、その状況で Port1 から Port2 に伝わる伝搬 (S12) の強さを計算している。その時の結果を Fig.4.6 に示す。

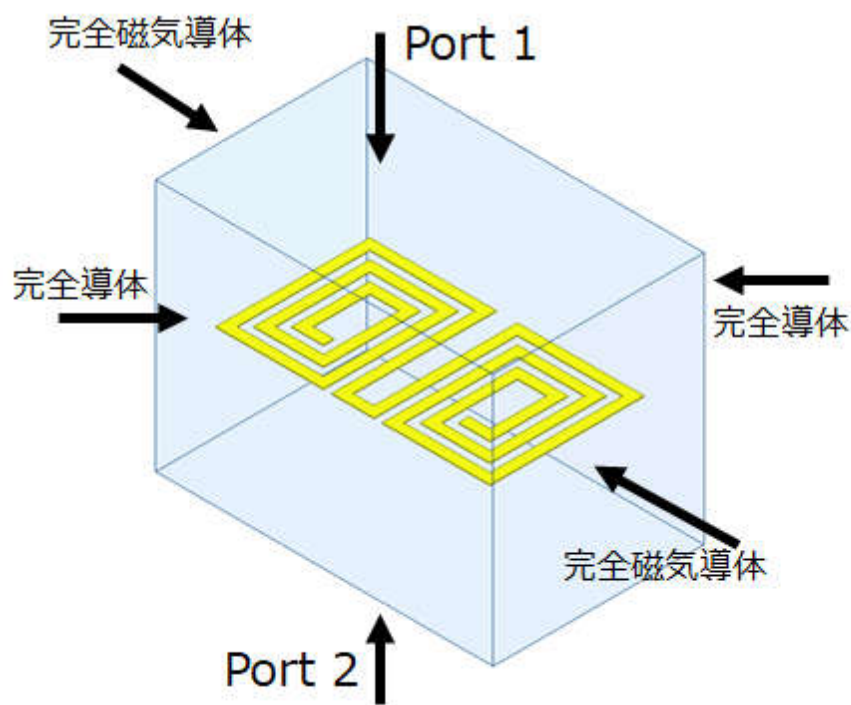


Fig. 4.5: メタマテリアルの周波数特性

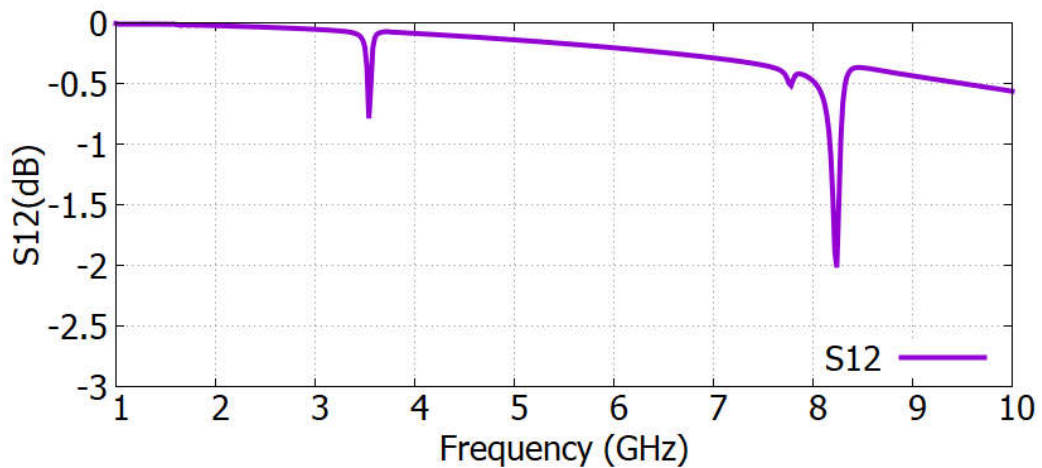


Fig. 4.6: メタマテリアルの周波数特性

これにより、使用する中心周波数である 8200GHz にて S12 が下がっており、バンドストップフィルタとして働いていることがわかる。この素子をアンテナの放射素子の周りに配置する。メタマテリアル素子を配置したことによって、共振周波数は小さくなったため、放射素子を小さくすることで共振周波数を合わせた。実際にメタマテリアル素子を配置したアンテナの S11 を Fig.4.7 に示す。また、この時のゲインを示す。

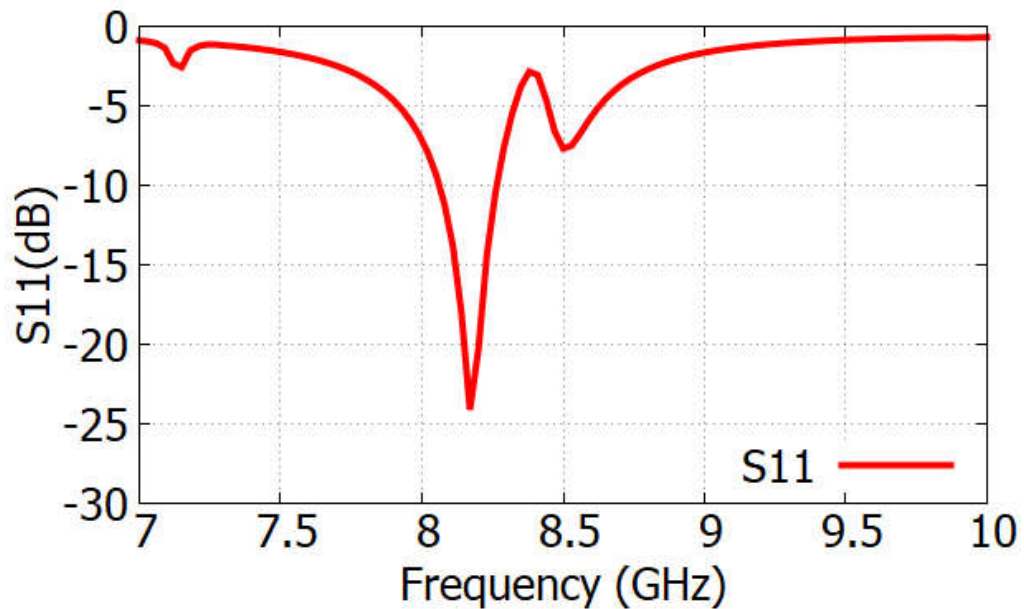


Fig. 4.7: メタマテリアル素子を導入した S11

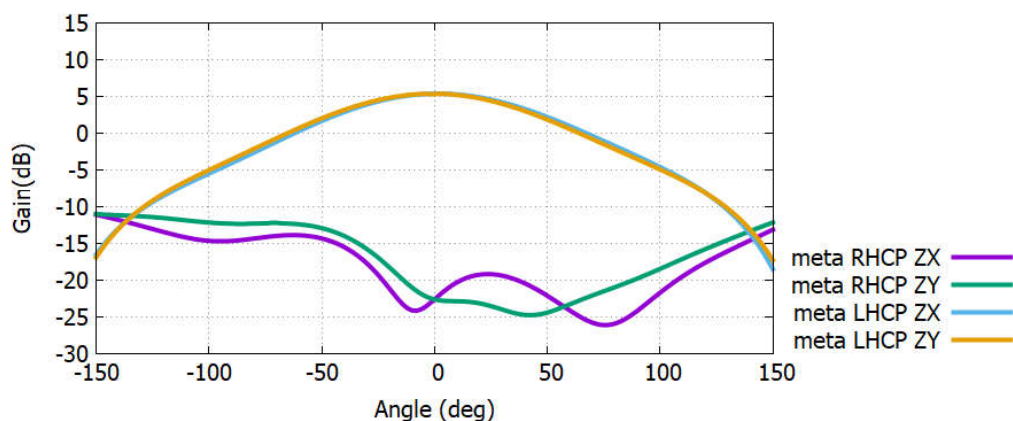


Fig. 4.8: メタマテリアル素子を導入したアンテナのゲイン

この時の XPD は  $\approx 37.89\text{dB}$  であり、メタマテリアル素子を導入したことで交差偏波識別度が向上したことが分かる。このときのメタマテリアル素子の働きを詳しく調べてみる。

#### 4.4 メタマテリアル素子の働き

この時のメタマテリアル素子の働きを詳しく見てみる。一点給電のマイクロストリップアンテナに対してこの素子を配置した時の効果を示す。Fig.4.9 と Fig.4.10 に一点給電のパッチアンテナと、そこにメタマテリアル素子を配置したものを示す。メタマテリアル素子はパッチから  $0.1\text{mm}$  の距離に配置し、S11 を調整するために放射素子の一変を  $7.33\text{mm}$  に変更している。

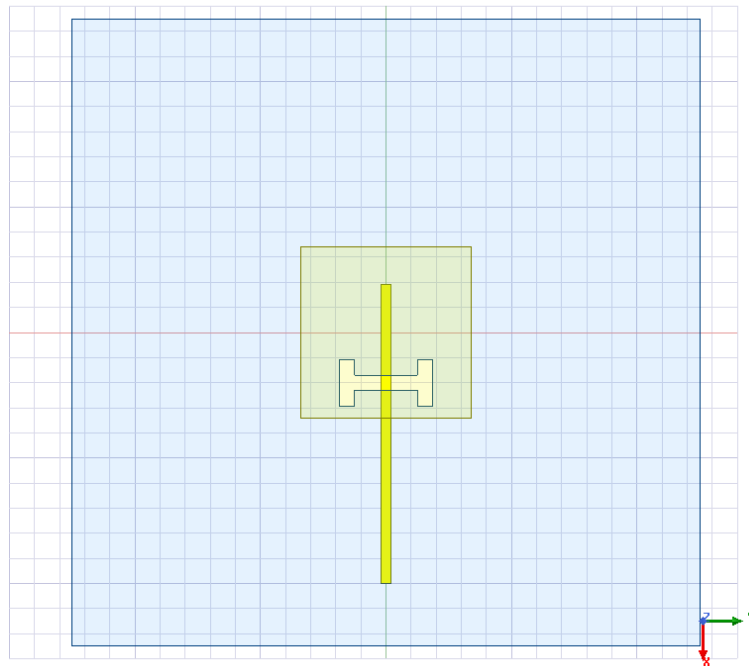


Fig. 4.9: 一点給電のマイクロストリップアンテナ

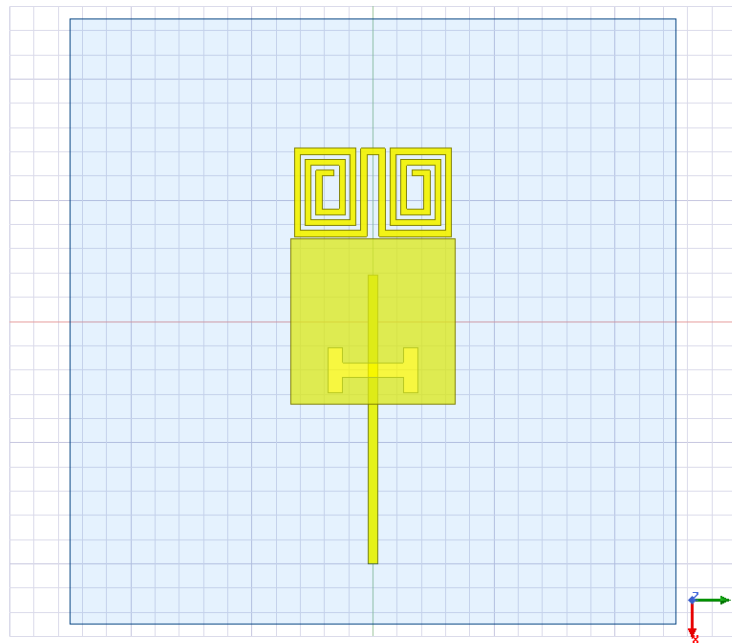


Fig. 4.10: メタマテリアル素子のある一点給電のマイクロストリップアンテナ

素子の大きさ等は Fig.3.6、Fig.4.4 に示したアンテナと同じだが、一点給電であり、給電点はオフセットがなく、中心で給電を行っている。このパッチアンテナのメタマテ

リアル素子を配置したときと配置していない時の直線偏波のゲインの様子を Fig.4.11 に示す。

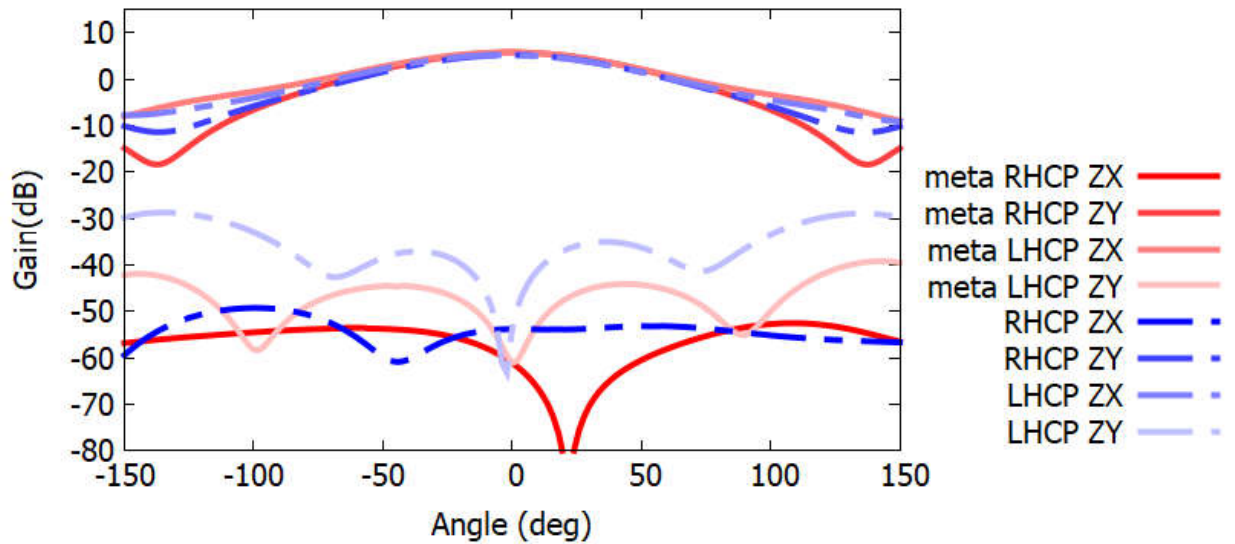


Fig. 4.11: 素子があるときとない時のゲインの比較

給電点が中心であるため、もともとの交差偏波識別共かなり良いが、メタマテリアル素子を配置することで更に交差偏波の放射は下がっている。この時のメタマテリアル素子がない時とある時の放射素子の表面電流をプロットした図を Fig.4.12、4.13 を示す。

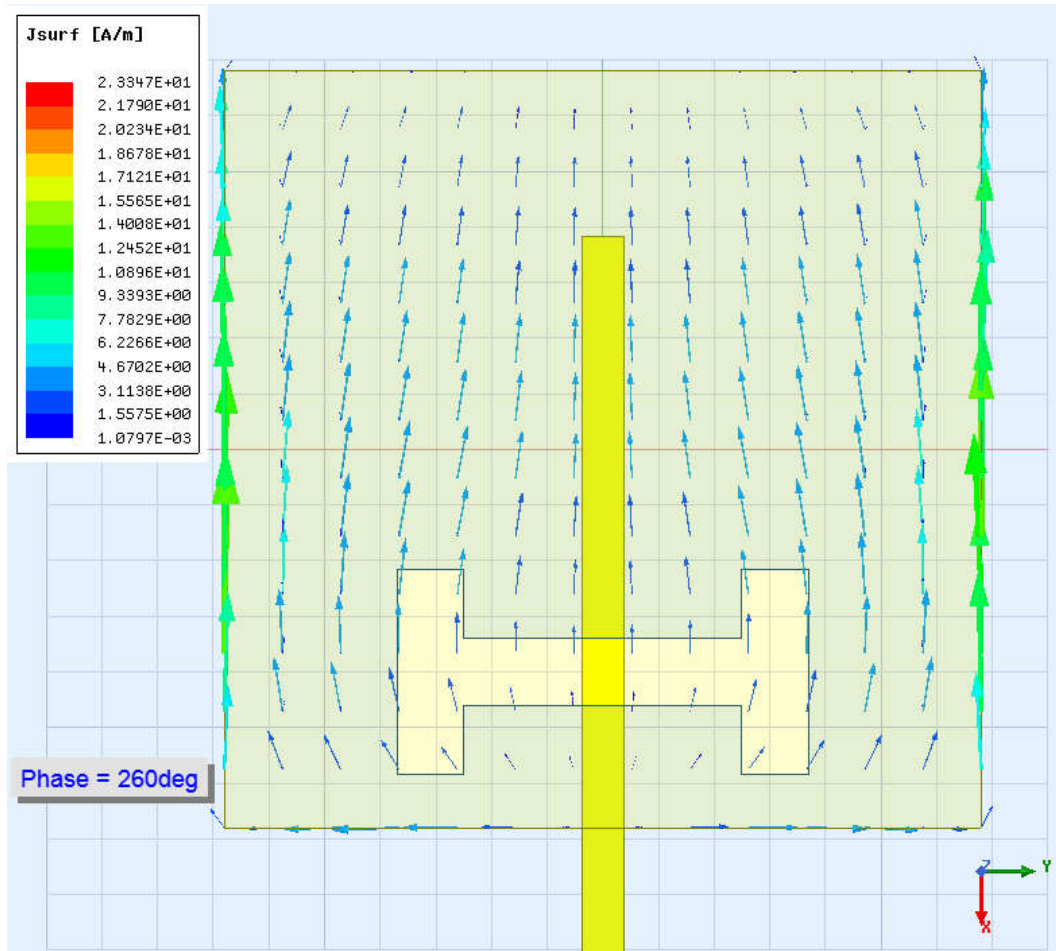


Fig. 4.12: 素子がない時の放射素子の表面電流

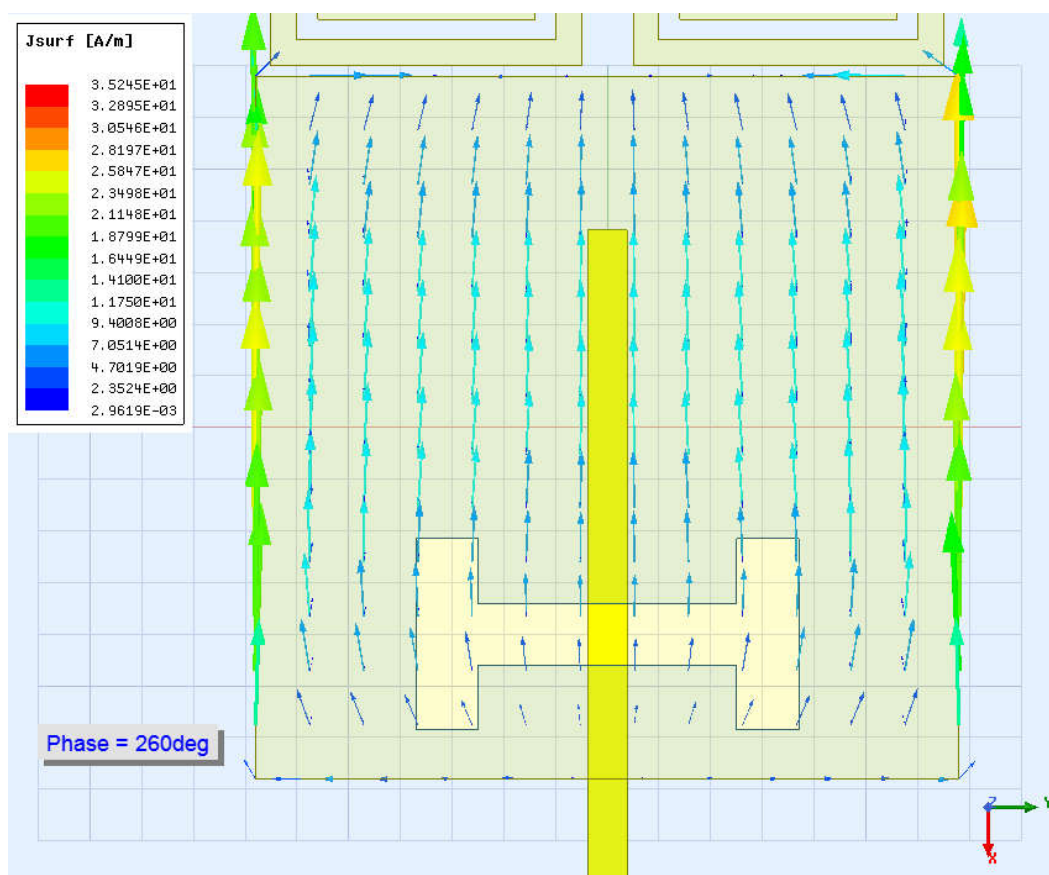


Fig. 4.13: 素子がある時の放射素子の表面電流

この図から、メタマテリアル素子を配置している方は、縦方向に強く電流が流れて整流されており、結果として交差偏波の改善につながったと思われる。

ここで、マイクロストリップアンテナの伝送線路モデルを使って、メタマテリアル素子の効果を考察する。マイクロストリップアンテナは伝送線路モデルで Fig. Fig.4.14 のような等価回路で表すことができる [9]。



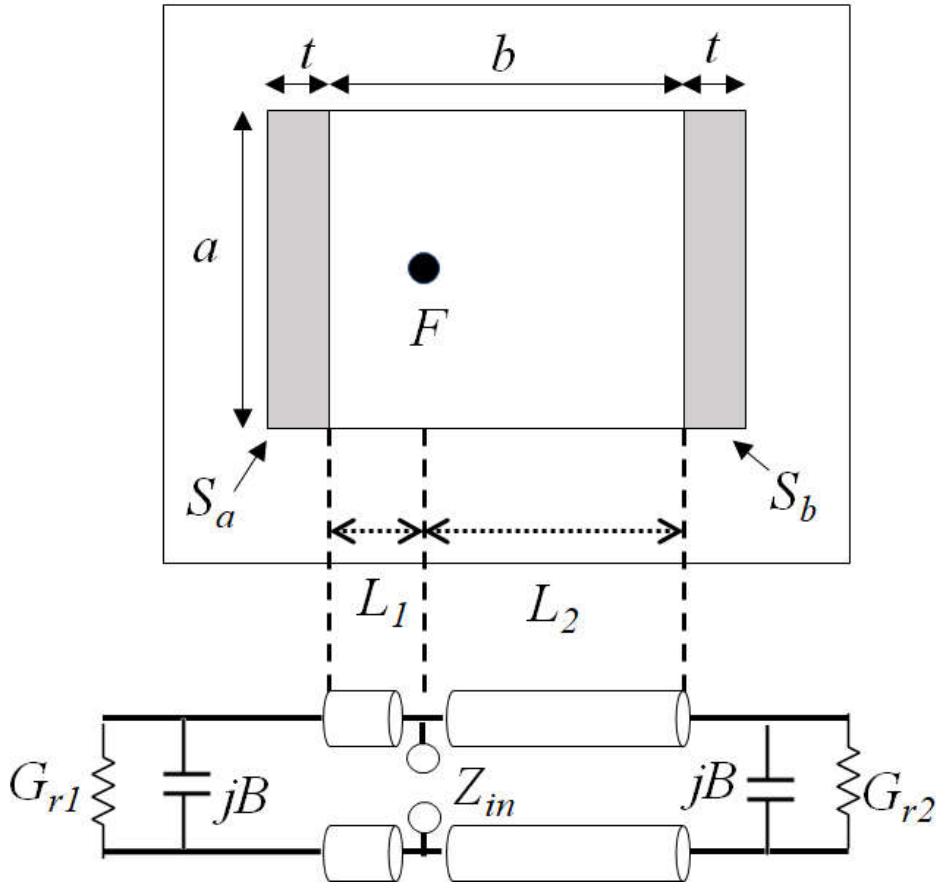


Fig. 4.14: パッチアンテナの等価回路

伝送線路モデルとは、放射素子の大きさが縦  $a$ 、横  $b$  で与えられる方形マイクロストリップアンテナを幅  $a$ 、長さ  $b$  のマイクロストリップ線路として扱い、線路の開放端でのフリッジング効果によって漏れる電界を、長さ  $t$  のスロットアンテナの対の等価として解析を行うモデルである。Fig. このとき、給電位置の非対称性から、スロットまでの経路差による抵抗の差が生まれ、スロットに流れる電流に非対称性が生まれてしまう。等価回路中の  $G_r$  と  $B$  はスロットアンテナのコンダクタンス分とサセプタンス分を表す。  $B$  については次の式で表される。

$$B \simeq \frac{k_0 \Delta l}{Z_0} \quad (4.3)$$

$k_0$  は自由空間での波数を表し、 $Z_0$  はパッチアンテナをマイクロストリップ線路とみなした時の特性インピーダンス、 $\Delta l$  はフリッジング効果による線路長の伸長分を表す。 $\Delta l$  はさらに、次の式で求めることができる。

$$\Delta l \simeq 0.412t \frac{(\epsilon + 0.3)(a/t + 0.264)}{(\epsilon - 0.258)(a/t + 0.8)} \quad (4.4)$$

ここで、式 4.4 にでてくる  $t$  は Fig.4.14 にあるようにマイクロストリップ線路の開放端での漏れ電界をスロットアンテナとして扱った時の長さを示す。メタマテリアル

素子は、バンドリジエクトフィルタとして電界を抑える働きがあるため、素子が放射素子の周りであることで、ある特定の周波数で漏れ電界を一部抑制する。それにより、 $t$ が小さくなることで $\Delta l$ の値が小さくなり、スロットアンテナのサセプタンス分 $B$ が小さくなる。これにより、電流が $G_{r2}$ に強くながれるようになったことで給電の非対称性が解消されたと考えられる。つまり、メタマテリアル素子は給電点から配置した辺までのサセプタンス成分を弱める働きが有り、結果的に電流の流れを良くする効果があると考えられる。

## 4.5 結果の比較

前節にて設計したメタマテリアル素子有りと、無しの場合のアンテナの結果を詳しく比較する。Fig.4.15は2つのグラフをプロットし、比較したものである。このグラフから、メタマテリアル素子がある方が、中心で大きく交差偏波識別度が下がっていることがわかる。一方で、交差偏波の放射の非対称性が増加しており、交差偏波の放射は下がったが、放射がゆがんでいることもわかる。これは、に方向にメタマテリアル素子を配置したことにより、本来非対称性を解消したい方ではない給電点の電流を強くしたことが原因だと考えられる。

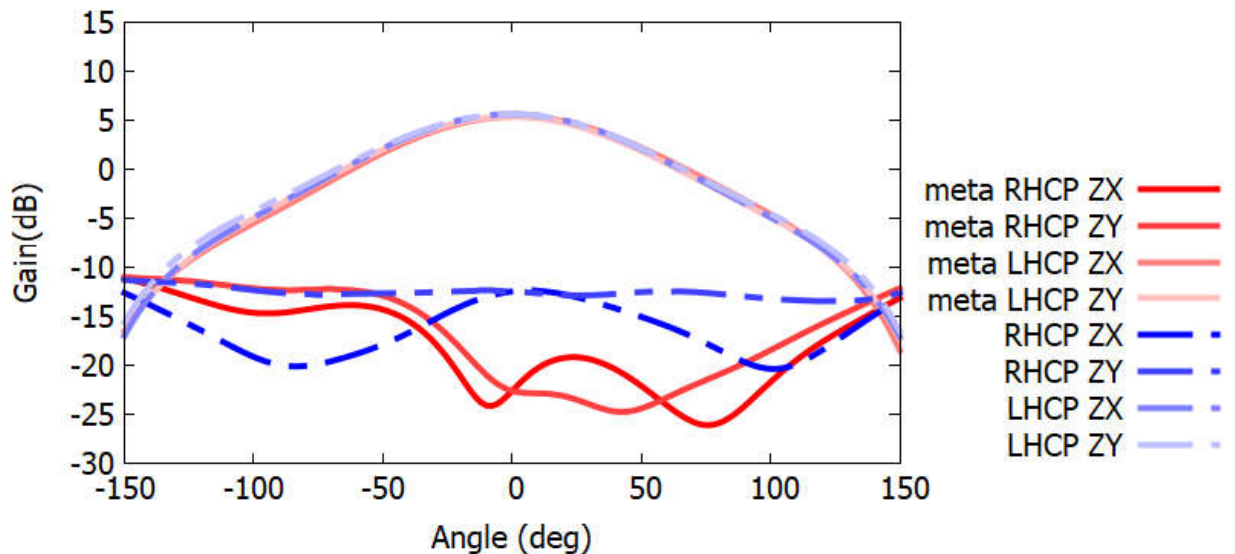


Fig. 4.15: メタマテリアル素子があるときとないときの放射の比較

この時の交差偏波の放射の絶対値を三次元にプロットしたのも Fig.4.16と Fig.4.17に示す。このとき極座標で表示しており、 $x$ 軸を $0^\circ$ として  $y$ 軸に向かっていく角を $\Phi$ 、 $Z$ 軸を $0^\circ$ として、 $XY$ 平面に向かう角を $\Theta$ としている。Fig.4.16と Fig.4.17を比較してみると、 $\Phi = 120^\circ$ と  $\Phi = 300^\circ$ の方向に大きく出ている交差偏波の放射が小さくなっていることがわかる。

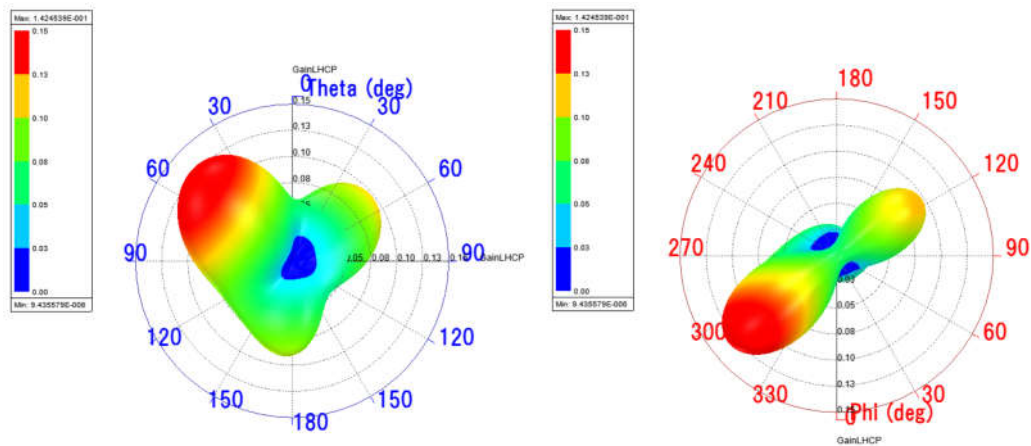


Fig. 4.16: 素子がない時の交差偏波の放射（絶対値）

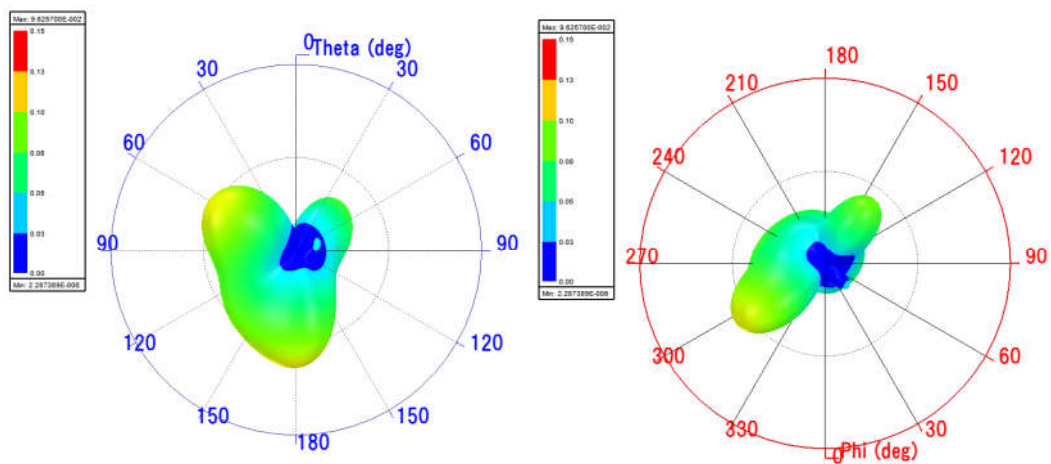


Fig. 4.17: 素子がある時の交差偏波の放射（絶対値）

## 4.6 アレー化

前章で行った応用をアレー化したアンテナに対しても行う。Fig.4.18 にアレー化したアンテナを示し、Fig.4.19 にメタマテリアル素子を配置し、アレー化したアンテナを示す。アレー化においては前章で使用したアンテナをそのまま使用し、アンテナの中心の間隔が 12mm になるように設計している。またメタマテリアル素子の効果のみを測定するために給電回路は設計せず、一つのアンテナに対して二つの給電点を設定することで簡易的な状況でのシミュレーションを行う。配置はシーケンシャル配列にしている。

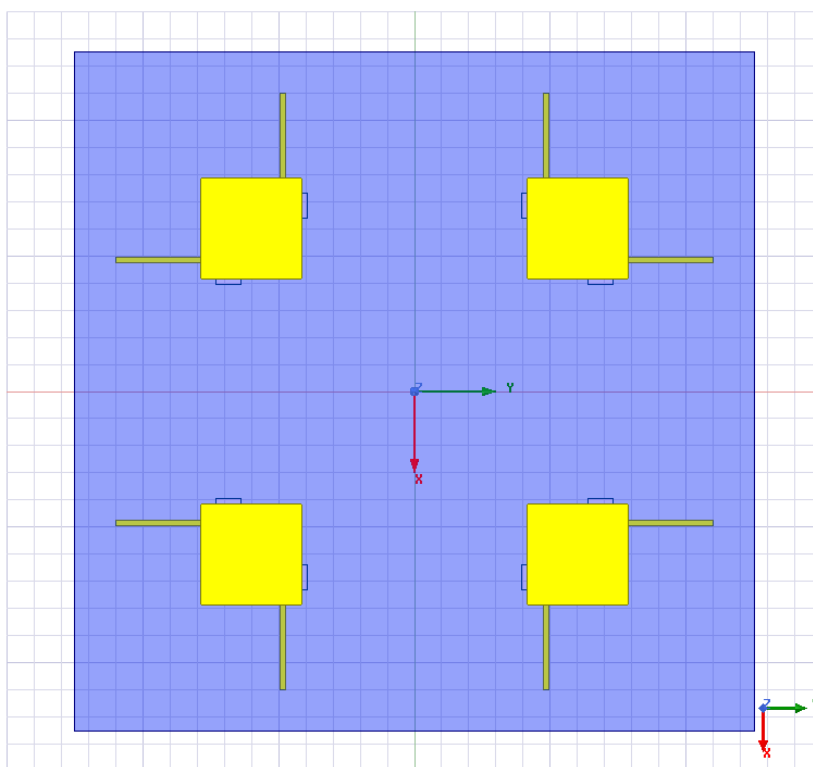


Fig. 4.18: アレー化したアンテナ

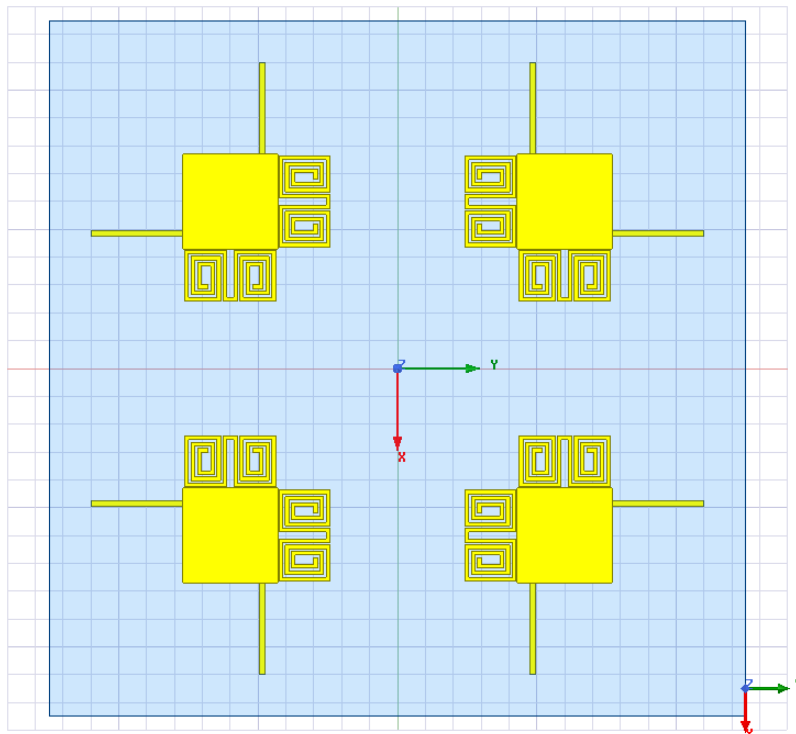


Fig. 4.19: アレー化して、メタマテリアル素子を配置したアンテナ

メタマテリアルアンテナがない状態のゲインを Fig.4.20 に示し、また交差偏波の放射を Fig.4.21 に示す。アレー化した時の正面方向での交差偏波特性は 65.46dB である。シーケンシャル配列によって、またアンテナが回路を含まないか簡易的なものであるため、交差変敗識別度は非常に良い値になっている。単一のアンテナのときは交差偏波が強く出ていたのは 2つの方向だったが、アレー化によって多方向に放射が起こっている。実際にはアレー化を行うことで、シーケンシャル配列によって交差偏波識別度は改善するが、給電が複雑になることで起きる給電の位相のズレや給電回路からの放射により、交差偏波識別度の向上の度合いはもっと小さくなる。

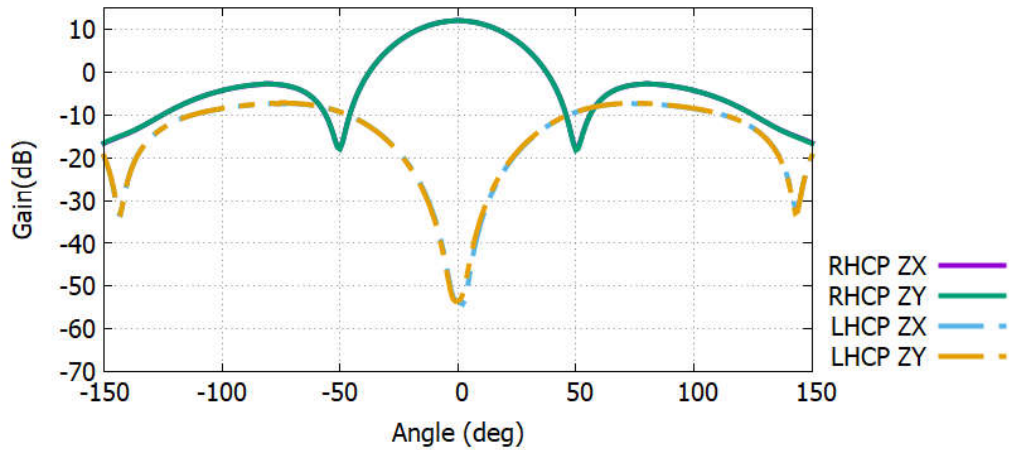


Fig. 4.20: アレー化した時のゲイン

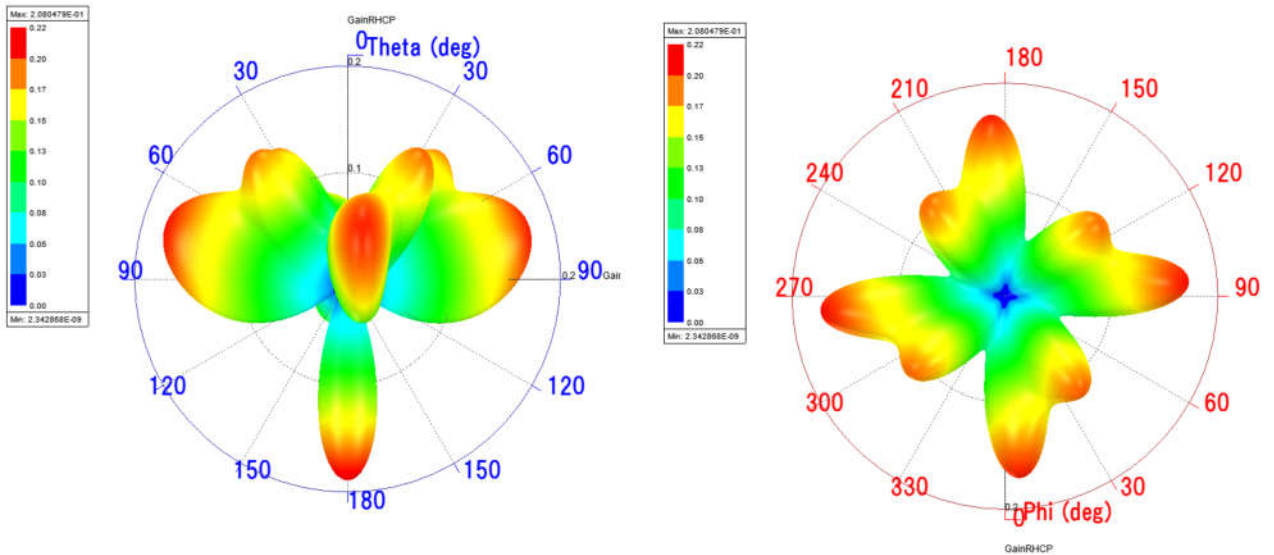


Fig. 4.21: メタマテリアル素子がない時の交差偏波の放射（絶対値）

一方で、メタマテリアル素子を導入してアレー化を行った時の Gain を Fig.4.22 に

示す。この時の正面方向の交差偏波識別度は71.74dBである。またこのときの交差偏波の放射も Fig.4.23 に示す

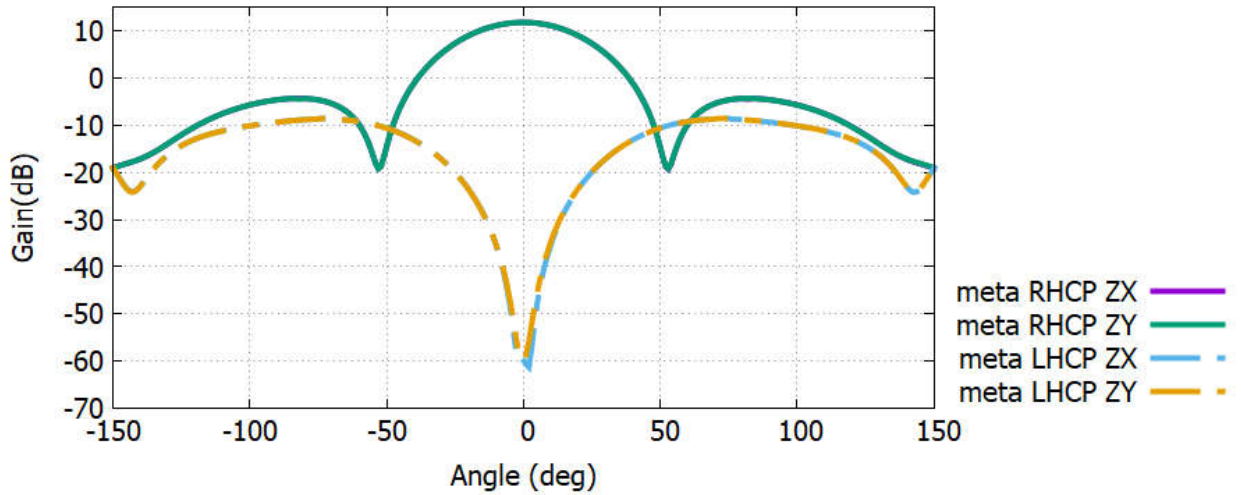


Fig. 4.22: メタマテリアル素子を配置したアンテナのゲイン

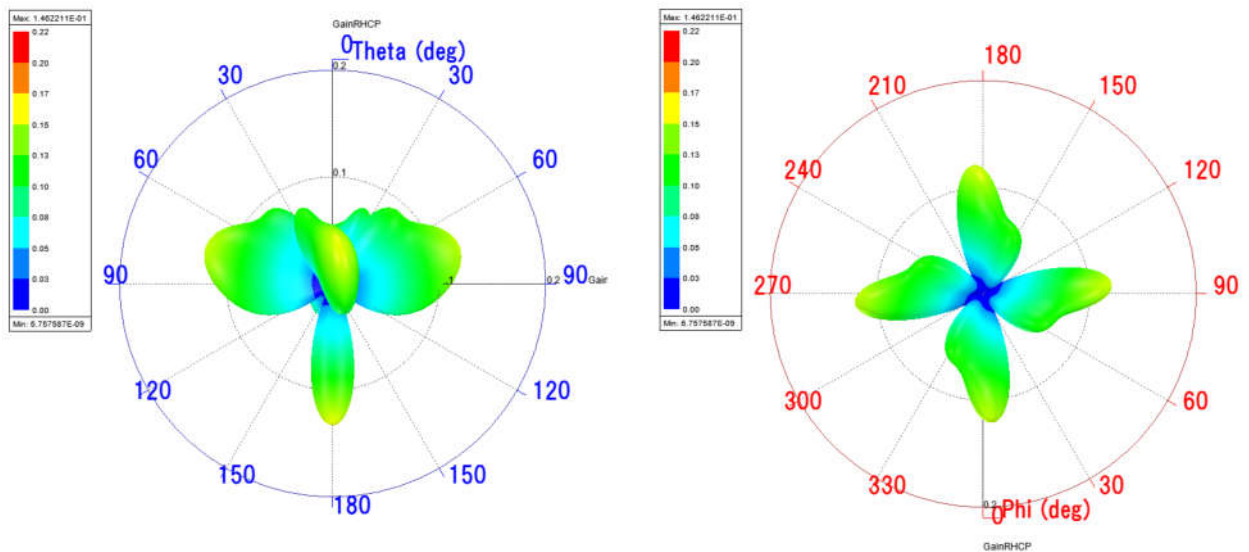


Fig. 4.23: メタマテリアル素子を配置したアンテナの交差偏波の放射（絶対値）

メタマテリアル素子があるときとない時のゲインを同時に表示したグラフも Fig.4.24 示す。この結果から、正面方向での交差偏波は良くなっていることがわかるが、正面以外ではあまり交差偏波が落ちていないように見える。



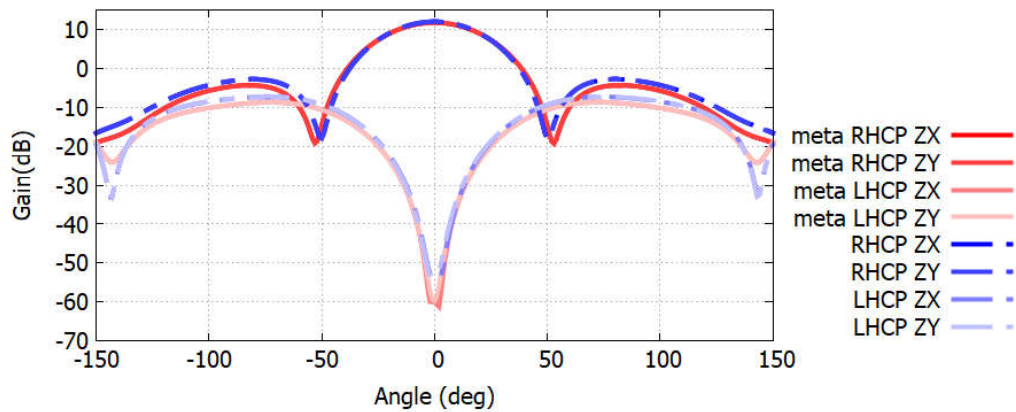


Fig. 4.24: メタマテリアル素子を配置したアンテナの交差偏波の放射

一方 Fig.4.21 と Fig.4.23 を比較すると全体としての交差偏波の放射は小さくなって見えてくる。そこで、これまではカット面 XZ ( $\Phi=0$ ) とカット面 XY ( $\Phi=90$ ) を見ていたが、他のカット面  $\Phi=30, 60$  についても Fig.4.25 と Fig.4.26 に示す。この結果から、 $\Phi=60$  では大きく差はないが、 $\Phi=30$  では交差偏波が大きく下がっていることがわかる。これより、アレーアンテナでもメタマテリアル素子を配置することで、交差偏波識別度は小さくなることわかる。

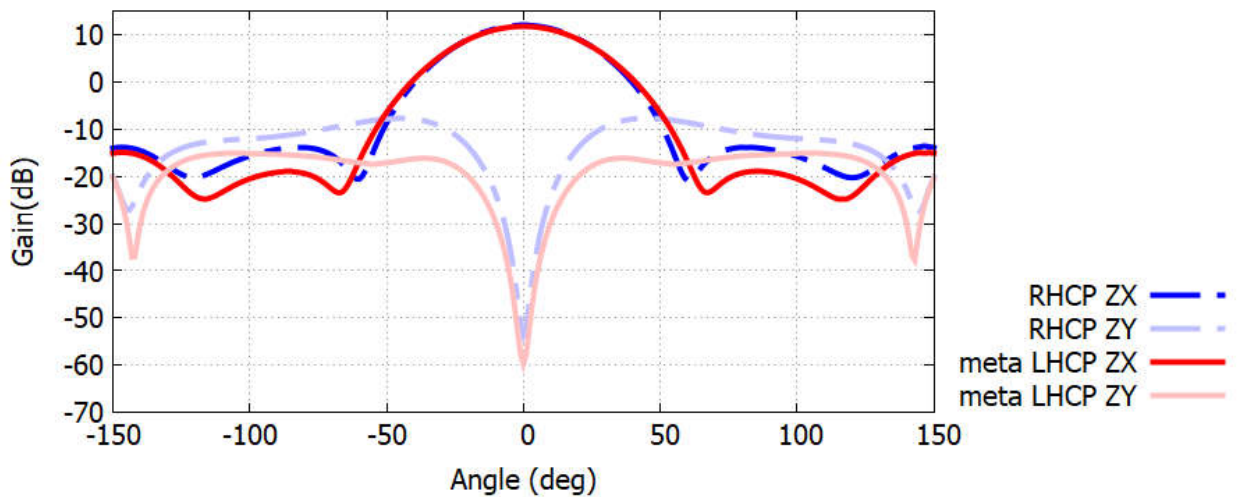


Fig. 4.25:  $\Phi=30$  °のメタマテリアル素子を配置したアンテナのゲイン

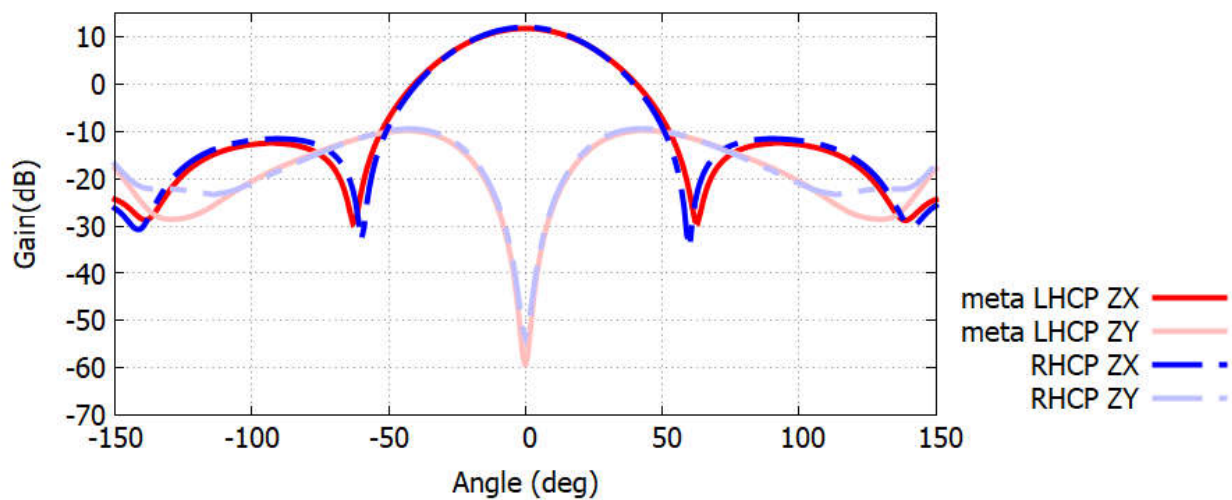


Fig. 4.26:  $\Phi=60^\circ$  のメタマテリアル素子を配置したアンテナのゲイン



## 第5章 実際のアンテナへの応用

### 5.1 給電素子を含めたアンテナ

前章までの結果をふまえ、給電回路を含めて設計したアンテナにメタマテリアル素子を導入する。設計したアンテナは Fig.5.1 のようになっており、給電回路を含めてメタマテリアル素子を導入したアンテナとなっている。

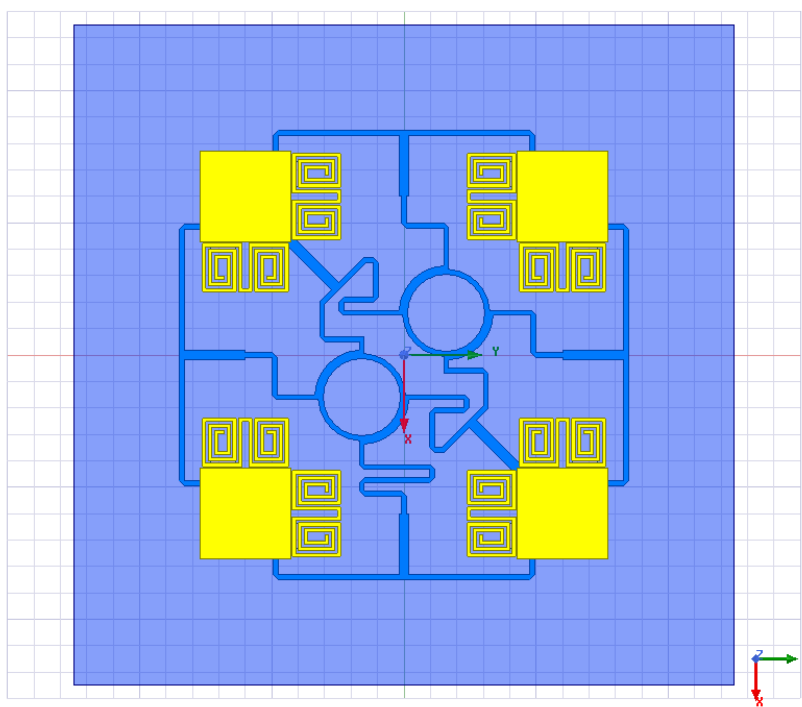


Fig. 5.1: メタマテリアルアンテナを導入したパッチアレーアンテナ

このアンテナの元のゲインは Fig.3.4、Fig.3.5 である。メタマテリアル素子を導入した後の Gain は右旋偏波が Fig.5.2、左旋偏波が Fig.5.3 のようになっている。

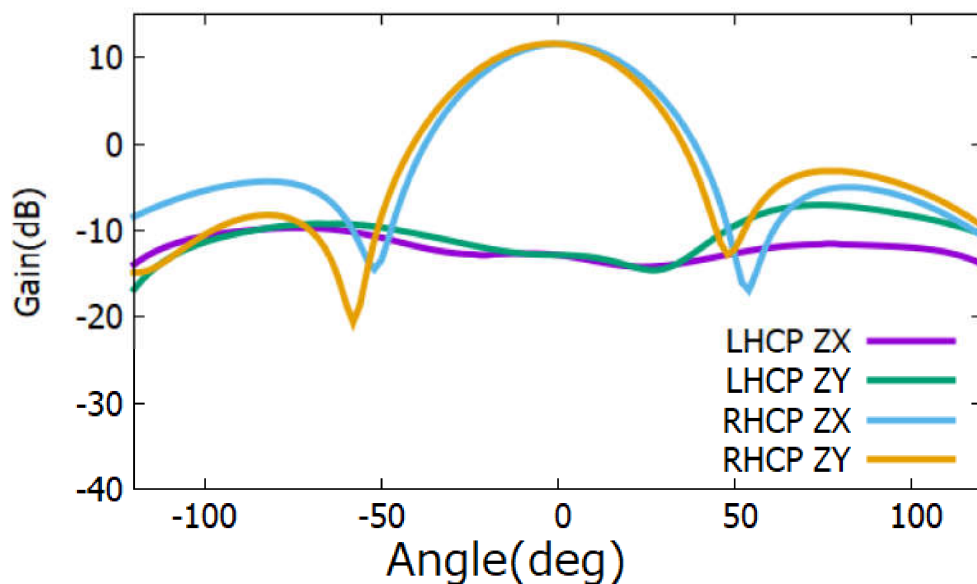


Fig. 5.2: メタマテリアル素子を導入したパッチアレーアンテナのゲイン（右旋偏波）

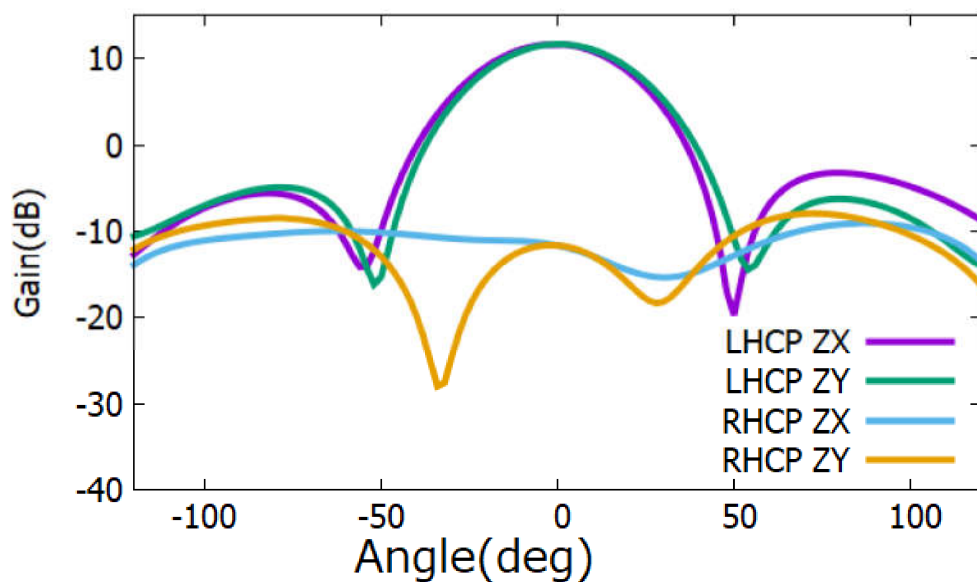


Fig. 5.3: メタマテリアル素子を導入したパッチアレーアンテナのゲイン（左旋偏波）

この時の正面方向での交差偏波識別度は右旋偏波で 23.26dB である。これにより、メタマテリアル素子を導入することで交差偏波識別度が悪くなっていることがわかる。

## 5.2 給電素子を含めたアンテナ

さらに詳しく結果を見るために。メタマテリアル素子があるときとない時を同時にプロットしたグラフを Fig.5.6、Fig.5.7、Fig.5.4、Fig.5.5 に示す。

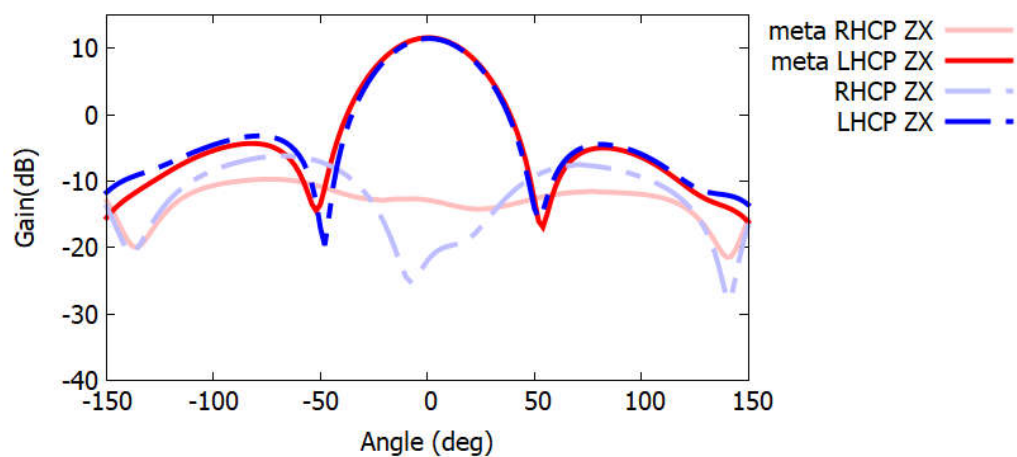


Fig. 5.4: Phi=0 右旋偏波のゲインの比較

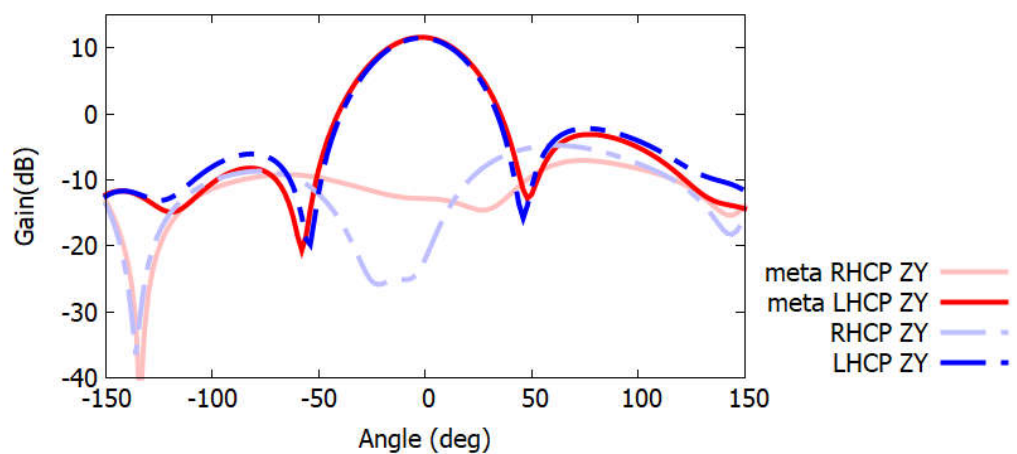


Fig. 5.5: Phi=90 右旋偏波のゲインの比較

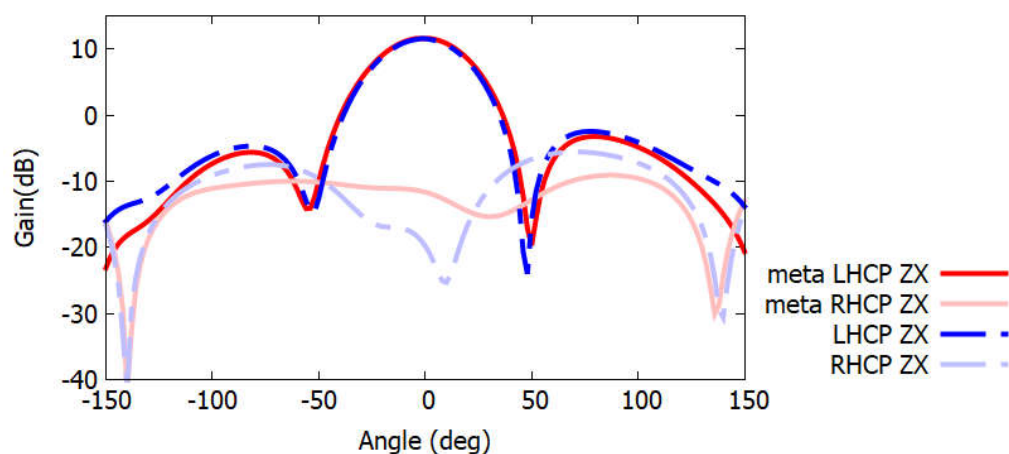


Fig. 5.6: Phi=0 左旋偏波のゲインの比較

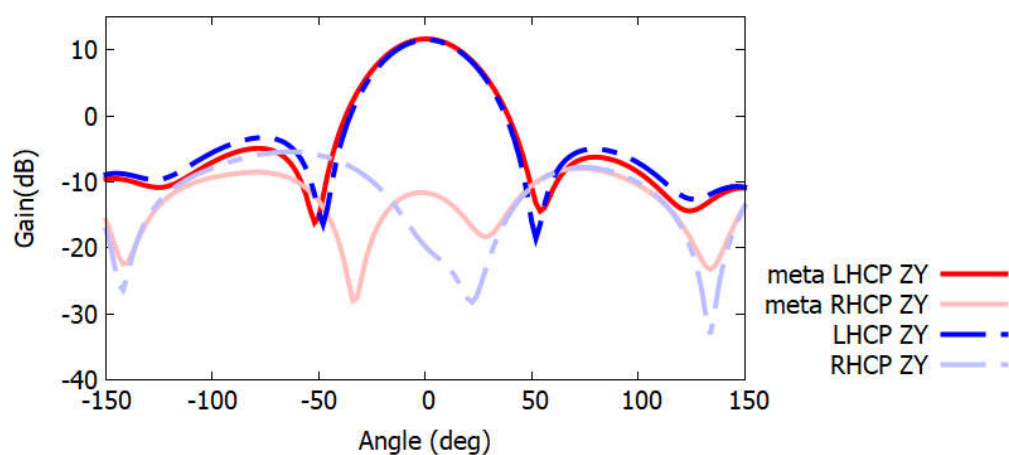


Fig. 5.7: Phi=90 左旋偏波のゲインの比較

この結果から、シーケンシャル配列により下がっていた中心での交差偏波の放射が、大きくなっていることがわかる。また、それぞれの交差偏波の放射の三次元プロットも示す。メタ材料素子がない時の交差偏波の放射を Fig.5.8、Fig.5.9 に示す。

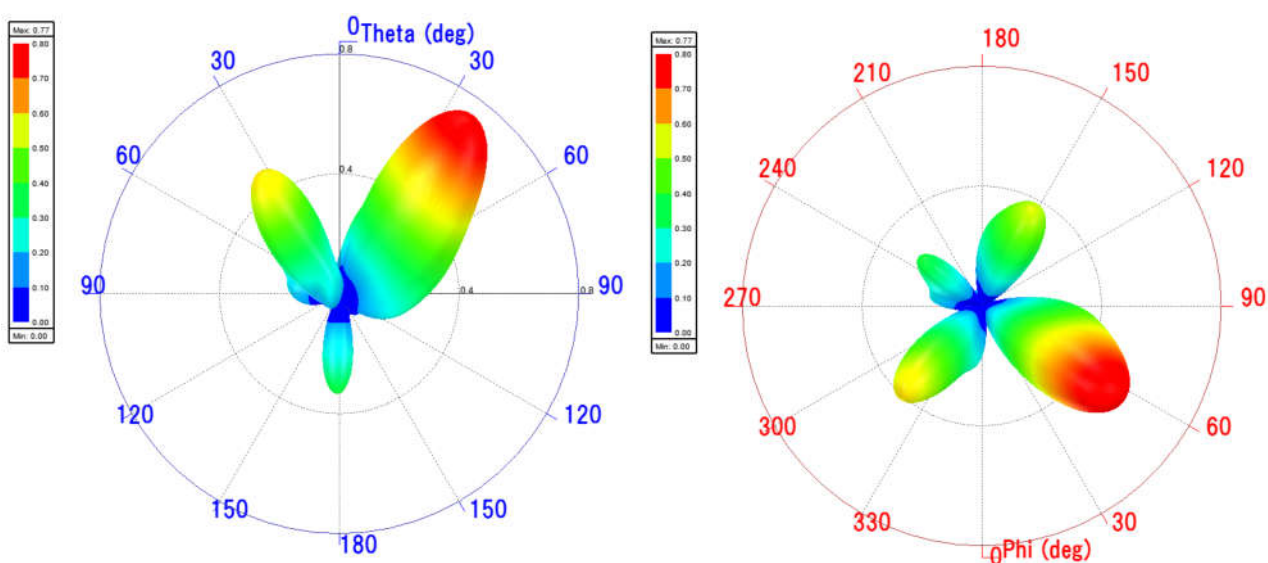


Fig. 5.8: 右旋偏波の交差偏波の放射

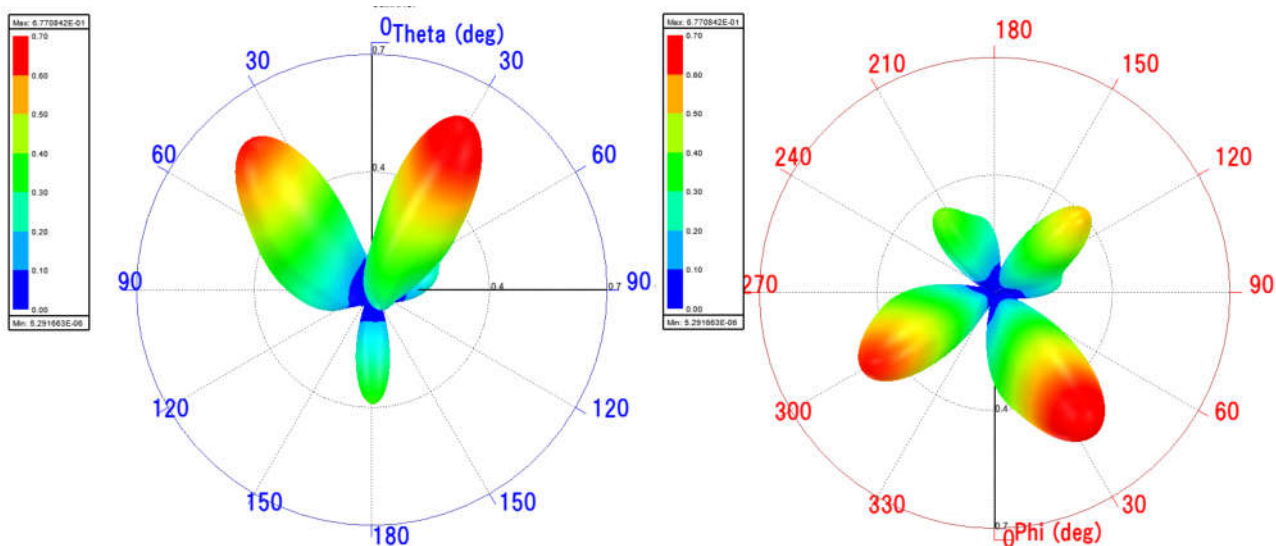


Fig. 5.9: 左旋偏波の交差偏波の放射

この結果から、給電回路を含めた設計では、交差偏波の放射に大きな偏りがあることがわかる。これは、実際のアンテナでは給電の過程で位相や電力に非対称性が生まれ、それが放射素子に伝わる。そのため各放射素子で電流の非対称性にズレが生じたことが原因だと考えられる。次に、メタマテリアル素子がある時の交差偏波の放射を Fig.5.8 と Fig.5.8 に示す。

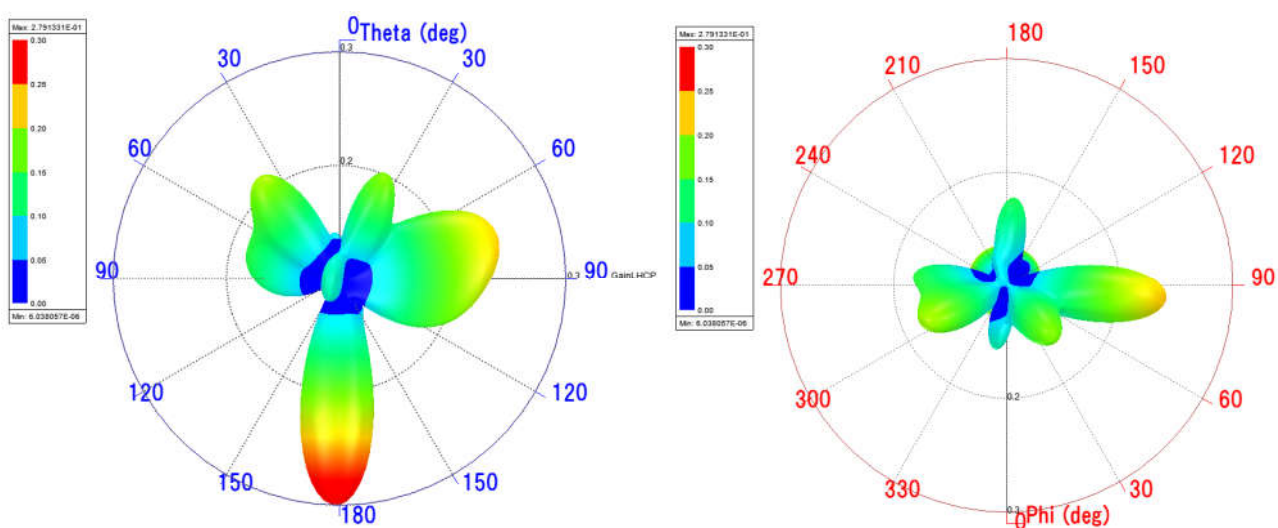


Fig. 5.10: 右旋偏波の交差偏波の放射

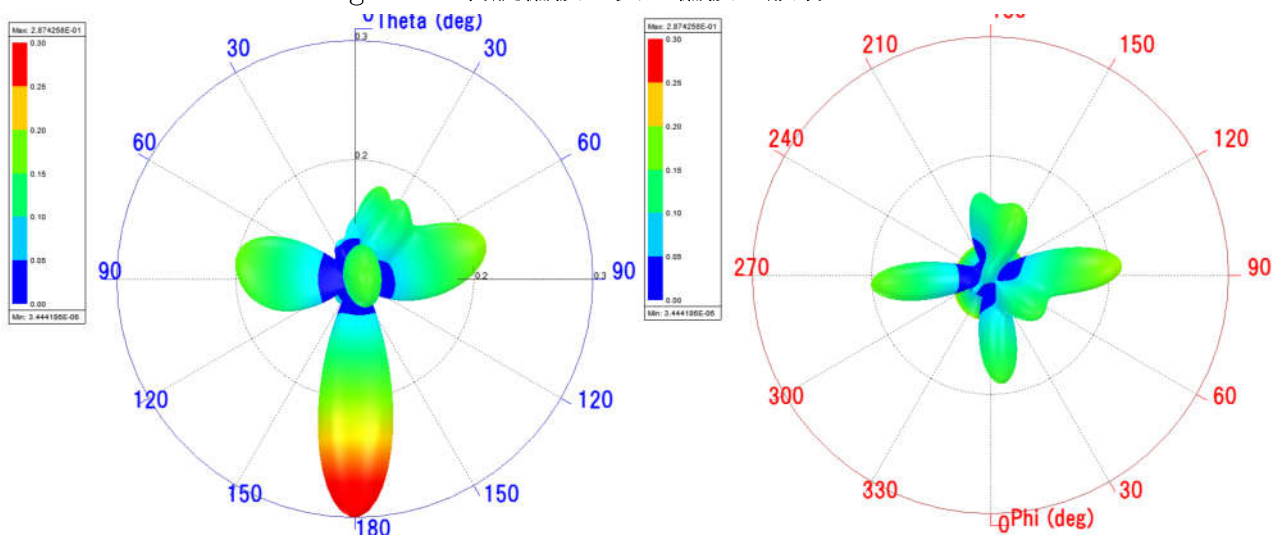


Fig. 5.11: 左旋偏波の交差偏波の放射

この結果から、交差偏波の放射は下がっているが、中心付近で放射が歪んでしまい結果的に中心での交差偏波識別度が悪くなっていることがわかる。実際のアンテナでは各放射素子で電流の非対称性にズレが生じる。それによってメタマテリアル素子を画一的に配置をしても、非対称性を解消することができず、XPDが改善しなかったと考えられる。

## 第6章 結論

### 6.1 まとめ

災害時の使用を想定された SAR 搭載型の人工衛星において、地上に観測データを一度に送りきるための通信速度の達成は重要な課題となる。高い通信速度を達成するための手法として偏波共用を採用するが、衛星では円偏波を使用する必要があり、給電回路が複雑化し交差偏波識別度を改善しづらい。さらに今回使用を想定している、薄くて軽いという特徴を持つマイクロストリップアンテナはホーンアンテナ等に比べ高い交差偏波を達成しづらいという特徴もある。

そこで先行研究で直線偏波教養に対して使用された、メタマテリアル素子を導入することで交差偏波を改善する手法を円偏波アンテナへ応用し、シミュレーションを通してその有効性を検証した。

結果として、メタマテリアル素子を導入することで円偏波共用パッチアンテナの交差偏波識別度は、19.81dB 改善した。また、それにより円偏波共用アンテナに対してもメタマテリアル素子を配置する手法は有効であることがわかった。次に、実際に使用するアンテナを想定し、アンテナを複数配置するアレーアンテナに対してメタマテリアル素子の効果を計算した。その結果、給電回路を含まない簡易的なシミュレーションでは交差偏波は改善した。一方で給電回路を含めた設計では交差偏波識別度は悪化した。メタマテリアル素子は、給電点から素子を置いた辺までのインピーダンスを下げ、電流を強く流す効果があり、それにより伝習が整流されることで交差偏波識別度が改善されると考えられる。しかし、給電までを含めた設計では位相や電力にずれが生じ、それぞれの放射素子で電流の非対称性の現れ方が大きく変化する。そのため、一様にメタマテリアル素子を配置するだけでは交差偏波識別度は改善しなかったと考えられる。

## 6.2 今後の課題

放射素子と給電線路のみの簡易的な状況では、メタマテリアル素子の効果により交差偏波識別度は改善したが、給電回路を含めた設計ではメタマテリアル素子を配置しても交差偏波が改善しなかった。給電回路を含めた設計、あるいは実際のアンテナにメタマテリアル素子を応用するためには、より精度良く設計を行い、給電の非対称性を改善する、あるいはより単純な給電回路を設計するということが考えられる。また、給電回路の設計以外の方法としては、設計されたアンテナの非対称性を調べた上で、それぞれのメタマテリアル素子の配置のさせ方を変化させるという手法も考えられる。



## 参考文献

- [1] 木村 恒一, 藤村 卓史, 小野 清伸, “総合宇宙利用システムの普及を促進する小型 SAR 衛星技術”, NEC 技報, Vol.64, No.1, pp.62-65, 2011
- [2] R. Bird, P. Whittaker, B.Stern, N. Angli, M. Cohen, and R. Guida, “NovaSAR-S: A Low Cost Approach to SAR Applications.”, IEEE Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar(APSAR), pp.84-87, 2013
- [3] H. Vasseur, “Degradation of availability performance in dual-polarized satellite communications systems,” IEEE Trans. Commun., vol. 48, no. 3, pp. 465472, Mar. 2000.
- [4] Tomoki Kaneko, Shigeki Morisawa, Hirobumi Saito, ”Right and left circular polarized wave antenna for small satellite”, 2017 Topical Workshop on Internet of Space.
- [5] M. Nagasaka, S. Nakazawa, S. Tanaka, ”Dual-circularly polarized parabolic reflector antenna with microstrip antenna array for 12-GHz band satellite broadcasting reception”, Antennas and Propagation (ISAP), 2016 International Symposium.
- [6] P.S. Hall, J.S. Dahele, J.R. James, ”Design principles of sequentially fed, wide bandwidth, circularly polarised microstrip antennas”, IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation) Volume 136, Issue 5, October 1989.
- [7] 林承彬, 新井宏之, “左手系同軸構造を用いた  $\lambda/4$  モノポールアンテナ,” 信学技報, P200692,pp.9194,Oct.2006.
- [8] Sadiq K Ahmed, Madhukar Chandra,Hasan Almgotir-Kadhim, ”Cross polarization discrimination enhancement of a dual linear polarization antenna using metamaterials” , Proceedings - 2016 UKSim-AMSS 18th International Conference on Computer Modelling and Simulation, UKSim 2016.
- [9] 羽石 操, 平沢一紘, 鈴木康夫,”小型・平面アンテナ”, 電子情報通信学会, 1996.

## 謝辞

本研究をするにあたって、指導教員である齋藤宏文教授には大変お世話になりました。全く触れたことのないアンテナの分野を勉強するにあたって、一対一での輪講や、論文の解釈に関する指摘をしていただき、自分の考えが深まりました。実際にアンテナを設計する段階でも、それぞれの素子がどのように働くのか、どういう影響を与えているのかということの一つ一つ質問していただく中で、自分の中でわかっていない部分が明らかになり、自分の至らないところを知ることができました。

また実際に研究する段階では諸先輩方、同期に指導を頂いたことも大変ありがとうございました。特に同期である安藤君は、HFSSの使い方やアンテナの基礎まで幅広く教えていただきました。基本的な質問をしても根気よく答えてくれた安藤くんには感謝しかありません。

また、研究の方向性という意味では先輩である深見さんにも助けていただきました。私の興味を持っていることに関する論文や研究を紹介していただき、また通信に関する知識も教えていただきました。

それ以外にも渡辺さん、和田さん、松井くん、生形くん、岩崎くんと研究室のみなさんと一緒に過ごせたことは自分にとって大きな刺激になりました。

本当にありがとうございました。